

**Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique**

**UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA I**

**Institut d'aéronautique et des études spatiales**

**Spécialité : Navigation aérienne**

**Option : CNS/ATM**

**En vue d'obtention du diplôme de master**

**Thème :**

---

**L'amélioration de la furtivité par la  
réduction de la SER**

---

**Présenté par :**

**MESBAH Meriem**

**Promoteur :**

**Mr Boudani Abdelkader**

**Blida 2018-2019**

## **Dédicace**

*Je dédie ce mémoire de fin d'études*

*A*

*Mon très cher père et ma très chère mère  
en témoignage de ma reconnaissance envers le soutien, les  
sacrifices et tous les  
efforts qu'ils ont fait pour mon éducation ainsi que ma  
formation.*

*A*

*Ma chère soeur  
Pour m'aider à tout et que je considère comme ma mère.*

*A*

*tous ceux qui ont une relation de proche ou de loin  
avec la réalisation du présent rapport.*

*M.Meriem*

## REMERCIEMENT

C'est avec un grand plaisir que je réserve ces lignes en signe de reconnaissance à tous ceux qui ont de près ou de loin contribué à rendre ce travail possible. Même si des fois nos expressions nous trahissent et n'expriment pas réellement nos sentiments les plus sincères.

Ma profonde gratitude va en premier, à Allah le tout puissant, le miséricordieux de m'avoir donné la force et la patience d'arriver à mettre ce travail à terme.

Puis; je voudrais remercier mon encadreur Mr Boudani  
Abdelkader ;

pour son aide et pour la confiance qu'il a mise en moi, qu'il trouve ici toute ma gratitude et surtout ma parfaite considération de l'intérêt qu'il portait à ce travail depuis sa proposition de ce sujet.

Je remercie très sincèrement, les membres de jury d'avoir bien voulu accepter de faire partie de la commission d'examination.

A toute personne qui a participé de près ou de loin pour l'accomplissement de ce modeste travail.

Merci....

M.Meriem

# Table des matières

Dédicace .....	I
Remerciement .....	II
Table des matières .....	III
Liste des tableaux .....	VI
Liste des figures .....	VII
Abréviations et Acronymes .....	IX
Nomenclature .....	X
Résumé.....	XII
Abstract.....	XII
<b>Introduction générale.....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : Généralités sur les radars</b>	
I.1 Historique.....	3
I.2 Définition.....	4
I.3 Classification des systèmes radar.....	5
I.3.1 Radars imageurs / Radars non imageurs.....	5
I.3.2 Radars primaires.....	5
I.3.3 Radars à impulsions.....	6
I.3.4 Radars à onde continue.....	7
I.3.5 Radars secondaires .....	8
I.4 Principe de fonctionnement.....	8
I.4.1 Calcul de la distance.....	9
I.4.2 Calcul de la direction.....	10
I.5 Les composantes d'un radar.....	11
I.5.1 Le transmetteur.....	12
I.5.2 Le duplexeur .....	12
I.5.3 L'Antenne .....	12
I.5.4 Le Récepteur .....	13
I.5.5 Un étage de traitement de signal .....	13
I.6 Modèles statistiques des cibles.....	14
I.6.1 Les modèle de fluctuation.....	14
I.6.1.1 Swerling I (SWI).....	15
I.6.1.2 Swerling II (SWII).....	16

I.6.1.3 Swerling III (SWIII).....	16
I.6.1.4 Swerling IV(SWIV).....	17
I.7 Les fréquences radar.....	18
I.8 Les applications radar .....	19
I.9 L'équation radar.....	20
I.10 Conclusion.....	23
<b>Chapitre II : La surface équivalente de radar</b>	
II.1 Introduction.....	24
II.2 Définitions et notations.....	24
II.3 Régions de fréquence.....	27
II.4 zones de rayonnement.....	29
II.4.1 Zone d'induction .....	29
II.4.2 Zone de champ proche (zone de Fresnel) .....	29
II.4.3 Zone de champ lointain (zone de Fraunhofer) .....	29
2.4 Polarisation.....	30
II.5 Calcul de surface équivalente radar.....	31
II.5.1 Optique physique (OP).....	31
II.5.2 OP modifiée pour champ proche.....	39
II.5.3 Théorie physique de la diffraction (TPD) .....	43
II.5.4 Calcul de la SER le long d'une trajectoire .....	46
II.6 Conclusion.....	47
<b>Chapitre III : Réduction de la SER (la furtivité)</b>	
III.1 Introduction.....	48
III.2 Les cibles furtives.....	48
III.2.1 Définitions de la furtivité.....	48
III.2.2 L'avion furtif .....	49
III.2.2 Le bateau furtif.....	49
III.3 Les différentes techniques de la réduction de la SER.....	50
III.4 Obtention de la furtivité par la forme des véhicules.....	50
III.4.1 Ondes progressives.....	53
III.5 Solutions pour rendre une cible discrète par la géométrie des formes.....	57
III.5.1 Facettisation des formes.....	56
III.5.2 Formes adoucies contribuant à la réduction de la SER .....	61
III.5.3 Traitement des entrées d'air moteur .....	62

III.5.4 Exemple de traitement des discontinuités sur la voilure.....	64
III.6 Matériaux RAM .....	64
III.6.1 Matériaux RAM passifs .....	64
III.6.2 Principe de conception.....	65
III.6.3 Ecrans Absorbants .....	67
III.7 Discrétion radar avec des systèmes actifs.....	67
III.7.1 Comment parvenir à rendre discrète une cible dans le cas d'une Illumination par un radar multistatique ou BF?.....	67
III.8 Conclusion.....	68
<b>Chapitre IV : Simulations et discussion des résultats</b>	
IV.1 Introduction.....	70
IV.2 Echo radar d'un objet.....	70
IV.3 Traitement absorbant ou actif.....	71
IV.4 Géométrie de l'objet.....	72
IV.5 L'optique géométrique et ses limites.....	73
IV.6 Matériaux RAM passifs.....	74
IV.6.1 Conception des cibles.....	75
IV.7 Conclusion.....	79

## Liste des tableaux

Tableau I.1 : Les bandes de fréquence radar et leurs applications.....19

## Liste des Figures

Fig I.1 : Classification des systèmes RADAR .....	5
Fig I.2 : Radar de surveillance d'aéroport.....	6
Fig I.3 : Les signaux des radars à ondes continues : (a) Ondes continues (CW), (b) FMCW, (c) IFMCW et (d) Modulation de phase codée en binaire (CW).....	7
Fig I.4: Principe de l'émission du radar.....	9
Fig I.5: Génération d'écho.....	10
Fig I.6 : Calcul de la direction.....	11
Fig I.7 : les composantes de radar.....	11
Fig I.8 : Modèle de fluctuation Swerling I.....	16
Fig I.9 : Modèle de fluctuation Swerling II.....	16
Fig I.10 : Modèle de fluctuation Swerling III.....	17
Fig I.11 : Modèle de fluctuation de Swerling IV.....	17
Fig I.12 : Les applications Radar.....	20
Fig II.1 : Définition de la SER.....	26
Fig II.2 Système de coordonnées sphériques.....	27
Fig II.3 Surface équivalente radar d'une sphère en fonction de sa circonférence .....	28
Fig II.4 Trois zones de champs autour d'une cible ou d'une antenne.....	29
Fig II.5 Polarisation de l'onde incidente dans le système de coordonnées de la cible.....	31
Fig II.6 : Approximation d'une cible dans le champ lointain.....	33
Fig II.7 : Géométrie d'une facette en position arbitraire.....	36
Fig II.8 : Calcul de la SER avec l'optique physique.....	38
Fig II.9 : Distance point source et point d'observation.....	39
Fig II.10 : Distance point source et point d'observation.....	40
Fig II.11 : Calcul de la SER avec l'optique physique ajustée pour le champ proche.....	42
Fig II.12 : Définition des paramètres pour le calcul du champ produit par une arête.....	44
Fig II.13 : Calcul de la SER avec la théorie physique de la diffraction.....	45
Fig II.14 : géométrie de simulation de SER sur une trajectoire.....	46
Fig III.1 : Avion furtif B-2.....	49
Fig III.2 : Sea Shadow.....	50
Fig III.3 : Rayonnement par dispersion.....	51
Fig III.4 : dispersion par des structures coniques, arêtes vives, structures angulaire.....	52
Fig III.5 : Influence de l'angle d'incidence sur l'énergie réfléchiée par une cible.....	52



Fig III.6 : Influence d'un dièdre sur la SER.....	53
Fig III.7 : Génération d'ondes progressives.....	54
Fig III.8 : Génération d'ondes progressives en retour.....	54
Fig III.9 : Influence de l'orientation et de la rotation d'un plan simple sur la SER.....	55
Fig III.10 : Influence des angles d'incidence sur l'énergie réfléchie par un trièdre.....	56
Fig III.11 : Influence d'une grille placée devant un trièdre triangulaire.....	56
Fig III.12 : Concept de facettisation appliquée au F117.....	58
Fig III.13 : Plan de formes de la frégate LAFAYETTE.....	59
Fig III.14 : Concepts de limitation de la SER par la géométrie des formes sur les frégates LAFAYETTE.....	60
Fig III.15 : Eléments contributeurs à la réduction de la SER du SR 71.....	61
Fig III.16 : Profils du B2 présentant une SER réduite.....	62
Fig III.17 : Forte SER des entrées d'air moteur du HARRIER.....	63
Fig III.18 : Réduction de la SER par la géométrie des entrées d'air moteur.....	63
Fig III.19 : Traitement des discontinuités des volets et becs de bords d'attaques.....	64
Fig IV.1 Réflexion et transmission d'une onde à l'interface de deux milieux.....	66
Fig IV.2 : Principe des écrans de SALISBURY.....	66
Fig IV.1 Mesure par simulation de l'écho radar d'un objet.....	70
Fig IV.2 Diminution de l'écho radar d'un objet par un traitement actif.....	71
Fig IV.3 Diminution de l'écho d'un objet en jouant sur sa forme.....	72
Fig IV.4 : Trajets de rayons lumineux sur un objet carré et triangulaire.....	73
Fig IV.4 Cible 1 sur le 3-D Modeler.....	75
Fig IV.5 Cible 2 sur le 3-D Modeler.....	75
Fig IV.6 Transmission des deux cibles.....	76
Fig IV.7 Absorption des deux cibles.....	76
Fig IV.8 Cibles furtives de réseau (8×8).....	77
Fig IV.9 : Transmission de la cible furtive de réseau (8×8).....	77
Fig IV.10 : Absorption de la cible furtive de réseau (8×8).....	78
Fig IV.11 : Perméabilité de la cible de réseau (8×8).....	78

## Abréviations et Acronymes

RADAR	Radio Détection And Ranging
SER	Surface équivalente radar(RCS)
CW	Radar à onde continue
FMCW	Les radars à onde continue modulée en fréquence
PSR	Radar primaire de surveillance
SNR	Rapport signal sur bruit
SW	Swerling
OP	Optique physique
TPD	Théorie physique de la diffraction
RAM	Les matériaux absorbants les ondes émises par le radar
TE	Mode transverse électrique
TM	Mode transverse magnétique

## Nomenclature

$D$	La distance antenne- cible
$C$	La vitesse de lumière
$\Delta T$	Temps correspondant à un aller-retour de l'onde entre le radar et la cible
$T_R$	Période de répétition des impulsions.
$\tau$	Durée de l'impulsion.
$\sigma$	La surface équivalente de la cible ( <i>RCS</i> )
$\bar{\sigma}$	La valeur moyenne de <i>RCS</i>
$P_t$	la puissance d'émetteur
$S_{\text{omni}}$	Densité de puissance- omnidirectionnel
$S_{\text{directive}}$	Densité de puissance directive
$P_{\text{réfléchié}}$	Puissance réfléchié
$P_s$	Puissance émise
$R_1$	Distance antenne – cible
$R_2$	Distance cible - antenne
$\Lambda$	Longueur d'onde
$G$	Gain d'antenne
$S_e$	Densité de puissance au niveau du radar
$P_e$	Puissance globale reçue par l'antenne
$A_e$	Surface apparente de l'antenne
$k_a$	Facteur de bruit
$S_t$	Énergie rétrodiffusée par la cible
$S_r$	Énergie reçue par la cible à la distance R
$E_i$	Le champ électromagnétique incident
$E_s$	Le champ électromagnétique diffusé
$P_t$	puissance de transmetteur en watts
$G_t$	gain de l'antenne émettrice
$L_t$	perte de système de transmission
$L_r$	perte de système de réception
$L_{mt}$	perte de média de propagation
$L_{mr}$	perte de média de propagation
$R_r$	distance entre la cible et l'antenne réceptrice

$G_r$	gain de l'antenne réceptrice
$\lambda_0$	longueur d'onde dans espace libre
$L_p$	perte due à l'effet de polarisation
$J_s$	est la densité de courant de surface
$H_r$	est le champ magnétique tangentiel total sur la surface
$\hat{n}$	est un vecteur unitaire normal à la surface
$\mu$	est la perméabilité du milieu
$N$	est le nombre de côtés au polygone
$K$	est le nombre d'onde
$R$	la distance du point d'observation
$Z_0$	est l'impédance intrinsèque du vide
$I_e$	est le courant électrique à une position
$I_m$	est le courant magnétique à une position

## ملخص

الكشف عن الإشارة هو إجراء يمكن تنفيذه في تطبيقات مختلفة مثل الرادار ، السونار وأنظمة الاتصالات. يُقصد بمصطلح RADAR الكشف عن بعد وتوطين كائن (هدف) من إشارة (الصدى) المرتدة عن بعد بواسطة نظام الرادار. اليوم ، تغطي الرادارات مجموعة واسعة من التخصصات في مختلف المجالات مثل الطيران ، الجيش ، البحرية ، الأرصاد الجوية ، حركة المرور ، إلخ. اليوم ، وللاحتياجات العسكرية ، يتم تطبيق تقنية جديدة تسمى الشبح. الهدف الرئيسي من هذه الطريقة هو جعل الترس غير قابل للكشف بواسطة الرادار. في هذا السياق ، فإن الغرض من هذا العمل هو تحليل أساليب التخفي.

## Résumé

La détection du signal est une procédure qui peut être implémentée dans diverses applications telles que les radars, les sonars et les systèmes de communications. Le terme RADAR signifie la détection et localisation à distance d'un objet (cible) à partir du signal rétrodiffusé (écho) par le système radar. Aujourd'hui, les radars recouvrent un large éventail de disciplines dans des domaines variés tels que l'aéronautique, militaire, la marine, la météorologie, la circulation automobile..., etc.

Aujourd'hui, et pour des besoins militaire, une nouvelle technique est mise en œuvre par qui s'appelle la furtivité. L'objectif principal de cette méthode est de rendre les engins indétectables par le radar. Dans ce contexte, le but de ce travail est l'analyse des méthodes de la furtivité.

## Abstract

Signal detection is a procedure that can be implemented in various applications such as radar, sonar and communications systems. The term RADAR means the remote detection and localization of an object (target) from the backscattered (echo) signal by the radar system. Today, radars cover a wide range of disciplines in various fields such as aeronautics, military, navy, meteorology, traffic, etc.

Today, and for military needs, a new technique is implemented by which is called stealth. The main objective of this method is to make the gear undetectable by the radar. In this context, the purpose of this work is the analysis of the methods of stealth.

## I.1 HISTORIQUE

Le concept de radar (*Radio Detection and Ranging*) trouve ses origines au début du *XXe* siècle. En 1904, Ch. Hulsmeyer développe et dépose un brevet pour un premier système permettant la détection de bateau pour aider la navigation maritime. Bien que ce système reste très limité, il constitue la 1<sup>ère</sup> forme de radar. Le 20 juillet 1934, les français déposent un premier brevet (no. 788.795) d'un détecteur radar opérationnel dont le prototype fut embarqué sur le cargo Oregon à peine six mois après. Cependant ce n'est qu'en 1935, après les travaux et le brevet de R. Watson-Watt que le radar se fait réellement connaître. Le dispositif établi par Watson-Watt est alors d'ores et déjà constitué des principaux éléments encore utilisés dans les systèmes radar actuels.

Durant la *2nde* guerre mondiale, le système développé par Watson est reconsidéré et modifié pour en améliorer les capacités et performances. L'État-major de la Royal Air Force britannique saisit immédiatement l'importance d'un tel système de détection pour la protection du territoire et fit ainsi construire la Chain Home : un ensemble de soixante installations radar sur l'ensemble des côtes britanniques.

L'attaque de Pearl Harbor pour laquelle l'assaut ennemi fut mis en évidence par les premiers radars de veille aérienne alors que l'armée américaine déclina l'information. Ceci démontra une fois encore l'importance et les potentiels du radar pour la sécurité des nations. C'est donc durant la *2nde* guerre mondiale que la crédibilité accordée au système radar est réellement obtenue. Et c'est durant cette période que furent développées les techniques radar encore d'actualité aujourd'hui que ce soit les radars aériens ou encore de visualisation des cibles mobiles (VCM) communément appelés MTI (Moving Target Indicator).

Après-guerre, les radars continuent leurs évolutions et dans les années 1950 apparaît le concept de radar à synthèse d'ouverture (SAR) marquant une nette avancée par rapport à la notion initialement définie par Hulsmeyer.

Les radars font leur apparition dans les années 1960 et le radar devient alors un domaine de recherche très actif. Les progrès théoriques en traitement numérique du signal des années 1970 et après marquent une nouvelle ère pour le radar notamment sur les aspects traitements adaptatifs. C'est ainsi que les systèmes radar modernes actuels voient le jour. Récemment le concept de radar à plusieurs antennes d'émission, inspiré du domaine des télécommunications, émerge et ouvre ainsi de nouvelles perspectives de recherches pour le radar [1].

## I.2 DEFINITIONS

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

Le sigle RADAR signifie : Radio pour électromagnétique.

Détection And Ranging pour localisation.

- **Radio** : les radars fonctionnent à des fréquences comprises entre 3 MHz (ondes de surface ou par rétrodiffusion ionosphérique) 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. Des paramètres discriminants sont déterminés pour séparer signaux utiles et parasites.

- **And**: simultanément.

- **Ranging** : localisation des cibles en quatre dimensions, Site, Gisement, Distance, Vitesse radiale.

Le radar est donc un instrument d'alerte (détection) et de mesure (localisation). Dans cette Deuxième fonction, deux caractéristiques sont essentielles :

- Précision, incertitude sur la valeur exacte de chaque paramètre de localisation.

- Pouvoir séparateur, ou résolution: possibilité de distinguer et de localiser séparément plusieurs cibles.

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

- Le volume surveillé (dans les quatre dimensions).

- La cadence à laquelle cette surveillance doit être renouvelée [2].

### ❖ **Cible :**

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

On fait la distinction entre une cible est l'objet qu'on veut détecter et le << clutter>> que représente les objets non désirées (réflexion de la mer, de la terre, pluie, oiseaux, météorites.....) qui interceptent aussi l'énergie et la renvoient [2].

## **I.3 CLASSIFICATIONS DES SYSTEMES RADAR**

En fonction des informations qu'ils doivent fournir, les équipements radars utilisent des qualités et des technologies différentes. Ceci se traduit par une première classification des systèmes radars [3].

### I.3.1 Radars imageurs / Radars non imageurs

Un radar imageur permet de présenter une image de l'objet (ou de la zone) Observé. Les radars imageurs sont utilisées pour cartographier la terre, les autres planètes, les astéroïdes, etc. Ils offrent aux systèmes militaires une capacité de classification des cibles.

Des exemples typiques de radar non imageur sont les cinémomètres radars (les petits, sur le bord de la route..) et les radios altimètres. Ce type de radar est également appelé diffusomètres puisqu'il mesure les propriétés de réflexion de la région ou de l'objet observé.

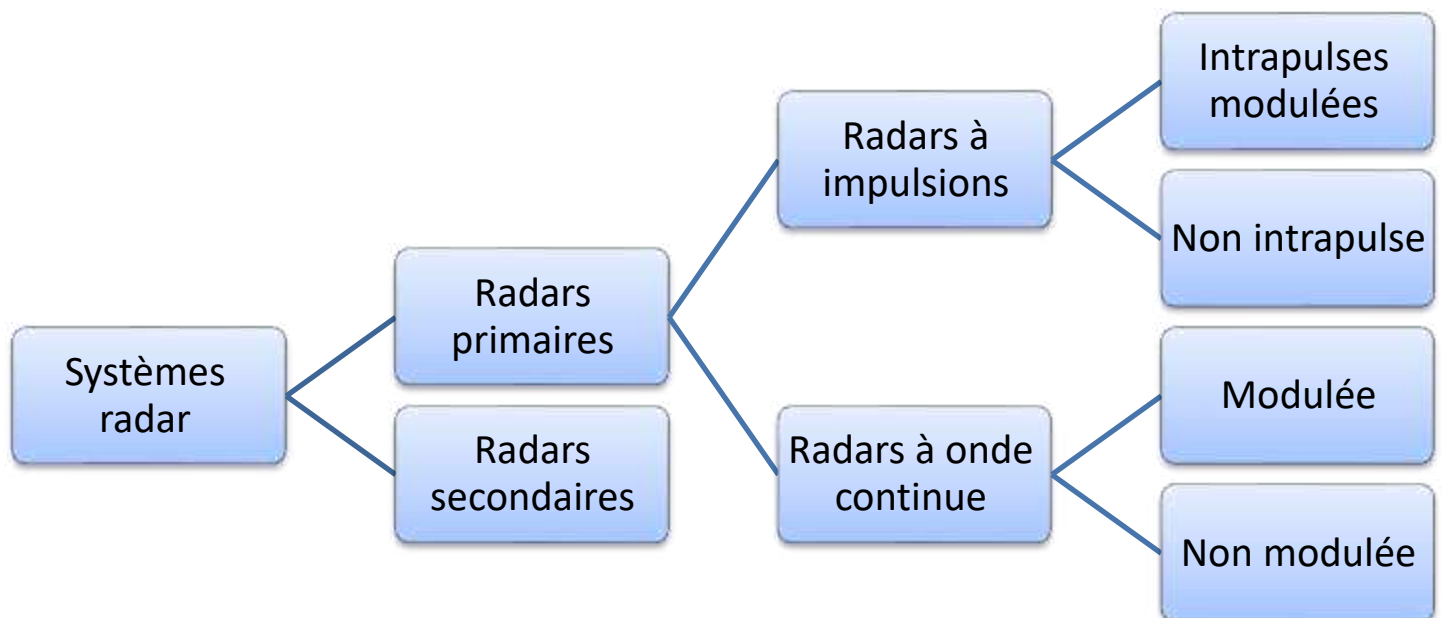


Fig I.1 : Classification des systèmes radar

### I.3.2 Radars primaires

Un radar primaire (primary surveillance radar ou PSR en anglais) émet des impulsions hyperfréquences à l'aide d'une antenne, les impulsions sont partiellement réfléchies par l'objet volant et reviennent à l'antenne. Un récepteur mesure le temps entre l'émission et le retour des impulsions. Cette durée et la direction de l'impulsion permettant de calculer la position de l'objet volant.

Il existe aujourd'hui des radars primaires avec déterminations de la position en deux dimensions (2D) (distance et azimut) ou en trois dimensions (3D) (distance, azimut, altitude).

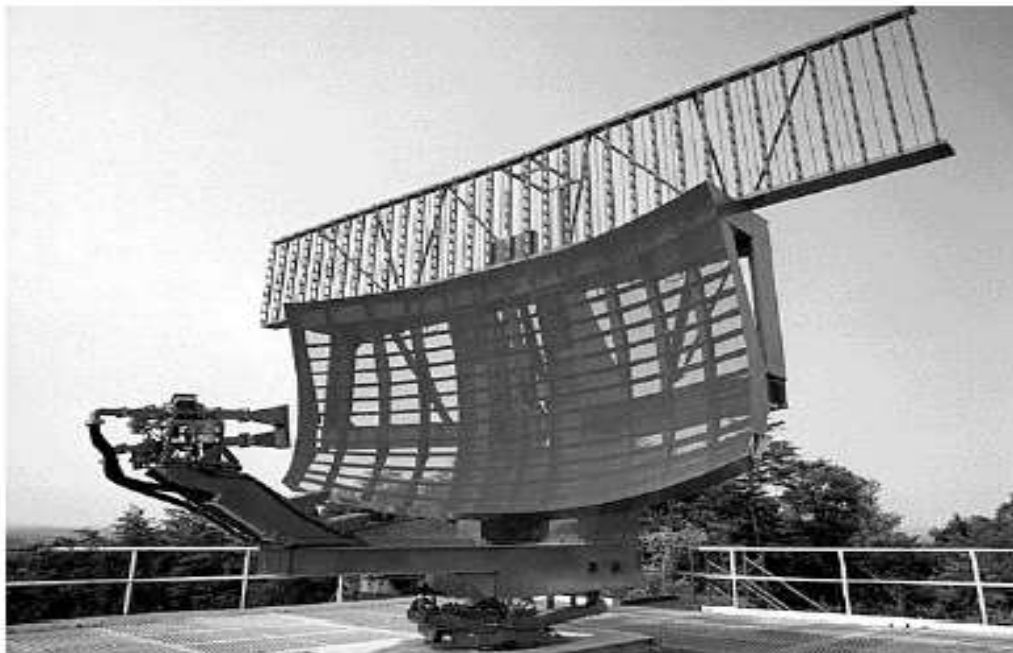


Les radars primaires permettant de détecter et de suivre dans l'espace aérien surveillé tous les objets qui réfléchissent suffisamment les ondes radars (y compris les phénomènes météorologiques, les vols d'oiseaux, les échos de sol, etc....).

### **I.3.3 Radars à impulsions**

Les radars à impulsions émettent des impulsions de signal hyperfréquence à forte puissance, puis il attend l'écho du signal transmis pendant un certain temps avant qu'elle ne transmette une nouvelle impulsion.

Radars à impulsions est généralement utilisé lorsque cela est nécessaire pour détecter des cibles au sein d'un certain volume de l'espace et de déterminer la distance et le relèvement et dans certains cas, la vitesse de chaque cible. Le système de radar pulsé nécessitent généralement l'émission de grandes puissances et peut-être très complexe et coûteuse.



**Fig I.2 : Radar de surveillance d'aéroport**

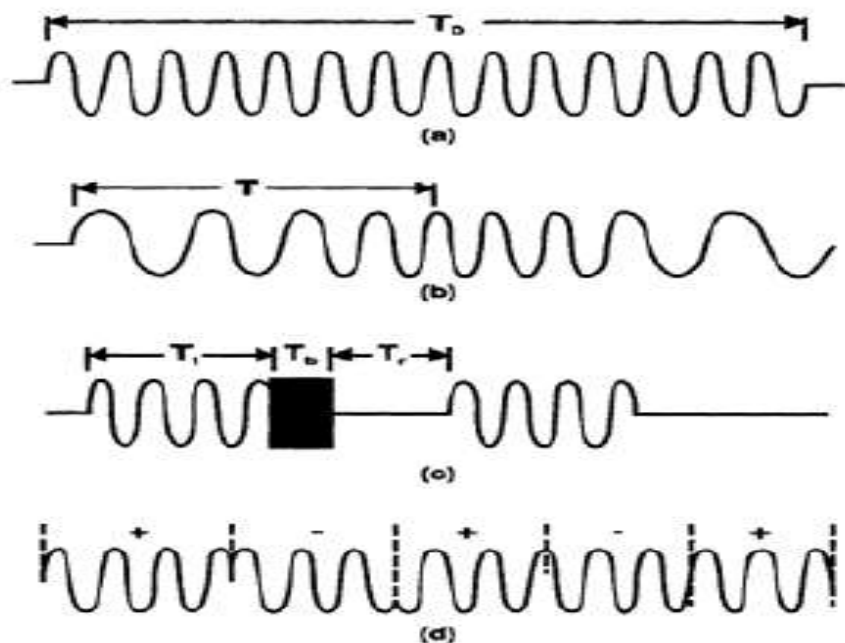
### **I.3.4 Radars à onde continue**

Un radar à onde continue (CW) ou à ondes entretenues est un type de radar caractérisé par l'émission d'ondes en continu, modulées en fréquence ou non.

Les radars à ondes entretenues émettent sans interruption un signal hyperfréquence. L'écho est donc reçu et traité continuellement. Pour empêcher l'énergie émise d'entrer directement dans le récepteur et de contaminer celle revenant de la cible.

Les radars à ondes continues, comme leur nom l'indique, émettent des ondes électromagnétiques en permanence. Il y a plusieurs types de radar à ondes continues, le plus simple étant le radar à ondes continues (CW) non-modulées. Sachant que l'émetteur transmet en même temps que les réflexions arrivent, ce radar n'est capable que de visualiser les cibles mobiles (MTI).

Les versions modulées de ces radars comprennent : le radar à ondes continues modulées en fréquence (FMCW), le radar à ondes continues et interrompues modulées en fréquence (IFMCW) et le radar à ondes continues modulées en phase. Les signaux des différents types de radar à ondes continues sont illustrés à la Figure I.3. Ces radars déterminent la distance de la cible en mesurant la différence de fréquence ou de phase entre les signaux émis et reçus.



**Fig I.3 : Les signaux des radars à ondes continues : (a) Ondes continues (CW), (b) FMCW, (c) IFMCW et (d) Modulation de phase codée en binaire (CW) [3]**

### I.3.5 Radars secondaires

Le radar secondaire fonctionne selon un principe différent : la cible qu'il éclaire génère (de façon active) les signaux de réponse. Le radar secondaire transmet des impulsions hyperfréquences (appelées interrogations). Celles –ci n'ont pas pour but d'être réfléchies, la cible étant équipée d'un transpondeur qui les reçoit et les traite. Ensuite le transpondeur met en forme et émet un message de réponse qui peut être reçu et décodé par notre radar secondaire. Dans le cas des radars secondaires, la coopération nécessaire de la cible (utilisation d'un transpondeur) permet une très forte réduction de la puissance émise (par rapport à un radar primaire offrant une portée de détection identique).

## **I.4 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT**

Le principe du radar consiste à émettre une onde électromagnétique dans une direction donnée et à détecter en retour l'onde réfléchi par un obstacle à l'intérieur de son volume de couverture [4,5]. Le but principal du radar est bien, de révéler la présence des objets (cibles) qui ne peuvent pas être observés visuellement, en plus d'informations additionnelles comprenant; la distance par une mesure exacte du temps écoulé entre la transmission et la réception du signal en retour et la direction par l'utilisation de modes d'antennes directives.

Dans les premières séries de radars, deux antennes étaient utilisées pour comparer l'intensité de l'énergie réfléchi avec celle émise et ainsi déterminé la direction de l'écho. La classification de cibles, également être effectuée, par l'analyse des échos et leurs variations dans le temps.

Un système radar est composé généralement d'un ensemble de sous-systèmes, représentant ainsi ses constituants majeurs, dans le but de contrôler ses capacités opérationnelles. Les principaux sous-systèmes radars sont, l'antenne, l'émetteur, le récepteur et le traitement de signal. Le récepteur prépare les échos radar pour le traitement du signal par amplification et conversion de fréquence, l'extraction des informations de cible est effectuée par le bloc de traitement du signal. Ce dernier peut être intégré avec le récepteur, mais il est usuellement considéré comme un sous-système séparé et spécialement lorsqu'il est implanté D'une façon numérique [4,5].



**Fig I.4: Principe de l'émission du radar [5]**

#### **I.4.1 Calcul de la distance**

La mesure de la distance à un objet est faite d'une façon à émettre une courte impulsion de signal radio, et de mesurer le temps d'aller-retour de l'onde émise. La distance est la moitié du temps de retour de l'onde (car le signal doit aller à la cible puis revenir) multipliée par la vitesse du signal (qui est proche de la vitesse de la lumière dans le vide si le milieu traversé est l'atmosphère) [6].

$$D = \frac{c \cdot \Delta T}{2} \quad (\text{I.1})$$

D: la distance antenne- cible[m].

C: la vitesse de lumière ( $3 \times 10^8$  m/s).

Le signal reçu aura la même forme que le signal émis mais il sera très faible et Toujours accompagné d'un bruit de fond provenant :

- Soit du bruit atmosphérique, qu'on ne peut réduire à zéro.
- Soit du bruit propre du récepteur, qu'on ne peut réduire à zéro.
- Soit même d'un brouillage du par exemple a un ennemi non coopérant (ou à un ami maladroit).

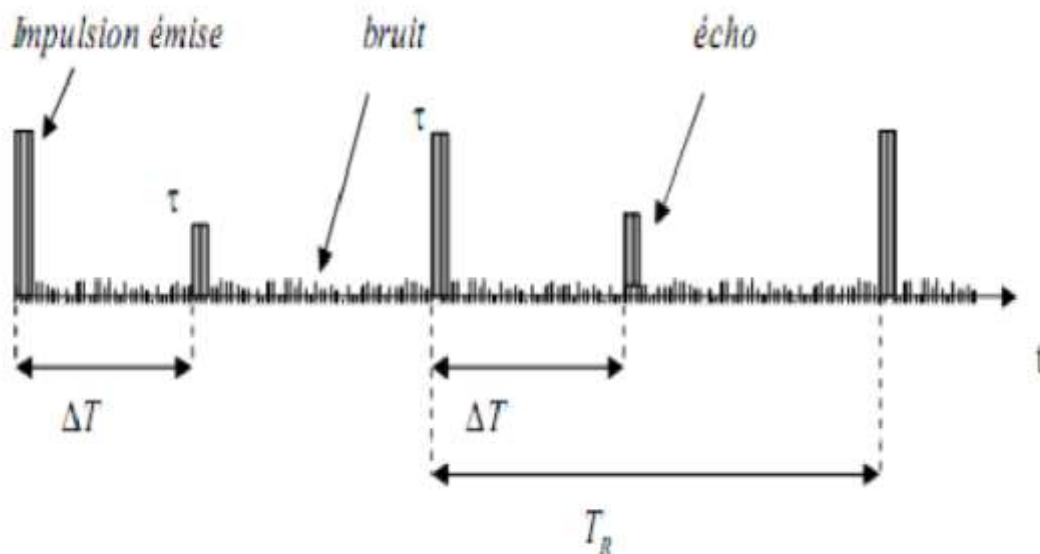


Figure I.5: Génération d'écho [5]

$T_R$ : Période de répétition des impulsions.

$\tau$  : Durée de l'impulsion.

$\Delta T$ : Temps correspondant à un aller-retour de l'onde entre le radar et la cible.

#### I.4.2 Calcul de la direction

La façon qui permet de connaître la direction d'une cible est basée sur un calcul d'angle entre la direction du nord et celle de la cible (azimut). La directivité (gain directif) est la capacité de l'antenne à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction particulière. Une antenne à forte directivité est appelée "antenne directive". En déterminant la direction dans laquelle est pointée l'antenne à l'instant où elle reçoit un écho, on peut déterminer non seulement l'azimut mais aussi le site de la cible (donc son altitude). La précision de la mesure de ces angles dépend de la directivité de l'antenne. Pour une fréquence émise donnée (ou une longueur d'onde définie), la directivité d'une l'antenne est fonction de ses dimensions propres [5].

Les radars émettent normalement de très hautes fréquences pour les raisons suivantes:

- Propagation quasi rectiligne de ces ondes.
- Haute résolution (plus la longueur d'onde est courte, plus le radar est capable de Détecter un petit objet).

- Encombrement réduit de l'antenne (plus on augmente la fréquence du signal rayonné, plus la directivité est grande pour une antenne de taille donnée).

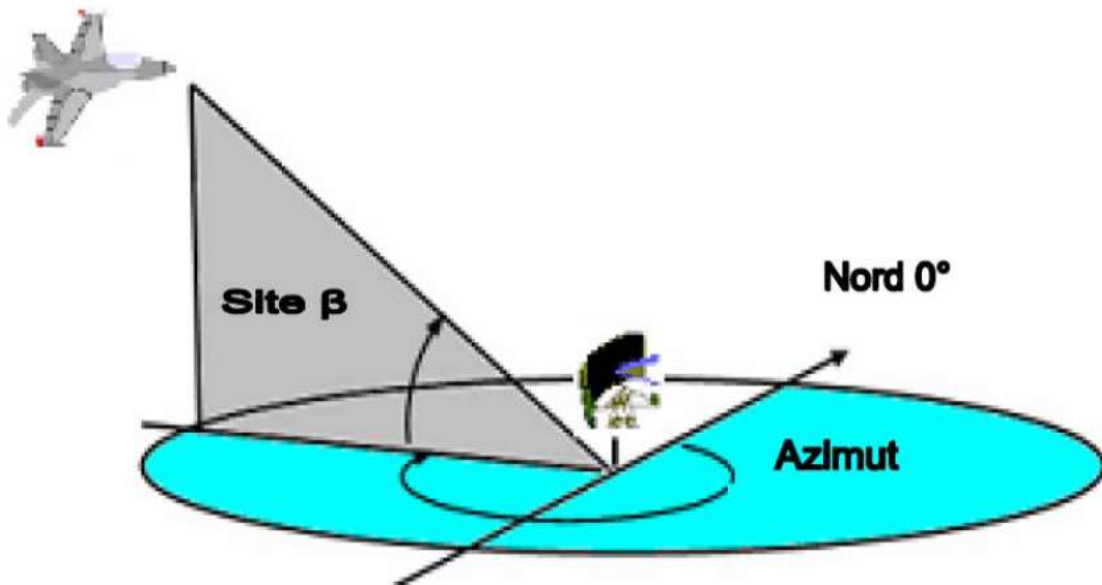


Fig I.6 : Calcul de la direction [5]

L'azimut d'une cible détectée par un radar est l'angle entre la direction du nord et celle de la ligne directe antenne cible comme il est indiqué sur la figure I.6. Cet angle se mesure dans le plan horizontal, dans le sens des aiguilles d'une montre, et à partir du nord.

## I.5 LES COMPOSANTES RADAR

Le schéma ci-dessous I.7 illustre les différentes composantes d'un radar [5].

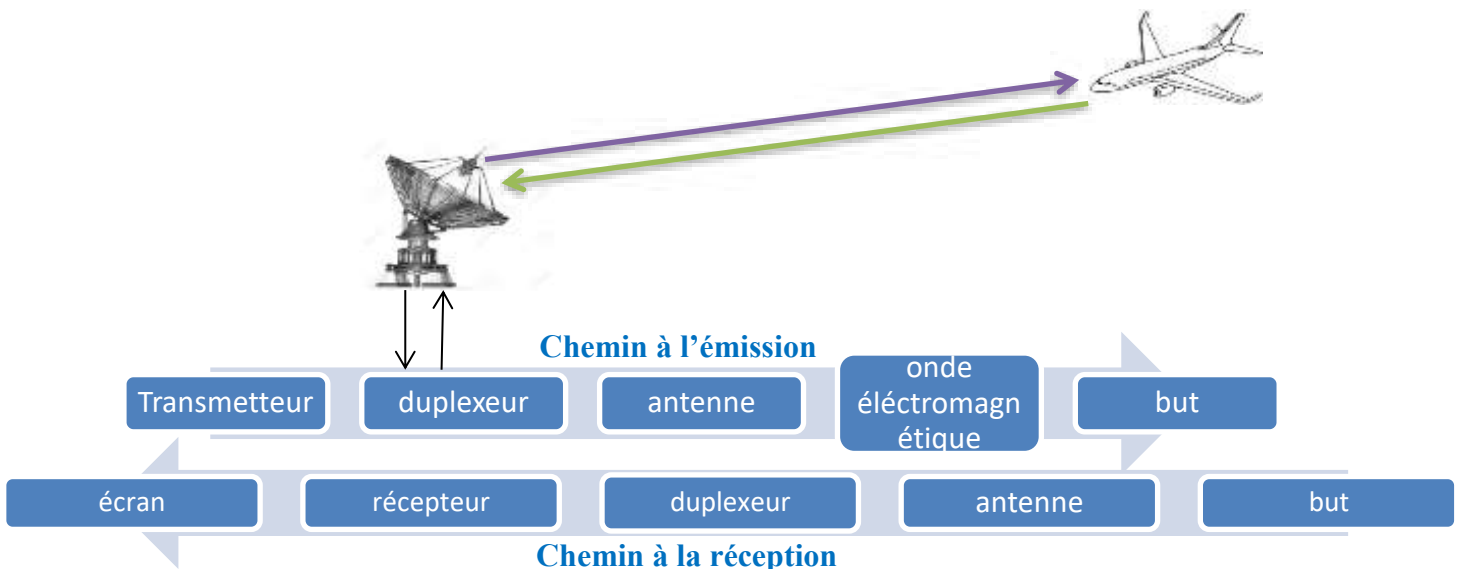


Fig I.7 : les composantes de radar [5]

### I.5.1 Le transmetteur

Le transmetteur (L'émetteur), site du radar, est un appareil électronique qui génère une impulsion électromagnétique de la gamme des ondes radio qui sera envoyée à l'antenne pour diffusion. Il comprend un oscillateur permanent, un amplificateur et un modulateur.

- **L'oscillateur permanent:** basé sur la technologie des tubes à cavité résonnante, il peut être un klystron qui a une fréquence très stable, un magnétron dont la fréquence varie dans le temps, ou d'autres types d'oscillateurs à état solide.

- **Le modulateur (générateur d'impulsions):** constitue la partie active de l'émetteur. C'est un circuit électronique qui permet de fractionner l'onde continue produite par l'oscillateur en impulsions. Il permet de stocker l'énergie pendant les périodes séparant deux émissions successives et de la restituer pendant le temps très bref de l'émission radar. Un radar émet de 500 à 3000 impulsions par seconde et chaque impulsion a une durée  $\tau=0,1$  à  $0,5\mu s$ . L'opérateur peut varier le rythme et la durée des impulsions, en fonction de la zone à couvrir. Des impulsions plus courtes produisent une image plus nette mais demande un rythme d'émission plus rapide.

### I.5.2 Le duplexeur

Un commutateur électronique, dirige l'onde vers l'antenne lors de l'émission ou le signal de retour depuis l'antenne vers le récepteur lors de la réception quand on utilise un radar mono statique. Il permet donc d'utiliser la même antenne pour les deux fonctions [5]. 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.

### I.5.3 L'Antenne

C'est l'élément le plus visible du radar. Son rôle est de concentrer l'énergie émise par le radar dans un angle solide déterminé. Le meilleur rendement d'une antenne radar est obtenu en la fixant à une hauteur de 3 à 6 mètres au-dessus du niveau de la mer, à l'endroit le plus dégagé possible. Placée plus haut, l'antenne devient sensible aux mouvements de roulis et de tangage. Placée trop bas, ses radiations sont dangereuses pour les personnes qui s'en approchent.

L'antenne radar est dessinée de façon à concentrer l'énergie des impulsions émises en un faisceau horizontal étroit. Pour repérer les cibles, l'antenne émet sur le plan horizontal, un rayon très étroit (2 à 4°). Plus l'antenne est large, plus le faisceau est étroit. Sur le plan

vertical, le rayon de balayage se situe entre 20 et 40°, et son centre est dirigé vers l'horizon de façon à tenir compte du roulis et du tangage sans perdre les cibles de vue. Les antennes radar doivent avoir une directivité élevée. La directivité d'une antenne caractérise la manière dont celle-ci concentre son rayonnement dans une certaine direction de l'espace pour envoyer un faisceau étroit étant donné que la largeur du faisceau est proportionnelle à la longueur d'onde du rayonnement et inversement proportionnelle à la largeur de l'antenne. Si le faisceau est trop grand, il y a gaspillage d'énergie.

L'antenne peut être double afin de permettre indépendamment les fonctions d'émission et de réception.

#### **I.5.4 Le Récepteur**

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

Le récepteur idéal doit :

- Amplifier les signaux reçus sans y ajouter de bruit de fond ou Distorsion.
- Optimiser la probabilité de détection de signaux grâce à une bande passante adaptée.
- Avoir une large plage d'intensités qu'il peut traiter sans Saturation.
- Rejeter les signaux d'interférence pour optimiser l'extraction de l'information.

#### **I.5.5 Un étage 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, programmé selon un logiciel de sondage. Les données obtenues sont alors affichées aux utilisateurs.



## I.6 MODELES STATISTIQUES DES CIBLES

Une cible se comporte donc comme une antenne de forme complexe. Elle intercepte une part de l'énergie dans laquelle elle baigne en absorbe une certaine quantité et réfléchit le reste dans toutes les directions (de façon omnidirectionnelles).

La cible doit se situer au-dessus de l'horizon radar et doit pouvoir renvoyer un écho suffisamment puissant. La puissance d'un écho renvoyé par une cible dépend grandement de la largeur de celle-ci et de sa hauteur au-dessus de l'horizon radar. Ces facteurs ne sont cependant pas suffisants. En effet, une petite cible très réfléchissante peut fort bien renvoyer un écho supérieur à celui d'une cible plus importante mais dont le pouvoir de réflexion est faible.

Dans la théorie de la décision statistique, une cible peut être caractérisée par un signal écho dont l'amplitude ou le SER est inconnu et non fluctuant, aléatoire et suivant une loi Rayleigh ou alors aléatoire [5,7].

### I.6.1 Les modèles de fluctuations

Le terme fluctuation, dans les systèmes radar, appliqué aux échos radar décrit les changements de la surface équivalente radar (SER) des cibles complexes et les effets d'irrégularités dans l'indice réfractif atmosphérique (fluctuations de l'angle d'arrivée).

En premier lieu, ces variations apparaissent en des changements de l'aspect de la cible vis-à-vis du radar et il en résultent des variations dans les échos radar additionné à ceux causés par les conditions météorologiques, l'instabilité des équipements et autres.

Pour représenter clairement ces fluctuations, les propriétés de la fonction densité de probabilité et de la corrélation en fonction du temps doivent être connues pour une cible et une trajectoire particulière. Dans le cas idéal, ces caractéristiques doivent être mesurées pour une cible, mais ceci est souvent impraticable.

Il existe deux façons d'obtenir des informations sur les propriétés statistiques des fluctuations de la SER; La première est d'obtenir les données expérimentales du comportement des cibles dans différentes situations dynamiques et la seconde est d'introduire quelques modèles analytiques théoriques qui peuvent décrire ce comportement d'une manière satisfaisante.

Deux types de fluctuations sont considérés : Cible lentement fluctuante ou fluctuante d'un balayage à un autre (scan to scan target) et cible rapidement fluctuante ou fluctuante d'une impulsion à une autre (pulse to pulse target) [8].

- **Cible lentement fluctuante:** L'écho de cible ne change pas pendant l'émission des  $n_p$  impulsions. (Par conséquent, les échantillons reçus sont les mêmes pour toutes les impulsions; il s'agit d'une seule réalisation d'une même variable aléatoire.

- **Cible rapidement fluctuante:** L'écho change de valeur d'une impulsion à l'autre. Donc les échantillons reçus sont des réalisations différentes de la même variable aléatoire.

Généralement, les modèles de *Swerling* sont les modèles les plus utilisés pour représenter les fluctuations des cibles. *Swerling* observé et classifié les cibles selon les fluctuations en cinq modèles statistiques appelés *Swerling 0* ou *V* (modèle non-fluctuant), *Swerling I, II, III* et *IV* (modèles fluctuants).

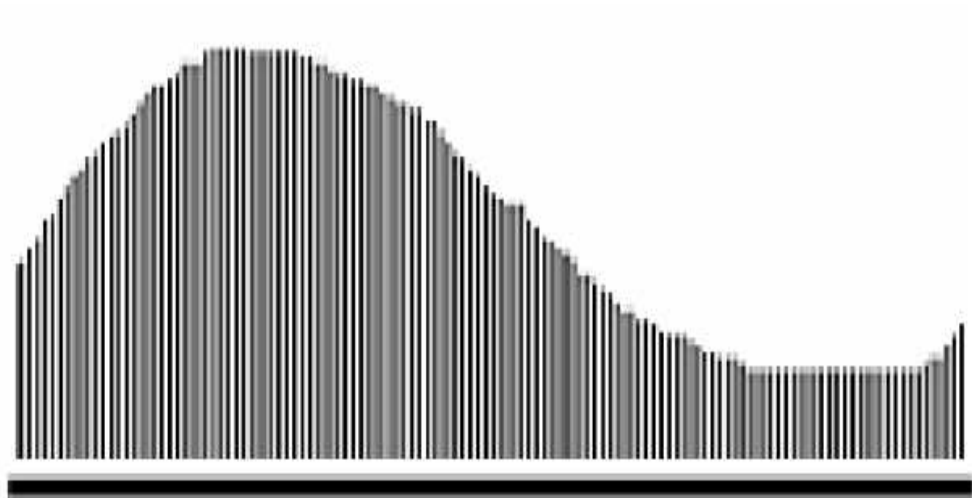
### I.6.1.1 Swerling I (SWI)

Dans ce cas, la puissance du signal retournée par impulsion sur n'importe quel scan est supposée être constante, mais ces échos d'impulsions sont indépendantes (non-corrélés) d'un scan à un autre. Le signal retourné pour ce modèle est une simple variable aléatoire indépendante, de distribution Rayleigh donnée par [6] :

$$p(\sigma) = \frac{1}{\bar{\sigma}} e^{-\frac{\sigma}{\bar{\sigma}}} \quad \sigma \geq 0 \quad (I.2)$$

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

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



**Fig I.8 : Modèle de fluctuation Swerling I [8]**

### I.6.1.2 Swerling II (SWII)

Ici, les fluctuations sont plus rapides que dans le cas 1, et sont supposées être indépendantes d'une impulsion à une autre, où la fonction de densité de probabilité suit la même loi de l'équation (I. 2).

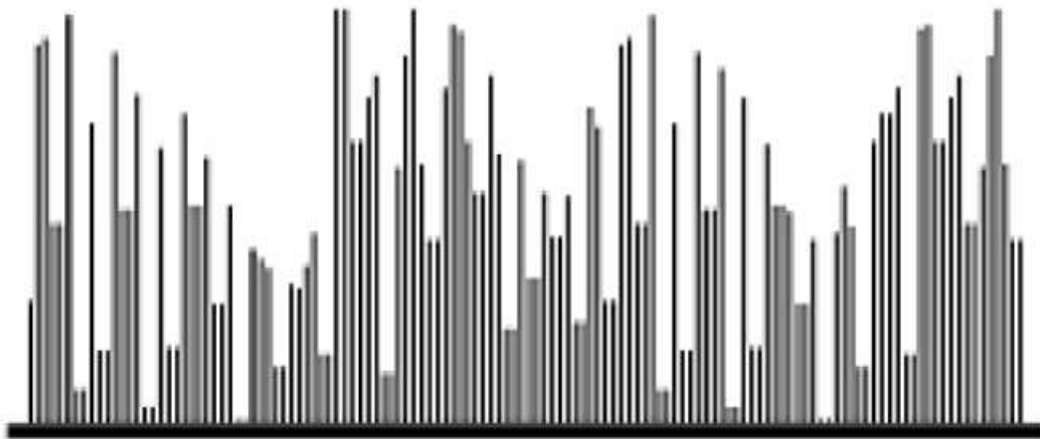


Fig I.9 : Modèle de fluctuation Swerling II [8]

### I.6.1.3 Swerling III (SWIII)

Les fluctuations sont indépendantes d'un scan à un scan comme pour le premier cas, mais la fonction de densité de probabilité est donnée par :

$$p(\sigma) = \frac{4\sigma}{\bar{\sigma}^2} e^{-\frac{2\sigma}{\bar{\sigma}}} \quad (I.3)$$



**Fig I.10 : Modèle de fluctuation Swerling III [8]**

#### **I.6.1.4 Swerling IV(SWIV)**

Comme pour le second cas, les fluctuations ici sont (pulse to pulse) et les cibles possèdent des fluctuations rapides avec des amplitudes indépendantes d'une impulsion à une autre.

La fonction densité de probabilité pour la cible suit la même loi que celle donnée par l'équation (I. 3).



**Figure I.11 : Modèle de fluctuation de Swerling IV.**

Dans le cas 1 et 2 on suppose que les cibles se composent de plusieurs réflecteurs élémentaires indépendants. En théorie, ce nombre tend vers l'infinie. Ce modèle est utilisé pour représenter les fluctuations des échos d'avions et la réflexion sur la plupart des terrains.

Par contre les densités de probabilité des cas 3 et 4 sont utilisées pour modéliser des cibles composées d'un réflecteur dominant constant et des petits réflecteurs indépendants à cette situation.

Les cibles non fluctuées sont présentées pour le cas *Swerling Vou Swerling 0*. Dans ce type de cibles, l'amplitude du signal reçu est supposée inconnue, il n'y a aucune fluctuation d'amplitude [9].

## **I.7 LES FREQUENCES RADAR**

Un radar peut être considéré comme n'importe quel instrument qui localise un objet par la diffusion de l'énergie électromagnétique et la mesure de l'écho et ce, quel que soit la fréquence.

Les radars peuvent avoir une fréquence allant de quelques mégahertz jusqu'à plusieurs Téra hertz.

Pendant la deuxième guerre mondiale, et pour garder les secrets militaires, les lettres P, L, S, C,X et K ont été assignées à différentes plages de fréquence. À titre d'exemple, le radar de surveillance d'aéroport ASR-9 a été développé dans la bande S avec une largeur de bande de 200MHz. Le radar PILOT de la surveillance maritime avec la technologie des ondes continues modulées en fréquence a été développé dans la bande X avec une largeur de bande de 400 MHz [10].

**Tableau I.1 : Les bandes de fréquence radar et leurs applications [10]**

<b>Bande</b>	<b>Plage de fréquence</b>	<b>Applications principales</b>
<b>HF</b>	<b>3-30 MHZ</b>	<b>Radar trans-horizon</b>
<b>VHF</b>	<b>30-300 MHZ</b>	<b>Détection de longue distance</b>
<b>UHF</b>	<b>300-1000 MHZ</b>	<b>Surveillance de longue distance</b>
<b>L</b>	<b>1000-2000 MHZ</b>	<b>Surveillance de longue distance</b>
<b>S</b>	<b>2000-4000 MHZ</b>	<b>Surveillance, Météorologie, Contrôle du trafic aérien</b>
<b>C</b>	<b>4000-8000MHZ</b>	<b>Contrôle du feu</b>
<b>X</b>	<b>8-12 GHZ</b>	<b>Contrôle du feu, Missile air-air, Marine, Météorologie</b>
<b>Ku</b>	<b>12-18 GHZ</b>	<b>Contrôle du feu de courte distance, Télédétection (RS), Guidage d'arme.</b>

<b>K</b>	<b>18-27 GHZ</b>	<b>Téledétection (RS), Guidage d'arme</b>
<b>Ka</b>	<b>27-40 GHZ</b>	<b>Téledétection (RS), Guidage d'arme</b>
<b>V</b>	<b>40-75 GHZ</b>	<b>Téledétection (RS), Guidage d'arme</b>
<b>W</b>	<b>75-110 GHZ</b>	<b>Téledétection (RS), Guidage d'arme</b>
<b>mm</b>	<b>110-300 GHZ</b>	<b>Mesure des profils atmosphériques</b>

## **I.8 LES APPLICATIONS RADAR**

Les principaux domaines d'application du radar sont la surveillance et le contrôle que ce soit dans un contexte civil ou militaire. On utilise, par exemple, le radar pour le contrôle aérien, maritime et routier. Le radar est également utilisé en météorologie et astronautique pour l'observation de la Terre et de sa biomasse.

La figure I.12 recense en grande partie les applications radar actuelles. Pour les applications strictement militaires, on retrouve, par exemple, les radars de défense aérienne qui détectent et suivent les aéronefs ou missiles représentant un danger ainsi que les radars de contre batterie servant à déterminer le point de départ d'un tir d'artillerie adverse. Pour les applications utilisées dans les deux contextes, il y a naturellement les radars de contrôle aérien et routier mais également les radars météo. Il y a, d'autre part, les radars subsurface, tels que les radars à détection d'objets souterrains et à travers les murs, utilisés pour le déminage de terrains et la détection en milieu urbain.

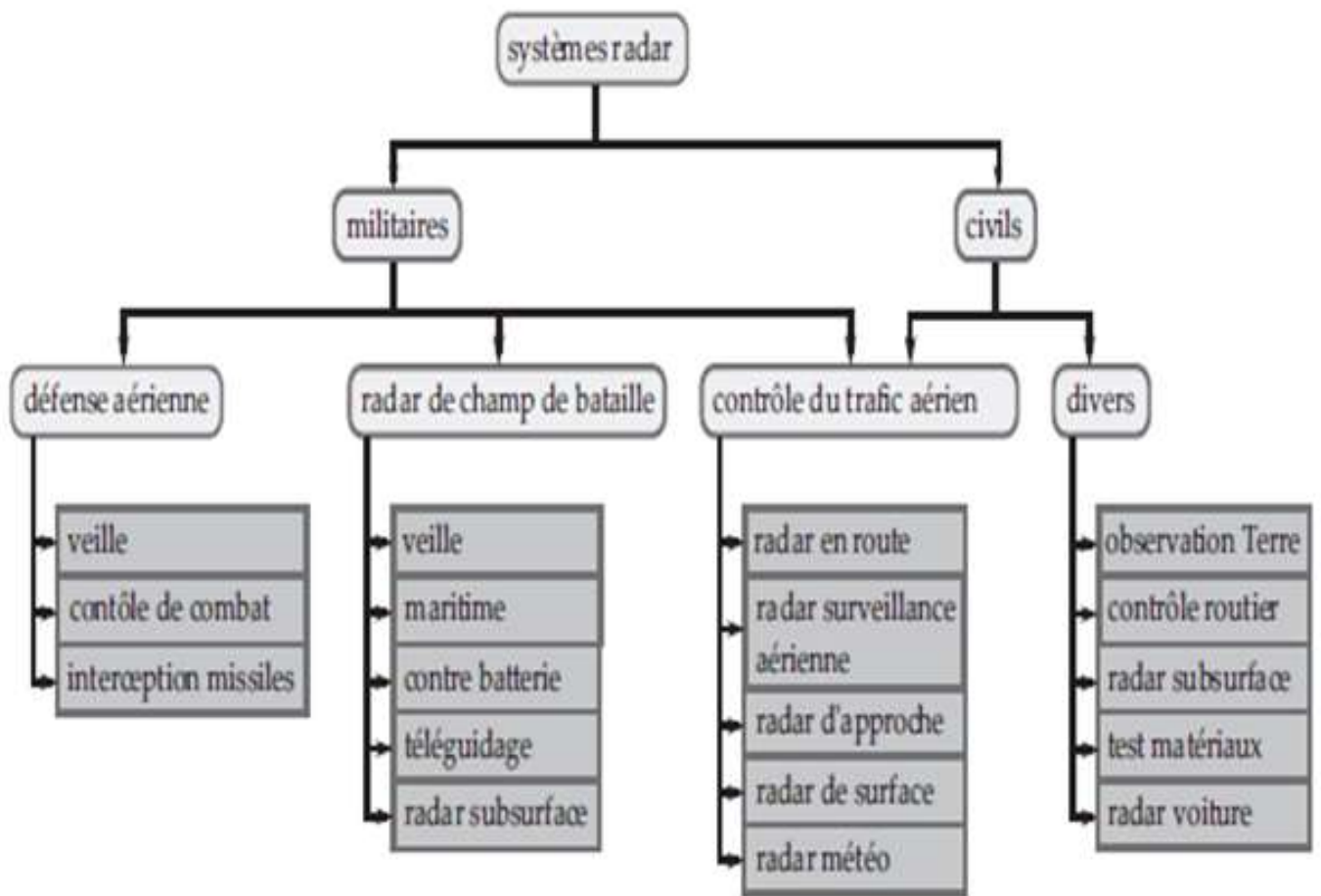


Fig I.12 : Les applications Radar

## I.9 L'ÉQUATION DU RADAR

Nous allons calculer la puissance reçue du radar en considérant la topologie plus générale du radar bi-statique. Il est facile par la suite de considérer  $G_t=G_r=G$ ,  $r_t=r_r=r$  et de déduire directement l'équation du radar mono-statique. Pour la puissance d'émetteur  $P_t$ , une antenne omnidirectionnelle et une cible à la distance  $r_t$  du radar, la densité de la puissance au point de positionnement de la cible est :

$$S_{\text{omni}} = \frac{P_t}{4\pi r_t^2} \quad (\text{I.4})$$

L'équation (I.4) est valable pour une antenne isotrope. Rappelons qu'une antenne isotrope nécessite un point source et n'est pas réalisable matériellement. En revanche, une antenne omnidirectionnelle qui émet sur un plan de manière uniforme est facile à fabriquer.

Un dipôle en est un exemple et possède un diagramme de rayonnement uniforme sur le plan d'azimut lors qu'il est posé verticalement. Son gain est de  $1.64=2.15$  dB. En cas d'émission avec une antenne directive de gain  $G_t$ , la densité de la puissance sera

$$S_{directive} = \frac{P_t G_t(\varphi_t, \theta_t)}{4\pi r_t^2} \quad (I.5)$$

Il est à noter que le diagramme de rayonnement de l'antenne dépend des angles  $\theta$  et  $\varphi$ . Pour différencier les antennes d'émission et de réception, ces angles seront indexés par  $r$  et  $t$ . La cible est confrontée aux champs électromagnétiques et réfléchit une partie de l'énergie vers le radar, proportionnellement à sa surface équivalente radar  $\sigma$ . Ce paramètre est une caractéristique de la cible et s'exprime en  $m^2$ . Nous allons donner plus de détail sur la surface équivalente radar. Tel que nous l'avons mentionné précédemment, la SER d'une cible dépend de l'angle de vue du radar. Dans le cas du radar bi-statique, les angles de cible par rapport à l'émetteur et le récepteur sont  $\theta_t, \varphi_t, \theta_r, \varphi_r$ . La puissance réfléchiée par la cible envers les équipements du radar peut-être écrit :

$$P_{refl\acute{e}chie} = \frac{P_t G_t(\varphi_t, \theta_t)}{4\pi r_t^2} \sigma(\varphi_t, \theta_t, \varphi_r, \theta_r) \quad (I.6)$$

Par conséquent, la densité de la puissance réfléchiée au point de positionnement de l'antenne réceptrice est :

$$S_r = \frac{P_t G_t(\varphi_t, \theta_t)}{4\pi r_t^2} \sigma(\varphi_t, \theta_t, \varphi_r, \theta_r) \frac{r}{4\pi r_r^2} \quad (I.7)$$

L'antenne réceptrice du radar ayant une surface efficace  $A_e$ , la puissance reçue est :

$$P_r = \frac{P_t G_t(\varphi_t, \theta_t)}{4\pi r_t^2} \sigma(\varphi_t, \theta_t, \varphi_r, \theta_r) \frac{r}{4\pi r_r^2} A_e \quad (I.8)$$

Selon la théorie des antennes [11], la surface efficace de l'antenne et son gain sont liés selon :

$$G_r = \frac{4\pi A_r}{\lambda^2} \quad (I.9)$$

La puissance reçue peut être réécrite

$$P_r = \frac{P_t G_t(\varphi_t, \theta_t)}{4\pi r_t^2} \sigma(\varphi_t, \theta_t, \varphi_r, \theta_r) \frac{1}{4\pi r_r^2} \frac{G_r(\varphi_r, \theta_r) \lambda^2}{4\pi} \quad (I.10)$$



Dans une forme plus générique, la puissance reçue est :

$$P_r = \frac{P_t G_t(\varphi_t, \theta_t)}{L_t} \frac{1}{4\pi r_t^2 L_{mt}} \sigma(\varphi_t, \theta_t, \varphi_r, \theta_r) \frac{1}{4\pi r_t^2 L_{mr}} \frac{G_r(\varphi_r, \theta_r) \lambda_0^2}{4\pi L_r} \frac{1}{L_p} \quad (\text{I.11})$$

Les paramètres de cette équation peuvent être décrits comme suivant :

$P_t$  = puissance de transmetteur en watts

$G_t$  = gain de l'antenne émettrice

$L_t$  = perte de système de transmission

$L_r$  = perte de système de réception

$r_t$  = distance entre la cible et l'antenne émettrice

$\sigma$  = surface équivalente radar de la cible

$L_{mt}$  = perte de média de propagation

$L_{mr}$  = perte de média de propagation

$r_r$  = distance entre la cible et l'antenne réceptrice

$G_r$  = gain de l'antenne réceptrice

$\lambda_0$  = longueur d'onde dans espace libre

$L_p$  = perte due à l'effet de polarisation

La couverture maximale du radar  $R_{max}$  est la distance au-delà de laquelle la cible ne peut être détectée. Si la puissance reçue est inférieure à la puissance minimum détectable par l'équipement de récepteur, la cible sera noyée dans le bruit. Pour un radar mono-statique et à l'aide de (I.11), on peut écrire [12] :

$$R_{max} = \left[ \frac{P_t G^2 \lambda_0^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{min}} \right]^{1/4} \quad (\text{I.12})$$

L'équation (I.12) est connue sous le nom de « l'équation du radar ». Elle décrit la relation entre les différents paramètres du radar et sa portée. Par exemple, elle démontre qu'il faut multiplier par 16 la puissance d'émetteur du radar pour seulement doubler sa portée. Par ailleurs, l'utilisation d'une antenne plus directive en augmentant son gain de 6 dB donne le même résultat.

## **I.10 CONCLUSION**

Le premier chapitre concerne les généralités sur les systèmes radar, tel que l'histoire et la définition de radar avec le principe de fonctionnement et différentes parties des radars primaires et secondaires, dans ce chapitre on donne quelques définitions et la classification de différents types de radar avec leur utilisation , puis nous décrivons les modèles statistiques des cibles et les difficultés liées à la furtivité.

## II.1 INTRODUCTION

Pour simuler de façon réaliste le signal reçu à l'antenne, il est nécessaire de connaître la surface équivalente radar (SER) de la cible. Cette SER est complexe à modéliser car elle est dépendante de façon non linéaire de divers facteurs : la forme de la cible, son orientation relative, la longueur d'onde du signal émis par le radar, etc. De plus, cette modélisation de SER se complique davantage par la transition du champ lointain au champ proche durant l'engagement du radar avec la cible. Dans le champ lointain, les champs rayonnés sont orthogonaux à la direction de propagation de l'énergie (ondes planes) et leurs amplitudes décroissent inversement avec la distance. Or, le champ proche est caractérisé par des composantes non nulles de champs rayonnés dans la direction de propagation (ondes sphériques) et les amplitudes de ces champs décroissent plus rapidement que l'inverse de la distance.

Le but de ce chapitre est d'étudier différentes méthodes analytiques de la SER des facettes d'une cible afin d'obtenir une section efficace radar globale précise pour la simulation d'un radar se déplaçant vers une cible. Pour atteindre cet objectif on développe les équations nécessaires pour calculer la SER d'une cible représentée par un ensemble de facettes.

## II.2 DEFINITIONS ET NOTATIONS

La surface équivalente radar d'un objet décrit sa surface de réflexion équivalente en présence du champ électromagnétique incident planaire. Elle dépend de sa forme et la matière qui le compose.

La réflexion et la dispersion envers l'émetteur est connu sous le nom de rétrodiffusion (backscattering). De façon générale et pour un objet en 2 ou 3D, elle s'exprime en  $m^2$  ou sous sa forme logarithmique en dBsm. À l'instar des antennes, la surface équivalente radar d'un objet est également donnée pour une plage de fréquences sous forme d'un diagramme. En réalité, l'étude des réflexions et diffractions des ondes électromagnétiques date pratiquement de la même période que l'apparition des premiers prototypes de radar. Dès le milieu des années 30 et autour des années 40, un volume important d'investigation a été mené sur le sujet, dont les résultats n'ont été révélés qu'après la fin de la Deuxième Guerre mondiale.

Depuis, l'étude des surfaces équivalentes radar des objets spécifiques tels qu'un avion ou une voiture a attiré un nombre important des chercheurs et fait l'objet d'un volume important de publications. Le sujet est toujours d'actualité car pour beaucoup d'objets

d'intérêt, il n'y a pas d'expression analytique décrivant sa surface équivalente radar en fonction des différents paramètres tels que la fréquence, l'angle d'observation, etc. De plus, dans d'autres cas, l'absence des données expérimentales valides empêche la formulation des expressions empiriques. Néanmoins, certains objets tels que les sphères, les cylindres ainsi que les plaques métalliques ont été étudiés et leurs surfaces équivalentes radar ont été calculées de façon analytique. L'étude de ces objets s'avère utile car en les combinant, des objets plus complexes peuvent être constitués. Par ailleurs, l'étude paramétrique de ces objets permet également de mieux comprendre les comportements des cibles complexes en fonction de leurs dimensions électriques. Il est souvent supposé que la surface équivalente radar d'une cible peut être estimée de façon approximative par un ensemble de  $M$  réflecteurs qui la composent. Les réflecteurs qui sont illuminés de façon directe sont nommés « centre simple » et ceux illuminés par des réflexions multiples sont appelés « centre de réflexion » [13].

La surface équivalente radar (SER) est définie par :

$$\sigma = \frac{\text{Puissance réfléchie au récepteur par unité d'angle solide}}{\text{Densité de puissance incidente}/4\pi} \quad (\text{II.1})$$

Le  $4\pi$  représente l'angle solide d'une sphère entière

Si on exprime la puissance et la densité de puissance en fonction du champ électrique, on obtient l'expression suivante [13] :

$$\sigma = 4R \frac{|E_s|^2}{|E_i|^2} \quad (\text{II.2})$$

Où  $E_s$  est le champ électrique diffusé ou rayonné,  $E_i$  le champ électrique incident et  $R$  la distance entre la cible et le radar. On suppose que cette distance est suffisamment grande pour que l'onde incidente soit plane sur la cible. Le calcul de la SER est essentiellement une affaire d'évaluation du champ électrique diffusé  $E_s$  par une cible car dans les simulations, on impose que  $E_i = 1$ .

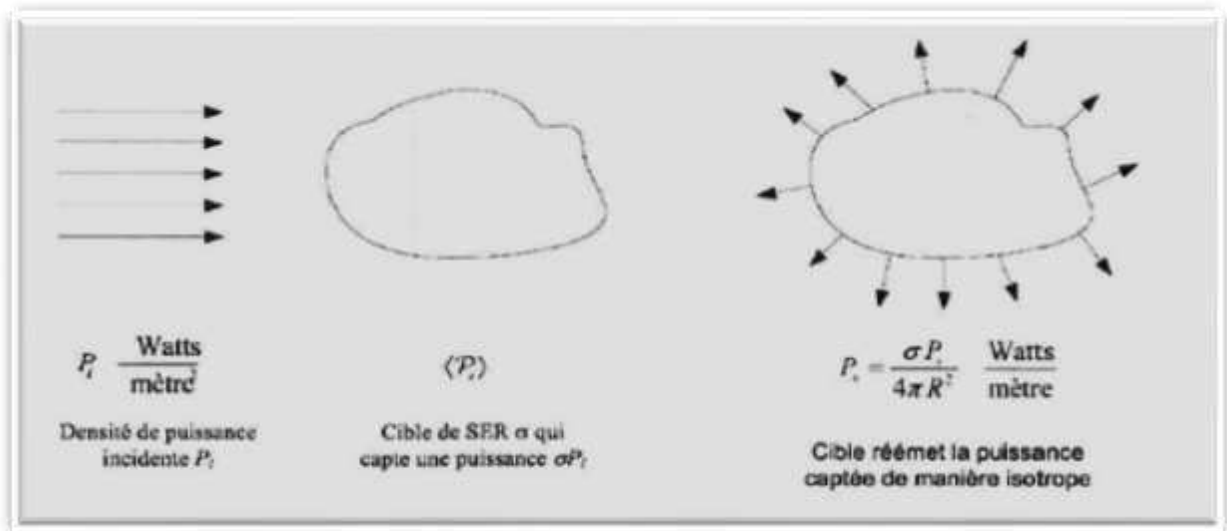


Fig II.1 : Définition intuitive de la SER [13]

La SER peut être formulée de façon intuitive en considérant la figure II.1. La cible est frappée par une densité de puissance  $P_i$  (en  $W/m^2$ ). La puissance interceptée par la cible  $\langle p_i \rangle$  est fonction de sa section efficace  $\sigma$  et elle est définie par  $\sigma P_i$ , (en Watts). Cette puissance interceptée est réémise par rayonnement ou absorbée en chaleur. Supposons pour l'instant que la puissance soit réémise uniformément dans tout l'espace. La densité de puissance diffusée (en  $W/m^2$ ) est alors donnée par :

$$p_s = \frac{\sigma P_i}{4\pi R^2} \quad (\text{II.3})$$

Où  $R$  représente la distance à la cible et  $4\pi R^2$  est la surface d'une sphère de rayon  $R$ . À partir de l'équation II.3, on peut résoudre pour  $\sigma$  et considérer  $R$  suffisamment grand pour éviter les effets du champ proche. On obtient alors :

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{p_s}{P_i} \quad (\text{II.4})$$

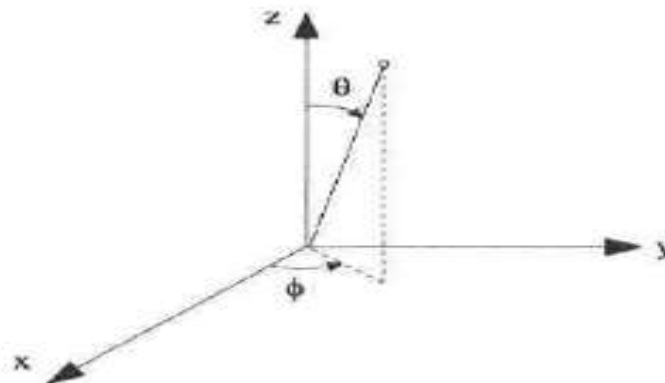
La SER est alors égale au rapport de la densité de puissance diffusée et de la densité de puissance incidente. Puisque la puissance d'une onde électromagnétique est proportionnelle au carré du champ électrique ou magnétique et que, dans le champ lointain, les champs électriques  $E$  (ou magnétiques  $H$ ) sont suffisants pour décrire complètement une onde électromagnétique, l'équation II.4 devient :

$$\sigma = 4R \frac{2 \frac{|E_s|^2}{|E_i|^2}}{1} = \sigma = 4R \frac{2 \frac{|H_s|^2}{|H_i|^2}}{1} \quad (\text{II.5})$$

La surface équivalente radar est un nombre scalaire qui dépend d'un grand nombre de paramètres:

- La position de l'émetteur par rapport à la cible ;
- La position du récepteur relativement à la cible ;
- La géométrie de la cible ;
- Les matériaux composant la cible ;
- L'orientation angulaire de la cible par rapport à l'émetteur et au récepteur ;
- La fréquence ou la longueur d'onde utilisée ;
- La polarisation de l'émetteur et celle du récepteur.

La SER est généralement spécifiée comme  $\sigma_{p,q}(\theta, \phi)$  où  $p$  et  $q$  réfèrent aux polarisations rayonnées (ou diffusées) et incidentes respectivement tandis que  $\theta$  et  $\phi$  sont les angles en coordonnées sphériques (figure II.2).



**Fig II.2 : Système de coordonnées sphériques**

L'unité de mesure de la SER est le mètre carré. Une échelle logarithmique est généralement utilisée avec une valeur de référence  $\sigma_{ref} = 1m^2$ .d'où :

### **II.3 REGIONS DE FREQUENCE**

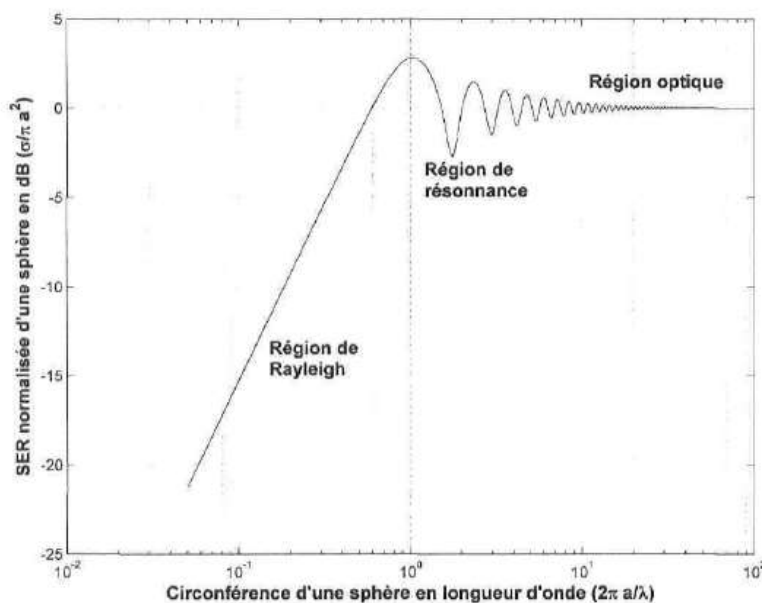
Les caractéristiques de rayonnement d'une cible dépendent fortement de la fréquence de l'onde incidente. On distingue trois régions de fréquence où la SER d'une cible est très différente. Ces régions sont définies en fonction du rapport entre la dimension principale  $D$  d'une cible et la longueur d'onde  $\lambda$  du signal incident.

**Région de Rayleigh ( $D \ll \lambda$ ):** À ces longueurs d'onde, la variation de phase de l'onde incidente est petite le long de la cible. En conséquence, le courant induit sur la surface de la cible est approximativement constant en phase et en amplitude, indépendamment de la forme de la cible. Dans cette région, la SER varie comme  $1/\lambda^4$  et on dit que la cible est électriquement petite.

**Région de résonance ( $D \approx \lambda$ ):** À ces longueurs d'onde, la variation de phase du courant sur le corps de la cible est significative. Toutes les parties de la cible contribuent au patron de diffusion. La SER oscille en fonction de la longueur d'onde. Cette région de fréquence est aussi appelée : "région de Mie".

**Région des hautes fréquences ou région optique ( $D \gg \lambda$ ):** À ces longueurs d'onde, il y a plusieurs cycles dans la variation de phase du courant sur le corps de la cible. Conséquemment, le champ diffusé sera angulairement très dépendant. Dans cette région de fréquence, la SER peut être indépendante de  $\lambda$  et on dit que la cible est électriquement grande.

La SER d'une sphère illustre clairement ces trois régions de fréquences (figure II.3). Pour  $ka < 0.5$ , où  $a$  est le rayon de la sphère et  $k$  le nombre d'onde ( $2\pi/\lambda$ ), la courbe est presque linéaire. C'est la région de Rayleigh. Pour  $ka > 0.5$ , elle commence à osciller. C'est la région de résonance. L'oscillation s'amortit graduellement pour les valeurs plus grandes de  $ka$ . Pour  $ka \geq 10$ , la courbe est essentiellement constante et égale à  $\pi a^2$ . C'est la région des hautes fréquences ou optique.



**Fig II.3 Surface équivalente radar d'une sphère en fonction de sa circonférence [13]**

## II.4 ZONES DE RAYONNEMENT

Les champs entourant une antenne ou un objet diffuseur peuvent être partitionnés en trois zones distinctes à partir de l'objet rayonnant [14]. La figure II.4 illustre ces trois zones.

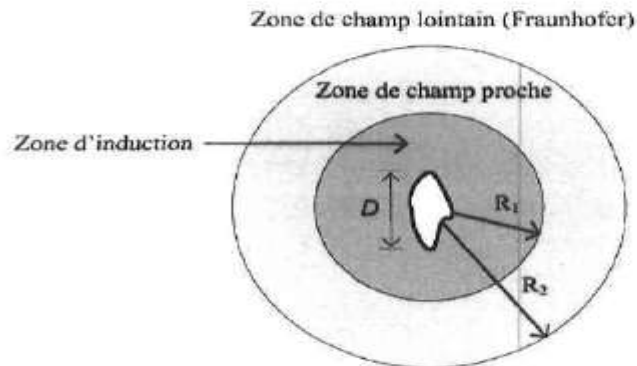


FIG II.4 - Trois zones de champs autour d'une cible ou d'une antenne [14]

**II.4.1 Zone d'induction:** Il s'agit de l'espace qui entoure immédiatement la cible, dans laquelle les composantes d'induction (non rayonnantes) dominent et où l'énergie est emmagasinée dans les champs électromagnétiques. La zone d'induction s'étend sur une distance donnée par :

$$r < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (\text{II.7})$$

Où, on le rappelle,  $D$  est la dimension principale de l'objet et  $\lambda$  est la longueur d'onde du front incident.

**II.4.2 Zone de champ proche (zone de Fresnel):** Cette zone commence à la distance de la cible où la zone d'induction est réduite à une intensité peu importante. Dans cette zone, le gain d'antenne et la répartition angulaire du champ rayonné varient en fonction de la distance par rapport à la cible. Cette variation est causée par les changements de phase et d'amplitude des différentes contributions qui arrivent au point d'observation à partir de régions différentes de la cible. La zone de Fresnel  $r_{\text{nf}}$  est définie par les bornes suivantes :

$$0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < r_{\text{nf}} < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{II.8})$$

**II.4.3 Zone de champ lointain (zone de Fraunhofer):** Cette zone est suffisamment éloignée de la source pour que les relations de phase et d'amplitude des ondes arrivant de régions différentes de la cible ne varient pas sensiblement en fonction de la distance. Le gain d'antenne et la distribution angulaire sont essentiellement indépendants de la distance. Dans



cette zone, la densité de puissance est inversement proportionnelle au carré de la distance. Même si la transition à partir du champ proche non rayonnant est graduelle,

On suppose généralement que la zone du champ lointain commence à une distance  $r_{ff}$  donnée par l'équation suivante :

$$r_{ff} < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{II.9})$$

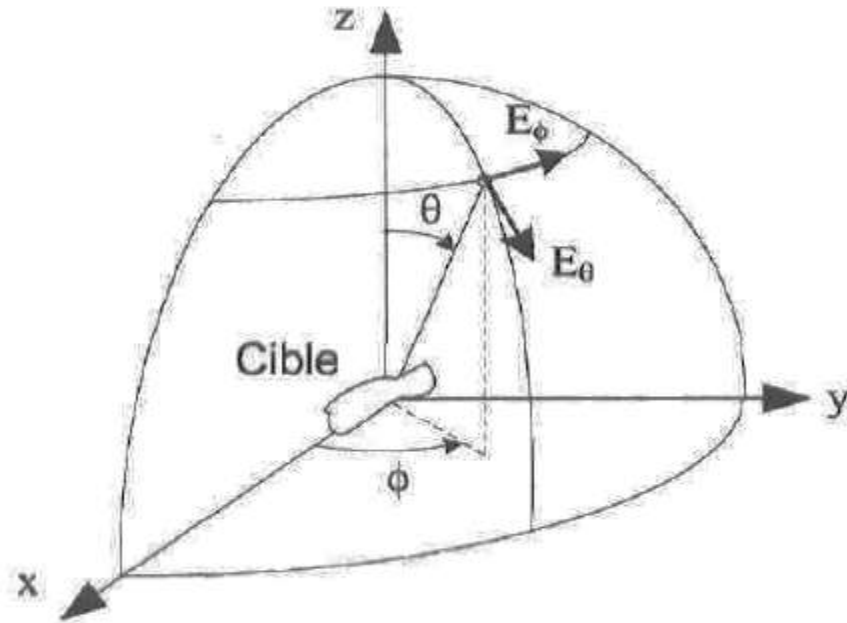
On suppose ici que les antennes émettrice et réceptrice sont petites et que la déviation de phase de l'onde incidente est de  $\pi/8$  radians ou moins par rapport à la dimension maximale  $D$  de la cible. Autrement dit, les champs sont rayonnés sous la forme d'onde presque plane.

## 2.4 POLARISATION

La polarisation d'une onde plane est indiquée par la direction d'oscillation du champ électrique  $E$ . Elle est définie par rapport à une référence. Lors du calcul de la SER, la référence choisie est habituellement le système de coordonnées de la cible (fig. II.5). En général, la polarisation de l'onde radar incidente ne sera pas parallèle aux axes du système de coordonnées de la cible. En conséquence, il est nécessaire de décomposer la polarisation de l'onde incidente le long des axes du système de coordonnées de la cible. Pour une cible dans le champ lointain, les composants vectoriels d'une onde incidente plane sont perpendiculaires la direction de propagation de l'onde et ils sont tangents à une sphère centrée sur la cible. Ainsi, deux composants orthogonaux sont suffisants pour spécifier l'onde. Ils sont habituellement choisis pour être les composants  $\theta$  et  $\phi$  d'un système de coordonnées sphériques centré sur la cible. Le champ incident s'exprime comme :

$$E_i = E_{i\theta} \hat{\theta} + E_{i\phi} \hat{\phi} \quad (\text{II.10})$$

Où  $\hat{\theta}$  et  $\hat{\phi}$  sont les vecteurs unitaires dans le système de coordonnées de la cible.



**Fig II.5 : Polarisation de l'onde incidente dans le système de coordonnées de la cible [14]**

## II.5 CALCUL DE LA SURFACE EQUIVALENTE RADAR

### II.5.1 Optique physique (OP)

La théorie de l'optique physique est basée sur la réflexion des ondes planes sur une surface plane infinie parfaitement conductrice [2, 15, 16, 17]. Par conséquent, la densité de courant sur la surface plane conductrice, en appliquant les conditions aux limites du champ magnétique tangentiel, est donnée par :

$$J_s = \hat{n} \times H_r \quad (\text{II.11})$$

Où  $J_s$  est la densité de courant de surface

$H_r$  est le champ magnétique tangentiel total sur la surface

$\hat{n}$  est un vecteur unitaire normal à la surface

Pour une onde incidente plane, le champ magnétique tangentiel est le double du champ magnétique tangentiel incident car la réflexion est totale sur une surface conductrice ( $H_i = H_s$ ).

On a donc :

$$J_s = \hat{n} \times (H_i + H_s) = 2\hat{n} \times H_i \quad (\text{II.12})$$

Où  $H_i$  est le vecteur du champ magnétique incident,  $H_s$  est le vecteur du champ magnétique réfléchi  $\hat{n}$  est le vecteur unitaire normal à la surface.

L'équation II.12 est utilisée comme solution approximative pour le calcul de la densité de courant sur n'importe laquelle surface localement lisse et parfaitement conductrice ayant

des dimensions finies. On l'appelle : "l'approximation de l'optique physique". Pour un objet conducteur général, on suppose que le champ incident est un rayon et que la densité de courant existe seulement sur la partie illuminée de la surface de l'objet conducteur. La densité de courant est identiquement nulle sur la surface si aucun rayon ne frappe cette région.

Mathématiquement, on a donc :

$$J_s = \left\{ \begin{array}{l} 2\hat{n} \times H_i, \text{ pour la surface illuminé} \\ 0, \text{ pour la surface ombragée} \end{array} \right\} \quad (\text{II.13})$$

L'application de l'optique physique suppose trois hypothèses [15] :

1. La longueur d'onde doit être courte par rapport aux dimensions de la cible et les amplitudes des champs décroissent rapidement sur les surfaces qui ne sont pas directement illuminées par l'onde incidente.

2. Le rayon de courbure principale de la surface de la cible directement illuminée doit être significativement plus grand que la longueur d'onde.

3. La distance d'observation doit être très grande par rapport à la dimension de l'objet évalué.

Cette méthode est une approximation haute fréquences qui donne de bons résultats pour des cibles électriquement grandes et pour des incidences proches de la normale.

Cependant, pour des angles d'incidence loin de la normale, les résultats sont erronés. Finalement, la simplicité de cette approche a rendu son utilisation omniprésente.

En utilisant les courants de surface calculés à partir de l'équation II.13, le champ rayonné est déterminé en calculant premièrement le potentiel vecteur magnétique  $A$  défini comme :

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \iint_{S'} J_s \frac{e^{-jKR}}{R} ds' \quad (\text{II.14})$$

Où  $\mu$  est la perméabilité du milieu ( $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$  pour le vide)

$R$  est la distance d'un élément de courant au point d'observation

À noter que le potentiel vecteur magnétique  $A = \nabla \times B$  (où  $B$  est la densité de flux magnétique) découle du fait que  $\nabla \cdot B = 0$  selon Maxwell et que l'équation II.14 est la solution classique retardée de l'équation de Poisson  $\nabla^2 A = -\mu J_s$ .

L'intégration de surface est réalisée seulement sur la portion illuminée de la surface conductrice. Le champ rayonné se calcule à partir du potentiel A en utilisant la relation suivante :

$$E_s = -j\omega A - j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot A) \quad (\text{II.15})$$

Qui se réduit dans le champ lointain à l'équation suivante :

$$E_s = -j\omega A \quad (\text{II.16})$$

Où  $E_s$  est le champ électrique rayonné

$\omega$  est la fréquence radiale de la source

$\mu$  est la perméabilité du milieu

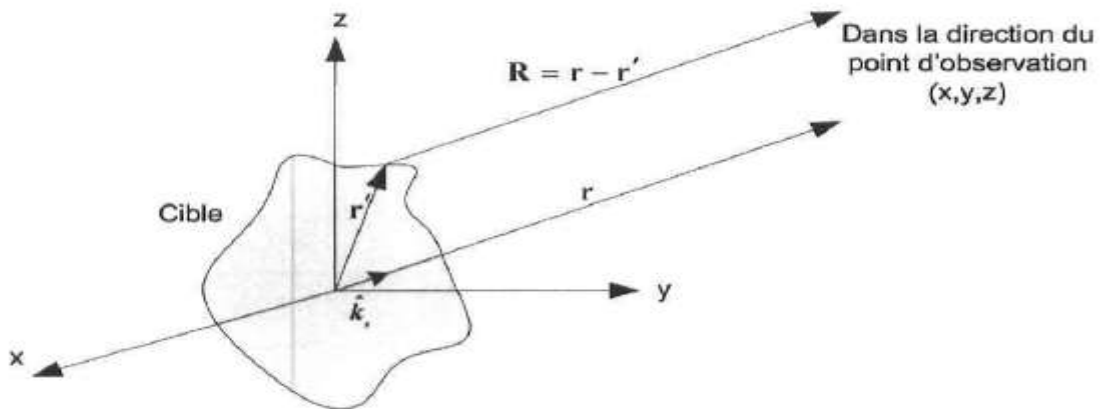
$\epsilon$  est la permittivité du milieu ( $\epsilon = \epsilon_0 \approx 8.854 \times 10^{-12} \text{F/m}$  pour le vide)

À la figure II.6,  $r$  est le vecteur position du point d'observation et  $R$  un vecteur entre un élément de surface et le point d'observation. Dans le champ lointain, les vecteurs  $r$  et  $R$  sont approximativement parallèles. Alors, la distance  $R$  s'approxime par l'équation suivante :

$$R=|R| = |r - r'| \approx |r| - r' \cdot \hat{k}_s \quad (\text{II.17})$$

Le vecteur position d'un élément de surface est donné par :

$$r' = x'\hat{x} + y'\hat{y} + z'\hat{z}$$



**FIG II.6 : Approximation d'une cible dans le champ lointain**

et le vecteur unitaire dans la direction du point d'observation est donné par :

$$\hat{k}_s = u\hat{X} + v\hat{Y} + w\hat{Z}$$

Où  $u, v, w$  sont les cosinus directeurs du point d'observation

$$u = \sin\theta \cos\varphi$$

$$v = \sin\theta \sin\varphi$$

$$w = \cos\theta$$

Avec les équations II.13, II.14, II.17 dans II.15, on peut déduire l'équation du champ rayonné selon l'optique physique (OP) :

$$E_s^{OP} \cong -\frac{j\omega\mu}{4\pi} \frac{e^{-jk r}}{r} \iint_{S'} J_s(r) e^{jk\hat{k}_s \cdot r'} ds' \quad (\text{II.18})$$

Même si la composante radiale du champ  $E_s^{OP}$  est typiquement non nulle, elle est supposée zéro dans le champ lointain parce que sa valeur est beaucoup plus petite que les composants  $\theta$  et  $\phi$  du champ  $E_s^{OP}$ . De façon plus formelle, on pourrait réécrire l'équation II.18 pour enlever la composante de champ électrique dans la direction de propagation et retrouver l'équation de la littérature :

$$E_s^{OP} \cong -\frac{jkz}{4\pi} \frac{e^{-jk r}}{r} \iint_{S'} [J_s - (J_s \cdot \hat{k}_s) \hat{k}_s] e^{-jk\hat{k}_s \cdot r'} ds' \quad (\text{II.19})$$

Pour calculer la densité de courant  $J_s$ , on doit d'abord définir le champ magnétique incident  $H_i$ . Dans le champ lointain, le champ incident forme une onde plane et les champs électrique et magnétique sont alors donnés par les expressions suivantes :

$$E_i = E_{i0} e^{-jk\hat{k}_i \cdot r'}$$

$$H_i = H_{i0} e^{-jk\hat{k}_i \cdot r'}$$

$$H_{i0} = \frac{1}{Z} \hat{k}_i \times E_{i0}$$

Où  $E_{i0}$  et  $H_{i0}$  sont des vecteurs d'amplitude réelle et constante,  $Z$  est l'impédance intrinsèque du milieu ( $Z = Z_0 \approx 120\pi\Omega$  pour le vide) et  $\hat{k}_i$ , est le vecteur de propagation dont sa définition en coordonnées cartésiennes est :

$$\hat{k}_i = -(\sin\theta_i \cos\phi_i \hat{X} + \sin\theta_i \sin\phi_i \hat{Y} + \cos\theta_i \hat{Z})$$

Le champ électrique s'exprime en termes de ses composants orthogonaux :

$$E_i = (E_{i\theta} \hat{\theta} + E_{i\phi} \hat{\phi}) e^{-jk\hat{k}_i \cdot r'}$$

Où  $\hat{k}_i$  est la direction d'incidence et  $r'$  est la position d'un point sur la surface de la cible.

Le champ magnétique est lié au champ électrique et il est donné par :

$$H_i = \frac{1}{Z} \hat{k}_i \times E_i = \frac{1}{Z} (E_{i\theta} \hat{\theta} - E_{i\phi} \hat{\phi}) e^{-jk\hat{k}_i \cdot r'}$$

En combinant les équations 4.15 et 4.3, la densité de courant de surface est obtenue par l'expression suivante :

$$J_s = \frac{2}{Z} \hat{n} \times (E_{i\theta} \hat{\theta} - E_{i\phi} \hat{\phi}) e^{-jk\hat{k}_i \cdot r'}$$

En insérant l'équation II.16 dans l'équation II.19, l'expression du champ électrique rayonné devient :

$$E_s^{OP}(x, y, z) \cong -\frac{j}{\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \iint_{S'} \hat{n} \times (E_{i\theta} \hat{\theta} - E_{i\phi} \hat{\phi}) e^{-jk(\hat{k}_i - \hat{k}_s) \cdot r'} ds' \quad (\text{II.20})$$

Où  $\hat{k}_i$  est le vecteur unitaire pour la direction d'incidence  
 $\hat{k}_s$  est le vecteur unitaire pour la direction de rayonnement  
 $\lambda$  est la longueur d'onde

Pour une surface plane, toutes les relations vectorielles sont constantes et peuvent être exclues de l'intégrale. L'équation précédente devient :

$$E_s^{OP}(x, y, z) = -\frac{j}{\lambda} \frac{e^{-jkr}}{r} \hat{n} \times (E_{i\theta} \hat{\theta} - E_{i\phi} \hat{\phi}) \iint_{S'} e^{-jk(\hat{k}_i - \hat{k}_s) \cdot r'} ds' \quad (\text{II.21})$$

Pour calculer le champ rayonné, il reste à évaluer l'intégrale  $I_c = \iint_{S'} e^{-jk(\hat{k}_i - \hat{k}_s) \cdot r'} ds'$

De l'équation II.21. Celle-ci est résolue de façon élégante lorsqu'il s'agit d'une surface plane polygonale. En effet, Gordon a transformé l'intégrale de surface en une intégrale de contour et il a formulé une expression compacte qui résout directement cette intégrale en contournant l'intégration [18]. Ainsi, la solution de l'intégrale  $I_c$  est donnée par l'équation suivante :

$$\iint_{S'} e^{-jkK \cdot r'} ds' \cong -\frac{j}{k} \frac{K \times \hat{n}}{|K \times \hat{n}|^2} \cdot \sum_{n=1}^N \Delta v_n \text{sinc} \left( \frac{k}{2} K \cdot \Delta v_n \right) e^{-j\frac{k}{2} K \cdot (v_n + v_{n+1})} \quad (\text{II.22})$$

Où  $\hat{k}_i$  est le vecteur unitaire pour la direction d'incidence  
 $\hat{k}_s$  est le vecteur unitaire pour la direction de rayonnement

$$K = \hat{k}_i - \hat{k}_s$$

N est le nombre de côtés au polygone

$K = 2\pi/\lambda$  est le nombre d'onde

$v_n$  = position du  $n^{\text{ème}}$  sommet ou vertex du polygone

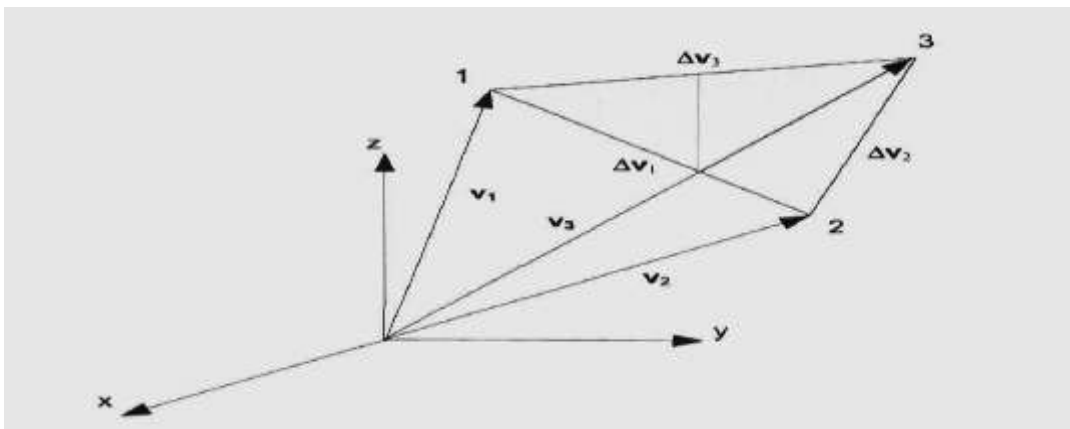
$\Delta v_n = v_{n+1} - v_n$  où il est entendu que  $v_{N+1} = v_1$

Les vecteurs de position utilisés dans la formulation de Gordon sont illustrés à la figure II.7. Les sommets de la facette sont connus en termes de leurs coordonnées cartésiennes  $(x_n, y_n, z_n)$  pour  $n = 1, 2$  et 3 dans le cas d'un triangle. Par convention, les sommets du triangle sont énumérés dans le sens antihoraire. Ceci est utile pour le calcul vectoriel subséquent. Les vecteurs positions des sommets sont définis selon l'équation :

$$V_n = x_n \hat{X} + y_n \hat{Y} + z_n \hat{Z}$$

Ensuite, les vecteurs de bord de la facette sont déterminés à partir des coordonnées des sommets comme suit :

$$\Delta v_n = v_{n+1} - v_n$$



**Fig II.7 : Géométrie d'une facette en position arbitraire**

Le vecteur normal sortant de la facette est obtenu en prenant le produit vectoriel de deux vecteurs de bord :

$$\hat{n} = \frac{\Delta v_1 \times \Delta v_3}{|\Delta v_1| |\Delta v_3|} \equiv n_x \hat{x} + n_y \hat{y} + n_z \hat{z}$$

À noter que pour un ordonnancement antihoraire des sommets de la facette, la face visible de la facette est dans la direction du vecteur normal. Pour détecter si une facette est visible ou non, on se sert du produit scalaire du vecteur unitaire normal à la surface et du

vecteur unitaire donnant la direction de l'onde incidente. Un résultat positif de l'équation 4.20 indique que la facette est visible :

$$-\hat{k}_i \cdot \hat{n} \geq 0 \quad (\text{II.23})$$

Dans le cas où l'onde incidente est normale à la facette ( $\mathbf{K} \times \hat{n} = 0$ ), l'équation 4.19 se réduit à :

$$\iint_{S'} e^{-jk\mathbf{K} \cdot \mathbf{r}'} ds' = e^{-jk\mathbf{K} \cdot \mathbf{r}_0} A \quad (\text{II.24})$$

Ou  $\hat{k}_i$  est le vecteur unitaire pour la direction d'incidence

$\hat{k}_s$  est le vecteur unitaire pour la direction de rayonnement

$$\mathbf{K} = \hat{k}_i - \hat{k}_s$$

$r_0$  est la position du centre de la facette

$A$  est l'aire de la facette =  $|\mathbf{v}_n \times \mathbf{v}_{n+1}|/2$  avec  $n=1,2$  ou  $3$

$\mathbf{v}_n$  est la position de  $n^{\text{ième}}$  sommet ou vertex du polygone

$\Delta\mathbf{v}_n = \mathbf{v}_{n+1} - \mathbf{v}_n$  et il est entendu que  $\mathbf{v}_{N+1} = \mathbf{v}_1$

En combinant les équations II.21 et II.22, on obtient le champ diffusé au point d'observation:

$$E_s^{OP} = -\frac{1}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \hat{n} \times (E_{i\theta} \hat{\theta} - E_{i\phi} \hat{\phi}) \frac{\mathbf{K} \times \hat{n}}{|\mathbf{K} \times \hat{n}|^2} \cdot \sum_{n=1}^N \Delta\mathbf{v}_n \text{sinc}\left(\frac{k}{2} \mathbf{K} \cdot \Delta\mathbf{v}_n\right) e^{-j\frac{k}{2} \mathbf{K} \cdot (\mathbf{v}_n + \mathbf{v}_{n+1})} \quad (\text{II.25})$$

L'équation II.25 donne la contribution au champ diffusé pour une seule facette. On obtient le champ diffusé total en sommant vectoriellement le champ de toutes les facettes :

$$E_s^{OP} = -\frac{1}{2\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{m=1}^M \hat{n}_m \times (E_{i\theta} \hat{\theta} - E_{i\phi} \hat{\phi}) \frac{\mathbf{K} \times \hat{n}_m}{|\mathbf{K} \times \hat{n}_m|^2} \cdot \sum_{n=1}^N \Delta\mathbf{v}_n \text{sinc}\left(\frac{k}{2} \mathbf{K} \cdot \Delta\mathbf{v}_n\right) e^{-j\frac{k}{2} \mathbf{K} \cdot (\mathbf{v}_n + \mathbf{v}_{n+1})} \quad (\text{II.26})$$

À première vue, la présence du terme  $e^{-jkr}/r$  dans l'équation II.26 peut apparaître problématique étant donné que  $r \rightarrow \infty$ . Ce n'est pas le cas car dans la définition de la SER, le terme de phase disparaît étant donné que seul le module de  $E_s$  est considéré et le terme  $1/r$  est diminué par le terme  $r^2$  de la définition de la SER.

Finalement, la SER est obtenue avec l'équation suivante, en supposant que le module du champ électrique incident  $E_i = 1$  :

$$\sigma = 4\pi r^2 |E_s| \quad (\text{II.27})$$



## II.5.2 OP modifiée pour champ proche

Lorsque l'on calcule le champ rayonné  $E_S$ , il faut évaluer la fonction de Green  $\frac{e^{-jk|r-r'|}}{|r-r'|}$ . Cette fonction dépend principalement du terme  $|r-r'|$ , la distance entre un élément de surface et le point d'observation (fig. II.9).

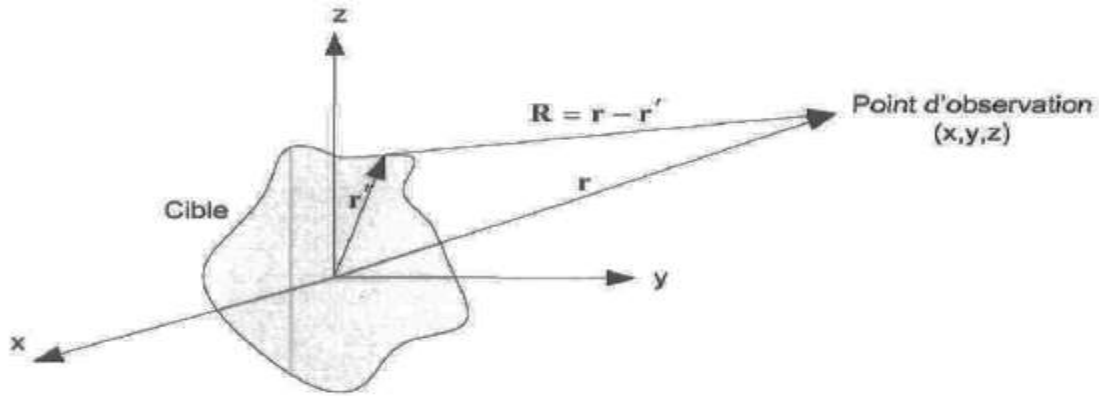


Fig II.9 : Distance point source et point d'observation [19].

Dans le champ lointain, cette distance est réduite à :

$$|r - r'| \approx r - r' \cdot \hat{k}_s \quad (\text{II.27})$$

Cette approximation devient moins précise à mesure que l'on se rapproche de la cible. L'OP modifié pour le champ proche conserve une estimation précise de la distance facette – point d'observation lorsque le point d'observation (le radar) se rapproche de la cible [19]. Cette formulation modifiée de l'optique physique a aussi l'avantage de permettre l'utilisation d'une solution efficace pour résoudre l'intégrale de surface dans le calcul du champ rayonné. Les fondements de l'approche implémentée sont décrits ci-dessous.

En utilisant la loi des cosinus, on exprime la distance  $|r - r'|$  en utilisant la relation suivante :

$$|r - r'| = \sqrt{r^2 + r'^2 - 2r \cdot r'} = r \sqrt{1 + \frac{r'^2 - 2r \cdot r'}{r^2}} \quad (\text{II.28})$$

On obtient une approximation locale de  $|r - r'|$  en retenant un nombre fini de termes dans le développement en série de la racine carrée. Si le point d'expansion satisfait la relation II.29, le développement en série donne une bonne approximation avec un nombre minimal de termes.

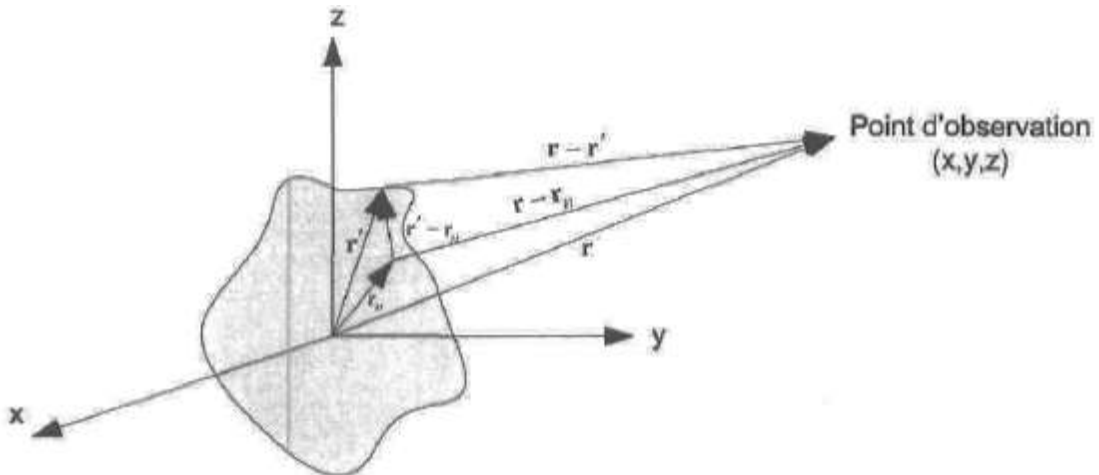
$$\frac{r'^2 - 2r.r'}{r^2} \rightarrow 0 \quad (\text{II.29})$$

Cette situation arrive dans deux cas triviaux. Le premier cas est lorsque  $r \rightarrow 0$ , correspondant au cas classique où le point d'observation est placé à l'infini. Le second cas est lorsque  $r' \rightarrow 0$ , signifiant que l'expansion produit une meilleure précision lorsque les points source sont dans le voisinage de l'origine.

Dans l'équation II.28, le développement en série de  $|r - r'|$  est fait autour d'un point d'expansion centré à l'origine. On peut déplacer le point d'expansion sur un point quelconque  $r_n$  en faisant les substitutions  $r \rightarrow r - r_n$  et  $r' \rightarrow r' - r_n$ . On obtient alors :

$$|r - r'| = |r - r_n - r' + r_n| \quad (\text{II.30})$$

Cette relation est illustrée à la figure II.10 :



**FIG II.10 : Distance point source et point d'observation [19].**

En utilisant la loi des cosinus, on obtient une relation similaire à l'expression II.28 :

$$|r - r'| = |r - r_n| \sqrt{1 + \frac{|r' - r_n|^2 - 2(r - r_n) \cdot (r' - r_n)}{|r' - r_n|^2}} \quad (\text{II.31})$$

Le développement en série donne une bonne approximation lorsque :

$$\frac{|r' - r_n|^2 - 2(r - r_n) \cdot (r' - r_n)}{|r' - r_n|^2} \rightarrow 0 \quad (\text{II.32})$$

Encore une fois, ce terme devient nul dans les deux cas triviaux. Dans le premier cas, lorsque  $r \rightarrow \infty$ , on retrouve l'équation de champ lointain. Le deuxième cas est lorsque  $r' \rightarrow r_n$ .

Le point à retenir ici est qu'en faisant les substitutions II.33, on obtient une bonne approximation de  $|r - r'|$  lorsque  $r'$  est dans le voisinage d'un point  $r_n$  (pour un  $r$  fini). Dans ce cas, le développement en série a besoin de peu de termes pour donner une bonne approximation

$$\begin{aligned} r &\rightarrow r - r_n \\ r' &\rightarrow r' - r_n \quad (\text{II.33}) \end{aligned}$$

Avec les substitutions II.33, on modifie l'intégrale de l'optique physique pour mieux l'adapter à la prédiction de champ proche. Ainsi, le processus de substitution produit les résultats suivants :

$$\hat{k}_s = \frac{r}{|r|} \rightarrow \frac{r-r_n}{|r-r_n|} = \hat{k}_n \quad (\text{II.34})$$

$$K = \hat{k}_i - \hat{k}_s \rightarrow \hat{k}_i - \hat{k}_n = K_n \quad (\text{II.35})$$

Après le remplacement de l'intégrale par la solution de Gordon [18] pour une surface polygonale, on obtient :

$$E_n^{OP \text{ modifiée}} \cong -\frac{E_i}{2\pi} [\hat{n}_n \times \hat{h}_i - (\hat{n}_n \times \hat{h}_i \cdot \hat{k}_n) \hat{k}_n] \frac{e^{-jk_n \cdot r}}{r} \cdot \frac{K_n \times \hat{n}_n}{|K_n \times \hat{n}_n|^2} \cdot \sum_{m=1}^M \Delta v_m \text{sinc} \left( \frac{k}{2} K_n \cdot \Delta v_m \right) e^{-j \frac{k}{2} K_n \cdot (v_m + v_{m+1})} \quad (\text{II.36})$$

Où  $K_n = \hat{k}_i - \hat{k}_n$

$v_m$  dénote le  $m^{\text{ième}}$  vertex du triangle

$$\Delta v_m = v_m - v_{m+1} \text{ où } \Delta v_N = v_N - v_1$$

Il faut remarquer que si  $r_n = 0$  alors l'équation II.36 redevient la formulation classique de l'optique physique (équation II.25) et que la complexité de calcul est essentiellement la même que pour la formulation classique.

Pour une grande surface de rayonnement, on subdivise la surface  $S$  en un ensemble de petits éléments de surface  $S_n$  dont chacun est associé à un point d'expansion  $r_n$  situé au centre de l'élément de surface. Les quantités  $\hat{k}_n$  et  $K_n$  sont spécifiques à chaque élément de surface. Le champ rayonné total est obtenu en additionnant les contributions de toutes les facettes :

$$E_s^{OP \text{ modifiée}}(r) = \sum_{n=1}^N E_n^{OP \text{ modifiée}}(r) \quad (\text{II.37})$$

### II.5.3 Théorie physique de la diffraction (TPD)

La méthode de la théorie physique de la diffraction (TPD) exprime le champ rayonné par un objet en fonction du rayonnement par les courants de surface sur l'objet [13, 17, 20]. Le courant total de surface est divisé en deux parties : une partie courant uniforme (ignorant les effets d'arête) et une partie courant non uniforme ou de frange (provenant des effets des bords). La partie uniforme du courant de surface est simplement le courant donné par l'optique physique (OP). Le courant de frange est calculé en utilisant des méthodes asymptotiques. On a donc l'équation suivante :

$$E^{TPD} = E^{OP} + E^{fr}$$

En pratique, on calcule  $E^{fr}$  avec la méthode des courants équivalents. La formulation originale de Ufimtsev [20, 21] implique une intégrale de surface qui est difficile à évaluer. Cet inconvénient est surmonté en représentant le champ de la TPD par une intégrale de ligne le long d'une arête avec un intégrant exprimé sous forme de courant équivalent. Ainsi, dans les applications pratiques, le terme de correction de l'optique physique est calculé avec l'intégrale de ligne et l'intégrant sous forme de courants équivalents.

Les courants équivalents considérés dans la TPD sont composés de courants électriques équivalents  $I_e$  et de courants magnétiques équivalents  $I_m$ . Ces courants équivalents sont utilisés pour déterminer les potentiels vecteurs magnétiques  $A$  et électriques  $F$  qui, à leur tour, sont utilisés pour trouver le champ électrique diffracté. Ces potentiels vecteurs sont définis comme suit :

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \int_l I_e \frac{e^{-jkR}}{R} dl \quad (\text{II.38})$$

$$F = \frac{\varepsilon}{4\pi} \int_l I_m \frac{e^{-jkR}}{R} dl \quad (\text{II.39})$$

Le champ électrique rayonné est donné par l'équation suivante :

$$E = -j\omega A - j \frac{1}{\omega\mu\varepsilon} \nabla(\nabla \cdot A) - \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times F \quad (\text{II.40})$$

Dans le champ lointain, l'équation II.40 se simplifie à :

$$E \cong -j\omega A + j\omega\mu Z_0 \hat{k}_s \times F \quad (\text{II.41})$$

En substituant les équations II.38 et II.39 dans l'équation II.41, on obtient le champ diffracté  $E^{fr}$  par une arête avec la méthode des courants équivalents (MCE). Ce champ est donné par l'intégrale de rayonnement suivante [21] :

$$E_s^{fr} \cong jk \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \int_C [Z_0 I_c \hat{k}_s \times (\hat{k}_s \times \hat{t}) + I_m (\hat{k}_s \times \hat{t})] e^{jkr' \cdot \hat{r}} dc \quad (\text{II.42})$$

Où  $k$  est le nombre d'onde

$r$  la distance du point d'observation

$Z_0$  est l'impédance intrinsèque du vide

$I_e$  est le courant électrique à une position

$I_m$  est le courant magnétique à une position

$\hat{K}_s$  est le vecteur unitaire pour la direction de rayonnement

$\hat{t}$  est le vecteur unitaire tangent à l'arête

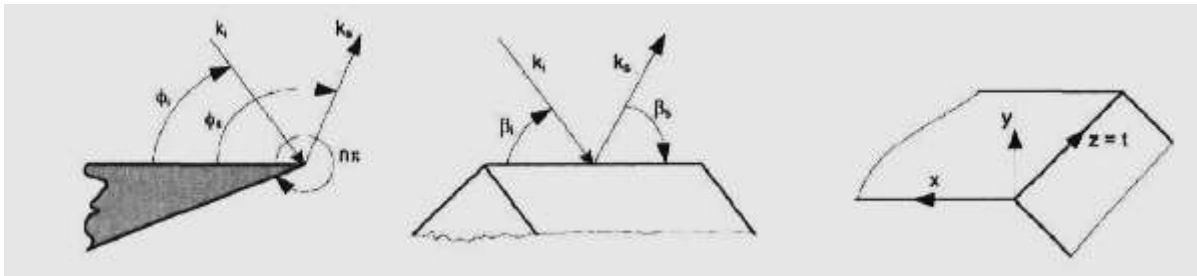
$r'$  est le vecteur position d'un point d'intégration sur  $C$

$\hat{r}$  est le vecteur unitaire dans la direction d'observation

$dc$  est un incrément de longueur d'arc sur le contour  $C$

$C$  est le contour d'intégration

La figure II.12 illustre les paramètres utilisés dans le calcul du champ diffracté par une arête. Cette géométrie définie par Michaeli [22] semble devenir une norme dans les publications récentes



**Fig II.12 : Définition des paramètres pour le calcul du champ produit par une arête [22]**

## II.5.4 Calcul de la SER le long d'une trajectoire

La géométrie de simulation de la SER le long d'une trajectoire est illustrée à la figure II.14. Le cylindre est fixe et le radar avance suivant une trajectoire rectiligne. La simulation s'effectue dans un même plan c'est-à-dire qu'il s'agit d'une simulation 2D. Les géométries de rencontre sont variées en changeant l'angle  $\eta$  entre l'axe du cylindre et la ligne de trajectoire.

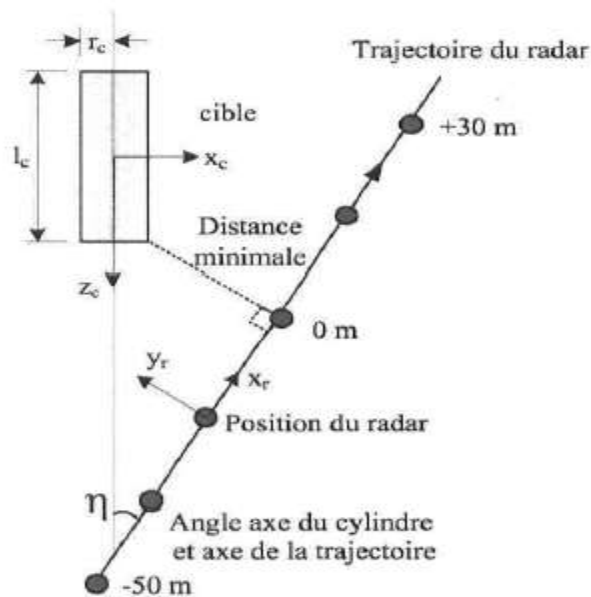


Fig II.14 : Géométrie de simulation de SER sur une trajectoire [22]

Pour le calcul de la SER, la position du radar est exprimée dans le système de coordonnées du cylindre. La portée et l'orientation du radar sont calculées de la façon suivante:

$$\text{Portée} = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$$

$$\text{Orientation} = \tan^{-1}\left(\frac{x}{z}\right)$$

Le pseudo-code du calcul de la SER sur une trajectoire se détaille comme suit

- Définition des paramètres de trajectoire ( $r$ ), distance minimale, trajectoire)
- Initialise  $SER(n) = 0$
- **FOR** tous les points "n" de la trajectoire
- Incrémente position du radar

- Calcule portée et  $\theta$  par rapport à la cible
- $SER(n) = SER_{statique}(\text{portée}, \theta)$
- **END** trajectoire
- Sauvegarde et affiche résultats

## 4.5 CONCLUSION

Ce chapitre a présenté et expliqué les équations mathématiques utilisées pour calculer la SER globale d'une cible avec l'OP, l'OP modifiée, la TPD et la TPD modifiée ainsi que sur une trajectoire. Avec l'OP, le champ rayonné est estimé à partir du courant induit sur la portion de cible directement exposée au champ incident. Ce courant induit est proportionnel à l'intensité du champ magnétique incident. Dans le cas de l'OP modifiée, on remplace  $\hat{k}_s$  par  $\hat{k}_n$  dans l'OP pour améliorer la plage de validité du champ rayonné dans le champ proche.

## III.1 INTRODUCTION

Un aéronef, pour être le plus discret possible doit tenir compte de plusieurs facteurs pour ne pas être détecté. Les systèmes de détection étant divers l'aéronef doit éviter d'être repéré par les radars (discrétion radar), éviter de générer trop de chaleur (discrétion thermique), éviter d'être capté par un télémètre (discrétion laser), éviter d'être vu (discrétion visuelle), éviter d'être entendu (discrétion acoustique) et éviter d'être repéré par un détecteur en émettant lui-même des ondes radars.

Dans cette partie, nous allons présenter des méthodes de réduction de la SER, de leurs avantages et inconvénients [23].

## III.2 LES CIBLES FURTIVES

### III.2.1 Définitions de la furtivité

La furtivité dans l'aéronautique a été créée dans le contexte de la première guerre mondiale.

Elle consistait à peindre l'aéronef avec des couleurs lui permettant comme un caméléon de se dissimuler dans le paysage. Ainsi ils pouvaient déjouer la vue des sentinelles qui guettaient l'apparition d'avions dans le ciel. Cependant, au cours de la seconde guerre mondiale, avec l'évolution des besoins militaires, le Radar a été mis au point pour permettre de détecter un aéronef dans l'espace aérien par des moyens technologiques modernes. Cette invention engendra le besoin de créer des avions indétectables par ces derniers [24].

La furtivité est l'art pour un objet de ne pas être détecté sur un écran RADAR. Ici nous prendrons l'exemple de l'avion furtif, qui se confond avec les échos et les réflexions naturelles d'ondes. L'avion doit avoir une surface équivalente radar (ou **SER**), exprimée en  $m^2$  ou en  $dB/m^2$ , la plus petite possible.

La **SER** d'une cible (ici un avion) quantifie le pouvoir réflecteur de cet objet quand il reçoit un signal radar (onde électromagnétique). Plus précisément, La grandeur qui caractérise le degré de réflectivité d'une cible soumise à un champ électromagnétique est appelée **SER**. En d'autres termes, c'est la capacité d'un avion à être plus ou moins détecté.

### III.2.2 L'avion furtif



Un avion furtif possède donc une forme très différente de celle des autres aéronefs: il sera composé de multiples facettes - des surfaces planes orientées en un angle précis, qui renverront les ondes radar dans une autre direction que celle de l'émetteur- et ses bords seront arrondis. Dans ce dernier cas, l'énergie provenant de l'onde radar, en percutant ces bords, sera diffusée dans tous les sens, ce qui aura pour conséquence de diffuser l'énergie de l'onde dans tous les sens. Ainsi l'onde qui reviendra vers l'émetteur ne sera qu'une faible fraction du signal initial non visible [25]

Par exemple l'avion furtif **B-2** est loin d'être l'avion le plus rapide avec sa vitesse de  $973\text{km/h}$ , mais il présente une **SER** minime, équivalente à un petit oiseau.



*Figure III.1 : Avion furtif B-2 [26]*

### III.2.2 Le bateau furtif

La caractéristique de ce type de bateau est sa surface qui est constituée de plusieurs angles différents. Ce sont ces angles qui vont réfléchir les signaux radars vers le bas ou vers les côtés à la place de les renvoyer à l'avant. C'est ainsi que le bateau peut se rendre pratiquement invisible. Ces engins sont également enduits d'une peinture spéciale qui absorbe les signaux radar et ne les réfléchit pas[25].



*Figure III.2 : Sea Shadow [26]*

### **III.3 LES DIFFERENTES TECHNIQUES DE LA REDUCTION DE LA SER**

Les différentes techniques qui suivent sont souvent complémentaires. La plus utilisée est l'optimisation de la géométrie qui permet de réduire la SER pour la plus part des surfaces. Elle est souvent couplée aux absorbants qui sont utilisés pour des applications plus localisées. Les absorbants réduisent également les effets d'ondes rampantes contrairement à l'optimisation de géométrie [25].

Il y a trois moyens de réduire la SER d'un véhicule qui sont :

- ❖ L'étude de la forme des véhicules de manière à redistribuer l'énergie dans une autre direction (angle de réflexion poubelle).
- ❖ L'utilisation de matériaux RAM passifs.
- ❖ L'utilisation des matériaux RAM actifs ou générateurs RF adaptés.

Actuellement ce sont les formes conjuguées avec l'utilisation des matériaux RAM passifs appliqués localement qui ont fait l'objet de réalisations opérationnelles. L'utilisation de matériaux RAM actifs est pour l'instant trop coûteuse et pas assez développée pour avoir fait l'objet d'applications sur des matériels de série.

### **III.4 OBTENTION DE LA FURTIVITE PAR LA FORME DES VEHICULES**

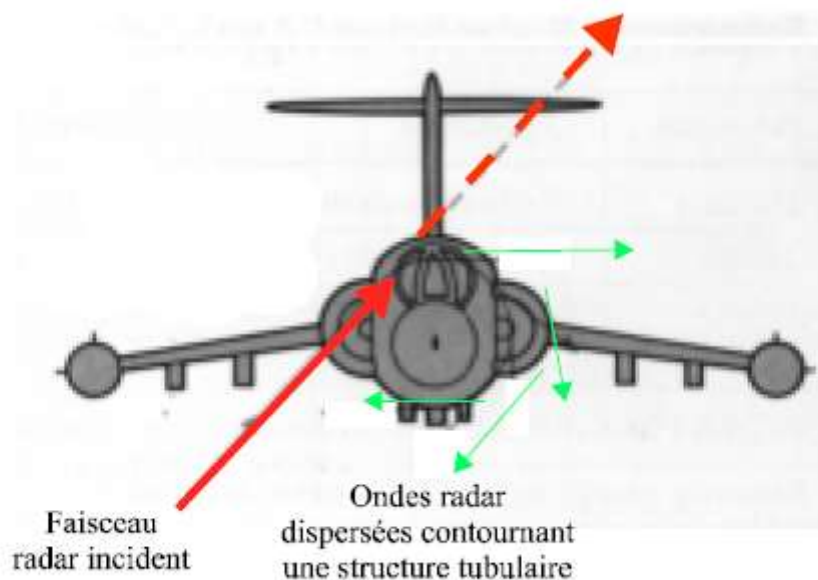
Dans la conception d'un véhicule furtif, il faut éviter les rayons de courbure trop importants ou des structures angulaires, les dièdres prononcés, les discontinuités de surface.

Dans le cas où les dimensions de la cible sont nettement supérieures à la longueur d'onde incidente, toute la cible reçoit le rayonnement électromagnétique incident et ce pour

toute la même portion d'onde , nous sommes donc dans le domaine de diffusion de Raleigh .La diffusion de Raleigh n'a pas de grande influence sur la SER et on peut considérer que la SER d'un avion ou d'un navire est en gros proportionnelle à sa taille, car même pour les radars BF actuels (100Mhz ) ,cela nous donne des cibles de l'ordre de 3 mètres .

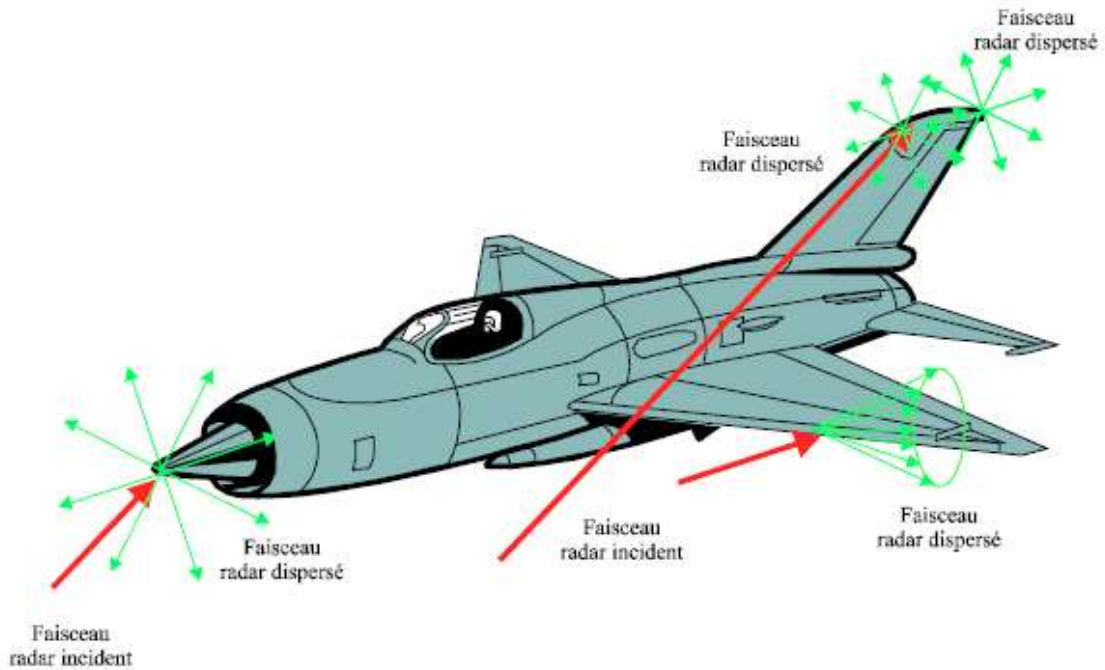
Par contre pour les missiles il en est tout autrement. Il peut être intéressant de déterminer les diffusions de Raleigh pour des parties restreinte d'une cible .Quand la cible à une taille voisine de la longueur d'onde incidente et jusqu'à environ  $10\lambda$  nous sommes en régime résonnant ou quasi résonnant (diffusion de Mie) [27].

En plus des phénomènes de diffusion nous sommes aussi en présence de phénomènes de réflexion (spéculaires ou non et qui dépendent fortement de la texture de surface de l'objet illuminé).et de dispersion. La Fig III.3 et III.4 nous montre comment les ondes de dispersion se forment au niveau d'une structure tubulaire



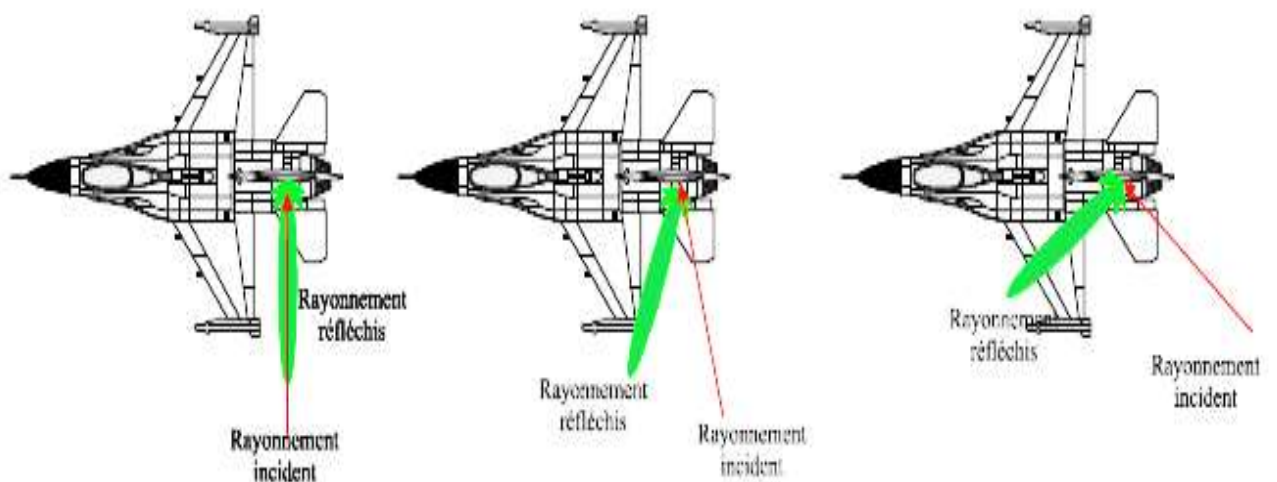
**Fig III.3 : Rayonnement par dispersion**

La fig III.3 nous montre le principe de dispersion d'un rayonnement radar incident sur un cône (entrées d'air réacteur ....) , des arêtes vives (voilure par ex) au des structures angulaires (Haut de la dérive ,liaison entre bord d'attaque et les saumons d'ailes .....)



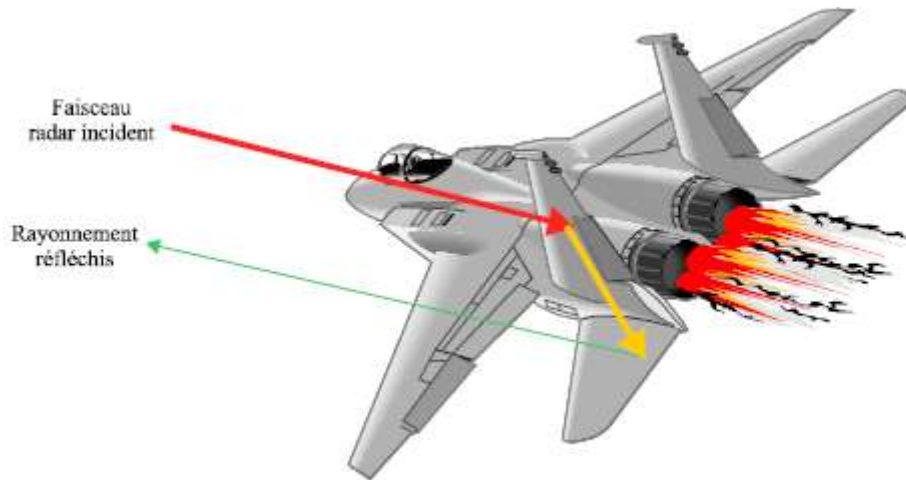
**Fig III.4 : dispersion par des structures coniques, arêtes vives, structures angulaire [27]**

L'incidence selon laquelle le faisceau radar frappe une surface, influe fortement le rayonnement réfléchi par la cible. Plus on s'écarte de la normale à la surface illuminée, plus l'énergie réfléchie dans l'axe de l'illuminateur (le radar) est faible comme le montre la Fig III.5 on peut noter que la flèche de la voilure a aussi son importance (plus la flèche est importante plus la SER est faible au niveau de la voilure) . Les profils de voilure à double flèches sont, les mieux adaptés au niveau de la SER.



**Fig III.5 : Influence de l'angle d'incidence sur l'énergie réfléchi par une cible [28]**

Il faut éviter par ailleurs les dièdres et trièdres, en effet par réflexions successives l'énergie peut ressortir dans l'axe de réception du radar voir Fig III.6



**Fig III.6 : Influence d'un dièdre sur la SER [28]**

C'est pour cela que l'on évite les emports sous voilure de munitions et carburant (il doivent être transportés en soute) d'où une taille relativement importante des avions furtifs par rapport à leur capacité d'emport.

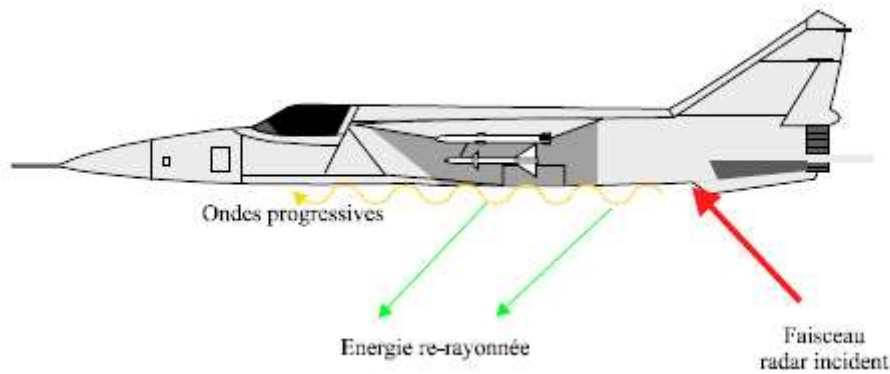
D'autre part, les cavités représentent des points de réflexion privilégiés des ondes radar.

Comme cavités on peut distinguer les systèmes optroniques, le poste de pilotage, les entrées d'air, les aériens de radar et notamment ceux de formes paraboliques (c'est pour cela qu'ils sont orientés sur le côté pour limiter la SER de secteur avant lorsqu'ils ne sont pas utilisés).

On peut diminuer la réflexion d'une cavité en plaçant au-dessus de la cavité une grille. [29.30]

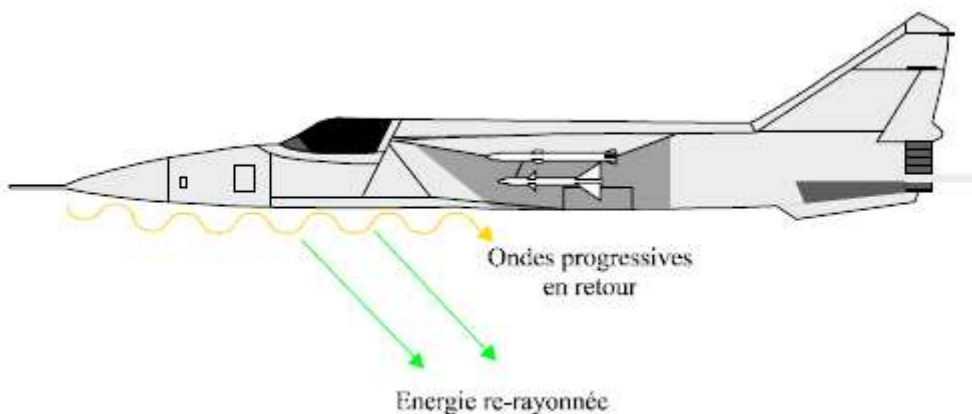
#### **III.4.1 Ondes progressives**

Le phénomène d'ondes rampante ou 'ondes progressives' est de loin le plus délicates à traiter. En effet un rayonnement électromagnétique peut induire à la surface de la cible illuminée des courants électriques générant des ondes électromagnétiques (onde de surface) qui courent sur toute la surface de la cible pour ne sortir qu'à certaines extrémités tout en ayant re - rayonné une partie de l'énergie induite à la même fréquence et selon le même angle que l'onde incidente (Fig III.7).



**Fig III.7 : Génération d'ondes progressives [30]**

Une fois arrivée aux extrémités de la cible (l'avant de l'avion dans notre cas), l'onde progressive rebrousse chemin et ré-rayonne donc dans la direction de l'émetteur, et qui s'ajoute à la SER de l'engin Fig III.8.



**Fig III.8 : Génération d'ondes progressives en retour [30]**

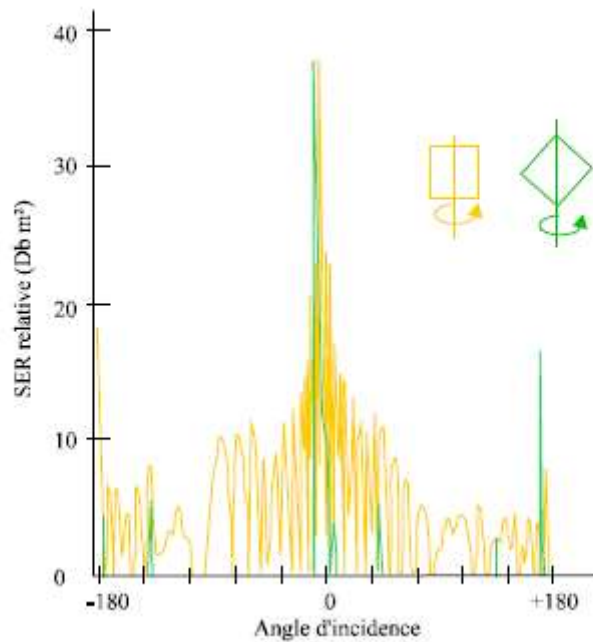
D'autres points de sortie privilégiés des ondes progressives sont les ruptures l'impédance que l'on trouve sur la surface d'un avion comme les trappes de visites, cockpits, trappes de train d'atterrissage, réfrigérants ainsi que les joints entre les différents éléments de chaudronnerie du fuselage et de voilure.

#### **A) Influence de l'orientation et de la rotation d'un plan simple :**

La Fig III.9 nous donne la SER relative d'un plan dont les bords sont // à l'horizon et nous voyons que quelque soit l'angle selon lequel on le voit ,un signal est perçu (courbe en jaune). Toutefois lorsque le faisceau radar frappe la cible selon la normale à la surface, la cible présente une SER importante.

Si l'on incline la plaque à  $45^\circ$  (Axe de rotation passant par les coins du parallélépipède), nous voyons que la cible ne présente une SER significative que sous certains

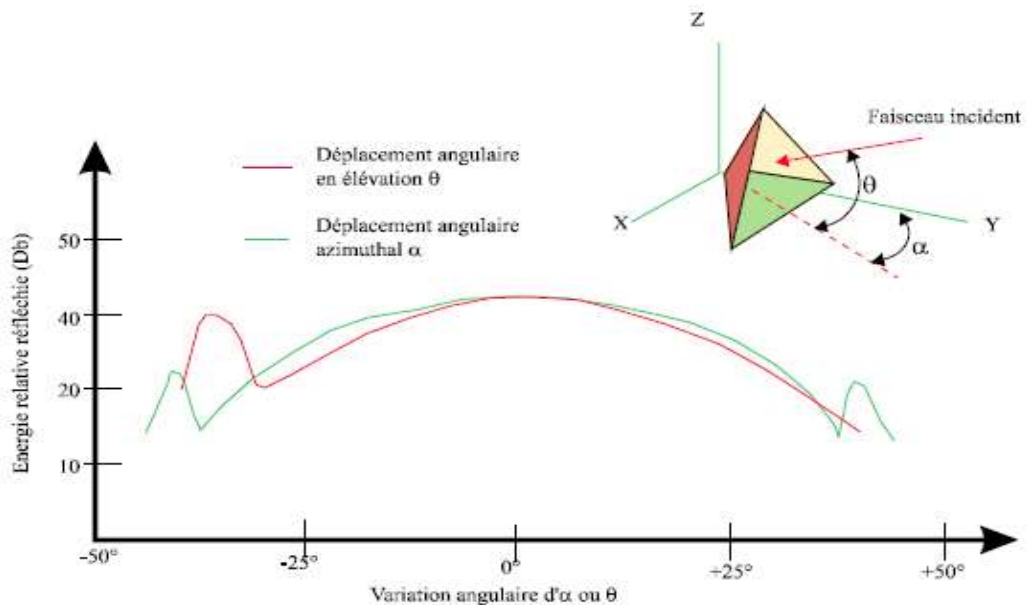
angles d'incidence (maximale à la normale à la surface et inférieure à ,150°,165°). Pour tous les autres angles la SER n'est pas significative.



**Fig III.9 : Influence de l'orientation et de la rotation d'un plan simple sur la SER [31]**

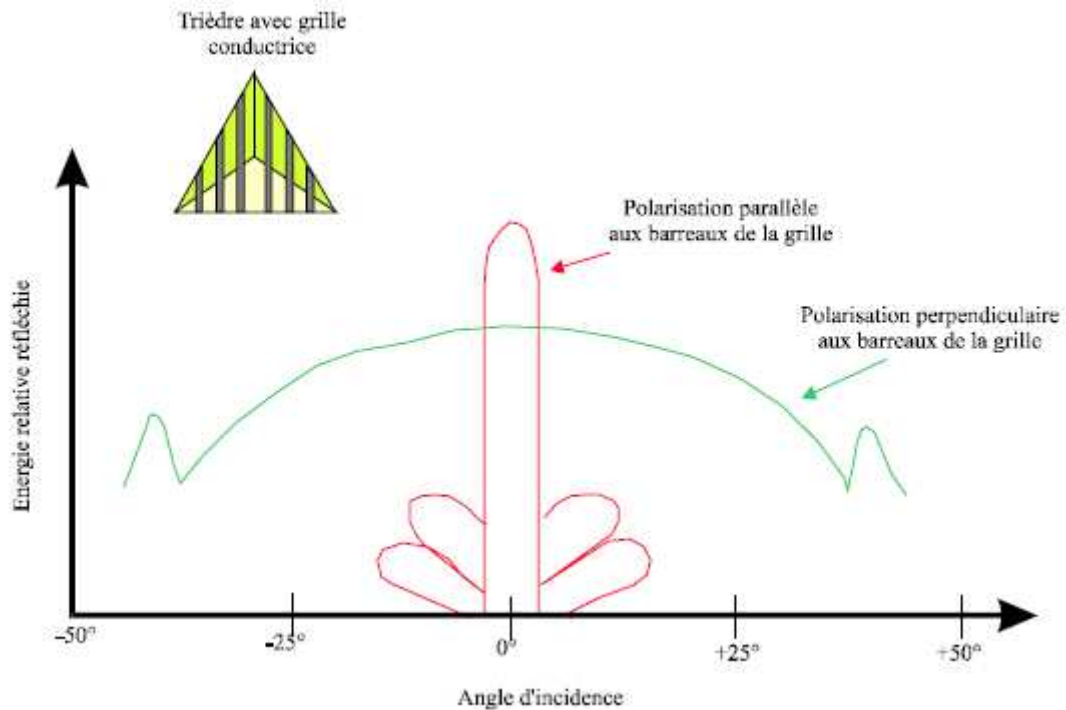
**B) Influence de l'angle d'incidence (azimut et élévation) sur la rétrodiffusion d'une onde radar dans un trièdre triangulaire :**

La Fig III.10 nous montre que lorsque l'on fait varier l'angle d'incidence d'une onde radar sur un trièdre, nous pouvons avoir une variation de 15 dB de l'énergie réfléchi par le trièdre. Nous voyons que la cible réfléchit toujours un signal à plus ou moins 45° d'incidence. Au-delà le signal réfléchi est relativement faible



**Fig III.10 : Influence des angles d'incidence sur l'énergie réfléchi par un trièdre [31].**

**C) Effets d'une grille posée devant un trièdre triangulaire :**



**Fig III.11 : Influence d'une grille placée devant un trièdre triangulaire [31]**

Nous voyons dans ce cas que la polarisation de l'onde incidente peut avoir une influence sur la SER d'une structure.

### **III.5 Solutions pour rendre une cible discrète par la géométrie des formes**

Pour rendre un avion discret au radar on peut métalliser les verrières de cockpit, limiter le nombre de trappes de visite, revoir l'architecture des entrées d'air. Les figures dont on a cité précédemment nous donnent un aperçu de certaines géométries destinées à limiter la SER des aéronefs.

#### **III.5.1 Facettisation des formes**

Dans ce concept de facettisation, nous trouvons comme exemples le F117, la frégate LAFAYETTE, le SEA SHADOW voir fig III.12, III.13 :



### A) cas du F117

**Grilles camouflant les aubes de compresseurs des turboréacteurs**  
 Noter aussi que les entrées d'air ne sont pas visible du sol

**Verrière de cockpit rendue conductrice par dépôts sous vide et dont les jonctions avec la cellule sont isométriques (câble triangulaire)**

**Systèmes optiques camouflés par des grilles très fines ne perturbant la détection IR visible et laser**

**Trappes de vision situées sur le dessus de l'avion et dont les bords sont dentelés (Structure isométrique) pour disperser les rayonnements RF émis par les ondes progressives (discontinuité de surface) dans toutes les directions (dose d'énergie moindre dans la direction de radar illuminateur)**

**Abandon de dièdres (pas d'empennage cruciforme par ex)**

**Les facettes de l'avion ont un angle tel que la réflexion radar se fait dans les "angles poubelle" en général vers le haut**

**Aucun point d'empoi extérieur les missiles et bombes sont en soute**

**Forte flèche du bord d'attaque de la voilure**

**Bords des parties mobiles (volets élévons etc) biseautés ainsi que les parties fixes de la structure leur faisant face**

**Fente entre un élévon et une structure**

		Neutre
		Dirigé

Normale                      Discrete radar

Fig III.12 :Concept de facettisation appliquée au F117 [32]

Le F117 outre sa forme, ne comporte pas de points d'emports sous voilure générateur de dièdre et sa furtivité est complétée par l'utilisation de matériaux RAM (Radar Absorber Matériel) sur certaines zones de la surface de l'avion. Le traitement infrarouge porte essentiellement sur les moteurs (pas de PC et dilueur de jet)

### B) cas de la frégate LAFAYETTE

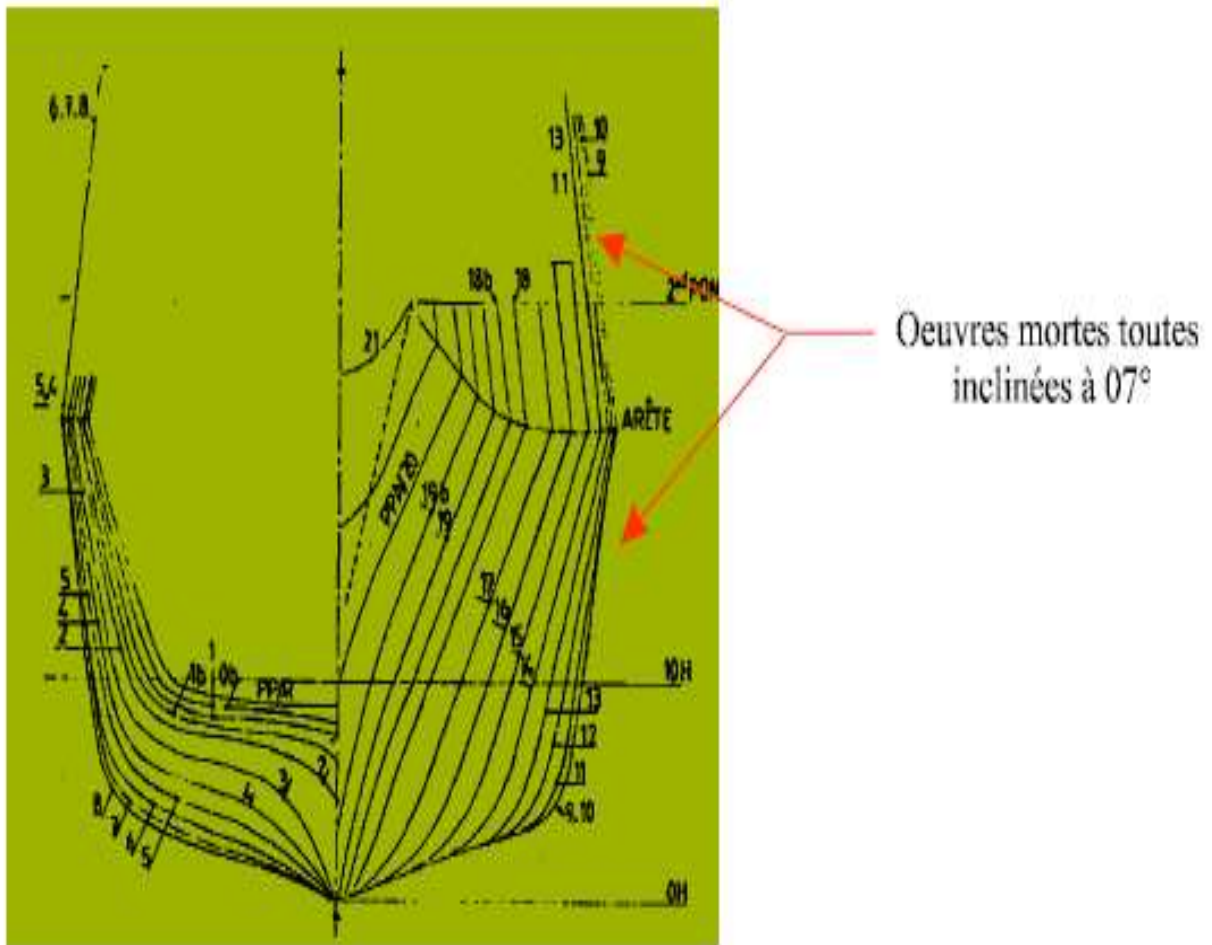
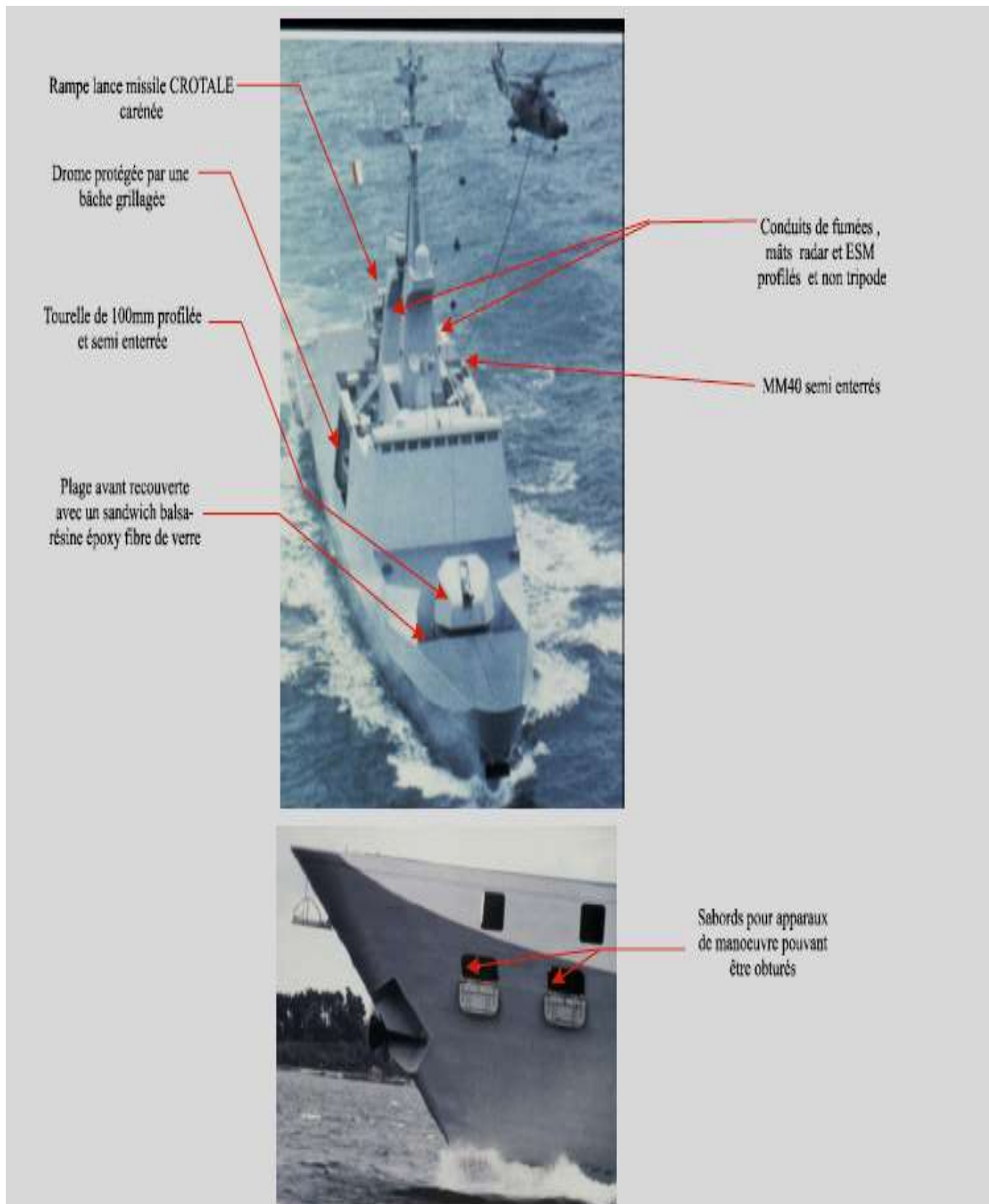


Fig III.13 : Plan de formes de la frégate LAFAYETTE [32]



**Fig III.14 : Concepts de limitation de la SER par la géométrie des formes sur les frégates LAFAYETTE [32]**

Nous voyons sur ces exemples que les dièdres et les surfaces cylindriques de faible rayon ont été réduits au strict minimum sur la frégate LAFAYETTE .D'autre part le fait qu'aucune surface ne soit verticale ,couplée avec un système de tranquillisation (Utile aussi pour l'utilisation de l'hélicoptère ASM) ,est l'autre contributeur à la réduction de la SER...Il faut cependant noter que la furtivité radar est complétée par le traitement de certaines surfaces par des matériaux RAM) Contrairement au Sea Shadow la frégate LAFAYETTE est le 1<sup>er</sup> navire opérationnel ayant fait l'objet d'une production en série.

### III.5.2 Formes adoucies contribuant à la réduction de la SER :

#### A) Le précurseur des avions à discrétion Radar est le SR 71 (Fig III.15) :



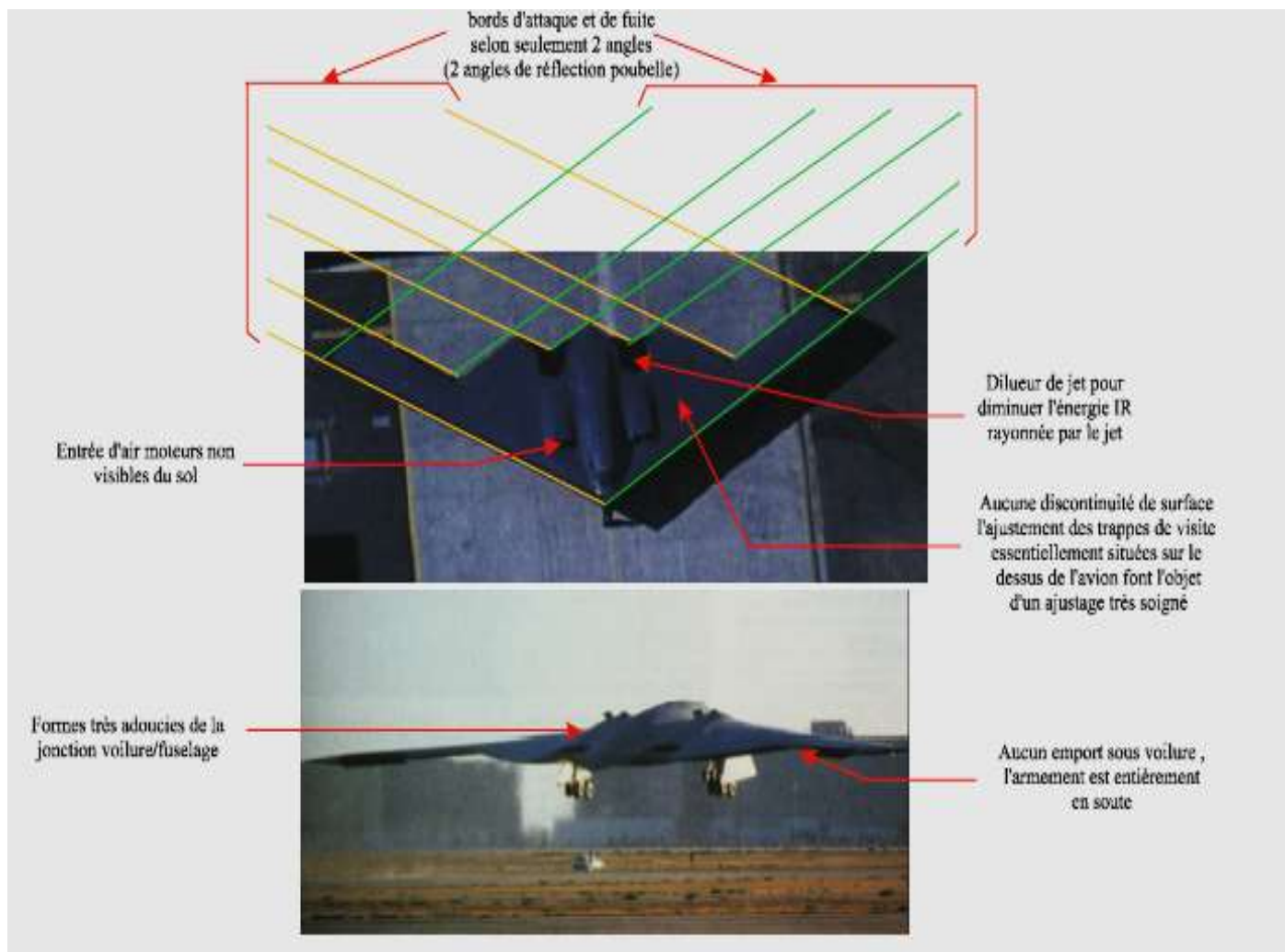
**Fig III.15 : Éléments contributeurs à la réduction de la SER du SR 71 [32]**

En effet cet avion ne présente aucun dièdre et aucune surface verticale .Les dérives présentent un dièdre négatif (vol en palier et rectiligne) On notera qu'aucun effort de discrétion radar au niveau des cônes mobiles des entrée d'air moteur n'a été fait car la vitesse était un facteur opérationnel primordial dans l'utilisation de cet avion en reconnaissance..

Nous pouvons noter que le fuselage n'est pas de section ovoïde ni cylindrique et que la jonction fuselage - aile présente des formes particulièrement adoucies

#### B) Cas du bombardier B2

Le bombardier B2 est l'exemple type de la réduction de la SER par l'utilisation des formes adoucies voir Fig.34, le F22 successeur du F15 reprend les mêmes traitements géométriques que la B2 [31,33].



**Fig III.16 : Profils du B2 présentant une SER réduite [33]**

### **III.5.3 Traitement des entrées d'air moteur :**

Les entrées d'air moteur sont des sources d'indiscrétion radar parmi les plus caractéristiques et notamment pour les radars utilisant l'effet doppler. En effet le premier étage compresseur présente une SER très importante .C'est pour cela que les entrées d'air des F117 et B2 ne sont pas visibles du sol. L'exemple de la Fig III.17 nous présentant un HARRIER vu de face est assez éloquent.

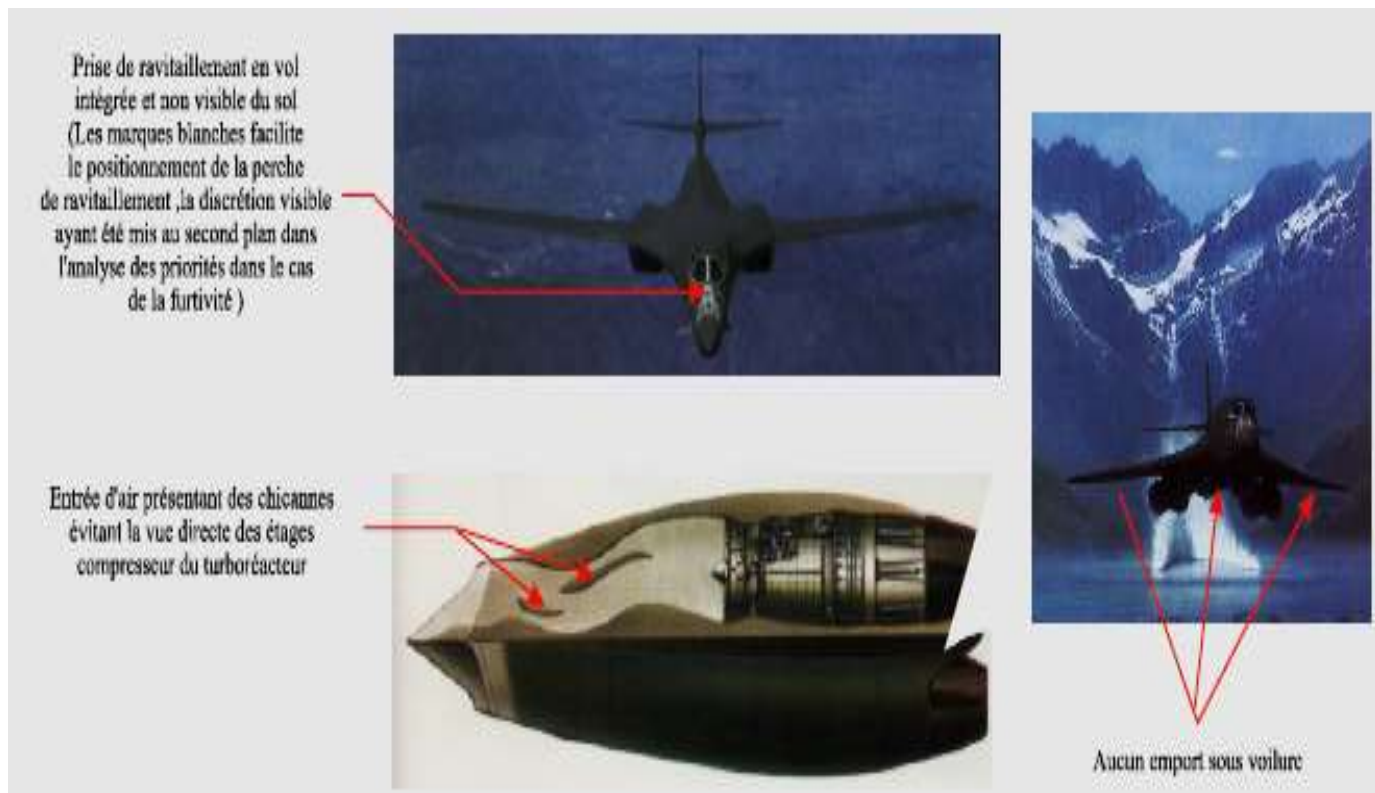
Entrée d'air présentant une SER importante



**Fig III.17 : Forte SER des entrées d'air moteur du HARRIER [33]**

**A) traitement des entrées d'air du bombardier stratégique B1 b :**

A l'origine le B1b était un bombardier supersonique (1,3 M) mais ses entrées d'air étaient peu discrètes. Le constructeur de ce bombardier à la demande des états-majors a rendu ces entrées d'air plus discrètes en évitant une vue directe du 1<sup>er</sup> étage du compresseur des turboréacteurs voir Fig III.18 Ceci s'est traduit par une diminution significative de la SER de l'avion mais la poussée du réacteur s'en est trouvée diminuée (perte de 0,4 mach de la vitesse) et l'avion est maintenant subsonique.



**Fig III.18 : Réduction de la SER par la géométrie des entrées d'air moteur [33]**

Un autre exemple de traitement est celui du RAFALE D dont les cônes d'entrée d'air moteurs ne sont plus visibles du sol. Le F/A-18 E/F a lui aussi, une discrétion radar accrue par modification des entrées d'air par rapport au F18 standard.

La diminution de la SER par la géométrie de structure est parfois insuffisante et doit être complétée par le traitement d'une partie de la surface par des matériaux RAM ou des systèmes actifs de CME de façon à améliorer la discrétion des cibles.

### III.5.4 Exemple de traitement des discontinuités sur la voilure :

Pour modifier le profil de la voilure on utilise actuellement des bords de bord d'attaque, des volets hypersustentateurs (le cas des élevons a été traité auparavant). Les inconvénients de ces dispositifs sont les fentes, donc les ruptures d'impédance qu'ils présentent sur la voilure. La Fig.37 nous montre un type de solution à ce problème par l'adoption d'une voilure à cambrure variable étudiée par beaucoup de bureaux d'étude



Fig III.19 : Traitement des discontinuités des volets et bords d'attaques [33]

## III.6 MATERIAUX RAM

On distingue deux grandes familles de matériaux utilisés dans la furtivité radar, ce sont les matériaux RAM passifs (les plus utilisés actuellement), et les matériaux RAM actifs.

### III.6.1 Matériaux RAM passifs :

Le principe de fonctionnement de base des métamatériaux est de réussir à piéger l'onde incidente dans ce type de matériaux. Pour cela, il faut réaliser une adaptation de

l'impédance du métamatériau avec l'impédance caractéristique du vide afin de limiter la réflexion à l'interface air/métamatériaux. L'onde incidente une fois entrée dans la structure du métamatériau est atténuée pour ne pas en ressortir. Dans ce chapitre, nous allons présenter les différents types des métamatériaux absorbants selon leurs modèles existants. En premier temps, nous allons présenter les cavités résonnantes de forme circulaire puis on va passer à la conception des cibles à base de ces métamatériaux absorbants pour avoir la furtivité [32].

### III.6.2 Principe de conception

Le principe de conception est basé sur l'adaptation du métamatériau à l'impédance caractéristique du vide [33]. Pour réaliser cette adaptation, il faut modifier la permittivité et/ou la perméabilité de l'absorbant à métamatériaux afin de réaliser une fonction donnant  $\sqrt{\mu_r/\epsilon_r}$ , sachant que l'impédance caractéristique d'un matériau est tel que :

$$Z_c = \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} Z_0 \quad (\text{III.1})$$

Les coefficients de transmission  $T$  et de réflexion  $R$  étant reliés à l'impédance par la relation suivante [34]:

$$\begin{cases} T = \frac{2\sqrt{Z_1 Z_2}}{Z_1 + Z_2} \\ R = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Où  $Z_1$  impédance du milieu de provenance de l'onde incidente et  $Z_2$  impédance du milieu où l'onde se propage.

Une fois transmise à l'intérieur de la structure de l'absorbant à métamatériaux, l'énergie de l'onde incidente est retenue par un effet de cavité, formée par l'espace entre le motif et le plan de masse. Les réflexions à l'intérieur de la cavité et les pertes du diélectrique, même si elles sont peu élevées, amortissent fortement l'énergie. Comme tous les métamatériaux, les absorbants à métamatériaux sont de type résonant, c'est à dire qu'ils ne fonctionnent qu'à certaines fréquences correspondant à leurs modes électromagnétiques [35].

La réflexion et la transmission d'une onde électromagnétique qui travers deux milieux différents d'une façon normale à la surface de séparation peut représenter par la figure suivante.



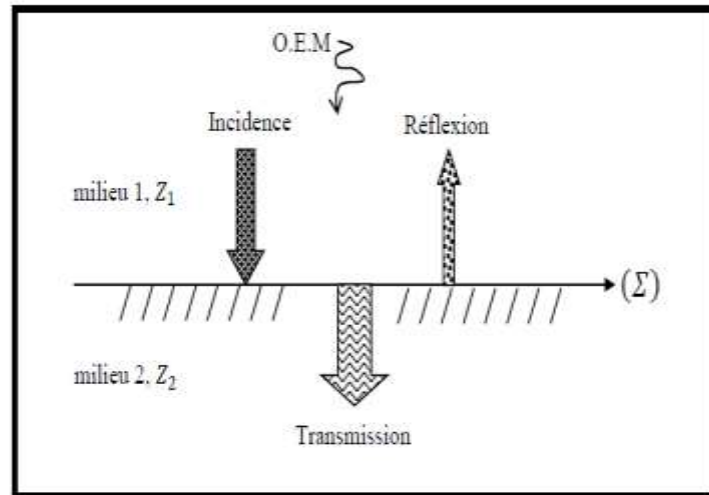


Fig III.20 :Réflexion et transmission d'une onde à l'interface de deux milieux [35]

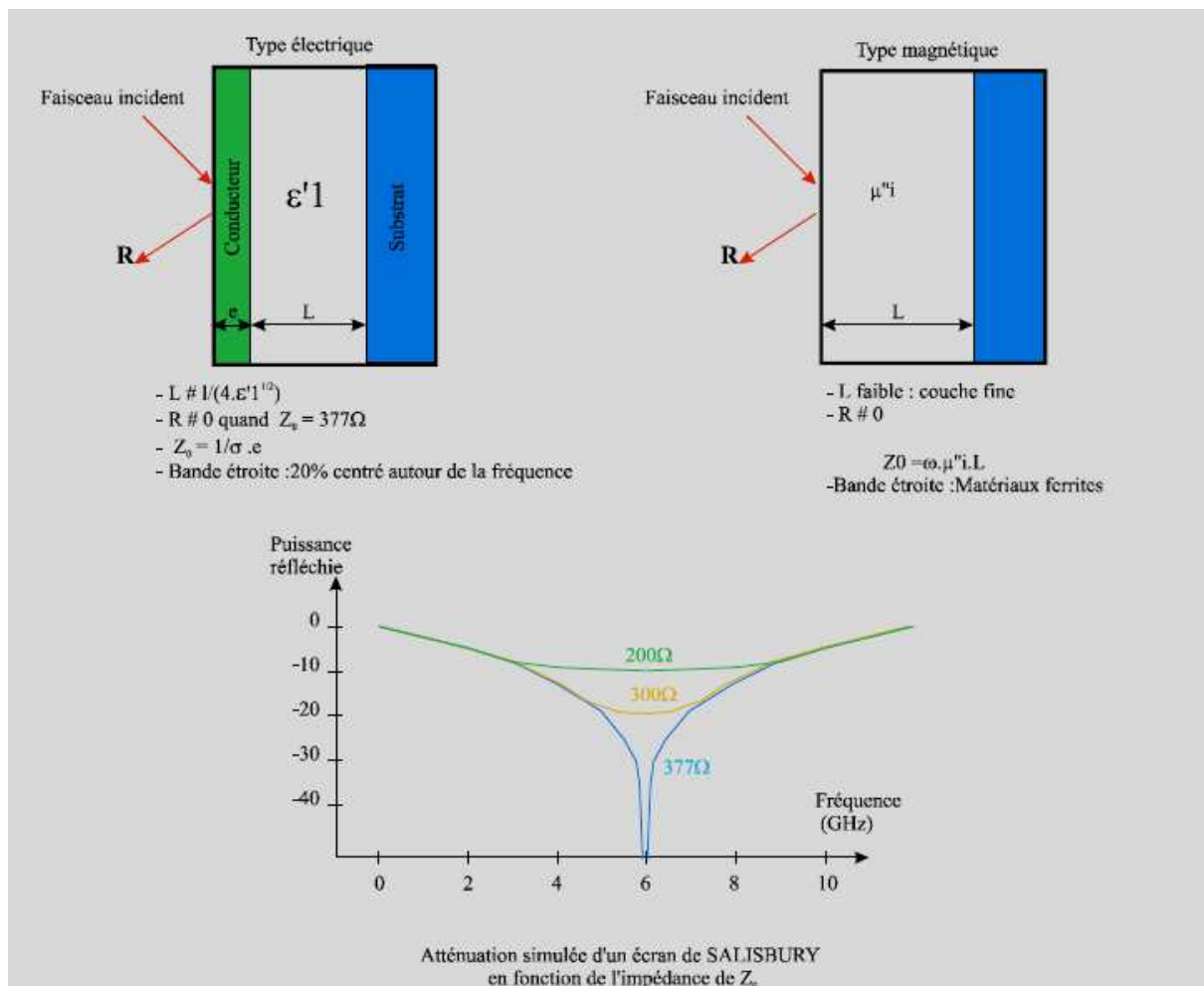


Fig III.21 : Principe des écrans de SALISBURY [35]

### **III.6.3 Ecrans Absorbants :**

Les écrans absorbant peuvent être :

- Massif (matériaux à  $\epsilon$  et  $\mu$  adaptés)
- Composites avec des charges de type fer carboxyle, poudres de carbone, polymères conducteurs, ferrites ou ferromagnétiques.

Il est évident que la concentration et la dispersion joue un rôle déterminant dans la conception de matériaux RAM dissipatifs.

Pour la réalisation de matériaux RAM absorbants haute température le liant peut être du type céramique [35] .

Les types de polymères conducteurs utilisables sont du type poly aniline, poly pyrrole ou poly alkylthiophène .

Les ferrites peuvent être :

- De type hexagonal de type  $BaMe_2Fe_{12}O_{19}$  dopée CoTi ou Co Y ou ZnY
- De type cubique '(Grenat) de type  $YFe_2O_{12}$
- De type spinelle  $NiFeO_4$  dopé Zn Ni ou Co Ni

L'inconvénient majeur des matériaux SER à base de ferrite réside essentiellement dans leur poids car pour être efficaces ces matériaux doivent avoir une épaisseur de plusieurs millimètres et sont donc réservé aux applications terrestres où le poids n'est pas un facteur limitant.

### **III.7 DISCRETION RADAR AVEC DES SYSTEMES ACTIFS :**

Les solutions de réduction de la SER par les matériaux RAM passifs ne sont applicables que dans le cas des radars mono statiques .Lorsque l'on observe une cible selon un grand angle d'observation, la SER est indépendante du matériau .De même pour les fréquences radar BF les matériaux passifs ne sont guère utilisables car les épaisseurs des matériaux RAM deviennent trop importantes.

#### **III.7.1 Comment parvenir à rendre discrète une cible dans le cas d'une Illumination par un radar multistatique ou BF?**

Pour être discrète la cible doit émettre un signal en opposition de phase et d'amplitude pour annuler l'onde radar réfléchié par elle-même Cela exige de la part de la cible de pouvoir analyser :

- La fréquence
- L'intensité.
- La forme d'onde
- La polarisation.
- L'angle d'incidence

L'onde incidente. Elle doit en outre connaître ses propriétés radioélectriques vis à vis des paramètres sus mentionnés et être assez versatile pour pouvoir rayonner une onde destinée à supprimer l'onde incidente réfléchie ,et ce ,au bon moment. Les systèmes actifs sont délicats à mettre en œuvre quand les fréquences incidentes sont élevées car les phénomènes de diffraction sont difficiles à maîtriser, par contre dans le domaine BF ou les matériaux passifs et les formes sont difficiles à appliquer les systèmes actifs sont très prometteurs.

### **III.8 CONCLUSION**

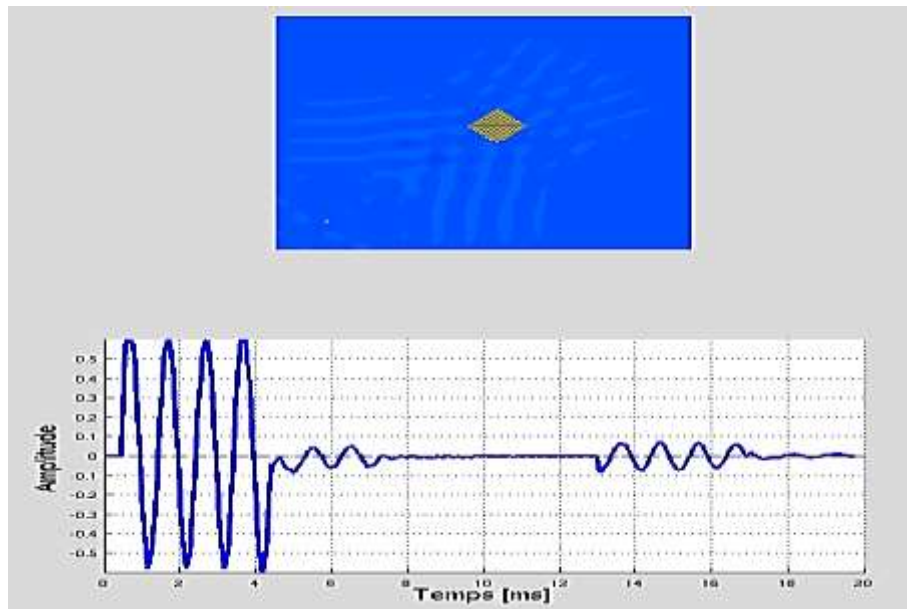
Dans ce chapitre trois techniques de base de la réduction de SER ont été représentées Sur les trois, l'utilisation de l'optimisation de la géométrie et les matériaux absorbants sont les plus utilisés à ce jour Pur avoir une réduction de SER optimale il faut avoir les meilleurs compromis dans la conception d'objets Les méthodes de réduction de la SER comportent des avantages mais également des inconvénients Par exemple, la modification de la forme d'un avion est limité à certains principes aérodynamiques.

## IV.1 INTRODUCTION

Dans le cas où un seul objet est présent devant le radar, on peut effectivement déterminer sa distance au radar, connaissant la vitesse de propagation des ondes (pour des ondes électromagnétiques, la vitesse de la lumière, soit 300 000 km/s) et le temps mis par les ondes pour faire un aller-retour radar/objet.

On peut effectivement arriver à reconstruire la forme de l'objet présent devant le radar si on connaît les échos dans toutes les directions autour de l'objet. Cette situation est-bien sûr inenvisageable pour un avion par exemple (il faudrait ainsi entre autres positionner des radars en l'air au-dessus de l'avion ...).

## IV.2 ECHO RADAR D'UN OBJET



**Fig IV.1** Mesure par simulation de l'écho radar d'un objet.

La caractéristique de furtivité d'un objet concerne sa discrétion, ou son invisibilité face aux radars. Le cube de la figure IV.1 est par exemple loin de pouvoir être considéré comme furtif. En effet, une face du cube se présente perpendiculairement à la direction du radar, un maximum d'énergie de l'onde incidente est diffracté directement vers le radar (cette réflexion orthogonale à la face de l'objet est dite spéculaire, et constitue en quelques sortes un des pires ennemis pour un objet que l'on souhaite furtif).

### IV.3 TRAITEMENT ABSORBANT OU ACTIF

Une idée pour diminuer cet écho est de chercher à absorber l'onde incidente. Ceci peut se faire en jouant sur les matériaux recouvrant l'objet. Les résultats d'une simulation du cube précédent de la figure IV.1 sur lequel a été ajoutée une couche absorbante sur la face en regard de la source, se trouvent sur la IV.2.

On peut aussi penser à un traitement actif, c'est-à-dire à un ensemble de capteurs (d'antennes) sur la surface de l'objet détectant l'amplitude et la phase de l'onde incidente à chaque instant, puis fournissant électroniquement un signal qui lui est directement opposé (en opposition de phase plus précisément). Ainsi, à chaque instant l'onde totale réémise par l'objet, somme de l'onde incidente provenant du radar et de celle émise directement par l'objet, est nulle: aucun écho ne parvient jusqu'au radar.

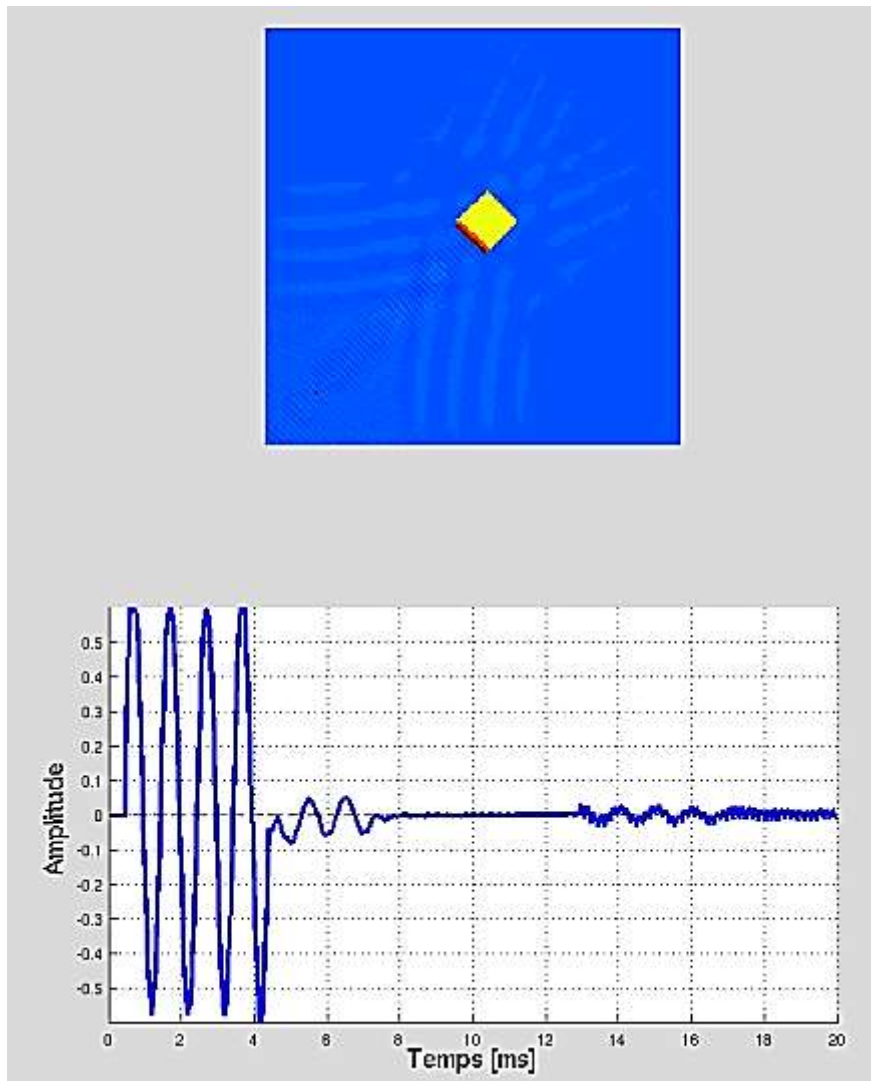
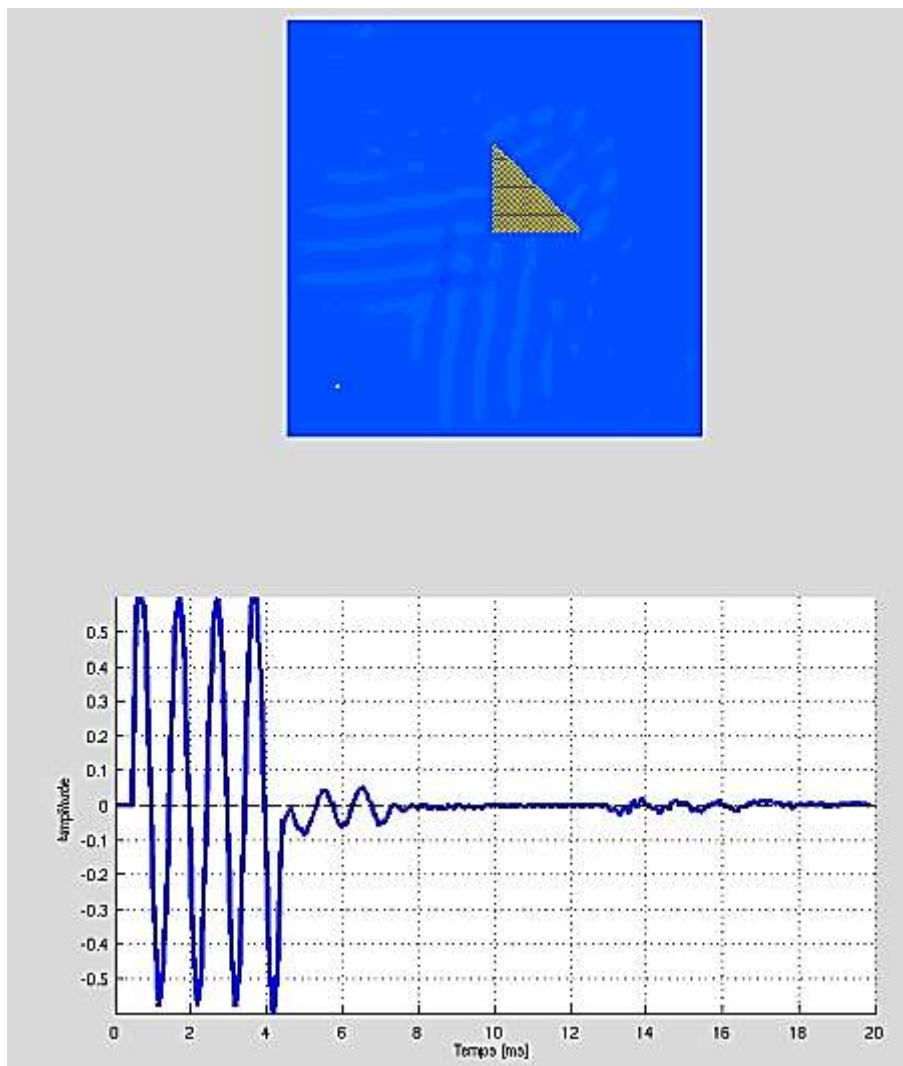


Fig IV.2 Diminution de l'écho radar d'un objet par un traitement actif

## IV.4 GEOMETRIE DE L'OBJET

Le cube de la figure IV.1 renvoie une grande partie de l'énergie de l'onde incidente en direction inverse (donc directement vers le radar) à cause de sa face perpendiculaire à la direction incidente.

Pour diminuer cette énergie renvoyée, on peut donc assez simplement penser à changer cette géométrie. Par exemple, la forme conique de l'objet sur la IV.3 permet de diffracter l'onde incidente provenant du radar dans des directions autres que celle précisément du radar: le signal capté par celui-ci en retour est donc significativement amoindri.

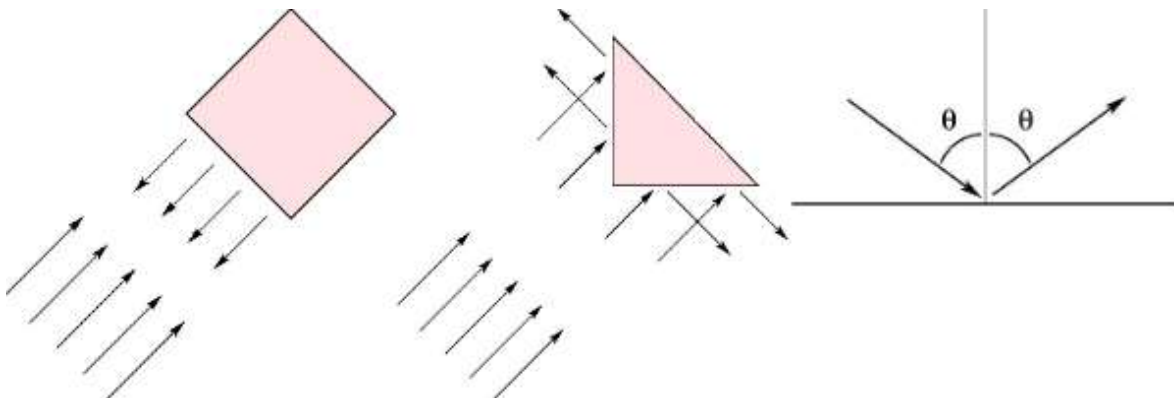


**Fig IV.3 Diminution de l'écho d'un objet en jouant sur sa forme**

## IV.5 L'OPTIQUE GEOMETRIQUE ET SES LIMITE

L'analyse précédente, bien que assez simpliste, permet de réduire significativement l'écho radar d'un objet. Cette analyse repose sur la représentation des trajets des ondes électromagnétiques en rayon, et ainsi sur les lois de l'optique géométrique.

En accord avec ces lois, les ondes se propagent suivant des trajets rectilignes. Dans les deux cas de figure précédent, pour une forme carrée et pour une forme triangulaire, on a donc les deux types de trajets donnés sur la IV.4.



**Fig IV.4 : Trajets de rayons lumineux sur un objet carré et triangulaire**

Sur l'objet carré, les ondes incidentes sont perpendiculaires à la face de l'objet, et sont donc réfléchies essentiellement vers la source: l'écho radar est important (simulation IV.1).

Pour l'objet triangulaire, les ondes incidentes sont réfléchies dans des directions autres que celle de la source: l'écho radar est donc diminué (cf. simulation IV.3).

Le trajet des rayons suit la loi de Snell-Descartes de l'optique géométrique (à droite): l'angle d'incidence est le même que celui de réflexion.

La propagation des ondes électromagnétiques est décrite par les équations de Maxwell. Ces équations sont difficiles à résoudre dans la plupart des cas réels. Si l'optique géométrique offre une alternative à ces équations, et des outils simples pour analyser le comportement de ces ondes, elle ne permet néanmoins pas d'en rendre complètement compte. En effet, si tel était le cas, dans la simulation de la IV.3, aucune onde ne serait réfléchie en direction de la source et l'écho radar serait nul comme le montre le trajet des rayons schématisé IV.4. Une onde électromagnétique est caractérisée par sa fréquence, ou de manière équivalente, par sa longueur d'onde.

L'optique géométrique ne permet pas de rendre compte des phénomènes de diffraction: lorsqu'une onde interagit avec un ou des obstacles dont la taille est de l'ordre de grandeur de

sa longueur d'onde, le comportement ondulatoire donne lieu à des phénomènes d'interférence (par exemple dans l'expérience des fentes d'Young, ou encore de la diffraction par un trou circulaire de petite taille).

On peut montrer que les lois de l'optique géométrique sont une approximation au Premier ordre des équations de Maxwell lorsque la fréquence des ondes étudiées tend vers l'infini. C'est bien le cas pour des ondes lumineuses, qui ont une fréquence très élevée (de l'ordre de  $4.10^{12}$ Hz pour le rouge jusqu'à  $7.10^{12}$ Hz pour le violet). Par contre, cette hypothèse peut clairement être mise en défaut pour les fréquences auxquelles fonctionnent des radars (de l'ordre du GHz, voire du MHz). Dans ce cas, il faut soit trouver des développements plus précis que l'optique géométrique (des développements alors au deuxième, troisième, ..., ordre), comme en fournit l'optique physique,

## IV.6 MATERIAUX RAM PASSIFS

Pour notre modèle ainsi étudié, nous avons choisi la forme circulaire (cylindrique), donc nous allons étudier une cavité résonnante cylindrique de modes transverse électrique (TE) et transverse magnétique (TM). Pour définir les fréquences des différents modes qui vont se créer dans cette cavité, on peut utiliser les formules suivantes, qui sont différentes selon que les modes diffèrent [32]. Nous avons :

- Pour les modes TE :

Le nombre d'onde est donné par :

$$k_{m,n,p} = \sqrt{\left(\frac{X'_{mn}}{l}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (\text{IV.1})$$

Ce qui correspond à la fréquence des différents modes TE suivante :

$$f_{m,n,p} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{X'_{mn}}{l}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (\text{IV.2})$$

Tous les paramètres de (IV.3) et (IV.4) sont cités à [32].

Pour les modes TM :

$$k_{m,n,p} = \sqrt{\left(\frac{X_{mn}}{l}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (\text{IV.3})$$



Et :

$$f_{m,n,p} = \frac{c_0}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{X_{mn}}{l}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (\text{IV.4})$$

#### IV.6.1 Conception des cibles

Dans cette section nous allons utiliser toute les propriétés des métamatériaux absorbants citées précédemment pour le design des cibles furtives.

##### ■ *Cible A*

Cette première cible peut être représentée la cellule de base pour la conception proposée, elle est constituée par un réseau (1×2) qui possède deux résonateurs en anneaux fendus de forme circulaire . La cible A est étudiée à partir de deux configurations possibles ; la première où l'interruption de la fente pour l'anneau externe est dirigée vers l'extérieure (cible 1) et la seconde l'interruption est dirigée vers l'intérieure (cible 2). Sur le HFSS, les deux cibles sont représentées par la figure suivante.

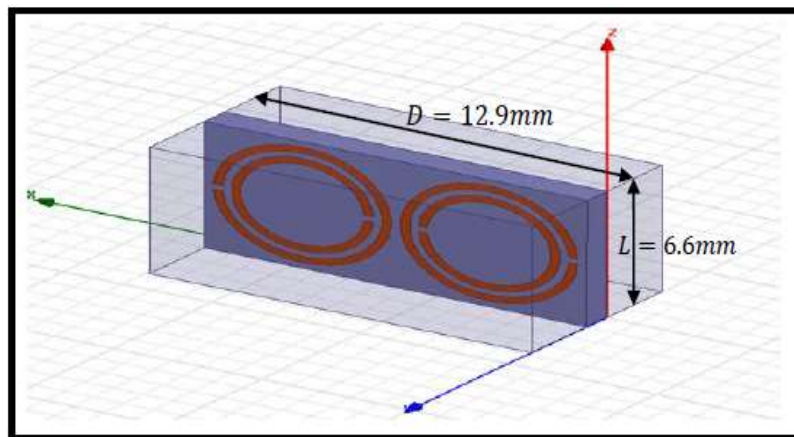


Fig IV.4 : Cible 1 sur le 3-D Modeler

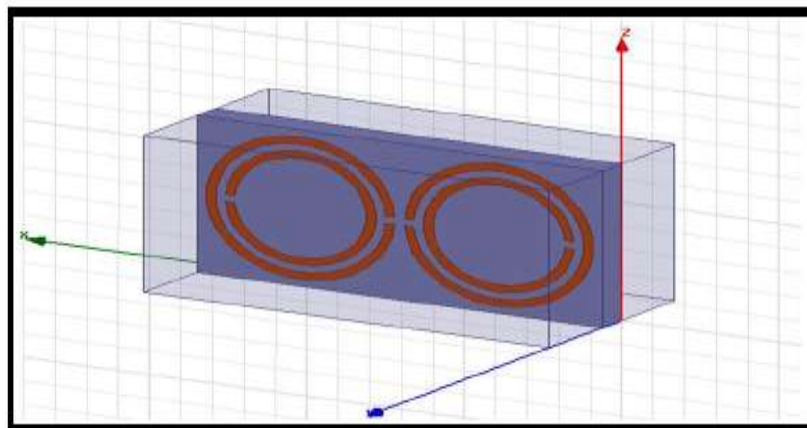
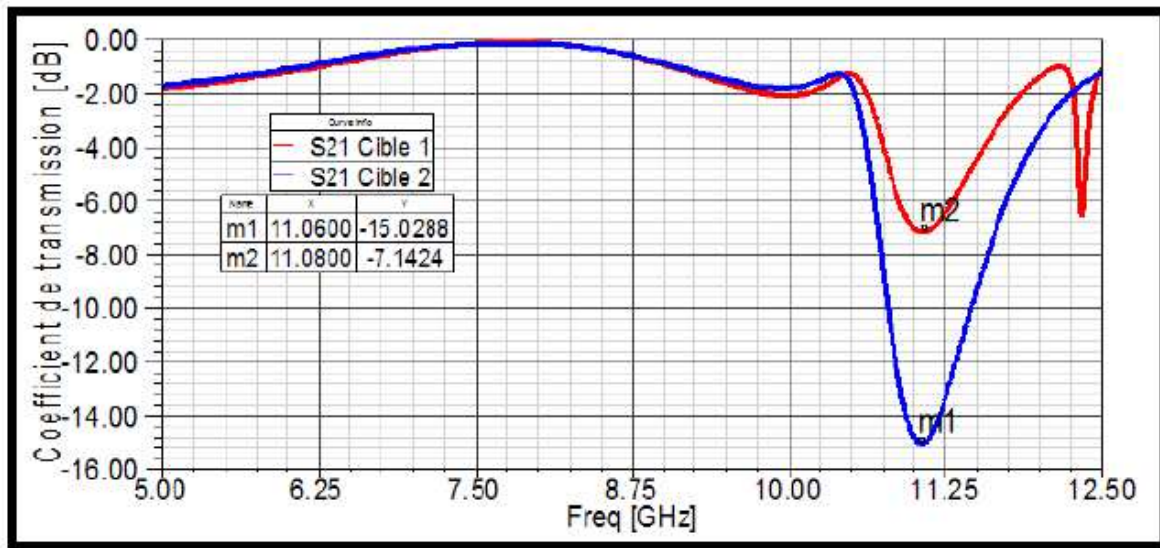


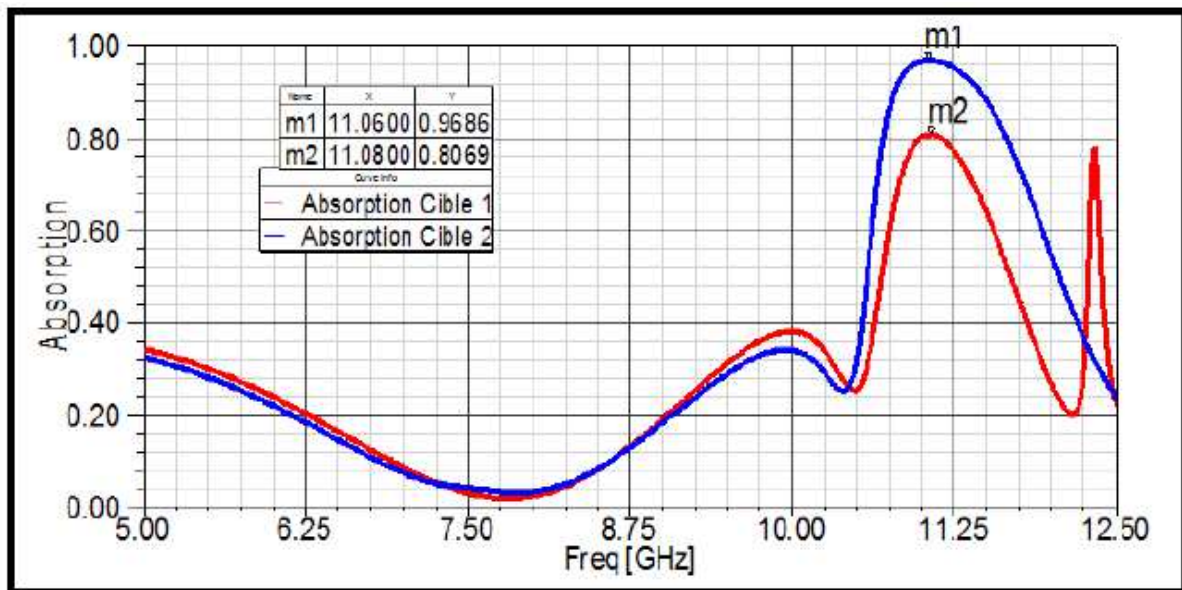
Figure IV.5 : Cible 2 sur le 3-D Modeler

La transmission des deux cibles est représentée sur la figure suivante



**Fig IV.6 : Transmission des deux cibles.**

L'absorption des deux cibles est donnée par la figure ci-dessous



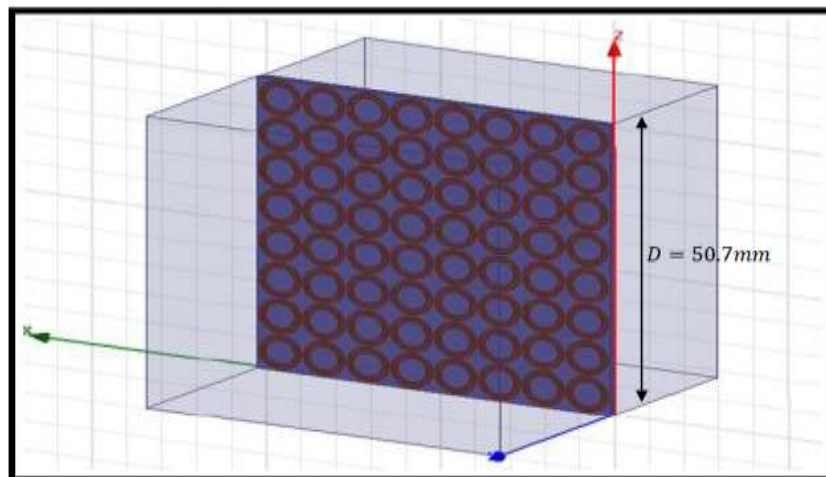
**Fig IV.7 : Absorption des deux cibles**

La figure IV.7 nous représente l'absorption des deux cibles 1 et 2 pour un réseau (1x2) des résonateurs circulaires. Sur cette figure on peut dire que l'absorption de la cible 2 est de l'ordre de 96.86 % tandis que pour la cible 1 l'absorption est de l'ordre de 80.69 %. Donc on peut conclure que la cible 2 est la plus convenable pour la technologie furtive, l'onde

électromagnétique transmise par un tel radar est piégée de telle sorte que la réflexion est presque **nulle**.

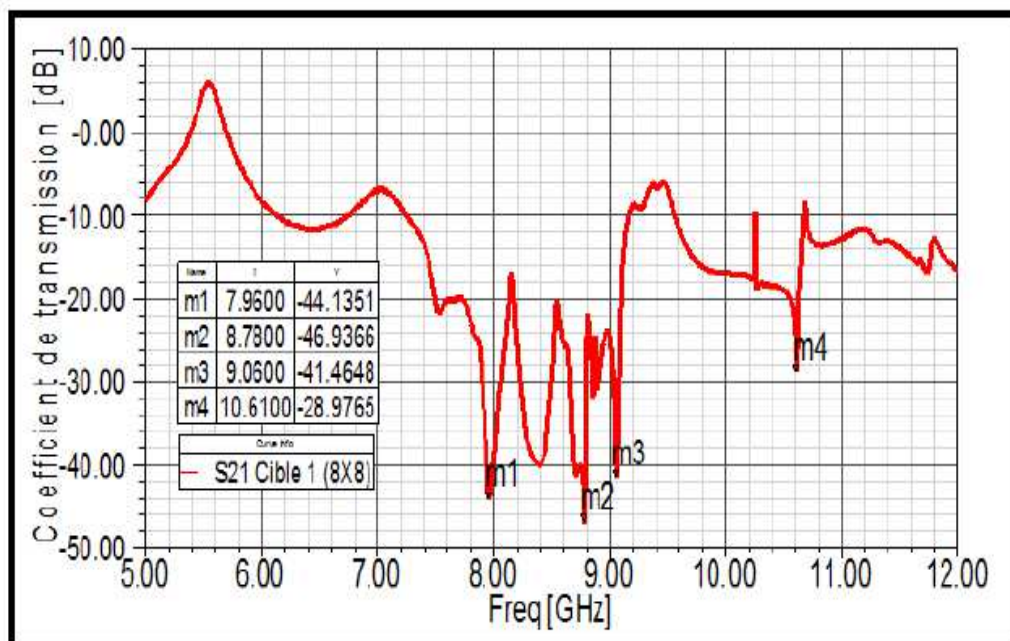
### **Cible B**

La cible **B** est constituée par un réseau (**8×8**) qui possède soixante-quatre résonateurs en anneaux fendus de forme circulaire. Nous allons étudier ici seulement la configuration où l'interruption est dirigée vers l'extérieure. La cible a un gône  $D = 50.7mm$  est représentée par la figure suivante



**Fig IV.8 : Cibles furtives de réseau (8×8)**

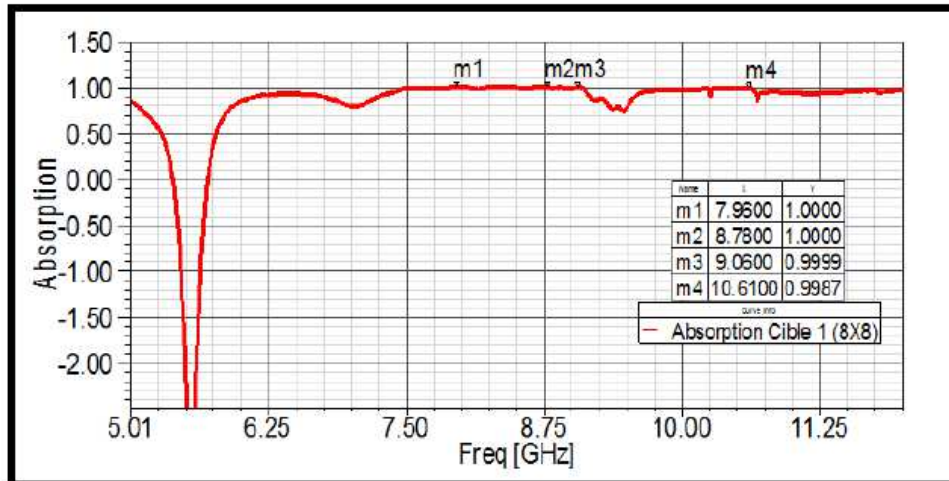
- La transmission de cette configuration de notre cible est représentée sur la figure suivante :



**Fig IV.9 : Transmission de la cible furtive de réseau (8×8)**

La figure ci-dessus montre des résonances multiples sur la gamme, chaque résonance est voisine de l'autre ce qui justifie l'effet des résonateurs métamatériaux pour emmagasiner l'énergie électromagnétique dans la cible.

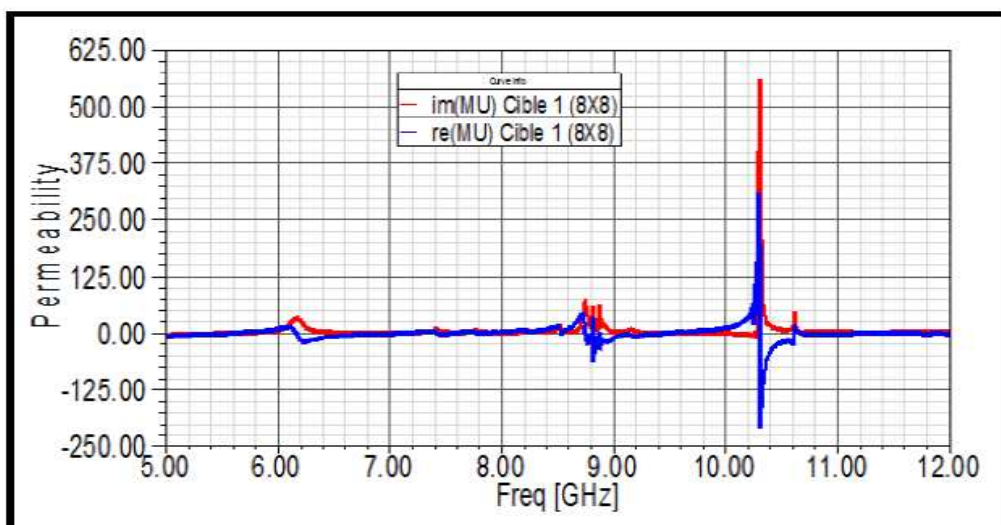
- L'absorption de cette cible est représentée par la figure suivante.



**Figure IV.10 :Absorption de la cible furtive de réseau (8x8)**

Là aussi on remarque que l'absorption est très proche à l'unité (100%). À la fréquence 9.06 GHz, on observe par exemple que l'absorption est de l'ordre de 99.99 % ce qui justifie l'importance du nombre des résonateurs métamatériaux dans la conception et la réalisation des cibles furtive avec une furtivité importante.

- Le comportement électromagnétique de la perméabilité de cette cible est représenté par la figure suivante



**Figure IV.11 :Perméabilité de la cible de réseau (8x8)**

## **IV.7 CONCLUSION**

Le chapitre IV représente l'application de toutes les études effectuées précédemment. Dans ce chapitre, nous avons présenté la conception des cibles à base des géométries des formes, les matériaux absorbants actifs et la conception des métamatériaux absorbants, plusieurs formes géométriques des cibles ont été proposées, alors que leurs caractéristiques électromagnétiques notamment l'absorption est désignée pour juger leurs l'efficacité concernant la technologie furtive.

## CONCLUSION

Les matériels doivent être traités en fonction du milieu dans lequel ils évoluent .En effet il paraît inconcevable de rendre discret un navire à un niveau de SER tel qu'il apparaîtrait en contraste négatif par rapport au retour de mer que reçoit habituellement un radar.

Un mobile si furtif soit-il peut être parfaitement détecté si il émet des ondes Électromagnétiques (communications radio, transpondeur, IFF, radar de détection, systèmes d'écoutes .etc ) Pour éviter ces inconvénients ces ondes doivent être absorbées ou réfléchis dans une trajectoire différente , pour cela on utilise les 3 méthode qu'on a vu dans notre mémoire (la géométrie de forme, matériaux absorbants passifs et actifs).

## *Bibliographie*

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

Site Internet: [Www.Radartutorial.Eu](http://Www.Radartutorial.Eu).

[2]Mr S.Meguelati, “Cours Radar”, Université De Blida, 5ème Année Ingénieur, Département Aéronautique (Option: Installation), Année:2009/2010.

[3]Éditeur: Christian Wolff, Traduction En Langue Française Et Révision: Pierre Vaillant Et Christophe Paumier, Version 3 Août 2011.

Site Internet: [Www.Radartutorial.Eu](http://Www.Radartutorial.Eu).

[4]Latifa Abdou “Application Des Algorithmes Évolutionnaires À L’optimisation Du Seuil De Détection Dans Les Systèmes Distribués CFAR”, Thèse De Doctorat En Science En Électronique, Université De Batna, 08 Avril 2009.

[5] Souâd Chabbi, “Détection Adaptative CFAR A Censure Automatique Basse Sur Les Statistiques D’ordre En Milieux Non Gaussiens” Université De Constantine, Département D’électronique, Promotion 2008.

[6]B. Atrouz, “Les Systems Radar“, Ecole Militaire Polytechnique. Année 2012

[7]Laroussi, T “Détection Adaptative Cfar De Cibles Chi Square Corrélées À Plusieurs Degrés De Liberté En Présence De Fouillis Rayleigh Corrèle”, Thèse De Doctorat D’état, Université De Constantine, Année 2005.

[8] Achbi Medsaid, Abadli A/Moutaleb «Analyse Des Performances Des Détecteurs Ca, Os Et MI-Cfar Dans Un Clutter De Distribution Weibul», Université Mohamed Khider-biskra,Mémoire De Fin D’étude En Vue De L’obtentiondu Diplôme D’ingénieur D’état En Automatique, Promotion2007.

[9] M. Barkat. “ Signal Detection And Estimation “, Artech House Radar Library, Ma 02062, 2Émé Édition 2006.

[10] Moldovan, E., 2006. Nouveau senseur radar anticollision à 94 ghz en technologie six-port, 242 p., Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, Département du génie électrique Année 2006.

[11] Stutzman, W. L. et Thiele, G.A. 1998. Second edition, Antenna Theory and Design, New York: John Wiley & Sons. 648p.

[12] Skolnik, M.I. 1962. Introduction to Radar Systems, United States: Mc Graw Hill. 648p.

- [13] Knott, E.F, Shaffer, J.F. et Tuley, M.T., Radar Cross Section, 2ième édition, Raleigh, NC :SciTech Publishing, 2004, 61 lp.
- [14] Balanis, C.A., Antenna Theory, Analysis and Design, New York: Harper & Row, 1982.
- [15] Ruck, G.T., Barrick, D.E., Stuart, W.D. et Rrichbaum, C.K., Radar Cross Section Handbook, Vol. 1, Plénum Press, New York, 1970.
- [16] Jenn, D.C., Radar and Laser Cross Section Engineering, American Institute of Aeronautics and Astronautics Inc., Washington, pp. 476, 1995.
- [17] Pathak, P.H., Techniques for high-frequency problems, dans Lo, Y.T. et Lee, S.W. (Eds): "Antenna Handbook", (Van Nostrand Reinhold Company Inc. 1988), Chap. 4, pp 96-115.
- [18] Gordon, W.B., Far field approximations to the Kirchoff-Helmholtz représentations of scatteredfields, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.23, no.5, pp.590-592, July 1975.
- [19] Legault, S.R., Refining physical optics for near-field computations, Electronics Letters, vol. 40, no. 1, pp. 71-72, 8 Jan. 2004
- [20] Ufimtsev, P.Y., Method of Edge Waves in the Physical Theory of Diffraction, Wright-Paterson AFB, OH: U.S. Air Force Foreign Tech. Div., Wright-Patterson AFB, 1971.
- [21] Ufimtsev, P.Y., Theory of Edge Diffraction in Electromagnetics, Encino, CA, USA: Tech Science Press, ISBN :0-9657001-7-8, 2003, 420p.
- [22] Michaeli, A., Equivalent edge currents for arbitrary aspects of observation, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-32, no. 3, pp. 252-258, March 1984.
- [23]<http://www.futurasciences.com/magazines/espace/infos/dossiers/d/aeronautiquefurtive-169/>
- [24] [www.defense.gouv.fr/marine/](http://www.defense.gouv.fr/marine/)
- [25] Balanis, C.A., "Advanced Engineering Electromagnetics", N.J.: John Wiley & Sons, 1989, 981 p. Alamouti, S.M., "A simple transmit diversity technique for wireless communications", Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, oct. 1998.
- [26] [www.fas.org](http://www.fas.org)
- [27]<http://www.opex360.com/2014/04/20/la-furtivite-des-avions-de-combat-elle-pertinente/>
- [28] <http://www.portail-aviation.com/2013/12/furtif-vous-avez-dit-furtif-partie-2.html>



[29] <http://www.larecherche.fr/savoirs/physique/comment-avons-ont-devenus-furtifs-01-05-2004-87165>

[30] <http://tpe-la-furtivite.e-monsite.com/>

[31] [http://www.larousse.fr/dictionnaires/francais/furtif\\_furtive/35637](http://www.larousse.fr/dictionnaires/francais/furtif_furtive/35637)

[32] S. O'Brien and J. B. Pendry, "Magnetic activity at infrared frequencies in structured metallic photonics crystals", *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 14, no 25, pp. 6383-6394, July 2002.

[34] M. Berka, "Contribution to the Study and Design Analysis of Microwave Bandpass Filter based on Circular Split Ring Resonators (SRRs)" *INTERNATIONAL ORGANIZATION OF SCIENTIFIC RESEARCH (IOSR) JOURNAL*. Vol.08, Issue 06, Dec.2013.

[35] M. Berka, "Contribution à l'étude et à la conception des dispositifs microondes à base des métamatériaux", *Edition des Universités européennes. Bahnhofstrabe 28, 66611, saarbrucken, Deutschland/ Allemagne, Février 2017.*