

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE SAAD DHLAB BLDA
FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'AERONAUTIQUE

048/06

Ex 1



THESE

Présentée pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en aéronautique

OPTION : INSTALLATION

- THEME -

ETUDE DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DU RADAR PRIMAIRE

Réalisé par :

M^R : DAHLAL MOURAD

ET

M^R : BOUMAGOUA REDHA

Encadré par :

M^R : R. EL BARKENNOU

ET

M^{LLE} : ATMANNE

PROMOTION 2006

-SOMMAIRE-

I. PRESENTATION DE L'ENNA.....	01
I-1. Définition de L'ENNA.....	01
I-2. Généralités sur les systèmes de navigation.....	02
I-3. Control régional	
I-4. Les stations radar	
I-5. Centre de control régional CCR	
I-6. La station radar d'ALGER	08
II- GENERALITEES SUR LES RADARS.....	09
II-1. Définition	//
II-1-1. Les systèmes radar	//
II-1-2. Fonctionnement du radar.....	11
II-1-3. Forme d'ondes.....	12
II-1-4. détection des cibles	13
II-2. Radar primaire.....	13
II-2-1. Principe du radar primaire.....	//
. Echos fixes ("Clutter")	14
II-2-2. Performances.....	15
. Résolution.....	15
. Couverture	16
II-2-3. Caractéristiques du radar primaire	17
. Estimation des paramètres.....	17
. Pouvoir de résolution.....	//
. Forme d'onde	18
. Energie émise	18
II-3. Mesures effectuées en radar.....	19
. Mesure de la distance.....	19
. Mesure de la vitesse.....	20
. Mesure des angles.....	20
II-4. Equation du radar.....	//
II-4-1. Expression de l'équation du Radar	//
. Signal minimum détectable.....	22
. La portée en fonction du nombre de coups au but	24
. Pertes à l'émission et à la réception.....	25
II-4-2. Discussion de l'équation du radar	26
II-5. Types de signaux radar.....	27
II-5-1. Les divers types de récepteurs	//
II-5-2. Traitement du signal.....	30
II-6. Visualisation des cibles mobiles.....	31
. Principe de base des MTI.....	32

.Le MTD(Moving Targrt Detector)	33
.Extraction.....	33

III- ANTENNES ET RAYONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE34

III-1.L'antenne (généralités)	34
III-2.Onde électromagnétique	35
.Représentation	35
.Génération d'onde.....	36
.Zone de rayonnement d'une antenne.....	36
III.2.3. Propriétés du rayonnement d'une antenne.....	36
. Puissance rayonnée du dipôle élémentaire	37
III-3. Polarisation des ondes E M	38
III-5.Caractéristiques d'une antenne.....	38
. Principe de réciprocité.....	38
. Choix des fréquences porteuses.....	//
III-6. Conditions réelles de propagation	39
. La réfraction atmosphérique.....	39
. La diffraction sur des obstacles.....	40

IV. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DU RADAR PRIMAIRE.....41

IV-1.Antenne radar	42
IV-2.Diagramme de rayonnement d'une antenne	43
.Relevé et représentation des diagrammes de rayonnement.....	44
.Influence des rayonnements secondaires.....	45
.Angle d'ouverture	47
.Champ rayonné en fonction du gain	48
.Relation entre gain et diagramme de rayonnement	48
.La relation entre la surface de captation et le diagramme de rayonnement	49
IV.3.Résistance de rayonnement et adaptation des antennes	50
.Résistance de rayonnement	50
IV-4.Réflexion sur un conducteur parfait	51
.Champ électrique contenu dans un plan normal au conducteur	51
.Rayonnement réfléchi	52
IV-7.Analyse du diagramme de rayonnement d'une antenne PSR	54
1.Partie théorique	54
.Diversité de couverture	58
.Déformation du diagramme de rayonnement	60
.Applications sur MATLAB.....	64
2.Partie pratique	67

CONCLUSION.....	69
GLOSSAIRE	
BIBLIOGRAPHIE	

ANNEXE N°I .Radar et traitement de l'information

1.Radar primaire	01
2.Radar secondaire	01

3.Les types de radar	01
4.Surface équivalente de captation	02
5.La fréquence d'émission	03
Le mode S.....	03
Elimination des échos fixes –radar DOPPLER (MTI)	09

ANNEXE N° II. Antenne est voie de transmission

1.Antenne parabole (forme du réflecteur).....	01
2.Phénomène de propagation	03

Antenne

*1 - 01 / 2
2 - 03 / 2
3 - 03 / 2*

REMERCIEMENT

Je remercie tous ceux qui m'ont aidés durant mon cursus, surtout mes parents et mes frères et sœurs.

Je remercie mon promoteur M^R EL BERKENOU et tous le personnel du service radar pour leur coopération et leur aide, sans oublier M^{LLE} ATMANNE qui nous a beaucoup aidé.

Je remercie mes amis DJALLAL qui m'a beaucoup soutenu durant tout le cursus, et je remercie tous mes amis ; Md LEKHAL, HAMID SAADI et tous les étudiants de cinquième année aéronautique (DIF, Hamlat, YOUSFI BEN AZZOUZ, MESSILI, EL GUETAS, GUESSAB, BOUAAZA, DAHMANI, KHEDROUCHE, BEN MESSAOUD, BEN SLAMA...

• DAHLAL MOURAD

Je remercie toute la famille BOUMAGOUDA ,mes parents en particulier, ainsi que mes frères et sœurs.

Je remercie mon promoteur M^R EL BERKENOU et tous le personnel du service radar pour leur coopération et leur aide, sans oublier M^{LLE} ATMANNE qui nous a beaucoup aidé.

Je remercie tous mes amis, et tous ceux qui m'on aidé de près ou de loin durant tout le cursus.

• BOUMAGOUDA REDHA

-RESUME-

Pour détecter les objets présents dans son environnement, le radar émet des signaux, qui après réflexion sur la cible, lui reviennent avec un retard d'autant plus grand que la cible est éloignée.

Le radar fonctionne en deux phases qui se résume à une succession infinie de cycles «émission »/« écoute » traités en continu pendant que l'antenne tourne, ce qui permet d'éclairer les 360° de l'espace à surveiller.

Dans notre étude on va donner la variation du rayonnement radar en fonction des différents paramètres agissant sur la détection radar, et ce a fin d'avoir une idée sur les procédures a mettre en œuvre pour avoir des informations radar plus au moins parfaites.

CHITRENY
PRESENTATION DEL SERMIA

PRESENTATION DE L'ENNA**I.1. Définition de l'ENNA :**

L'Établissement Nationale de la Navigation Aérienne (ENNA) est la nouvelle dénomination de l'établissement depuis le 18 mai 1991, au lieu de l'ENESA (L'Entreprise Nationale de l'Exploitation et de la Sécurité Aéronautique).

L'ENNA est un établissement public qui assure la sécurité de la navigation aérienne en Algérie. Elle a pour mission la mise en œuvre d'une politique nationale dans le domaine de la sécurité de la navigation aérienne en coordination avec les autorités concernées et les institutions intéressées .a ce titre l'établissement :

- Assure la sécurité de la navigation aérienne dans l'espace aérien national en relevant de la compétence de l'Algérie dans le cadre d'accords internationaux ainsi que sur des aérodromes ouverts à la circulation aérienne publique.
- Veille au respect de la réglementation des procédures et des normes technique relative a la circulation en vol et au sol des aéronefs, à l'implantation des aérodromes aux installations et équipement relevant de sa mission.

En liaison avec les organismes concernées, il est chargée de l'exploitations techniques des aérodromes ouverts a la circulation aérienne publique, notamment par l'organisation et le fonctionnement des différents services en vue de garantir la sécurité aéronautique.

I.2 .Généralités sur les systèmes de navigation :

La navigation est une science basée sur des techniques ayant pour objectif relever la position d'un mobile pour déterminer son itinéraire d'un point a un autre.

De nombreux instruments sont employés pour faciliter la navigation, dont certains sont relativement simples à utiliser, alors que d'autres sont dotés de technologies assez complexes et nécessite une formation sérieuse.

Parmi ces derniers figurent divers systèmes électronique et mécanique tel que le VOR, DME, ILS et les RADAR. Les instruments de navigation sont conçus pour établir la position,mesurer la distance, déterminer la vitesse, et observer les conditions météorologiques et parfois, on utilise une combinaison de plusieurs instruments pour obtenir l'information souhaitée.

Un avion qui évolue dans le ciel traverse différents secteurs aériens. Alors il est placé sous la surveillance constante des contrôleurs de la navigation aérienne qui prennent connaissance de son altitude, vitesse et position à tout moment.

Avant d'autoriser un avion à rentrer dans un secteur donné, le contrôleur aérien analyse le trafic à l'aide des radars et d'appareils de contrôle.

1.3 Le contrôle régional

1.3.1. Introduction :

Le service du contrôle régionale, qui peut être appelé aussi contrôle en route, est rendu par un organisme appelé ACC (Area Control Center) ou en Français CCR (Centre de Contrôle Régionale).

Le service est rendu aux seuls aéronefs en IFR et exclusivement lorsqu'ils volent en espace aérien contrôlé, ainsi qu'en phase de vol dite « en route ». Cette phase de vol est comprise entre :

- Le point de transfert entre l'approche et le CCR au départ,
- Et le point de transfert entre le CCR et l'approche à l'arrivée.

La compétence d'un CCR s'étend sur l'ensemble de la FIR placée sous sa responsabilité.

Un seul CCR se partage, en Algérie, la responsabilité de la FIR Algérienne, situé à OUED SMAR.

1.3.2. Les stations radar :

Au niveau national, la couverture radar du FIR algérien est assurée par cinq (5) stations radar :

- station radar d'Alger
- station radar d'Oran
- station radar d'Annaba
- station radar d'El Bayadh
- station radar d'El Oued

Chacune de ces station incluent un radar de surveillance secondaire mono pulsation (MSSR) Tandis que le radar du secteur central (station radar d'Alger) inclut en plus un radar d'approche primaire (PSR).

En outre, chaque station radar inclut un serveur pour l'entretien (ordinateur de maintenance) du radar (RMM), un processeur de la tête radar (RHP) pour la visualisation des données radar (plots radar) et la transmission de ces derniers au CCR, et un système de contrôle local et de visualisation (CMS).

Les données radar de chaque station sont envoyées, à la fois, au centre de contrôle régional (CCR) et à l'APP (approche) de l'aéroport de la région. (Fig.3)

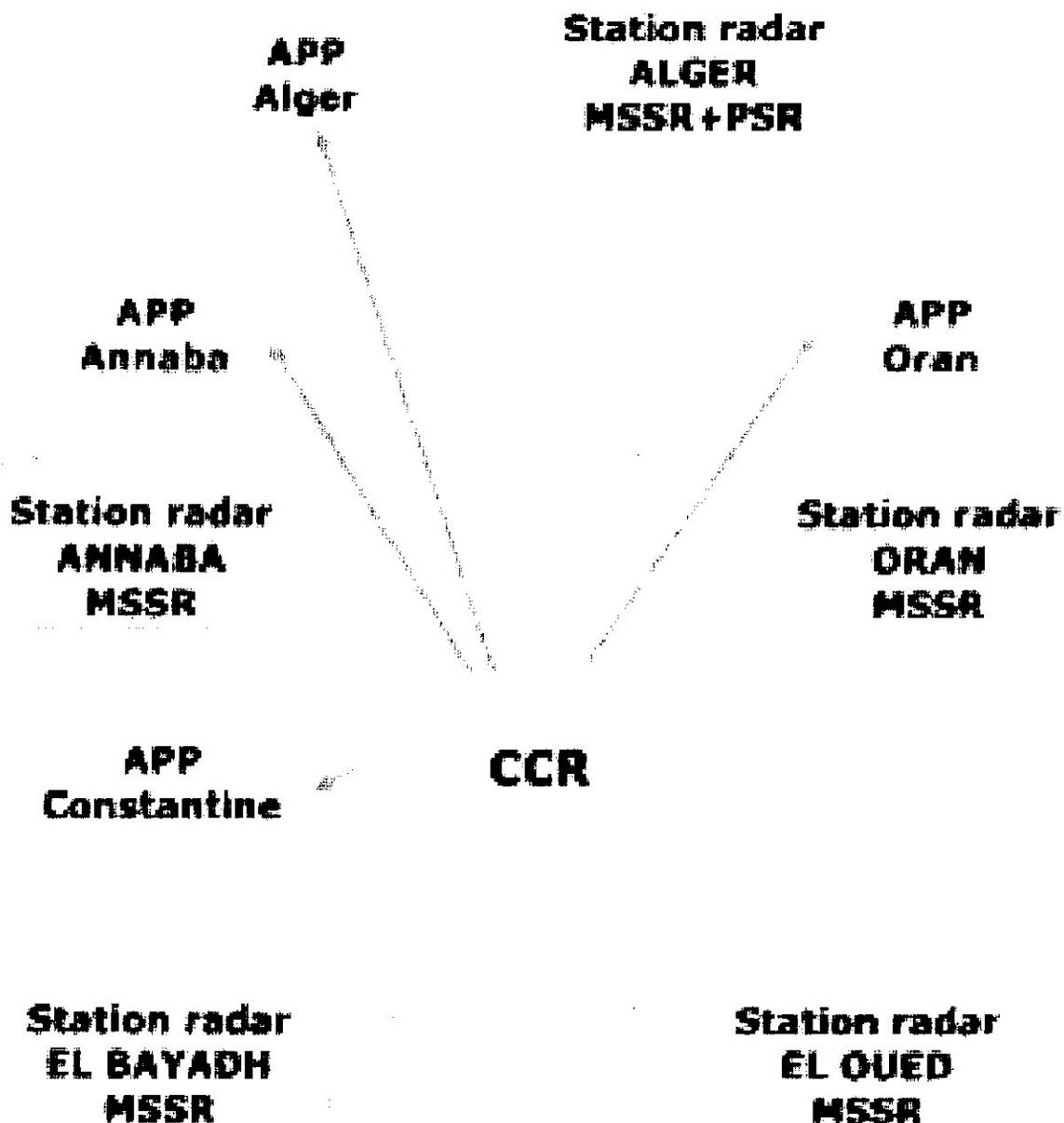


Fig. 1 Les stations radar reliées au CCR en l'Algérie

1.3.3. Le centre de contrôle régional CCR (fig.4)

Il est partagé en deux grandes salles, la salle technique et la salle d'exploitation. La salle technique regroupe :

- une partie système, ou elle reçoit les données radar SAACTA des cinq stations, sur dix modems SAACTA, deux modems pour chaque station. Au niveau de cette partie, les données radar vont recevoir un deuxième traitement pour être dirigées finalement vers la salle d'exploitation.

- une baie AMS, ou elle reçoit les données radar AMS des cinq stations, sur dix modems AMS, deux modems pour chaque station, et chaque modem est associé à une carte d'entrée modem, et de deux sorties, vers les CWP de la salle d'exploitation et le RCMS de la salle technique.

- Le RCMS pour le contrôle des états des cinq stations

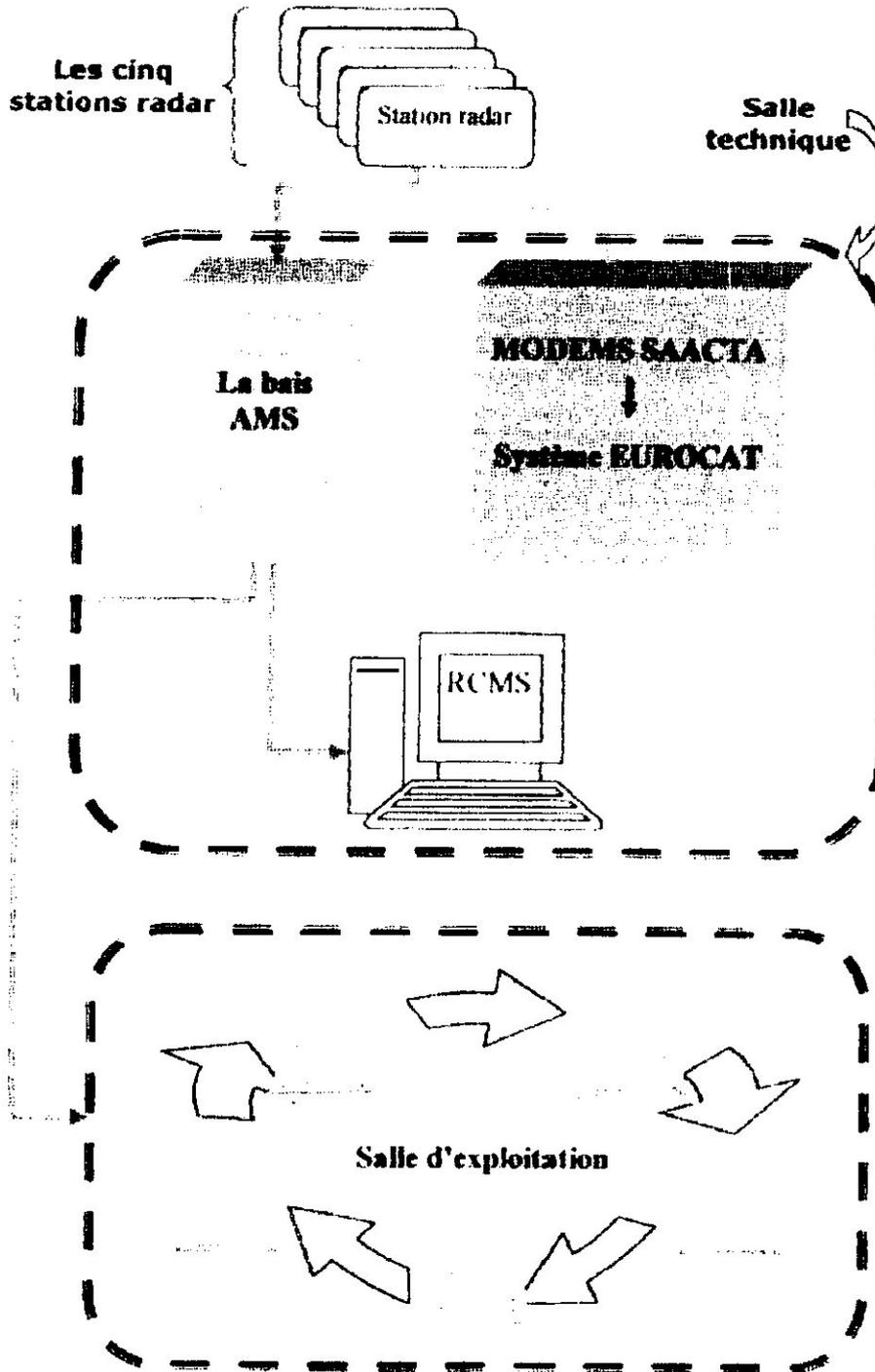


Fig. 2 le centre de contrôle régional CCR

1.4. La station radar d'Alger :

La station radar central d'Alger est équipée comme suit (fig.3) :

- Un système de radar de surveillance secondaire mono pulsation (MSSR) avec un max de portée de 250 NM ;
- Un système de radar de surveillance primaire (PSR) avec un max de portée de 80 NM ;
- Un groupe d'antenne (MSSR et PSR) avec un joint tournant ;
- Deux processeur de tête de radar (RHP) (en redondance) ;
- Un serveur de maintenance radar (RMM) ;
- Double transpondeur de test de MSSR ;
- Un système de contrôle et de visualisation local (LCMS) ;
- Deux groupes pour l'alimentation auxiliaire automatique ;
- Un système de climatisation ;
- Un système anti-incendie.

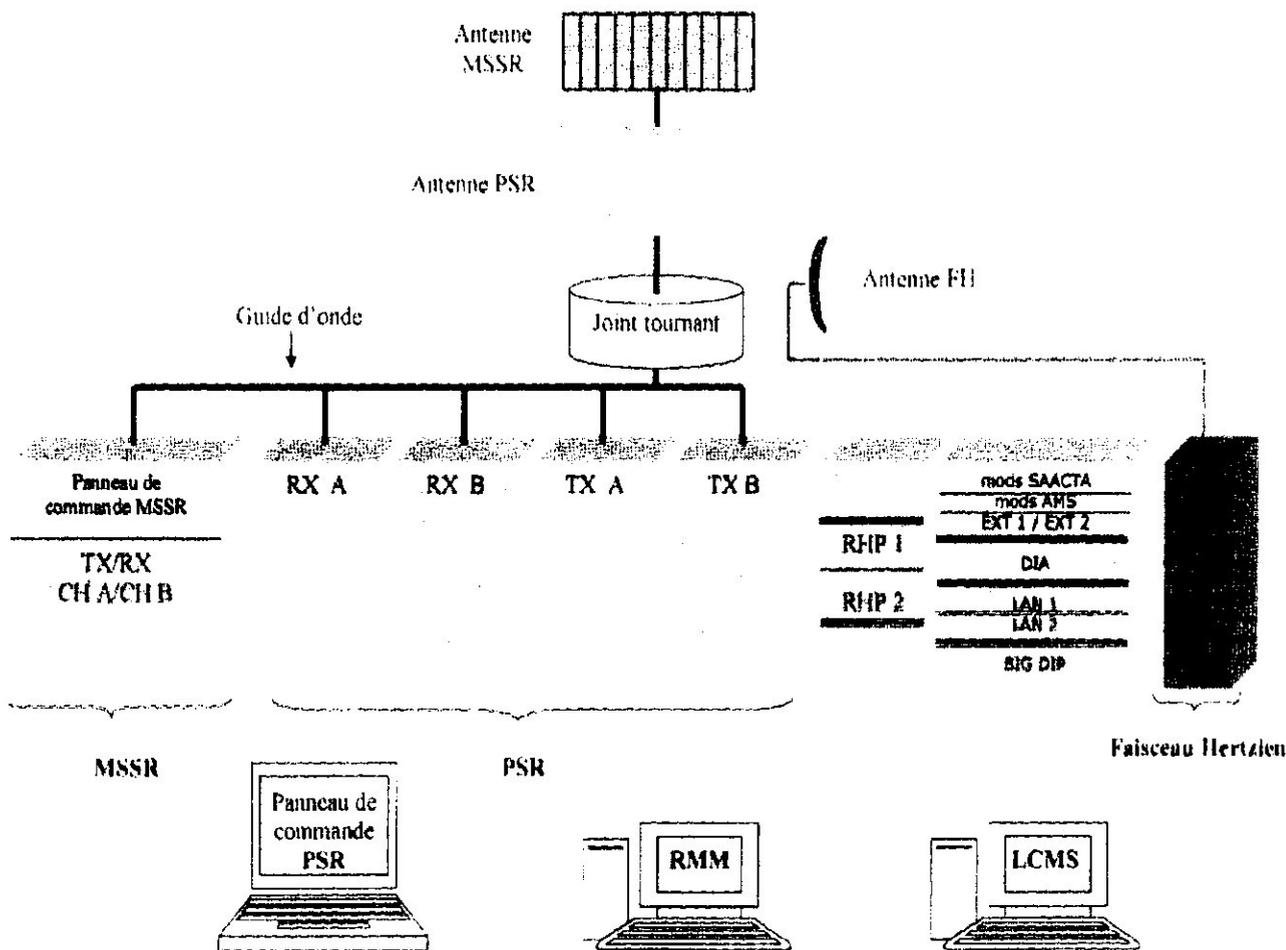


Fig 3 présentations de la station RADAR d'Alger

1.4.1. Le flux d'information au niveau de la station:

Les données coulent parmi les différents composants du système, comme suit (fig.4) :

- Les données fondamentales (c'est-à-dire les 'plots', l'avion détecté par le PSR et le MSSR) est envoyé au processeur de la tête du radar (RHP) a travers un réseau local (LAN).
- Le RHP manie les plots de PSR, MSSR ou les plots combines pour produire des tracks locales appliquant un traitement mono radar.
- Les données locales sont transmises au centres de traitement et de visualisations (c'est-à-dire CCR, et APP), a travers des moyens de transmissions, comme les lignes téléphoniques, le faisceau Hertzien et les fibres optiques.

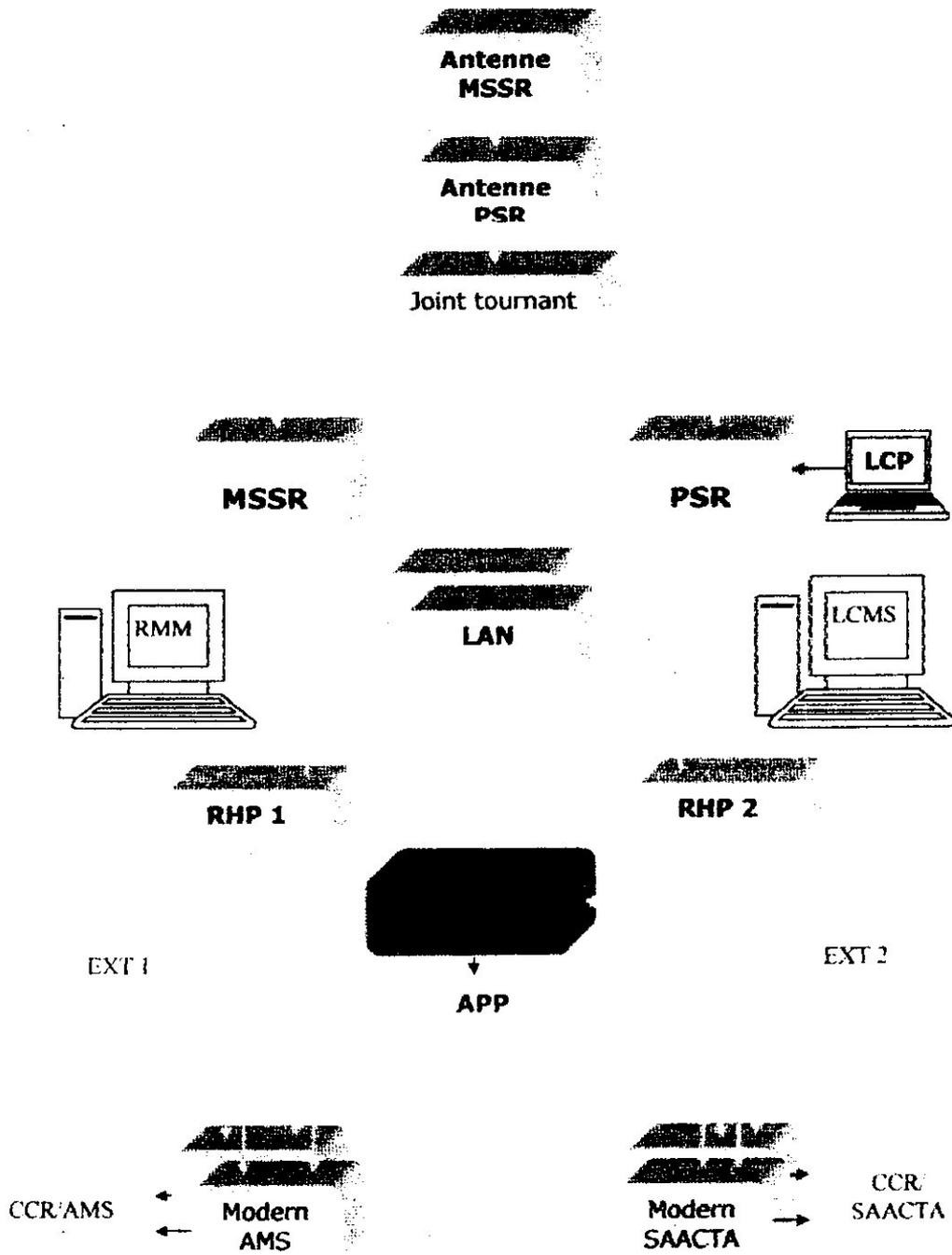


Fig. 4 Flux d'information dans la station radar d'Alger

CHAMPRENI

GENERALITES SUR LES RONDANS

GENERALITEES SUR LES RADARS :**II-1.Définition :**

Le terme RADAR est une abréviation de "Radio Detection And Ranging".le but d'un radar est la détection et la localisation des obstacles (cibles), pour cela une antenne envoi une onde électromagnétique et reçoit les ondes réfléchies par les objets qui se trouvent dans le champ de couverture, permettant ainsi de détecter leur existence et de déterminer certaines caractéristiques de ces objets, par exemple tel que La position horizontale des objets ; leur altitude ; Leur vitesse ; Leur forme...

A l'heure actuelle le radar est considéré comme élément principal dans l'aviation civile, il a pour but de sécuriser, accélérer et optimiser le trafic aérien.

II-1-1. Les systèmes radar :

Le radar a trouvé sa première application dans le domaine militaire en tant que moyen de détection d'avions et de navires ennemis, par la suite il s'est imposé dans le domaine de l'aviation civile, la surveillance aérienne et les systèmes d'armes, ainsi que la météorologie .

Plusieurs types de radar peuvent être considérés tels que :

- Radar de veille
- Radar de poursuite
- Radars à balayage électronique

Voir annexe I.

Remarque :

En terme de détection on peut classer les systèmes radar en deux grandes catégories de détecteurs : actifs et passifs.

- **Actif :** C'est un radar qui émet une énergie et capte l'énergie réfléchi par la cible. L'avantage est d'obtenir la direction et la distance de la cible, ainsi que des indications de vitesse, de route et de taille apparente.
- **Passif :** C'est un radar qui capte les émissions d'une cible, son avantage est qu'il n'émet pas et peut donc rester branché en permanence. En plus il peut donner des indications sur l'identité de la cible et sa position, et son inconvénient est le fait qu'il ne donne au départ que la direction de la cible, et qu'on ne peut détecter une cible qui n'émet pas.

II-1-2.Fonctionnement du radar :

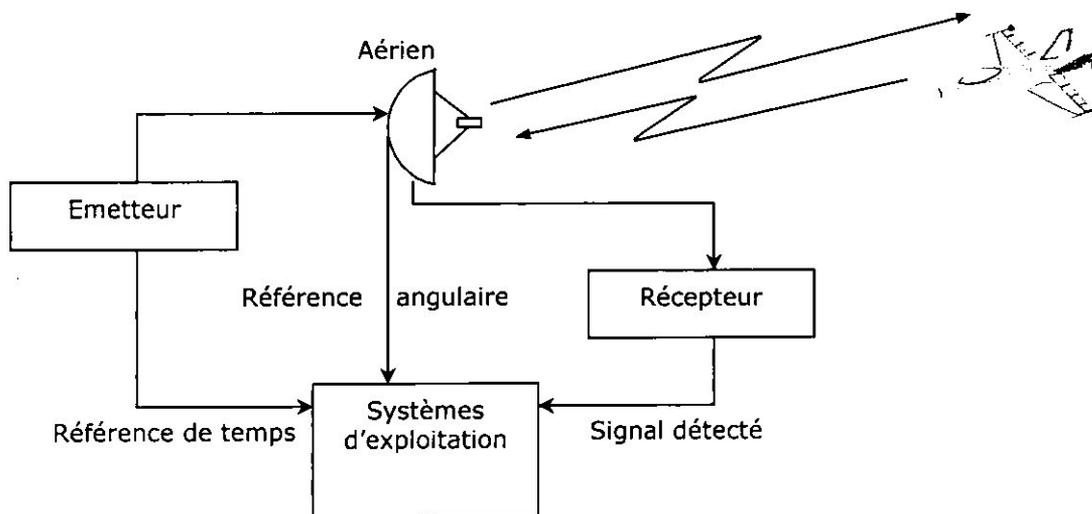
Un radar est donc essentiellement un ensemble dont les fonctions fondamentales sont :

- La détection d'objets appelés cibles
- L'estimation de certains paramètres caractéristiques de la cible (position, vitesse,...)

Le principe de base du fonctionnement d'un tel équipement est le suivant :

- Un signal est émis en direction de la cible, celle ci renvoie un signal, porteur d'informations, qui est, à son tour capté par le radar après un temps de retard de **delta** d'autant plus grand que la cible est éloignée. La détection de cette réplique permet alors de décider : 'présence de cible.
- Une exploitation de l'information contenue dans le signal reçu permet, en outre d'estimer certaines caractéristiques de la cible, comme la distance, direction et vitesse.

Nous pouvons schématiser ce principe de la façon suivante



-Schéma synoptique du principe de fonctionnement du radar-

Remarque:

On distingue deux types de radars

- Les radars dits **bi statiques** qui utilisent deux antennes, une à l'émission et l'autre à la réception.
- Les radars dits **mono statique** (les plus courants) qui utilisent une antenne commune à l'émission et à la réception.

II-1-3 Forme d'ondes

Les signaux émis ont deux types de forme

- Une onde continue pure ou modulée pour les radars à onde continue.
- L'onde émise est constituée d'impulsions périodiques à très haute fréquence pour les radars à impulsions.

Ce sont les radars les plus fréquents et on constate que la détection d'une cible est d'autant mieux assurée que l'on dispose de plus d'énergie au niveau du signal de retour. On a donc intérêt à générer le maximum de réponses élémentaires dans un temps donné.

Remarque :

La fréquence porteuse est choisie dans le domaine des hyperfréquences de façon à favoriser la réflexion de l'onde émise.

Les différentes gammes fréquences utilisées sont données sur un tableau dans l'annexe I)

II-1-4. Détection des cibles

Le signal reçu, en provenance de la cible, se compose,

- D'une partie utile, il s'agit de l'information correspondant aux cibles auxquelles on s'intéresse
- D'une partie indésirable correspondant soit à la présence du bruit, soit à des répliques provenant de cibles dont la détection n'est pas souhaitée mais qui sont, malgré tout, génératrices d'information.

Le problème de la détection est de savoir si dans le signal reçu, il y a présence de cibles utiles, les réponses indésirables ne sont pas prises en considération.

II-2. Radar primaire:

Définition:

C'est un radar de détection à grande portée munie d'un faisceau fin balayant en azimut sur 360° autour de la station, il fournit la position des avions en coordonnées polaires sur un écran cathodique. Voir figure II-01.

Le radar primaire est classé parmi les radars actifs, son but est la détection des aéronefs dans un volume d'espace donné afin de fournir aux contrôleurs une vue en plan de la circulation aérienne.

Remarque : dans notre étude on va se baser sur certaines caractéristiques du radar d'Alger.



Figure II- 01

II-2-1.Principe du radar primaire :

Des ondes hyperfréquences se propagent directement (propagation quasi-optique) et réfléchissent sur les obstacles de dimensions plus grandes que λ , ce qui rend leur application à la détection électromagnétique (radar) des avions possible.

-En émettant des impulsions qui seront reçues après réflexion sur la cible, on peut distinguer la distance par :

$$2 D = C. t$$

D = distance

C = vitesse de l'onde = 300 m/us

t = temps de propagation aller retour.

Dans la détection radar on rencontre certains problèmes tel que :

➤ **.Echos de pluie**

Surtout en bande S, les échos de forte pluie peuvent masquer les signaux utiles, ces derniers sont renforcés relativement en utilisant la polarisation circulaire

➤ **Le bruit**

Le bilan de la liaison aller et retour radar est très défavorable à cause de la faible surface des cibles parfois et de l'affaiblissement en $1/D^4$, de plus le signal écho est fluctuant (signal de rediffusion), il s'agit de détecter ce signal plus ou moins noyé dans le bruit thermique lui-même fluctuant.

Quand le seuil de décision choisi est trop haut, certain nombre d'échos ne seront pas détectés. Alors des pointes de bruit sont parfois prises comme des échos (fausses alarmes). On augmente la probabilité de détection en intégrant le plus grand nombre d'échos possibles, qui apparaissent au même moment d'une récurrence à l'autre, alors que les pointes de bruit sont réparties aléatoirement dans le temps. Les radars modernes sont équipés d'un extracteur qui traite ce problème de façon optimale par le calcul numérique.

➤ Les échos fixes ("Clutter")

Les échos en provenance du sol ont une grande puissance due à la taille des surfaces élémentaires de réflexion ils masquent donc les échos utiles d'aéronefs, surtout à moyenne et courte distance. Pour améliorer la détection il faut disposer:

1-D'un diagramme en site avec diminution rapide du gain aux sites faibles et négatifs et monter l'antenne sur un pylône:choisir judicieusement le lieu d'implantation du radar; (fig. II-01)

2-De deux diagrammes en site utilisés successivement pendant la durée de réception voir (fig.II-02)

3-D'un système de visualisation des cibles mobiles dit MTI(Moving Target Indicator) voir annexe I.

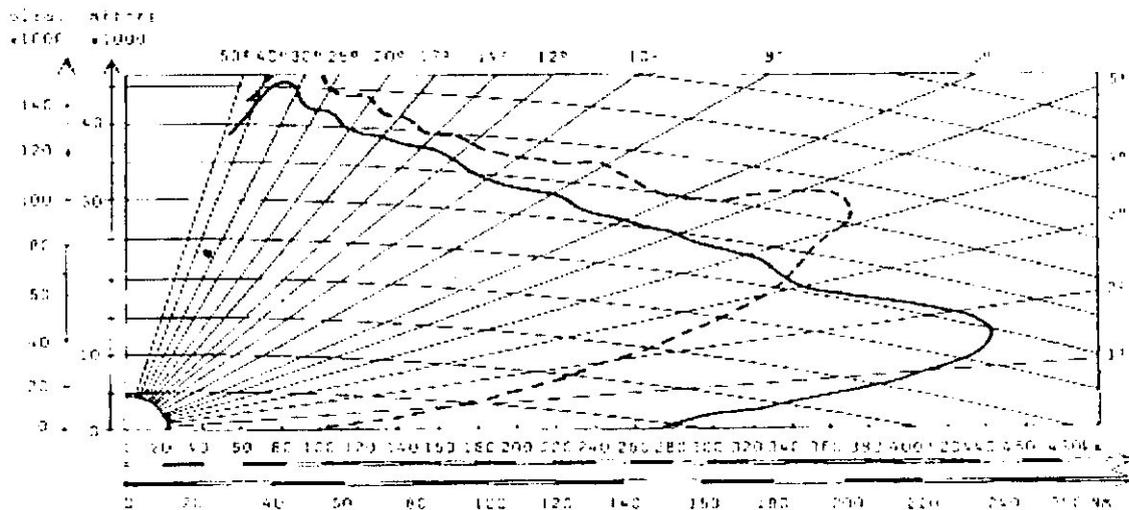


Figure II- 02: Diagramme de couverture (---) couverture haute (cibles proches) ;(—) couverture basse (cible lointaine)

Avec :

- diversité de fréquence
- largeur d'impulsion : 4 us
- nombre de coups au but : 13
- surface équivalente : 1 m²
- probabilité de détection : 80%
- probabilité de fausse alarme :10⁻⁶

II-2-2. Performances:

.Résolution➤ **Résolution angulaire (séparation en azimut des cibles proches)**

Elle vaut à peu près l'ouverture horizontale du faisceau soit $1,5^\circ$ à 2° (figure II-4).
 Résolution radiale (séparation en distance sur une radiale), de l'ordre de grandeur de la largeur d'impulsion : 150 à 450 m (Figure.II- 5).

- **Résolution tangentielle** (séparation en distance perpendiculairement au rayon) : Elle est proportionnelle à la distance (cible-radar) puisque $\Delta D = D \cdot \Delta\theta$.
- **Résolution opérationnelle** (espacement radar) : 3 à 5 NM.
- **Précisions** : elle dépend du radar et du mode d'extraction et peut, atteindre une fraction de degré et quelque 1/10 NM en distance.



Figure II- 3 : résolution angulaire en azimut (2 cibles à même distance séparée angulairement de moins de 1.5° donnent un plot unique).

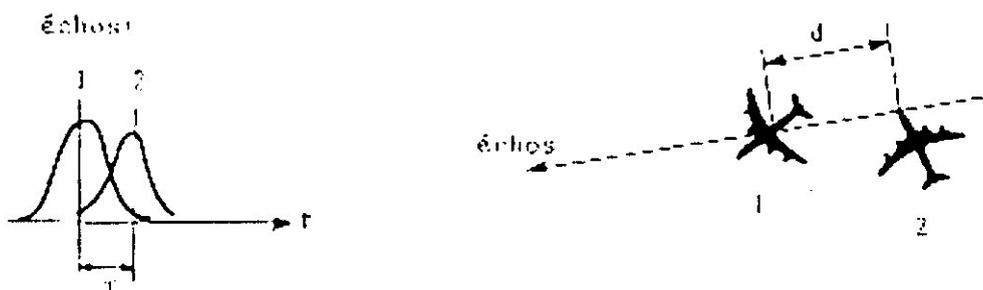


Figure II-04: résolution en distance radiale (2 cibles à même azimut et différence de distance)

.Couverture :

Volume d'espace à l'intérieur duquel un aéronef de surface équivalente donnée est détectée avec une probabilité convenable (ex. Caravelle 10 m² détecté à 90 %). Ce volume de détection est généré par la rotation autour de la verticale de la station, du diagramme de détection.

On montre que ce diagramme de détection est homothétique du diagramme de l'antenne, mais c'est un diagramme géométrique qui fait apparaître en particulier les limites de portée en distance et altitude, pour un type d'avion et une probabilité donnés fig3.

Pour un radar à grande portée, les portées max. en plein détection (90 %) sur 3 m² sont comprises entre :

80 et 200 NM.

50 et 80 000 pieds.

Remarque:

Tout radar de surveillance présente à la verticale de la station un cône aveugle d'environ ($\pm 45^\circ$) d'ouverture; à un niveau de vol donné, la portée ne peut être supérieure à la distance de visibilité radioélectrique

$$D = 1.2 \sqrt{h}$$

II-2-3. Caractéristiques du radar primaire :

• Avantages:

- Détection de tous les aéronefs.
- Excellente résolution, intéressante pour le guidage et la régulation
- Aucun équipement de bord nécessaire.

• Inconvénients:

- Problème de l'identification des avions, qui ne peut être résolu que par des moyens externes.
- Mauvaise détection des précipitations.
- Aucune information d'altitude, d'où l'intérêt d'un radar à interrogation (réponse donnée par les avions) radar secondaire.

Remarque :

Le radar secondaire ne remplace pas toutefois entièrement le radar primaire, qui subsistera essentiellement en TMA et en approche à cause:

- De ses performances propres
- De la présence d'avion en VFR sans transpondeurs
- De la densité d'un trafic évolutif générateur "GARBLING"
Rendant le radar secondaire inexploitable.

Estimation des paramètres :

L'information radar réside essentiellement dans la valeur de certains paramètres constituant le signal reçu, ces paramètres sont :

1. le temps, lié à la notion de distance
2. la fréquence ou la phase, liée à la vitesse
3. l'amplitude

On peut ajouter à ces informations :

- Des informations angulaires comme le repérage de la direction.
- Des informations codées pour l'identification d'une cible.

En réalité, la valeur de tel paramètre du signal peut être entachée d'erreur du fait de la présence de bruit. Il s'agit alors de voir l'importance de cette erreur de façon à définir la précision de la mesure que l'on effectue.

.Pouvoir de résolution

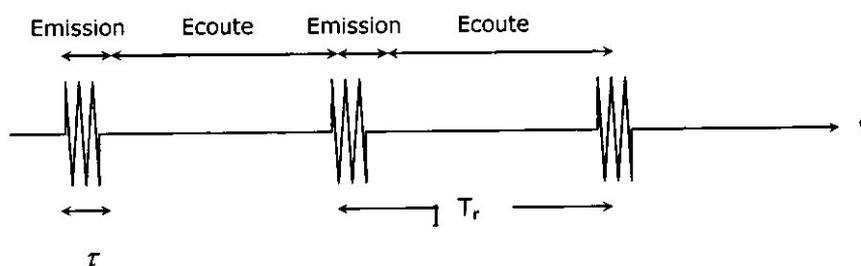
Dans le cas de présence simultanée de deux cibles voisines dans un domaine donné (temps, fréquence...) il s'agit de distinguer les informations respectives données par chacune des cibles.

Le pouvoir de résolution définit donc l'écart minimal qui doit y avoir entre les estimations d'un même paramètre pour que les mesures concernant les deux cibles soient distinctes.

.Forme d'onde

Le radar classique (à impulsions) permet d'émettre à intervalles réguliers des impulsions de durée très brève. Les caractéristiques du signal émis sont :

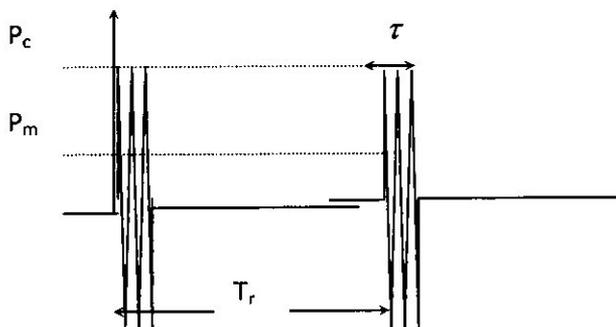
- La durée de l'impulsion τ : une fraction de quelques μs
- La fréquence de la porteuse f : elle peut être soit fixe (radar mono fréquence) ou variable.
- La modulation de l'impulsion : dans les radars classiques, l'impulsion est en général non modulée, mais dans certains radars (compression d'impulsions), on utilise les modulations de fréquence ou de phase pour augmenter des performances.
- La fréquence de répétition f_r : c'est le nombre d'impulsions émises par seconde. Elle est désignée par PRF en anglais. Elle varie entre quelques centaines de Hz jusqu'à quelques centaines de KHz. elle peut varier pendant l'émission. La période de récurrence est $T_r = 1/f_r$.



Energie émise :

Le signal émis est caractérisé par la puissance crête P_c de l'impulsion, son énergie E et la puissance moyenne P_m . On a les relations

$$E = P_c \tau = P_m \cdot T_r \Rightarrow P_m = \frac{E}{T_r} = \frac{\tau}{T_r} P_c$$



II-3. Mesures effectuées en radar

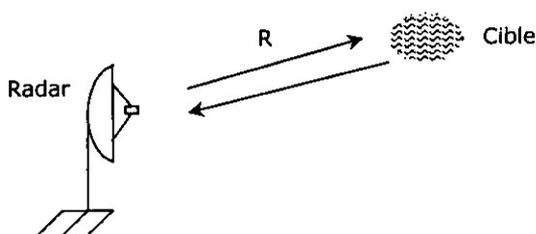
Les mesures susceptibles d'être effectuées à l'aide d'un radar peuvent se regrouper comme suit

- Mesure de la distance de la cible au radar
- Mesure de la vitesse de la cible
- Mesure de la direction dans laquelle la cible se trouve
- Mesure des angles

.Mesure de la distance

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

$$R = \frac{c \cdot \Delta t}{2}$$



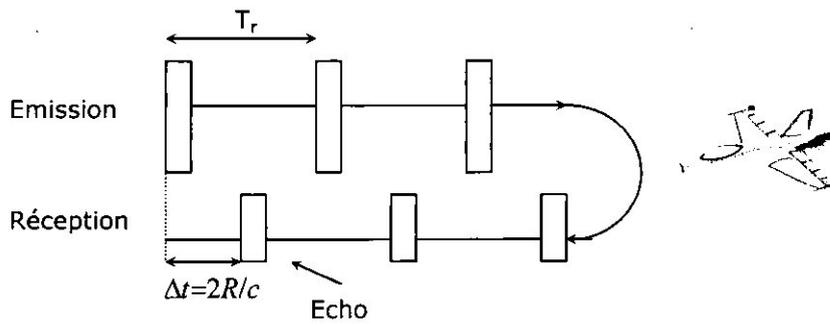


Schéma synoptique de la détection

La mesure de la distance se ramène donc à celle d'un temps

Il suffit alors de repérer l'instant t_0 auquel le signal est émis, et estimer le temps \hat{t}_1 auquel la réplique de la cible est reçue par le radar.

$$\hat{t} = \hat{t}_1 - t_0, \text{ est le temps estimé trajet aller retour}$$

N.B. notons que pour un temps $t = 1 \mu s$ on trouve $R = 150 \text{ m} : 1 \mu s \leftrightarrow 150 \text{ m}$

Ainsi, en ce qui concerne la mesure de la distance :

- La précision de la mesure dépend du signal émis ainsi que du rapport signal/bruit admissible
- Il y a risque d'erreur systématique ou ambiguïté sur la mesure due à la périodicité du signal émis.

Mesure de la vitesse

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

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

Remarques :

1. Certains radars peuvent déterminer la vitesse radiale V_r des cibles grâce à la mesure de la fréquence Doppler f_d qui est égale à l'écart entre la fréquence f_e du signal émis et la fréquence f_r du signal réfléchi.

2. La relation entre f_d et la vitesse radiale V_r , de la cible est donnée

$$\text{par ; } f_d = f_r - f_e = \frac{2V_r}{\lambda} \text{ avec}$$

Si $f_r < f_e \rightarrow$ éloignement de la cible

Si $f_r > f_e \rightarrow$ rapprochement de la cible

.Mesure des angles

La mesure de la position angulaire de la cible s'effectue grâce à des antennes très directives par le relevé de l'orientation du faisceau au moment de la détection mesure de l'azimut seul pour les radars panoramiques de surveillance (ou de veille) mesure en azimut et en site (faisceau en forme de pinceau ou pencil beam) pour les radars de poursuite ou de recherche

II-4. Equation du radar

II-4-1.Expression de l'équation du Radar

Le radar émet dans l'atmosphère de brèves et puissantes impulsions électromagnétiques de durée τ à la fréquence f_0 et de période de répétition T_r . L'énergie émise est concentrée dans un faisceau de faible ouverture par une antenne de grande directivité. Les cibles atmosphériques de toutes natures pénètrent dans le faisceau, interceptent une partie de l'énergie incidente qu'elles absorbent et rayonnent dans diverses directions ainsi que la cible qui nous intéresse. La fraction renvoyée vers le radar est captée par l'antenne de réception, qui est généralement la même que celle d'émission si le radar fonctionne en mono statique, puis est envoyée dans une chaîne de traitement afin d'identifier la cible diffusante.

La relation qui modélise cette image et associe la portée maximale aux caractéristiques du radar et aux conditions de détection imposées est appelée : '*Equation générale du radar*' dans ce qui suit nous allons établir cette équation, pour cela considérons un radar émettant un signal de longueur d'onde λ de puissance crête émise P_c à l'aide d'une antenne de gain G et une cible de surface équivalente σ qui réfléchit d'une façon omnidirectionnelle toute la puissance captée et calculons la puissance P_r reçue au niveau de l'antenne radar.

Pour une puissance crête d'émission P_c rayonnée uniformément par une antenne omnidirectionnelle, la densité de puissance ou puissance reçue par unité de surface, à une distance R de l'antenne serait :

$$P = \frac{P_c}{4\pi R^2}$$

La puissance se trouvant répartie sur une surface sphérique, et $4\pi R^2$ étant la surface de la sphère de rayon R.

Mais l'antenne est directive et a un gain maximum lorsqu'elle est pointée vers la cible. Nous trouvons donc dans la direction du gain max G_0 une puissance unitaire

$$P_u = \frac{P_c}{4\pi R^2} \cdot G_0$$

Cette puissance frappe la cible qui rérayonne d'une façon omnidirectionnelle une nouvelle puissance $P_u \sigma$, σ étant par définition la surface équivalente de la cible.

La puissance reçue de ce nouvel émetteur sera donc en retour, au niveau de l'antenne, et par unité de surface :

$$P_r = \frac{P_c \cdot G_0 \cdot \sigma}{4\pi R^2} \cdot \frac{1}{4\pi R^2}$$

La puissance globale reçue par l'antenne commune émission réception de surface apparente A

s'écrira :

$$P_{ri} = \frac{P_c \cdot G_0 \cdot \sigma}{4\pi R^2} \cdot \frac{A}{4\pi R^2}$$

L'expression simple du gain de l'antenne est :

$$G_0 = \frac{4\pi A}{\lambda^2}$$

Nous permet de traduire cette surface apparente dans la relation précédente, il vient :

$$P_{ri} = \frac{P_c \cdot G_0^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot R^4}$$

Si par ailleurs, le signal reçu correspond au signal minimum perceptible ou détectable, la distance R correspond logiquement à la portée maximale du radar.

$$S_{\min} = \frac{P_c \cdot G_0^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot R^4}$$

Par conséquent la portée R_{\max} du radar correspond au signal minimum S_{\min} détectable par le récepteur, d'où l'équation générale du radar en espace libre :

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_c \cdot G_0^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot S_{\min}}} \quad (m)$$

.La surface équivalente d'une cible :

Par définition la surface équivalente d'une cible SER est la surface qui, placée à la même distance que la cible intercepte une quantité de puissance incidente telle que si elle la rayonne de façon isotropique, elle produit au niveau du radar un écho égal à celui qu'il reçoit précisément de cette cible.

La connaissance de la valeur de cette surface σ est très difficile à prévoir compte tenu de sa sensibilité aux différents paramètres comme la forme, la fréquence, la présentation et la nature des matériaux.

LA « SER » sera considérée comme une variable aléatoire caractérisé par sa valeur moyenne, son écart type et sa loi de distribution. Swerling a défini quatre modèles de cibles caractérisées par leur distribution (SW1, SW2, SW3, SW4), voir annexe I.

Pour SW1 et SW2 loi de la forme : $P(\sigma) = \frac{1}{\sigma_0} \cdot e^{-\sigma/\sigma_0}$

Pour SW3 et SW4 loi de la forme : $P(\sigma) = \frac{4\sigma}{\sigma_0^2} \cdot e^{-2\sigma/\sigma_0}$

Les surfaces moyennes σ_0 des cibles aériennes peuvent varier de 0.01m^2 à 100m^2 .

- Avion de combat de face : $\sigma=1$ à 5 m^2 .
- Avion de transport de l'arrière : $\sigma=10$ à 100 m^2 .

Dans l'aviation civile, on peut considérer qu'on a à faire des cibles de type (Swerling I) où la cible fluctue suivant une loi de Rayleigh, caractérisée par sa valeur moyenne σ_0 .

.Influence de l'atténuation atmosphérique ;

L'équation du radar établie précédemment ne tient pas compte de l'atmosphère qui absorbe une partie de l'énergie transmise. Ces pertes causées par la propagation d'une onde dans l'atmosphère, sont principalement dues aux deux phénomènes suivants:

1. l'absorption moléculaire par les gaz atmosphériques,
2. l'absorption et la diffusion par les particules liquides et solides contenues dans l'atmosphère et principalement par les gouttes de pluie.

Ces pertes sont caractérisées par un coefficient d'atténuation α mesuré en (dB/Km) et dépend de nombreux paramètres (oxygène, vapeur d'eau, nuages, pluie) et de la fréquence. Pour les hautes fréquences, cette atténuation devient considérable, par conséquent ce phénomène impose une limitation à la bande de fréquence à employer.

Parmi les particules non gazeuses de l'atmosphère, ce sont les gouttes d'eau qui donnent l'atténuation la plus importante. Cette atténuation est due à deux mécanismes distincts, d'une part une absorption de l'énergie par pertes ohmiques dans les gouttes d'eau et d'autre part, une diffusion de l'énergie par ces gouttes d'eau. Comme précédemment, ces effets se manifestent dès que la fréquence dépasse quelques GHz et augmentent rapidement à mesure que la fréquence croît.

En résumé, les atténuations dues à l'absorption atmosphérique sont toujours présents et ne peuvent être évitées.

Si on reprend l'équation générale du radar, l'atténuation atmosphérique sera représentée par un facteur L_a ($L_a > 1$) pour un trajet aller de l'onde et L_a^2 pour un trajet aller-retour :

$$R_{\max}^4 = \frac{P_c \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot S_{\min} \cdot L_a^2} \quad (m)$$

Nous écrivons pour une portée effective R en tenant compte de l'aller et du retour :

$$2\alpha \cdot R \quad (dB) = 10 \log_{10}(L_a^2)$$

Ce qui correspond à :

$$L_a^2 = 10^{0.2 \cdot \alpha \cdot R}$$

L'équation générale en tenant compte de l'atténuation sera :

$$R_{\max}^4 \cdot 10^{0.2 \cdot \alpha \cdot R} = \frac{P_c \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot S_{\min}} \quad (m)$$

Signal minimum détectable :

Par définition le signal minimum détectable représente la valeur de la puissance utile que l'on doit recevoir à l'entrée pour que la puissance utile disponible à la sortie égale à celle du bruit.

Les bruits sont constitués par :

- des bruits internes et en particulier le bruit thermique.
- des bruits externes naturels tels que les bruits atmosphériques.
- des bruits externes artificiels tel que le bruit industriel ou les interférences avec d'autres radars.
- d'échos parasites résultants de la réflexion des ondes émises par le radar sur les réflecteurs naturels (sol, mer, pluie...).

Nous considérons le calcul de la portée radar en tenant compte d'un bruit d'origine thermique. Soit B_e la puissance moyenne de bruit à la sortie d'un récepteur, elle est égale à :

$$B_e = (B_0 + B_r) \cdot G$$

B_0 : la puissance moyenne du bruit à l'entrée.

B_r : la puissance moyenne du bruit supplémentaire de la chaîne ramenée à l'entrée.

Une puissance moyenne de bruit égale à $(B_0 + B_r)$ à l'entrée équivaut par définition à la puissance du signal minimum nécessaire à l'entrée pour avoir à la sortie une puissance de signal égale au bruit :

$$S_{\min} = B_0 + B_r$$

Or le bruit produit à la température T_0 peut être représenté par une résistance pure sans bruit en série avec un générateur de tension moyenne de bruit e .

En général, le récepteur est adapté, on dit qu'une charge est adaptée à un générateur lorsque la résistance de charge est égale à la résistance du générateur. Nous avons alors un maximum de puissance disponible pour une charge R d'utilisation.

La tension moyenne de bruit aux bornes de AB est alors $e/2$ et le courant

$$\bar{i} = \bar{e}/2R$$

L'expression de la puissance moyenne de bruit B_0 disponibles aux bornes AB de la charge est :

$$B_0 = \frac{1}{2} \cdot \frac{e^2}{2R} = KT_0 \Delta f$$

On peut également écrire le bruit propre B_r du récepteur sous la même forme et définir aussi une température équivalente de bruit T_e , pour une bande passante Δf du récepteur :

$$B_r = KT_e \Delta f \quad \text{et} \quad S_{\min} = B_0 + B_r$$

$$\text{donc} \quad S_{\min} = K(T_0 + T_e) \cdot \Delta f$$

L'équation

générale devient :

$$R_{\max}^A = \frac{P_e \cdot G_0^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 K(T_0 + T_e) \Delta f}$$

par la suite nous verrons dans le prochain chapitre que dans un récepteur adapté, la bande passante idéale permettant le meilleur rapport signal/bruit correspond à : $\Delta f = 1.2/\tau$.

Il nous reste de définir T_e

. Facteur de bruit :

Le facteur de bruit permet d'évaluer l'apport de bruit propre du récepteur, il présente la dégradation du rapport signal à bruit entre l'entrée et la sortie du récepteur, due à l'apport en

bruit de ce dernier :

$$F_B = \frac{(S/B)_e}{(S/B)_s}$$

Nous constatons directement que l'expression de S_{\min} sera liée au facteur de bruit 'il est exprimé en dB et l'on peut mesurer', on a :

$$B_s = (B_0 + B_r) \cdot G$$

Sachant que $S_s = G \cdot S_e$, on peut écrire:

$$F_B = \frac{B_0 + B_r}{B_0} = 1 + \frac{B_r}{B_0} = 1 + \frac{T_e}{T_0}$$

Le signal minimum par définition est une puissance du signal à l'entrée ramenée à la sortie au niveau du bruit :

$$S_{\min} = B_0 + B_r = B_0 \cdot F_B$$

Soit :

$$S_{\min} = K T_0 F_B \Delta F$$

On a déjà défini $\Delta F = 1.2/\tau$.

En réalité pour que la cible soit facilement détectable, le niveau du signal utile devra être supérieur au bruit.

Nous écrivons : $S_{\min} = B_0 \cdot F_B \cdot F_D$.

Où F_D est un facteur de discernement ou de visibilité supérieur à l'unité définissant le rapport (signal/bruit) nécessaire pour détecter correctement un écho.

Donc l'équation radar s'écrira sous la forme :

$$R_{\max}^4 = \frac{P_c \cdot G_0^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma \cdot \tau}{(4\pi)^3 K \cdot T_0 \cdot 1.2 \cdot F_B \cdot F_D}$$

Remarque : le facteur F_D , est un facteur très diversifié, il tient compte tout aussi bien des conditions de détection et d'exploration exigées (probabilité de détection et probabilité en taux de fausse alarme admissible) et des incidences techniques (pertes d'insertion dans la chaîne émission réception, influence de l'antenne sur la détection etc...). il se décompose en un certains facteurs élémentaires.

. La portée en fonction du nombre de coups au but :

En pratique on ne fait pas la détection sur une impulsion mais sur la totalité des impulsions qui touchent la cible pendant le passage du faisceau de l'antenne sur la cible et qu'on appelle 'coups au but', cette technique d'intégration permet l'amélioration de la détection.

Pour un radar de veille de fréquence de répétition f_r équipée d'une antenne de largeur de faisceau θ tournant à une vitesse V (tours/minute), le nombre de coups au but N peut s'écrire encore comme

$$N = \frac{\theta^2 \cdot f_r}{\omega} = \frac{\theta^2 \cdot f_r}{6 \cdot V(\text{trs/mn})}$$

L'intégration améliore le rapport (signal/bruit) par un facteur g_N appelé gain d'intégration qui est définit comme le rapport entre le rapport signal/bruit R_1 , nécessaire pour détecter avec une seule impulsion une cible et le rapport signal/bruit R_N nécessaire pour détecter la même cible avec N impulsions dans les mêmes conditions de détection, soit :

$$g_N = \frac{R_1}{R_N} = \frac{(S/N)_1}{(S/N)_N}$$

La portée dans le cas d'une intégration de N impulsions devient :

$$R_{\max}^4 = \frac{P_c \cdot G_0^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma \cdot \tau}{(4\pi)^3 K \cdot T_0 \cdot 1.2 \cdot F_B \cdot (S/B)_{(n)}}$$

Où l'expression de F_D exprime le rapport signal sur bruit pour un certain nombre d'échos permettant de représenter le plot avion dans des conditions de P_d et P_{fa} exigées.

On peut réécrire la même équation en fonction directe de g_N directement, soit :

$$R_{\max}^4 = \frac{P_c \cdot G_0^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma \cdot \tau \cdot g_N}{(4\pi)^3 K \cdot T_0 \cdot 1.2 \cdot F_B \cdot R_1}$$

Le gain d'intégration dépend du type d'intégration effectuée, du nombre de coup au but et des conditions de détection

. Pertes à l'émission et à la réception :

On peut ajouter un autre coefficient L_p qui englobe les pertes dues au radar, ces pertes sont celles occasionnées par les composants des systèmes d'émission et de réception. Pour cela, il faut différencier trois types de pertes. L_s représentera donc, le produit de tous ces types de pertes, qui sont :

- **Pertes hyperfréquences :** Ces pertes ont lieu dans le guide, joint tournant, duplexeur, etc. on les détermine à partir des caractéristiques du radar (et sont de l'ordre de 1.5db)
- **Pertes de faisceau :** On a supposé que le gain de l'antenne était constant, or ce gain varie pendant le balayage de la cible par le faisceau. Cette perte est de l'ordre de 1.5db.
- **Pertes de traitement :** ce type de pertes est dû à la désadaptation, le réglage du seuil et le traitement CFAR

La nouvelle équation du radar devient alors,

$$R_{\max}^4 = \frac{P_c \cdot G_0^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma \cdot \tau}{(4\pi)^3 K \cdot T_0 \cdot 1.2 \cdot F_B \cdot (S/B)_{(n)} \cdot L_s}$$

Les étages de pré amplification augmentent le facteur de bruit pour cela, une attention particulière doit être portée pour le choix de ces composants.

Les antennes ont un T.O.S. particulier (taux d'ondes stationnaires), ce qui nous fait une certaine puissance réfléchiée dans le cas où l'adaptation n'est pas parfaitement réalisée. En pratique, il faut prendre en compte le rendement de l'antenne, nous pouvons négliger les pertes dans les câbles.

On note que dans l'équation radar précédente, on a utilisé la température T_e afin de simplifier les calculs or en réalité cette température doit être égale à après modélisation de l'antenne en terme de bruit :

$$T_r = T_{atm} + T_c + T_{hum}$$

T_{atm} : La température de bruit atmosphérique,

T_c : La température de bruit cosmique,

T_{hum} : La température de bruit associée aux activités humaines.

En outre, le bruit cosmique (ou bruit extraterrestre) est principalement du bruit galactique et du bruit émis par les corps du système solaire, soit :

$$T_c = T_{so} + T_{ga}$$

T_{so} : La température de bruit solaire,

T_{ga} : La température de bruit galactique.

II-4-2. Discussion de l'équation du radar

Si on veut augmenter la portée du radar, on peut penser à augmenter la puissance de l'émetteur sans dépasser les limites des tubes et on peut aussi augmenter la portée en augmentant le gain G_0 de l'antenne.

La portée du radar est donc proportionnelle à :

- l'énergie du signal émise $E = P_c \cdot \tau$
- Elle est proportionnelle à la surface équivalente de la cible σ
- La portée dépend de la longueur d'onde de différentes manières :
 - en faisant intervenir la surface équivalente A de l'antenne, on peut écrire $R_{max} = k \cdot \sqrt{A/\lambda}$ donc si $A =$ constante, la portée varie comme $1/\sqrt{\lambda}$
 - à gain constant, la portée croît comme $\sqrt{\lambda}$

D'autres paramètres comme les pertes atmosphériques, les puissances réalisables, la surface équivalente des cibles, dépendent aussi de la longueur d'onde.

Le choix de λ nécessite un certain nombre de compromis entre la portée, l'atténuation, les dimensions des antennes...

En pratique, on a :

- Bande L (1 à 2 GHz) : Radar longue portée : bon compromis entre atténuation et dimension des antennes au sol. Comme exemple d'application est le radar primaire $\lambda = 23\text{cm}$.
- Bande S (2 à 12 GHz) : Radars à moyennes portées pour radars d'approche, bateaux..
- Bande X (8 à 12 GHz) : Radars courtes distances pour radars aéroportés. Fortes atténuation, antennes petites dimensions.

Remarque :

Le radar d'Alger utilise la bande S, ce type de bande est détaillé dans l'annexe I.

II - 5. Types de signaux radars

II-5-1. Les divers types de récepteurs :

➤ **Récepteur du radar classique**

Le récepteur du radar classique traite une impulsion unique de fréquence constante, d'amplitude constante A et de durée connue τ . toute l'information utile est donc contenue dans l'enveloppe du signal dont le spectre.

➤ **Récepteur pulse Doppler**

Pour avoir accès à la fréquence Doppler des cibles, il est nécessaire d'augmenter la durée de la mesure. C'est ce qui est fait dans les radars pulse Doppler où le traitement concerne un train complet de n impulsions cohérentes qui peuvent être considérées comme (figure 3), l'échantillonnage de toutes les périodes de répétition T_r , d'un signal de durée nT_r , par un signal de durée $\tau \ll T_r$.

La largeur de spectre de chaque signal émis est $\Delta f = 1/\tau$ comme dans le radar classique. Par contre, l'ensemble du train d'impulsions possède un spectre de raies, la largeur δf de chaque raie étant reliée à la durée totale du signal par la relation $\delta f = 1/nT_r$. La fréquence Doppler des cibles n'est plus alors négligeable devant la largeur des raies.

Par exemple, si $nT_r = 3\text{ms}$ et $\lambda = 3\text{cm}$

$$\delta f = 1/nT_r = 333\text{Hz} \quad \text{et} \quad \delta V_r = \lambda \delta f / 2 = 5\text{m/s}$$

Une chaîne de génération et de réception cohérente est décrite (figure4). Les signaux issus d'oscillateurs très stables de fréquences f_0 et f_r sont mélangés et découpés en synchronisme avec un sous multiple exact de f_0 de manière que :

Soit un signal périodique

Après amplification, le signal de fréquence $f_0 + f_1$ est dirigé vers l'antenne Il suffit à la réception de faire la transposition inverse pour se retrouver à la fréquence f_0 , à ceci près

- Le signal issu d'une cible de distance D a subi un retard $t_r = 2D/c$, où c est la vitesse de la lumière

- Le signal issu d'une cible de vitesse radiale V_r , a subi un glissement Doppler

$$f_d = 2V_r / \lambda$$

Ces deux effets pouvant être cumulés la réception d'un tel signal consistera alors à :

- Sélectionner le train d'impulsions réception à l'aide d'une porte positionnée à l'instant t_r dans la récurrence
- Filtrer une raie du spectre correspondant à l'aide d'un filtre de largeur de bande $1/nT_r$, centré sur la fréquence f_d du signal
- Détecter le signal issu du filtre avant présentation à un seuil

En pratique, il faudra autant de portes que τ est contenu dans la période T_r du signal

(T_r/τ portes) et, derrière chaque porte, autant de filtres que de positions de raies possibles, soit n filtres par porte, la largeur de chaque raie étant $1/nT_r$ et les raies espacées de $1/T_r$ figure 3 soit nT_r/τ filtres au total, pour toutes les portes distance.

Le bilan de puissance du récepteur pulse Doppler est le suivant :

- le filtre prend la moyenne des amplitudes des signaux qui lui sont présentés sur la durée nT_r , soit ici :

$$A_s = A \frac{n\tau}{nT_r} = \frac{A\tau}{T_r}$$

La puissance de bruit est normée par la largeur de bande du filtre ($\delta f = 1/nT_r$) et le taux de découpage de la porte (τ/T_r),

$$\text{Soit } B = \frac{b}{nT_r} \cdot \frac{\tau}{T_r}$$

$$\text{D'où } \frac{S}{B} = \frac{A_s^2}{2B} = \frac{A^2}{2} \cdot \frac{\tau n}{b} = \frac{nP_c \tau}{b}$$

Avec P_c puissance crête du signal

$$\frac{S}{B} = \frac{nE}{b}$$

Le rapport signal/bruit à la sortie du récepteur (sans tenir compte des pertes) se rapporte donc à l'énergie de l'ensemble du train d'impulsions. Ce gain d'intégration cohérente, égal au nombre n d'impulsions traitées, est à pondérer par 5 à 10 dB de pertes dues au chevauchement du signal sur les portes et au recouvrement des filtres.

Le pouvoir séparateur en distance du radar pulse Doppler est fixé par la durée τ des impulsions émises, mais on confond deux cibles distantes de $D=1T_r/2$, du fait de la périodicité des impulsions. Le pouvoir séparateur en vitesse du radar pulse Doppler est fixé par la largeur $1/nT_r$ des raies traitées, mais on confond des cibles de vitesses distantes de :

$$\Delta V_r = \lambda / 2T_r = \lambda f_r / 2$$

du fait de la périodicité des raies.

En pratique, on sera donc amené à tolérer soit des ambiguïtés distance, soit des ambiguïtés vitesse

➤ Récepteur à corrélation

Le radar pulse Doppler décrit au paragraphe précédent est en quelque sorte un récepteur à corrélation, la partie jouant le rôle de réplique de l'enveloppe du signal est le filtre, celui d'intégrateur. Pour des signaux plus complexes, le procédé de corrélation reste possible à condition de mémoriser le signal émis pour constituer la réplique. Par ailleurs, la phase du signal reçu étant inconnue a priori, cette corrélation devra se faire sous porteuse.

➤ Récepteur à compression d'impulsions

Dans le radar à compression d'impulsions, on cherche à conserver l'indépendance entre la durée T et la bande Δf du signal, mais cette fois ci en utilisant directement des filtres adaptés pour le traitement, de manière à aboutir à un schéma beaucoup plus simple que celui du radar à corrélation.

Soit un radar classique à amplification de puissance, il comprend un oscillateur local OL1 découpé par un découpeur pour former un train d'impulsions, les circuits classiques d'émission – réception, un filtre adapté et un détecteur.

Plaçons après le découpeur du signal d'émission un filtre $\chi(f)$ qui n'apporte pas de modifications aux amplitudes du signal ($|\chi(f)|=1$) mais a comme caractéristique de déphaser différemment les diverses fréquences du spectre du signal émis, déformation qui ne peut aller que dans le sens de l'allongement du signal. On aboutit ainsi à un signal de durée T que l'on peut choisir indépendamment de la bande Δf et tel que :

$$\rho = T\Delta f > 1$$

A la réception, après le changement de fréquence, nous placerons alors le filtre $\gamma^*(f)$, qui aura pour effet de compenser les déphasages apportés par le filtre $\chi(f)$. A la sortie du filtre $\gamma^*(f)$, on retrouve donc le signal court du radar classique, identique au signal reçu en absence des filtres $\chi(f)$ et $\gamma^*(f)$, qui sera traité par le filtre adapté F .

L'introduction des filtres $\chi(f)$ et $\gamma^*(f)$ n'a donc rien modifié aux caractéristiques du signal reçu, seul le signal émis a été allongé par $\chi(f)$ puis comprimé par $\gamma^*(f)$, d'où le nom de compression des impulsions donné au procédé.

On peut noter, par ailleurs que si le spectre du signal issu du découpeur est $\chi(f)$, le spectre global émis est,

$$\chi_e(f) = \chi(f)\chi(f).$$

Il suffit alors que la transmittance du filtre soit comme pour le radar classique

$$F(f) = \chi^*(f)$$

Pour que la transmittance globale du spectre soit,

$$F_r(f) = \chi^*(f) \gamma^*(f)$$

(* est la quantité conjuguée du spectre émis)

L'ensemble se conduit donc bien comme un filtre adapté au signal émis.

En pratique, on ne peut utiliser n'importe quel filtre $\chi(f)$, car il est nécessaire d'aboutir à des signaux d'amplitude constante, les tubes d'amplification de puissance fonctionnant tous en régime saturé. Tous les procédés utilisés se ramènent à utiliser une modulation linéaire, ou quasi linéaire, de la fréquence du signal émis dont l'expression est alors,

$$A_1(t) = A \cos(2\pi(f_0 t + t^2/2k))$$

où k est la pente de la modulation de fréquence $f(t) = f_0 + t/k$. la figure 9, présente l'allure de l'amplitude et du spectre du signal émis, dénommé souvent signal chirp. Le filtre $\gamma^*(f)$ devra alors apporter un retard linéaire en fonction de la fréquence de manière à remettre en phase les fréquences basses (émises les premières) et les fréquences hautes, le filtre F étant un simple filtre passe-bande adapté à la bande Δf du spectre $\chi(f)$ du signal.

II-5-2. Traitement du signal reçue

Fonction d'ambiguïté

Tout récepteur réalise l'une des deux opérations suivantes :

$$\mu(\theta, F) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(t) \cdot Z^*(t-\theta) \cdot e^{-j2\pi Ft} dt$$

$$\text{Où } \nu(\theta, F) = \int_{-\infty}^{\infty} \chi(f) \cdot \chi^*(f-F) \cdot e^{-j2\pi f\theta} df$$

La première étant une corrélation, la seconde un filtrage adapté, θ et F , étant les écarts en temps et fréquence entre la référence et le signal traité. Ces deux opérations sont équivalentes, en outre, on démontre que $\mu(0,0) = \nu(0,0)$, d'où la fonction d'ambiguïté,

$$\begin{aligned} |A(\theta, F)| &= \frac{1}{E} \left| \int_{-\infty}^{\infty} Z(t) \cdot Z^*(t-\theta) \cdot e^{-j2\pi Ft} dt \right| \\ &= \frac{1}{E} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \chi(f) \cdot \chi^*(f-F) \cdot e^{-j2\pi f\theta} df \right| \end{aligned}$$

Avec F dérive en fréquence observée,

Z : Signal vidéo complexe

χ : Spectre correspondant

θ : Retard observé

Cette fonction est représentative du comportement d'un filtre distance vitesse obtenu soit par corrélation, soit par filtrage adapté, devant un signal décalé simultanément en temps de θ et en fréquence Doppler de la valeur F . elle restitue globalement la qualité du traitement. La figure 16 présente, illustre l'allure de quelques cas types. On y retrouve l'axe d'ambiguïté de la compression d'impulsions.

Pouvoir séparateur en temps et fréquence Doppler

Compte tenu de l'existence même de la fonction d'ambiguïté, il ne peut y avoir de séparation des signaux quelle que soit leur dynamique relative. Cependant, on admet, pour des cibles de surfaces équivalentes voisines, une limite théorique au pouvoir séparateur qui conduit aux relations suivantes :

a. Pouvoir séparateur en distance
$$\delta\theta = \frac{1}{\Delta f} = \frac{|X(f)|_{\max}^2}{\int |X(f)|^2 df}$$

b. Pouvoir séparateur en fréquence Doppler
$$\delta F = \frac{1}{\Delta T} = \frac{|Z(t)|_{\max}^2}{\int |Z(t)|^2 dt}$$

Précision optimale des mesures

La présence du bruit vient limiter la précision de localisation des cibles, dans le cas théorique idéal, on peut considérer que la mesure est faite en estimant la position de $\max A(\theta, F)$, on arrive aux résultats suivants :

→ **mesure de la distance**

$$\sigma(\theta) = \frac{1}{2.5\Delta f \sqrt{2E/b}}$$

Où Δf est la bande passante du signal vidéo équivalent,

→ **mesure de la vitesse**

$$\sigma(F) = \frac{1}{2.5\Delta T \sqrt{2E/b}}$$

Où ΔT est la durée équivalente du signal émis.

Ces expressions peuvent être transposées à la précision optimale de la mesure des angles pour une antenne de largeur L , on a alors,

→ **écart-type minimal sur la mesure des angles**
$$\sigma_\theta = \frac{1}{2L\sqrt{2E/b}}$$

→ **pouvoir séparateur angulaire** $\Delta\theta \approx \lambda/L$

Où λ longueur d'onde

(σ_θ et $\Delta\theta$) sont en radian, $\Delta\theta$ est voisin de l'ouverture de 3dB du lobe de l'aérien.

II-6. Visualisation des cibles mobiles

Position du problème

La plupart des radars travaillent dans un milieu encombré par les échos fixes ou de vitesse lente (sol, nuages, mer, pluie, neige...). On cherche alors à éliminer ces échos indésirables, normalement perçus par le radar et dont la présence constitue une gêne pour la détection des cibles intéressantes.

Pour réaliser cette fonction, on peut utiliser un nombre de procédés basés sur les propriétés des échos fixes (forme, distance, site, évolution dans le temps). Tous ces procédés se ramènent à une épuration plus ou moins fine de ces échos fixes et ne permettent de restituer l'écho de cible que s'il est d'amplitude supérieure à l'écho fixe superposé, ou au mieux, s'il n'est pas confondu avec un écho fixe.

Un autre aspect du problème est de tenter de séparer les échos fixes et les échos mobiles en se basant sur le fait que leurs vitesses radiales sont différentes, ils se distinguent par leur effet Doppler.

Les procédés correspondants, basés sur la séparation de deux cibles par leurs fréquences Doppler, permettent de distinguer une cible mobile dans un milieu d'échos fixes, même si la cible mobile est de surface équivalente plus faible que les échos fixes qui lui sont superposés. Ils possèdent donc une qualité supplémentaire à l'élimination des échos fixes, ils seront classés dans la rubrique visualisation des cibles mobiles (VCM).

La qualité d'un circuit VCM est liée au pouvoir séparateur en fréquence Doppler du radar, elle sera d'autant meilleure que la durée de la mesure sera grande. En particulier, tout radar émettant des impulsions très longues aurait un pouvoir séparateur élevé.

Malheureusement, ces formes d'ondes sont assez mal adaptées aux radars classiques qui utilisent des impulsions assez courtes afin de posséder une bonne précision sur la mesure des distances.

On pourrait également utiliser des radars à corrélation, mais on sait que la protection contre les cibles de vitesse et de distance différentes de la cible n'est que de $1/(T \Delta f)$, soit 30dB en moyenne pour $T \Delta f = 1000$, ce qui est faible en regard de la complexité d'un tel radar.

En définitive, les systèmes VCM utilisés seront définis en fonction de critères pratiques et pour la simplicité adaptée aux performances recherchées, soit :

- Pour les radars de veille classiques : en s'adaptant aux formes d'ondes émises par ces radars, et avec des performances limitées par le radar lui-même autant que par le circuit utilisé
- Dans les cas spéciaux ; en recherchant des circuits à hautes performances, et en construisant le radar autour du VCM de manière à pouvoir en retirer tout le bénéfice.

Dans les deux cas, les formes d'ondes les plus couramment utilisées sont des trains d'impulsions hyperfréquences, les traitements adaptés à ces formes d'ondes seront étudiés dans ce qui va suivre.

.Principe de base des MTI :

Moving Target Indicator (MTI) ou en français Visualisation des Cibles Mobiles (VCM) est une des fonctions offertes par certains radars. Cette fonction consiste à éliminer les échos venant des cibles fixes pour ne traiter que les échos des cibles mobiles. Les cibles fixes renvoient un écho radar à la fréquence du signal reçu, alors que les cibles mobiles modifient la fréquence du signal renvoyé ; cet effet est connu sous le nom d'effet Doppler. La différence entre la fréquence reçue et la fréquence renvoyée (telle que perçue par le radar) est fonction de la vitesse de la cible par rapport au radar.

Dans le cas d'un radar à impulsion, il convient toutefois de préciser la nature du signal Doppler.

L'idée de base du MTI vient de l'examen des propriétés de $\Delta\varphi$. Pour les échos fixes, $\Delta\varphi=0$, les signaux reçus sont donc d'amplitude et phase constantes, il suffit alors de les opposer deux à deux pour les annuler, en préservant les mobiles pour lesquels $\Delta\varphi\neq 0$.

Le filtre MTI de base peut se décrire de la façon suivante: un soustracteur qui réalise la différence entre les niveaux des échos démodulés de la récurrence en cours et les niveaux des échos démodulés de la récurrence précédente. Les échos démodulés de la récurrence précédente ont été mis en mémoire dans des RAM (random acces memory) ou dans ce qu'on appelait autrefois "une ligne à retard d'une récurrence". Tandis que cette RAM se décharge de la récurrence précédente sur le soustracteur, elle se charge de la récurrence en cours et ainsi de suite. En "filtrage numérique" un tel filtre s'appelle "filtre SINUS". En général, les filtres MTI sont plus complexes mais réalisent toujours cette soustraction. (Voir annexe I).

▪ MTD (Moving Target Detector) :

Les signaux échantillonnés, comprimés et compensés alimentent ensuite le MTD (cf encadré MTD). L'originalité du MTD implémenté dans le radar moderne réside dans son auto adaptativité au type de rafale utilisé et à l'environnement. 17 bancs de filtres Doppler sont disponibles. Le choix s'effectue en tenant compte des échos de fouillis mesurés aux tours précédents dans la zone.

.Extraction :

Un extracteur a pour fonction de fabriquer des plots à partir des présences élémentaires. Un plot est simplement une estimation de la position d'une cible en coordonnées sphériques (distance oblique, azimuth). Autant la partie traitement de signal du radar moderne accumule les innovations, autant les algorithmes d'extraction ont peu évolués par rapport à ceux d'avant. Généralement, un écho d'avion occupe 2 à 4 cases distances (2 en distance sur 2 en azimuth). Grossièrement, les algorithmes d'extraction consistent à identifier les ensembles de présence selon des critères de proximité géographique ou de cohérence Doppler et à en évaluer les extensions en azimuth et en distance. Un premier traitement dit de « résolution » divise en deux selon des critères prédéfinis les ensembles trop étendus. Les singletons sont présumés correspondre à de fausses informations et, à ce titre, sont éliminés ou marqués douteux. Ensuite, une fonction d'interpolation chargée de calculer les coordonnées du centre du groupe de présences à partir de formules barycentriques est appliquée, le plot est né.

CHAPITRE N°II

ANTENNE

ET

RAYONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE

.ANTENNES ET RAYONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE**III-1. Antenne (généralités) :****.Définition :**

L'antenne est un dispositif permettant de rayonner (créer) ou de capter à distance les ondes électromagnétiques dans un appareil ou une station d'émission ou de réception.

Historiquement, l'antenne a été découverte par Alexandre Popov.

L'antenne est un conducteur électrique plus ou moins complexe généralement placé dans un endroit dégagé.

Elle se définit par les caractères suivants :

- bande de fréquences d'utilisation
- polarisation
- directivité, gain avant et diagramme de rayonnement
- dimensions et forme
- type d'antenne
- mode d'alimentation et impédance au point d'alimentation
- puissance admissible en émission
- résistance mécanique

.Type d'antenne :

Il existe des dizaines de types d'antennes, différents par leur fonctionnement, leur géométrie ; leur technologie

Quelques exemples :

- Antenne en parapluie ou en nappe pour ondes kilométriques
- Antenne boucle (loop) de différentes formes (carré, triangle, losange...), verticale ou horizontale.
- Antenne doublet filaire pour ondes décimétriques.
- Antenne yagi à éléments parasites, très directive et à gain important.
- Antenne quart d'onde verticale omnidirectionnelle pour très hautes fréquences (THF ou VHF).
- Antenne rideau ou colinéaire à la directivité très marquée.
- Antenne cadre magnétique, de dimensions réduites.
- Antenne diélectrique ou à ondes de surface.
- Antenne hélice pour ondes décimétriques, à polarisation circulaire
- Antenne parabolique pour ondes centimétriques (hyperfréquences).
- Antenne à fente sur ondes millimétriques

III-2. Onde électromagnétique :

Représentation :

Une onde EM est constituée d'un champ électrique E et d'un champ magnétique H . Dans le vide, ces deux champs sont orthogonaux et transverses (perpendiculaires à la direction de propagation): c'est une onde TEM (Transverse Electro-Magnétique – voir Figure 2).

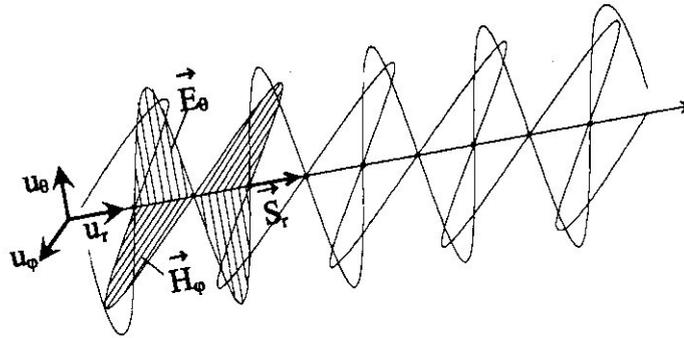


Figure 2

On a :

Cas général	Dans le vide	
$S = E \times H^*$	$S = E \times H$	(1)

$$|\vec{E}| = Z_0 \cdot |\vec{H}| \qquad E = Z \times H$$

Avec

$$Z_0 = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cong 376.7 \Omega \dots\dots\dots(2)$$

$$|\vec{E}| = c \cdot |\vec{B}| \quad \text{avec} \quad c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0}} \cong 3.10^8 \text{ m/s} \dots\dots\dots(3)$$

.Remarque :

S : Vecteur de Poynting (dans certains cas il est indiqué par « P »). La partie réelle de S indique la direction et le sens de l'écoulement de l'énergie. A noter que dans le vide, S est purement réel.

Z_0 : Impédance caractéristique du vide. Cette impédance a un peu le même rôle que l'impédance caractéristique d'une ligne. Dans l'espace, les choses sont un tout petit peu plus compliquées, car les ondes EM se propagent dans les trois directions de l'espace.

. Génération d'onde

Une onde EM se propageant dans l'espace peut être produite:

- a) par des **courants**, représentés vectoriellement par une densité de courant J en A/m^2 . C'est le cas des antennes filaires.
- b) par une **ouverture** dans un volume où règne un champ EM, par exemple l'extrémité ouverte d'un guide d'onde. C'est le principe des antennes paraboliques.

La Figure 3 illustre le cas d'un dipôle (antenne filaire) et d'une antenne parabolique.

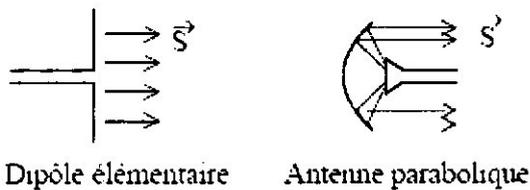


Figure 3

.Zones de rayonnement d'une antenne

On distingue pour chaque type d'antenne trois zones de rayonnement:

- Zone de Rayleigh (ou zone de champ proche)
- Zone de Fresnel
- Zone de Fraunhofer (ou zone de champ lointain)

On s'intéresse généralement à la zone de champ lointain (ou zone de Fraunhofer) ,dans cette zone, on considère la distance r grande par rapport à la longueur d'onde λ .

III-2-3. Propriétés du rayonnement d'une antenne

Tout rayonnement dans la zone de champ lointain a les caractéristiques suivantes (coordonnées sphériques) :

- Le champ magnétique H décroît en $1/r$
- Le champ électrique E décroît en $1/r$ $E = Z_0 \cdot |H|$
- La densité de puissance S décroît en $1/r^2$

Exemple: le dipôle élémentaire

On appelle dipôle élémentaire, dipôle infinitésimal ou encore doublet de Hertz une antenne dont la longueur L est petite par rapport à la longueur d'onde λ . Comme $L \ll \lambda$ (en principe, $L < 50 \lambda$), on admet que le courant I est uniforme (l'amplitude et la phase sont indépendantes de z). On détermine un axe des z de telle manière que l'origine $z=0$ soit au centre du dipôle (voir Figure 4).

On utilise les coordonnées sphériques (voir Figure 5), avec l'hypothèse que $r \gg L$ (zone de champ lointain).

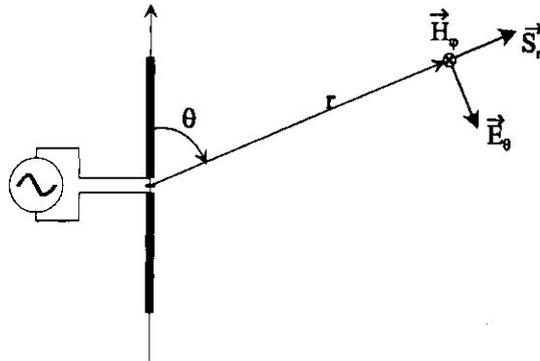


Figure 5

Les phaseurs \underline{E} et \underline{H} et le vecteur de Poynting \underline{S} du dipôle élémentaire sont les suivants :

$$\underline{H}(\underline{r}, \theta, \varphi) = j \cdot \frac{I_{eff} \cdot L}{2 \cdot \lambda \cdot r} \cdot \sin(\theta) \cdot e^{-j \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot r} \cdot \underline{u}_\varphi \dots\dots\dots (4)$$

$$\underline{E}(\underline{r}, \theta, \varphi) = j \cdot Z_0 \cdot \frac{I_{eff} \cdot L}{2 \cdot \lambda \cdot r} \cdot \sin(\theta) \cdot e^{-j \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot r} \cdot \underline{u}_\theta \dots\dots\dots (5)$$

$$\underline{S}(\underline{r}, \theta, \varphi) = Z_0 \cdot \left[\frac{I_{eff} \cdot L}{2 \cdot \lambda \cdot r} \cdot \sin(\theta) \right]^2 \cdot \underline{u}_r \dots\dots\dots (6)$$

Les champs \underline{E} et \underline{H} sont orthogonaux et en phase, et le rapport de leurs amplitudes vaut Z_0 .

- Les champs \underline{E} et \underline{H} décroissent en $1/r$
- La densité de puissance \underline{S} décroît en $1/r^2$
- \underline{E} et \underline{H} dépendent de r et λ , mais pas de φ . Ce n'est pas étonnant puisqu'on a une symétrie centrale parfaite par rapport à l'axe des z .

Le dipôle élémentaire est bien pratique pour l'étude des antennes filaires; en effet, chacune de celles-ci peut se diviser en petits segments dans lesquels on considère le courant comme continu. En additionnant tous les doublets (ou même en passant à l'intégrale), on obtient le rayonnement de l'antenne considérée.

. Puissance rayonnée du dipôle élémentaire :

Si on intègre la puissance $\underline{S}(r, \theta, \varphi)$ sur une sphère de rayon r , on obtient la puissance rayonnée suivante :

$$P_e = \frac{2 \pi}{3} \cdot Z_0 \cdot \left(\frac{L}{\lambda} \right)^2 I_{eff}^2 \dots\dots\dots (7)$$

$[W]$

On en déduit la résistance de rayonnement :

$$R_r = \frac{2\pi}{3} \cdot Z_0 \cdot \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 = 789.02 \cdot \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \quad [\Omega] \quad (8)$$

Nous verrons au §6.1.1 (page 15) l'importance de la résistance de rayonnement R_r pour les calculs de rendement.

III-3. Polarisation des ondes E M :

La polarisation d'une onde TEM est le type de trajectoire que décrit l'extrémité du champ E au cours du temps dans le plan transverse. Il existe trois types de polarisation :

➤ **Polarisation linéaire :**

Le champ E n'a qu'une composante variant sinusoïdalement, sa trajectoire est donc un segment de droite. Un dipôle génère classiquement une onde E M polarisée linéairement

➤ **Polarisation circulaire :**

Le champ E a deux composantes E_θ et E_ϕ de même amplitude et déphasées de 90 degrés, son extrémité décrit un cercle.

➤ **Polarisation elliptique**

La polarisation elliptique correspond au cas général d'un champ E comprenant deux composantes E_θ et E_ϕ d'amplitudes et de phases quelconques.

. Remarque :

Pour les communications terrestres, fixes ou mobiles, une polarisation linéaire verticale ou horizontale suffit. Pour des communications avec des engins spatiaux en rotation sur eux-mêmes, une polarisation circulaire permet au récepteur de recevoir un signal indépendamment de la position angulaire de l'antenne

III-5. Caractéristiques d'une antenne

. Principe de réciprocité

Le principe de réciprocité stipule qu'une antenne peut être utilisée indifféremment en émission ou en réception.

.Gain en puissance et rendement

Le rendement d'une antenne est défini ainsi :

$$n = \frac{P_E}{P_F} \dots\dots\dots (11)$$

Le gain en puissance dépend de la fréquence du signal émis (voir §6.1.2 page 16). Il est très faible aux basses fréquences mais atteint des valeurs de 75% à 95% pour des fréquences supérieures à 1 MHz.

Les différents gains en puissance d'une antenne sont les suivants:

.Gain directif

$$G(\theta, \varphi) = n \cdot D(\theta, \varphi) \dots\dots [-] \dots\dots (12)$$

$$G_0 = \max(G(\theta, \varphi)) \dots\dots (-) \dots\dots (13)$$

Le gain d'une antenne correspond au meilleur gain directif dans une (évt. plusieurs) direction(s). Les plus grands gains sont obtenus avec des antennes paraboliques (20 à 60 dB).

Une antenne est un élément strictement passif qui n'amplifie pas le signal ! Son gain, par définition, représente la concentration de puissance dans une direction privilégiée par rapport à une antenne isotrope sans pertes.

On déduit de (10), (11) et (12) la densité de puissance d'une antenne par rapport à la puissance fournie P_F

$$P(r, \theta, \varphi) = G(\theta, \varphi) \cdot \frac{P_F}{4\pi \cdot r^2} \dots\dots [W / m^2] \dots\dots (14)$$

De fait, le gain en puissance d'une antenne est un paramètre plus intéressant que sa directivité; en effet, comme le rendement γ est inclus, on peut calculer la densité de puissance en introduisant directement la valeur de la puissance fournie P_F dans (14).

. Choix des fréquences porteuses

L'attribution des fréquences est faite à deux niveaux:

- Au niveau international: le CCIR (Comité consultatif international pour les radiocommunications) édicte un RR (Règlement des Radiocommunications).

Les principales bandes réservées sont en GHz:

- Au niveau national: chaque pays assigne les différentes bandes aux différents utilisateurs (Télécom, Armée, Télévision).

III-6. Conditions réelles de propagation

Les faisceaux hertziens se propagent dans la troposphère, couche atmosphérique fortement perturbée par les conditions météorologiques (humidité, pluie, neige...).

La propagation des ondes EM aux fréquences utilisées pour les faisceaux hertziens est donc fortement dépendante du climat et aussi de la topographie.

Plusieurs phénomènes physiques entrent en considération. Les chapitres suivants vont les détailler.

. La réfraction atmosphérique

L'indice de réfraction de l'air dépend directement de sa densité, qui elle, varie avec l'altitude et la température.

L'indice de réfraction diminue avec l'altitude, la diminution moyenne est linéaire en première approximation

La direction de propagation est déviée vers l'indice le plus grand, c'est à dire vers le sol. Les ondes se propagent donc avec une courbure dans le même sens que la courbure terrestre. On introduit un rayon de courbure terrestre fictif R' :

$$R' = \frac{4}{3} R = 8500 \text{ Km} \quad (\text{Rayon de courbure terrestre fictif}) \dots\dots (24)$$

Avec $R = 6370 \text{ km} = \text{rayon terrestre normal}$

La Figure 37 illustre cette différence apparente de rayon terrestre.

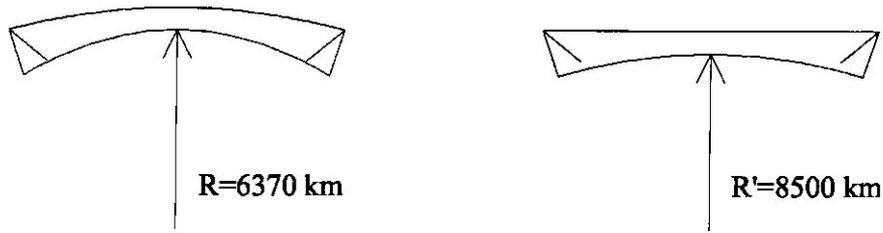


Figure 37

. La diffraction sur des obstacles

Lorsqu'une onde électromagnétique rencontre un obstacle, elle est plus ou moins bien réfléchi par celui-ci. L'onde totale est l'addition de l'onde directe avec l'onde diffractée.

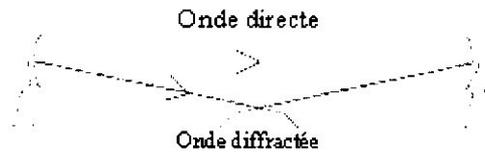


Figure 38

A la réception, le champ électrique a deux composantes, une directe et une diffractée, qui s'additionnent vectoriellement et instantanément. Si les vecteurs sont parallèles (même polarisation), le champ est réduit à une composante E. Il reste à tenir compte des phases:

$$\vec{E} = \vec{E}_{dir} + E_{dif} = \vec{E} \cdot e^{-j\beta d} + K \cdot \vec{E} e^{-j\beta(d + \Delta d)}$$

$$\vec{E} = |\vec{E}| \cdot e^{-j\beta d} (1 + K \cdot e^{-j\beta d \cdot \Delta d}) \dots \dots \dots (25)$$

Selon la valeur de $\beta\Delta d$, le facteur $(1 + K \cdot e^{-j\beta\Delta d})$ est plus grand ou plus petit que 1. On dit que les ondes s'additionnent de manière constructive ou destructive. Si $\Delta d = n \cdot \lambda$, l'addition est constructive, si $\Delta d = n \cdot \lambda + 1/2 \lambda$, l'addition est destructive ($\beta = 2\pi/\lambda$)

Règle Pour minimiser l'effet des diffractions, on évite d'avoir des obstacles dans le premier ellipsoïde de Fresnel, défini par un $\Delta d = \frac{1}{2} \cdot \lambda$ (voir Figure 39).

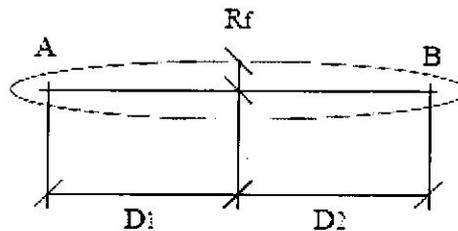


Figure 39

Le rayon de l'ellipsoïde de Fresnel vaut :

$$R_f = \sqrt{\lambda \frac{D_1 \square D_2}{D_1 + D_2}} \dots \dots \dots (26)$$

III-7. Propagation

. Couches de l'atmosphère

L'atmosphère est composée des couches suivantes:

- **Troposphère** La *troposphère* est la couche qui est en contact avec le sol; elle s'étend jusqu'à 10 km d'altitude et est le siège des phénomènes climatiques.
- **Stratosphère** La *stratosphère* s'étend de 10 à 40 km d'altitude; elle intervient peu dans la propagation des ondes.
- **Ionosphère** L'*ionosphère* s'étend de 40 à 1000 km d'altitude; elle est exposée au rayonnement solaire ainsi qu'aux rayons cosmiques et aux météorites qui provoquent l'ionisation des molécules, c'est-à-dire l'arrachement des électrons des couches extérieures de la molécule; les particules chargées négativement (électrons) et positivement (ions) ont tendance à se concentrer en couches ionisées qui vont jouer un rôle très important dans la propagation des ondes, principalement des ondes HF.
- **Exosphère** L'*exosphère* est la couche ultime de l'atmosphère; on connaît mal ses propriétés et l'on ignore sa limite. Elle joue peu de rôle en communications radio. C'est dans l'exosphère que se trouve la première des deux ceintures de particules découvertes par les satellites artificiels, nommées *barrières de Van Allen*; la première barrière s'étend de 500 à 3500 km, tandis que la seconde s'étend de 12000 à 50000 km; elles sont constituées principalement d'électrons et de protons provenant du soleil et piégés par le champ magnétique terrestre.

. L'absorption:

L'absorption due à l'oxygène et à la vapeur d'eau augmente avec la fréquence. Pour les fréquences inférieures à 15 GHz, on peut la négliger. Pour une fréquence de 20 GHz, l'affaiblissement est d'environ 0,1 dB/km. Au delà de 20 GHz, l'absorption croît rapidement car la molécule d'eau a une raie de résonance à 22,23 GHz.

Actuellement la plage de fréquence utilisable pour les faisceaux hertziens se limite donc à 21 GHz. Au voisinage de 35 GHz on retrouve une plage où l'absorption est acceptable.

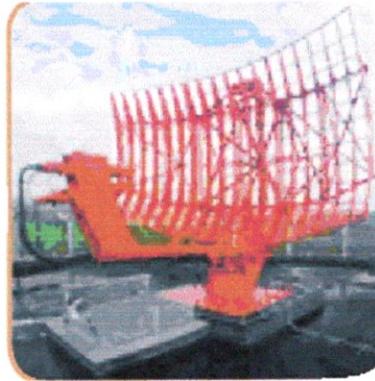
Les précipitations (pluie, neige, grêle) atténuent également l'onde par dispersion. On en tient compte surtout à partir de 10 GHz.

CHAPITRE IV
DIAGRAMME DE RAYONNEMENT
DU PSR

DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DU RADAR PRIMAIRE

IV-1. Antenne radar

Image antenne radar



Le radar primaire étudié est équipé d'une antenne à réflecteur, donc son diagramme a la même allure que celle du réflecteur parabolique voir la figure 1 et la figure 2.

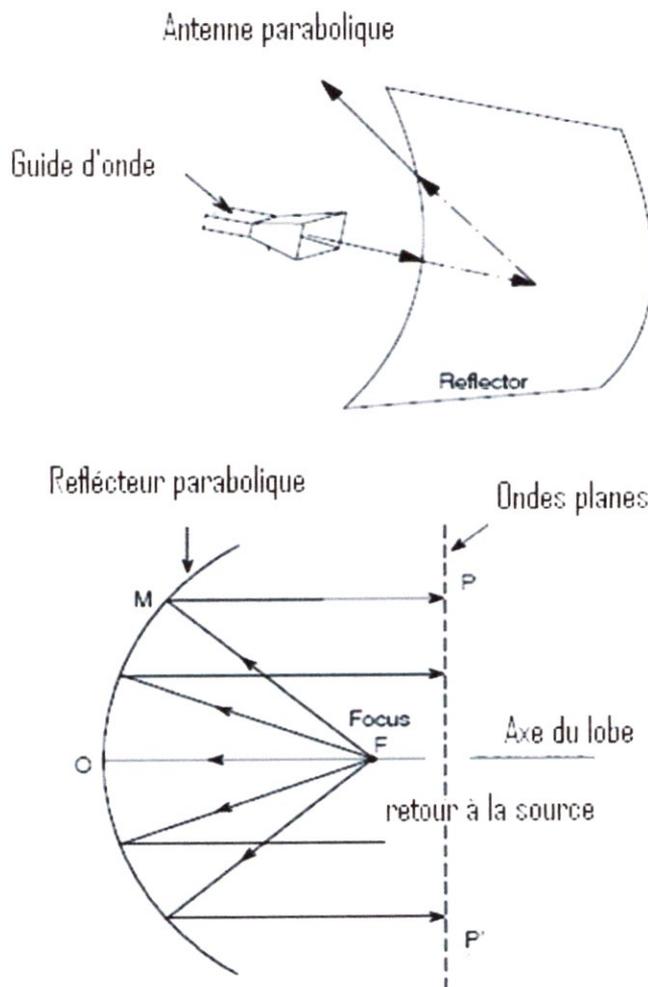


Figure- 1-Cornet et réflecteur d'une antenne

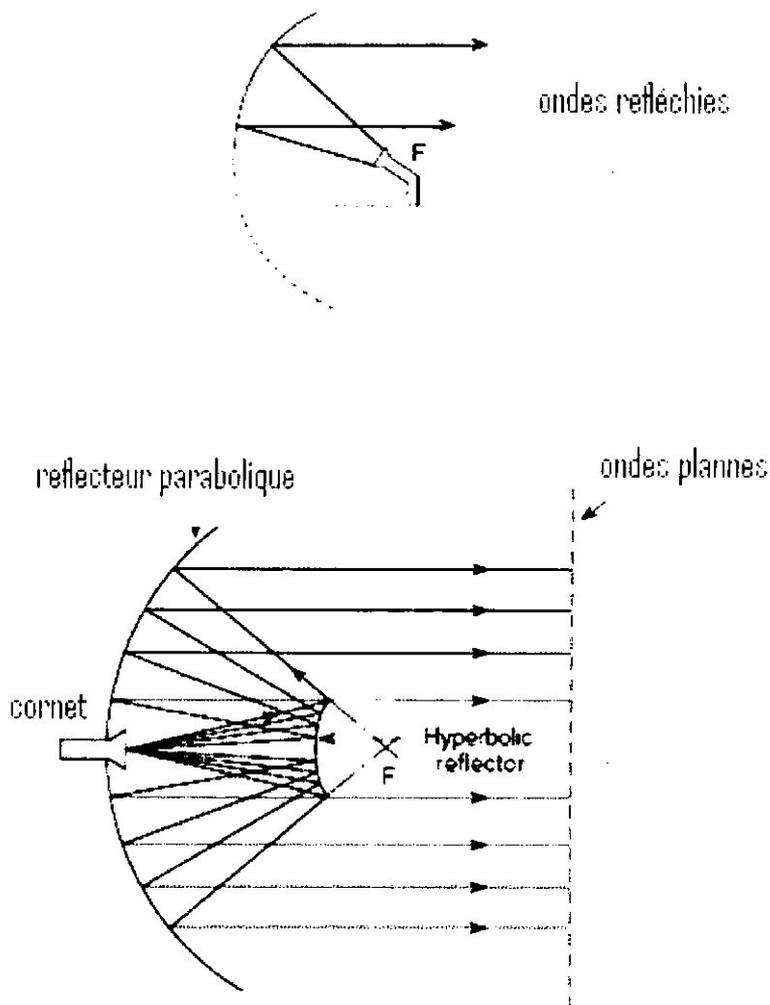


Figure IV- 2 comportement du cornet et du réflecteur

IV-2. Diagramme de rayonnement d'une antenne

Une antenne ne rayonne pas la même puissance dans toutes les directions (sauf cas particulier dans certains plans), on utilise la notion de diagramme de rayonnement pour représenter la distribution d'énergie dans l'espace.

Soit $P(\theta, \varphi)$ la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction (θ, φ) et la puissance $P(\theta_0, \varphi_0)$ la puissance rayonnée dans la direction (θ, φ) de rayonnement maximum.

On appellera diagramme de rayonnement la relation:

$$r(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P(\theta_0, \varphi_0)}$$

On exprime ainsi la puissance dans une direction (θ, φ) par rapport à la puissance max rayonnée.

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est en général fonction de la fréquence de travail.

Remarques :

- Dans le cas général le diagramme de rayonnement exprime un rapport de puissances.
- Le diagramme en champ électrique, appelé facteur de directivité de l'antenne f_a ou quelquefois indicatrice, sera déduit du précédent en prenant la racine carrée ($P = K \cdot E^2$).

Relevé et représentation des diagrammes de rayonnement :

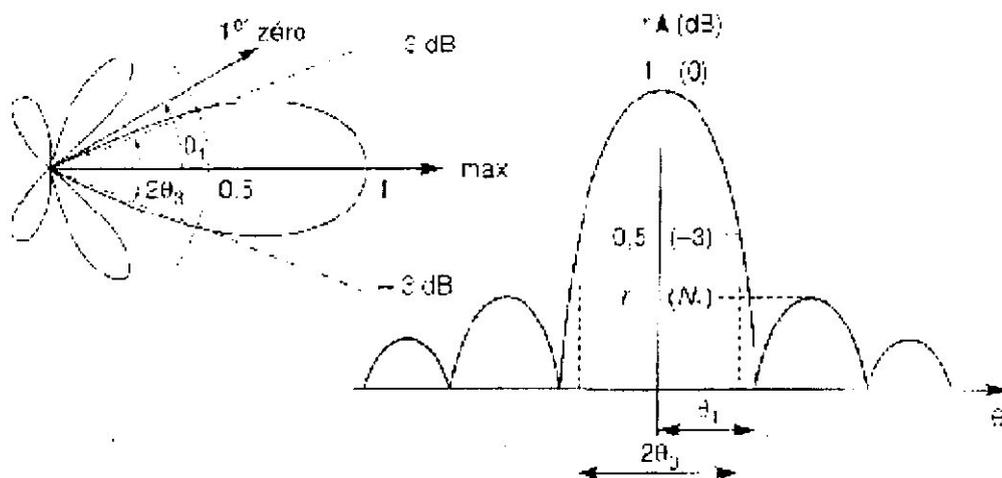


Fig 3: Diagrammes de rayonnement

Le relevé de $r(\theta, \Phi)$ est extrêmement laborieux et les résultats obtenus ne peuvent pas être représentés facilement, c'est pourquoi on relèvera $r(\theta, \varphi)$ dans des plans privilégiés :

- ✓ $r(\varphi)$ pour $\theta = 90^\circ$ plan horizontal
- ✓ $r(\theta)$ pour $\begin{cases} \varphi = 0 \\ \varphi = 90^\circ \end{cases}$ plans verticaux

Ou bien $r(\theta, \Phi)$ dans le plan contenant le champ électrique (plan E) et dans le plan contenant le champ magnétique (plan H) .

Pour mesurer le champ électromagnétique ou la puissance rayonnée par une antenne, il faut se placer à une distance $r \gg \lambda$ de l'antenne ; en effet au voisinage de l'antenne existent des champs d'induction très supérieurs au champ E M rayonné (le champ E M est pratiquement nul vis-à-vis des champs d'induction) ; on est dans une " zone réactive " dite zone de Fresnel où se produisent des échanges d'énergie entre l'antenne et le milieu extérieur.

Ces champs d'induction varient en $\frac{1}{r^2}$ et $\frac{1}{r^3}$; si donc on se place à grande distance de l'antenne ($r \gg \lambda$) les champs d'induction deviennent négligeables vis-à-vis du champ E M qui varie en $\frac{1}{r}$ (zone de Fraunhofer).

Les procédés utilisés pour relever les diagrammes de rayonnement seront fonction de l'aérien à analyser, c à d principalement la fréquence de travail.

Pour une antenne en ondes longues ses dimensions et la condition $r \gg \lambda$ imposent de travailler en extérieur puisque les réflexions sur les obstacles environnants et sur le sol auront une influence non négligeable sur la formation du diagramme.

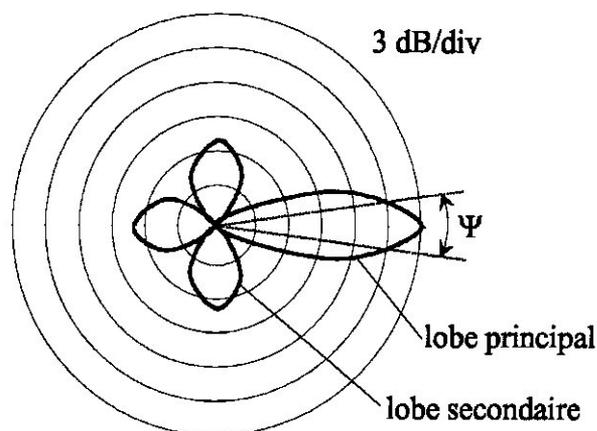
La position des points de mesure sera fonction de la topographie, il ne sera pas toujours possible de faire des mesures à distance constante de l'antenne; cela a amené à définir le diagramme de rayonnement comme le lieu géométrique des points de l'espace équipuissance ou équichamp. cette définition conduit à des diagrammes différents, cette différence étant de deux ordres :

- Différence dans les tracés
- Différence dans la nature même des diagrammes, les uns représentant des puissances rayonnées en fonction de directions de l'espace, les autres des positions de l'espace où l'on reçoit une puissance donnée.
- Pour les fréquences élevées on utilise des antennes de petites dimensions qui sont en général dégagées des obstacles ce qui permet de les tester en laboratoire.

Représentation des diagrammes de rayonnement :

Quant une antenne présente une directivité marquée, le lobe de rayonnement le plus important est appelé « lobe principal » et les autres « lobes secondaires ou latéraux »

Le diagramme de rayonnement d'une antenne directive a l'aspect décrit par la figure suivante.



Influence du rayonnement secondaire :

La figure (IV-4) laisse apparaître certains lobes secondaires; dans le diagramme azimut les lobes secondaires ont des conséquences néfastes sur la détection des cibles.

Nous avons présenté sur la figure (IV-3) les résultats obtenus sur un indicateur panoramique dans les cas suivants :

- Le lobe principal face à la cible C.
- Le lobe secondaire gauche est face à la cible C.

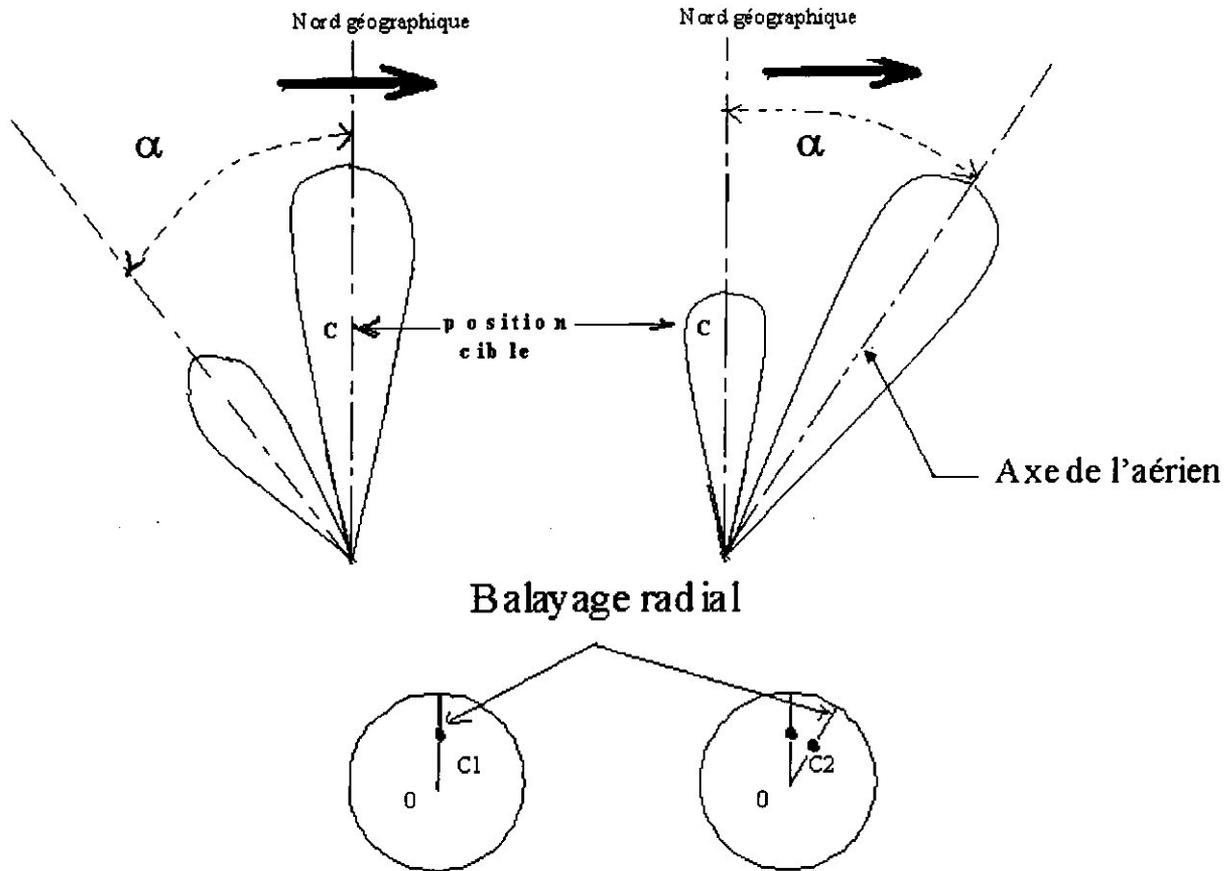


Figure IV-4 : influence des lobes secondaires

Sur le tube cathodique l'observateur voit deux plots C₁ et C₂. C₂ traduit une réponse sur lobe secondaire et est positionné à une distance exacte mais à un azimut erroné.

C'est ainsi qu'on peut détecter la même cible autant de fois qu'il y a de lobes secondaires importants, et c'est pour ça qu'on doit atténuer ou neutraliser l'influence des lobes secondaires par une technologie ou système approprié.

Comme les lobes secondaires sont indésirables pour une antenne directive. On se rend compte que plus on les réduit, plus on renforce le lobe principal.

On appelle **angle d'ouverture** l'angle du cône à G₀/2 (-3 dB) sur le diagramme de rayonnement.

Il est également commode, en cas de directivité très marquée, d'exprimer les variations de puissance ou de champ en décibel « dB » par rapport au niveau maximum.

Les courbes r(θ) ou r(φ) représentent alors :

$$r(\theta \text{ ou } \varphi) = 10 \log \frac{p(\theta \text{ ou } \varphi)}{p_{\max}} = 20 \log \frac{(\theta \text{ ou } \varphi)}{E_{\max}}$$

Les diagrammes en puissance ou en champ ainsi tracés sont les mêmes et on utilisera les relations précédentes pour exprimer soit un rapport de puissances, soit un rapport de champs.

Angle d'ouverture :

L'angle d'ouverture ou ouverture à $3dB$ est l'angle Ω , dans le lobe principal, entre les directions dans lesquelles la puissance rayonnée (ou le champ) est affaiblie de $3dB$ par rapport à la puissance maximale.

Cela correspond à une puissance moitié ou à un champ E telle que :

$$E_{\theta} = \frac{E_{\max}}{\sqrt{2}} = \frac{E_0}{\sqrt{2}}$$

Or
$$E_{\theta} = E_0 \cdot \sin \theta \Rightarrow \frac{E_0}{\sqrt{2}} = E_0 \cdot \sin \theta$$

$$\Rightarrow \sin \theta = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\theta_1 = \frac{\pi}{4} = 45^{\circ} \quad \text{ou} \quad \theta_2 = \frac{3\pi}{4} = 135^{\circ}$$

Gain

Le gain d'une antenne dans une direction (θ, ϕ) est le rapport de la puissance $p(\theta, \phi)$ rayonnée par unité d'angle solide dans cette direction sur la puissance p_0 qui serait rayonnée par unité d'angle solide par une source isotrope rayonnant la même puissance totale p_i que l'antenne considérée.

$$G(\theta, \phi) = \frac{p(\theta, \phi)}{\frac{p_i}{4\pi}}$$

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi p(\theta, \phi)}{p_i}$$

Cela revient à dire que la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans une direction (θ, ϕ) par une antenne P_i est le produit de la puissance rayonnée par unité d'angle solide par une antenne isotrope rayonnant P_i par le gain $G(\theta, \phi)$ de l'antenne dans cette direction.

$$P(\theta, \phi) = \frac{P_T}{4\pi} G(\theta, \phi)$$

Remarque :

On écrit la même relation en utilisant les densités de puissance à condition que celles-ci soient prises à une même distance de la source.

-la puissance rayonnée par unité d'angle solide est appelée "intensité de rayonnement". le gain peut alors être défini comme un rapport d'intensité de rayonnement entre l'antenne considéré et l'isotrope.

.Champ rayonné en fonction du gain :

Les puissances sont proportionnelles aux carrés des champs électriques.

Si une antenne a un gain G son gain en champ est \sqrt{G} et on peut écrire :

$$E = E_{isotrope} \cdot \sqrt{G}$$

$$E_{eff[V/m]}(\theta, \phi) = \frac{\sqrt{30 P_t} \cdot G(\theta, \phi)}{r}$$

Remarque : le gain maximum ou absolu c'est le gain $G(\theta_0, \phi_0)$ dans la direction de rayonnement maximum, il est donné par la relation suivante :

$$G_{max} = G(\theta_0, \phi_0) = \frac{4\pi P(\theta_0, \phi_0)}{P_t}$$

.Relation entre gain et diagramme de rayonnement :

La puissance totale rayonnée par une antenne est la somme des puissances rayonnées dans chaque direction, ce qui peut s'écrire :

$$P_t = \int_0^{4\pi} P(\theta, \phi) d\Omega$$

$$\text{Or} \quad \frac{P(\theta, \phi)}{P(\theta_0, \phi_0)} = r(\theta, \phi)$$

$$\text{D'où} \quad P_t = \int_0^{4\pi} P(\theta, \phi) \cdot r(\theta, \phi) d\Omega \quad \text{avec} \quad P(\theta_0, \phi_0) = c^{te}$$

$$\rightarrow P_t = P(\theta_0, \phi_0) \int_0^{4\pi} r(\theta, \phi) d\Omega$$

EN introduisant cette expression de P_t dans la relation donnant le gain max :

$$G(\theta_0, \phi_0) = \frac{4\pi P(\theta_0, \phi_0)}{P_i}$$

On obtient :

$$G_{\max} = G(\theta_0, \phi_0) = \frac{4\pi}{\int_0 r(\theta, \phi) d\Omega}$$

Le gain max d'une antenne est lié à son diagramme de rayonnement, la connaissance de $r(\theta, \phi)$ permettra de calculer G_{\max} .

En faisant le rapport $\frac{G}{D_{\max}}$ on obtient :

$$\frac{G(\theta, \phi)}{G(\theta_0, \phi_0)} = \frac{\frac{4\pi P(\theta, \phi)}{P_i}}{\frac{4\pi P(\theta_0, \phi_0)}{P_i}} = \frac{P(\theta, \phi)}{P(\theta_0, \phi_0)} = r(\theta, \phi) \quad \dots \text{diagramme de rayonnement}$$

D'où : $G(\theta, \phi) = r(\theta, \phi) \cdot G_{\max}$

Si l'élément rayonnant est une surface S son gain est :

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} f$$

Où f est un facteur inférieur à l'unité dit : facteur de gain, la valeur de f dépend de la « loi d'éclairement » de la surface, c à d de la répartition de l'énergie sur cette surface.

La quantité S.f est dite surface effective à l'émission ou bien surface équivalente.

.La relation entre la surface de captation et le diagramme de rayonnement

La puissance fournie au récepteur ou puissance captée peut être représentée par le flux de densité de puissance P au lieu de réception au travers d'une surface A.

$$P_c = P \cdot A$$

(A) est dite surface de captation.

L'énergie captée est fonction de l'orientation de l'aérien par rapport à la direction du rayonnement, ce que l'on traduit par la variation de la surface de captation avec cette direction.

On peut exprimer la surface de captation dans une direction donnée $A(\theta, \phi)$ par rapport à la surface de captation maximale $A(\theta_0, \phi_0)$.

On obtient :

$$\frac{A(\theta, \phi)}{A(\theta_0, \phi_0)} = r(\theta, \phi) \dots\dots\dots \text{diagramme de rayonnement}$$

Ce diagramme de rayonnement est le même que celui que l'on obtiendrait si l'antenne travaillait à l'émission :

- Les propriétés d'une antenne sont les mêmes à l'émission et à la réception (théorème de réciprocité).

IV-3.Résistance de rayonnement et adaptation des antennes

Pour qu'une ligne d'alimentation puisse transmettre à une antenne toute l'énergie fournie par la source, il faut que l'antenne soit adaptée à la ligne et que l'impédance de sortie de l'émetteur soit une impédance de charge optimale.

Le problème de l'adaptation est très important, particulièrement en hyperfréquences ou le fonctionnement des tubes est extrêmement sensible aux variations de charges.

La plupart des systèmes d'adaptation présentent une certaine bande passante (bande de fréquence dans laquelle le niveau de puissance réfléchi est dans la limite acceptable), d'autre part, l'impédance à la base d'une antenne varie rapidement avec la fréquence, ce qui fait que la plage de fréquence d'utilisation d'une antenne dépend de sa plage d'adaptation.

Quand on doit travailler dans une bande de fréquence importante on utilise des antennes à larges bandes ou des antennes à structure périodique.

Résistance de rayonnement

On considère que l'énergie rayonnée par une antenne est dissipée dans une résistance dite résistance de rayonnement

En un point P d'une antenne rayonnant une puissance P_t , ou circule un courant I_p on aura :

$$R_p = \frac{P_t}{I_p^2}$$

Du fait que le courant dans une antenne n'est pas constant généralement, on exprime la résistance de rayonnement soit à son point d'alimentation en utilisant le courant d'alimentation, soit en utilisant le courant max.

Sachant que
$$P_t = \int_0^{4\pi} P(\theta, \phi) d\Omega$$

On peut écrire :

$$R_0 = \frac{1}{I_0^2} \int_0^{4\pi} P(\theta, \phi) d\Omega$$

On voit que comme le gain et la résistance de rayonnement sont liés au diagramme de rayonnement, la notion de gain est plutôt utilisée pour les antennes fortement directives et celle de résistance de rayonnement pour les antennes filaires.

IV-4. Réflexion sur un conducteur parfait :

Le champ électrique ne peut être que normal ou nul sur un conducteur parfait, de ce fait la direction du champ électrique réfléchi sera fonction de la direction du champ électrique incident, donc sa polarisation par rapport à la surface réfléchie.

Champ électrique contenu dans un plan normal au conducteur

Le champ électrique incident \vec{E}_i se décompose en deux (figure IV-5) :

- Une composante normale au conducteur \vec{E}_{ni}
- Une composante tangentielle \vec{E}_{ti}

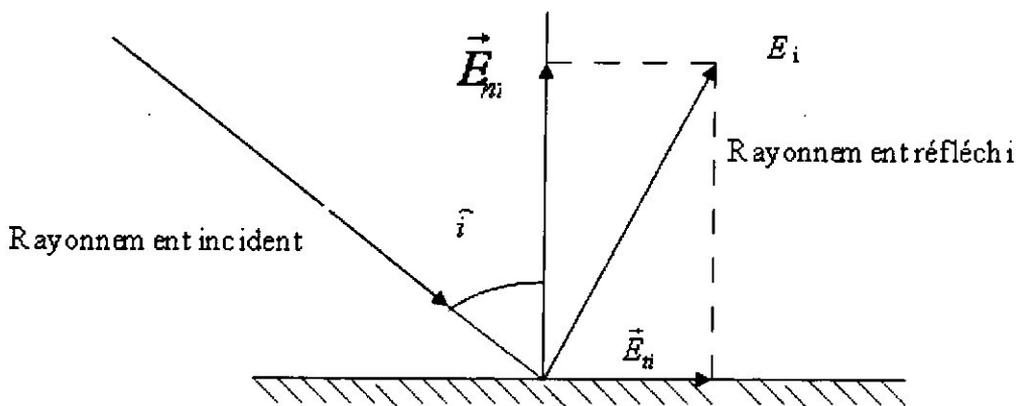


Figure IV-5 Réflexions du champ sur un obstacle (cible)

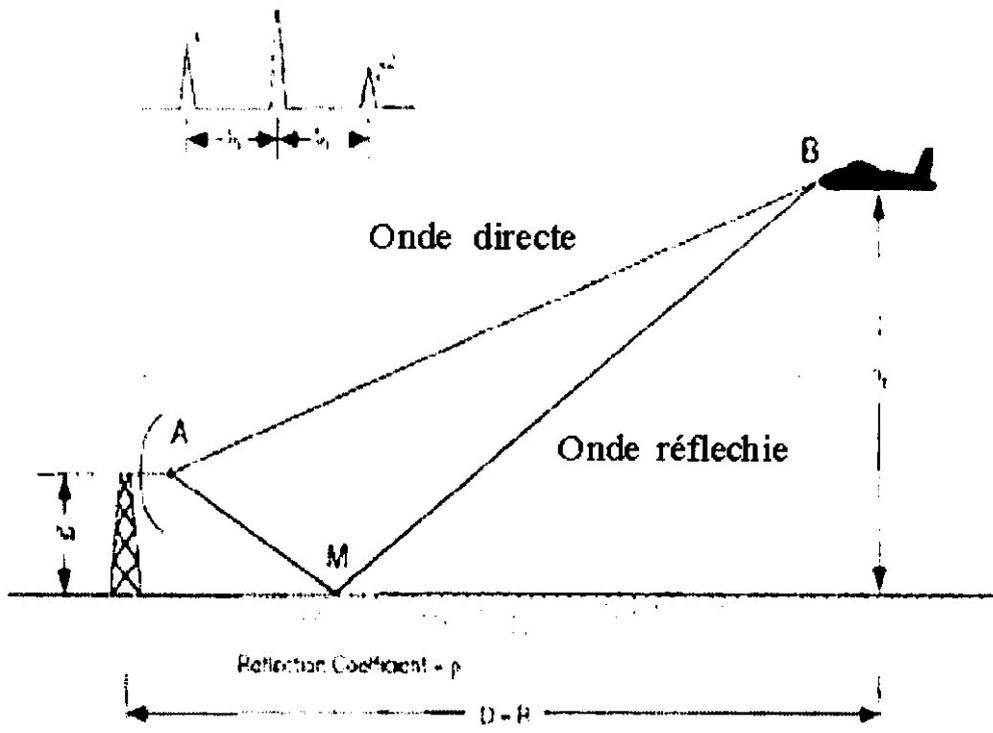


Figure IV-6 Parcours du champ de détection

Rayonnement réfléchi :

1) l'angle \hat{i} fait par la direction du rayonnement incident avec la normale à la surface réfléchissante est égal à l'angle \hat{r} fait par la direction de rayonnement réfléchi avec cette même normale.

Angle d'incidence = Angle de réflexion : $\hat{i} = \hat{r}$

2) les directions du rayonnement incident et du rayonnement réfléchi définissent un plan d'incidence, qui est normal à la surface de réflexion.

Le champ électrique réfléchi sera la résultante de :

1. Une composante normale \vec{E}_{ni}
2. Une composante tangentielle \vec{E}_{tr}

Pour satisfaire les conditions aux limites :

$$\begin{cases} E_{nr} = E_{ni} \\ E_{tr} = E_{ti} \end{cases}$$

D'où le champ réfléchi représenté par la figure IV-6:

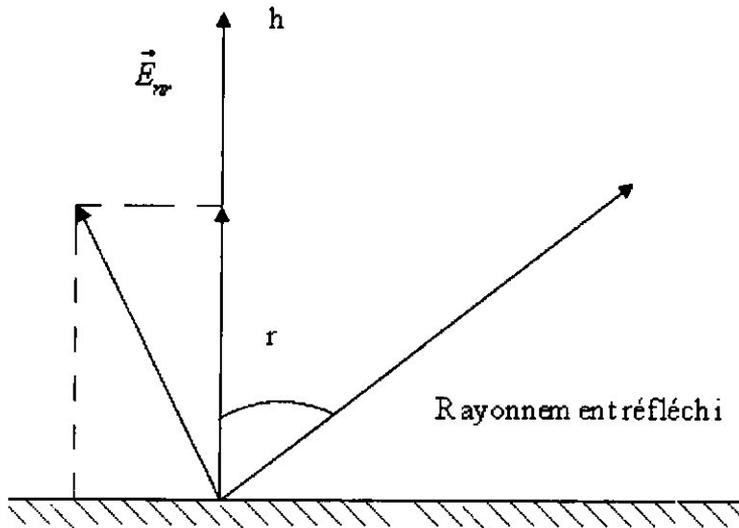
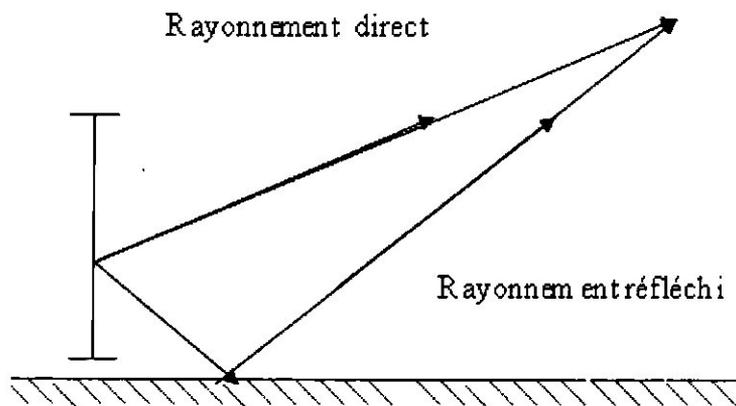


Figure IV -6. Champ réfléchi

Après réflexion tout se passera comme si le rayonnement réfléchi provenait d'une direction symétrique de celle du rayonnement incident par rapport à la surface réfléchissante.

Le champ électrique reçu par un point P de l'espace d'une antenne verticale au-dessus du sol ou au sol est la résultante des champs rayonnés par chaque point de l'antenne, transmis par propagation directe et réfléchis par le sol.



Remarque sur l'allure des diagrammes du rayonnement :

Les réflexions sur le sol modifient les diagrammes propres aux antennes (phénomène d'interférence entre rayonnements directs et rayonnements réfléchis avec des différences de marche donc de phase, fonction de la position dans l'espace).

On en présence de groupement en effet du sol ou d'obstacle, alors les diagrammes rayonnés se calculent en appliquant les règles des groupements d'antennes.

IV-5. Analyse du diagramme de rayonnement d'une antenne PSR :

1. Partie théorique:

D'après l'équation du radar (chapitre II) la puissance minimale reçue est de l'ordre de :

$$S_{\min} = K_1 \cdot \frac{G_0^2}{R_0^4}$$

Avec: $K_1 = \frac{P_c \cdot \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3}$

Si G_0 est le gain max de l'antenne dans le site β_0 , et R_0 portée max pour (β_0) .

Soit $(\beta_1 > \beta_0)$, un autre site dans le quel le gain est G_1 et la distance max de détection est R_1 on peut dire que :

$$S_{\min} = K_1 \cdot \frac{G_1^2}{R_1^4}$$

Nous avons schématisé la situation sur la figure VI-8.

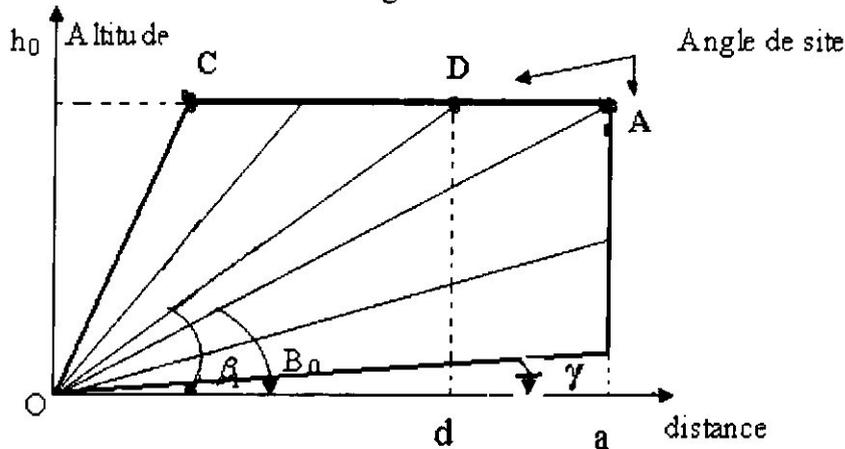


Figure IV -8. forme théorique du diagramme

D'abord la cible est supposée en A

En suite, elle est en D.

Mais dans les deux cas, elle est à la même hauteur (h_0) au-dessus du sol et elle renvoie la même puissance S_{\min} .

On a donc :

$$K_1 \cdot \frac{G_1^2}{R_1^4} = K_1 \cdot \frac{G_0^2}{R_0^4} \Rightarrow G_1 = G_0 \left(\frac{R_1}{R_0} \right)^2$$

Or :

$$R_0 = \frac{aA}{\sin \beta_0} \quad \text{et} \quad R_1 = \frac{dD}{\sin \beta_1}$$

$$\frac{R_1}{R_0} = \frac{\sin \beta_0}{\sin \beta_1} \quad \text{D'où} \quad G_1 = G_0 \left(\frac{\sin \beta_0}{\sin \beta_1} \right)^2$$

Ceci est valable pour tous les points du segment AC, ainsi $\beta > \beta_0$

On a :

$$G_{(\beta)} = G_0 \sin^2 \beta_0 \left(\frac{1}{\sin^2 \beta} \right)$$

Puisque $\sin \beta_0$ est constant pour un point de pointage donné :

$$G_{(\beta)} = G_0 \cdot K \left(\frac{1}{\sin^2 \beta} \right) = G_0 \cdot K \cdot \operatorname{cosec}^2 \beta$$

$$K = \sin^2 (\beta_0) \rightarrow \text{constante}$$

En décibel :

$$G_{(\beta)} = G_0 (dB) + 20 \log (\sin (\beta_0)) - 20 \log (\sin (\beta))$$

En se basant sur la théorie de la figure IV-8, on peut dire que Les obstacles situés dans l'aire entouré par le triangle (oh₁a) ne seront pas touchés par les rayonnements radar.

Si par exemple $\gamma = 5^\circ$ et $D_{\max} = 1500$ mètres on aura:

$$\sin(\gamma) = \frac{h_1}{oa} = \frac{h_1}{D_{\max}} \Rightarrow h_1 = D_{\max} \cdot \sin(\gamma)$$

$$h_1 = 1500 \cdot \sin(5^\circ)$$

$$h_1 = 130 \text{ Mètres}$$

Dans ce cas là les cibles et les reliefs situés à une altitude de ($h \leq 130$ mètres) et à une distance de 1500 mètres du radar ne seront pas touchés par la couverture radar.

Exemple 02 :

Dans une zone plus proche, soit (100 mètres du radar) on aura :

$$h_2 = 100 \cdot \sin(5^\circ) = 8.71 \text{ Mètres.}$$

Donc la limite en hauteur d'un édifice pour qu'il ne soit pas touché par la couverture radar est 8.71 mètres.

Ces deux exemples traite le cas d'un radar implanté au sol, mais dans le cas général les radars sont implantés sur des supports d'une certaine hauteur H donc la hauteur limite pour chaque point x sera $h_x = (h_x + H)$

Avec :

h_1 : Hauteur effective.

H : hauteur du support radar.

D'après cette théorie, dans le cas où certains immeubles de la station ou reliefs environnants représentent des obstacles au radar, ou font l'objet d'une refraction indésirable des ondes radar, on peut procéder au changement de l'angle d'inclinaison γ

Remarque:

La surveillance en site ou en altitude, d'une zone correspondant à l'aire délimitée de la figure IV-8 est irréalisable sur le plan technique ; aussi on sera amené à faire des concessions en fonction des remarques suivantes :

a) Sites faibles :

On n'a pas intérêt à disposer d'un gain important dans des sites bas voisins du site 0° , sinon les échos parasites, tel que ceux produits par des bâtiments, des montagnes, etc... serait de niveaux comparables voire supérieurs, à ceux des cibles que l'on veut utilement détecter.

L'éclairage de sites faibles en zone lointaine sans tenir compte de l'altitude des avions en survol serait une erreur. Les échos détectés, collines ou montagnes masqueraient des cibles utiles et un système d'élimination d'échos fixes qui a normalement une efficacité décroissante avec la distance, n'est pas en outre sans inconvénients sur la qualité de la détection des mobiles.

On cherchera donc à résoudre ce problème en choisissant un diagramme site $G=f(\beta \text{ site})$ présentant une certaine directivité, c'est-à-dire une décroissance de gain pour les sites faibles. Sur un diagramme réel de couverture, cette décroissance se traduit à partir d'un angle de pointage optimum $\beta_0 = 0$ est appelé généralement chute au sol.

b) Sites élevés :

D'autre part les sites élevés établir le « plafond » de la zone à surveiller à une hauteur constante au-dessus du sol suppose un diagramme de couverture « horizontal » (parallèle à la surface terrestre).

L'espace aérien ou volume exploré aura donc l'aspect de la figure IV-4.

Sur cette figure, nous avons symbolisé dans l'espace un faisceau radar tournant d'ouverture θ en azimut et β en site, γ étant l'angle du cône mort et α le gisement.

Le gabarit le plus idéal possible du diagramme « élévateur » ou de couverture en site, modifié, devient le suivant : fig IV-9

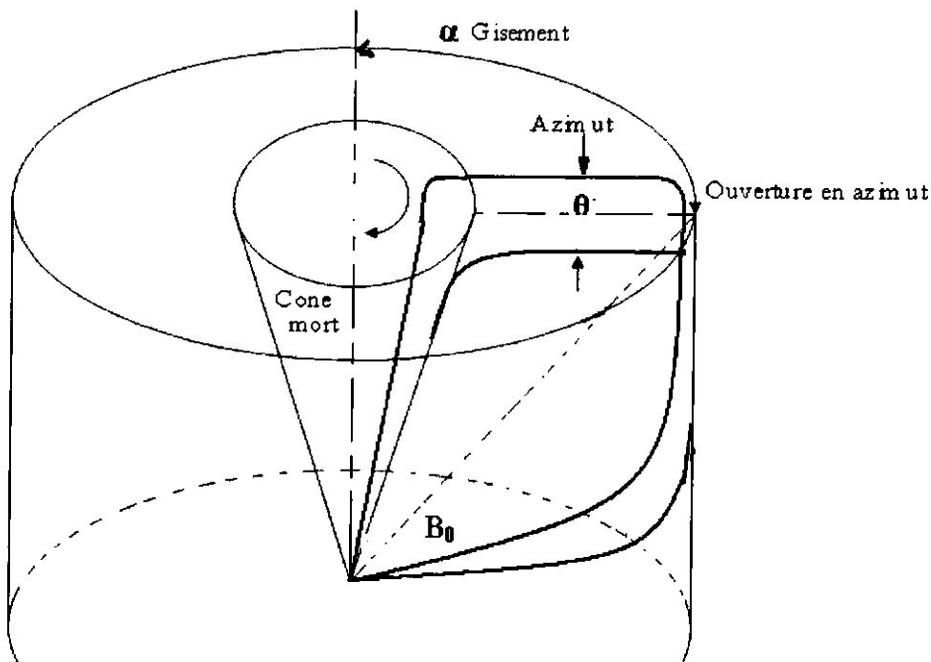


Figure IV-9 Angle solide de rayonnement

Sur la figure IV-9, on peut mettre en évidence deux parties :

1. L'une inférieure entre $\beta=0$ et β_0 angle de pointage englobant les sites bas et pour laquelle une antenne directive classique à réflecteur parabolique donnerait satisfaction.
2. L'autre repérée par OAC englobant les sites élevés et délimités par un plafond situé à une distance constante h_0 du sol. Le gain est de la forme $G_\beta = k G_0 \operatorname{cosec}^2 \beta$ dans cette partie du diagramme, ce qui explique que l'on ait donné à ces antennes le nom d'antennes en cosécante carrée.

.Mesure de l'azimut :

Le diagramme d'antenne étant directif, on détermine l'azimut de la cible en déterminant le pointage azimut de l'antenne par rapport au nord.

.Nombre de coup au but :

On le définit comme le nombre de sollicitation pendant le passage du faisceau.

Une cible reste dans le faisceau pendant :

$$T = \frac{\theta}{V_r} \quad (\text{en rad}, V_r \text{ en rad/s})$$

La cible est sollicitée N fois :

$$N = \frac{\theta}{V_r} \cdot \frac{1}{T_r}$$

$$N = \frac{\theta}{6V_r \cdot T_r} \quad (\theta \text{ en degré, } V_r \text{ en tours/min})$$

L'allure du diagramme de rayonnement est donnée sur la figure 10:

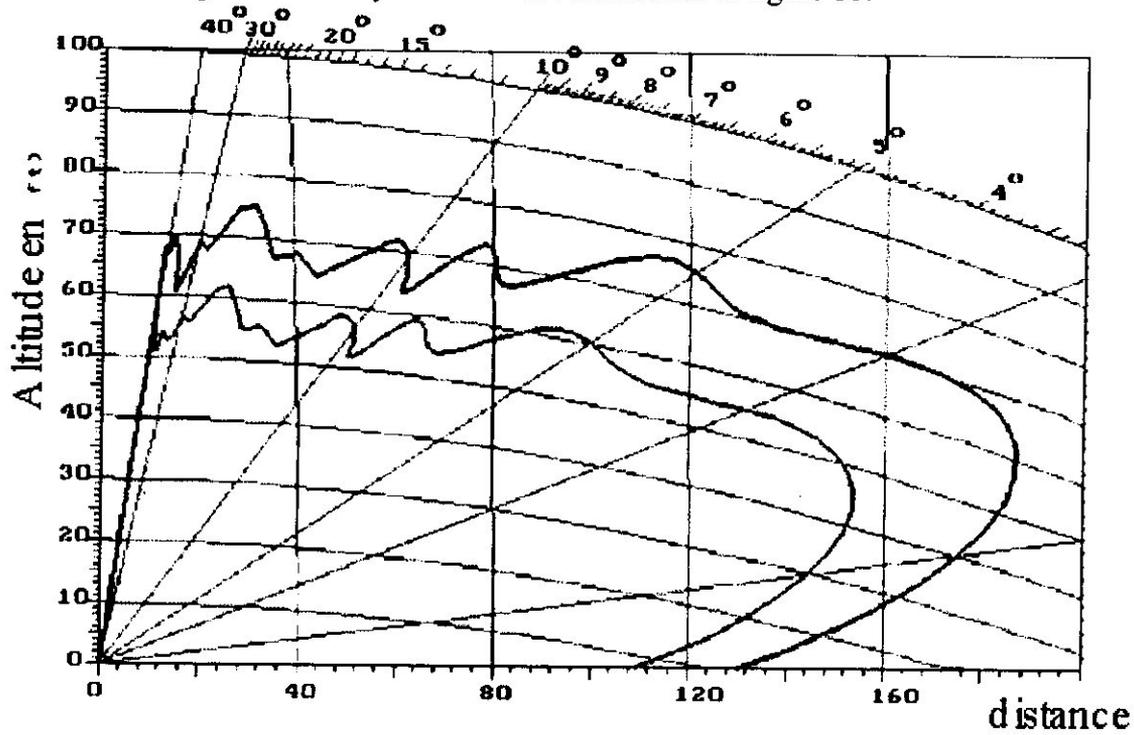


Figure IV-10. Allure du diagramme de rayonnement

Diversité de couverture :

On recherche un gain nul à 0°, un maximum entre 0° et β_0 (angle de pointage) et un gain décroissant de β_0 jusqu'à 90°, d'où la courbe idéale suivante :

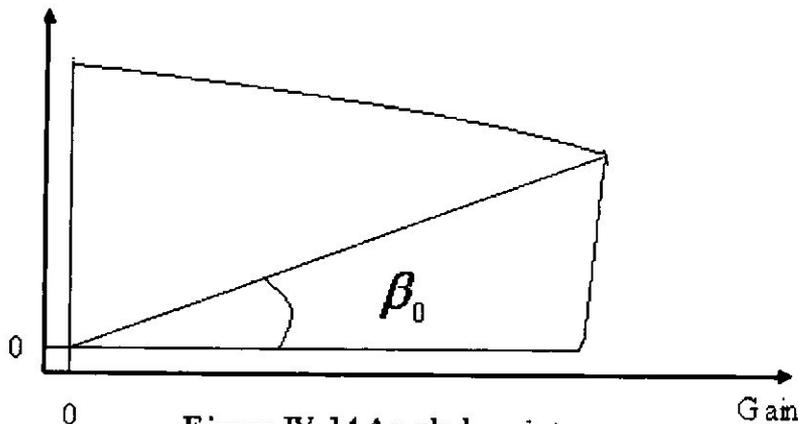


Figure IV-14 Angle de pointage

Il y a contradiction entre le fait d'avoir un gain maximum aux sites faibles et un gain nul à 0°.

Les contraintes d'exploitation font apparaître un gain non nul aux sites négatifs ce qui provoque une saturation du récepteur due aux réflexions parasites du sol à proximité de la station.

Afin de se protéger de ce phénomène de clutter en zone proches, on a créé un deuxième diagramme en dé focalisant un cornet par rapport au foyer de la paraboloïde.

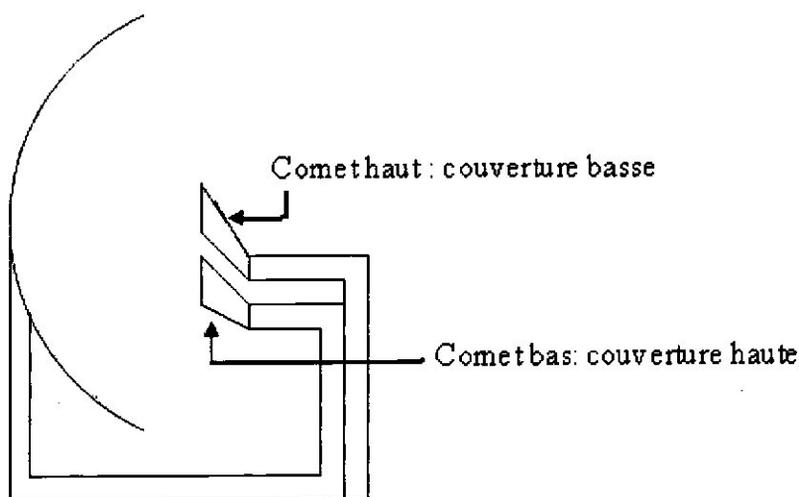


Figure IV -15 Antenne à cornet avec réflecteur

On a sur la figure IV-15 :

Le cornet haut correspond au cornet d'émission et réception en couverture basse
Le cornet bas correspond au cornet d'émission et réception en couverture haute.

Le principe en double couverture correspond à émettre les signaux radar sur la couverture basse, de recevoir dans un premier temps sur la couverture haute (zone proche soumise aux clutter ainsi que dans les sites élevés correspondant au cône mort de la couverture basse) Puis par commutation la réception s'effectue sur la couverture basse pour les cibles éloignées ou dans des sites faibles.

On peut imaginer aussi une réception à deux récepteurs, l'un en couverture haute, l'autre en couverture basse et le tout couplé à un additionneur.

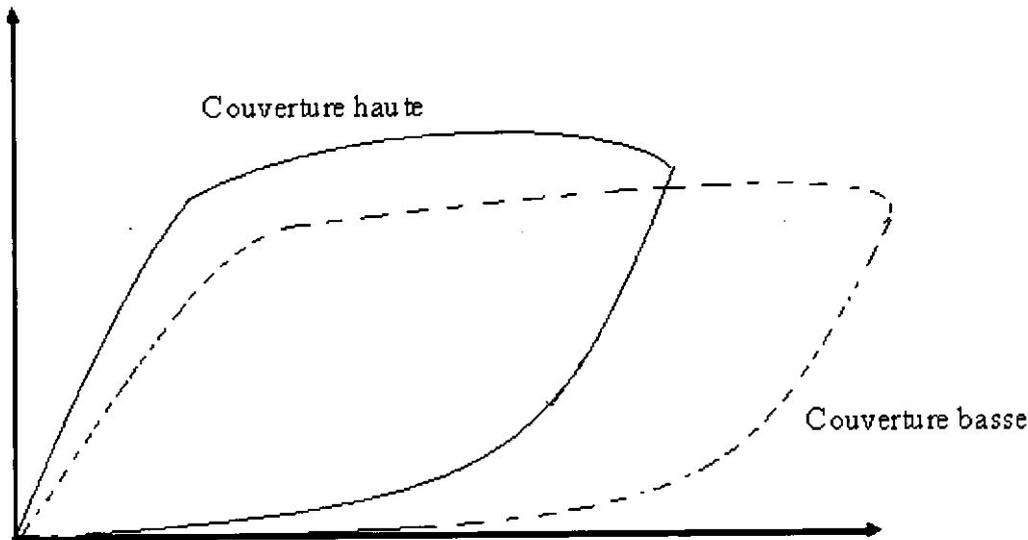


Figure IV 16 - Diagramme d'antenne à double couverture

Deformation du diagramme de rayonnement

La présence du sol ou de reliefs modifie l'allure du diagramme de rayonnement et crée des interférences de phases, mais au même temps fait agir l'antenne comme un groupement d'antenne (un champ de rayonnement plus important) et parfois sert de couverture pour des cibles situées dans des zones cachées par ses obstacles.

a) Implantation (hauteur de l'aérien)

L'écho de sol, l'obstacle ou le mobile prend dans le système de détection, toute son importance contrairement au radar conventionnel.

-Une bonne élévation de l'antenne au-dessus du sol semble évidente si on veut pas provoquer une (ombre portée) importante et masquer, par les gros obstacles, certains échos utiles.

-On note aussi que la surface équivalente, présentée par le sol illuminé par le faisceau radar et par conséquent la puissance de l'écho de sol reçu, dépend notamment de la hauteur de l'aérien.

Nous avons pour la surface équivalente σ_s , présentée par le sol, une relation de la forme :

$$\sigma_s = \frac{C\tau}{2} \cdot \theta \cdot h$$

La hauteur minimale est de l'ordre de 36 mètres.

b) Problème de foliation :

Le diagramme en site est déterminé par les conditions d'exploitation.

- Altitude maximale atteinte par les aéronefs à détecter
- La détection de cibles dans les sites faibles

Suivant ces contraintes opérationnelles, l'antenne radar est pointée suivant un angle de pointage dont la valeur est comprise entre -2° et $+4^\circ$.

Il apparaît alors un gain d'antenne non nul dans les sites négatifs, cela se traduit par la génération de signaux parasites par réflexion sur le sol désigné sous le terme de «Clutter».

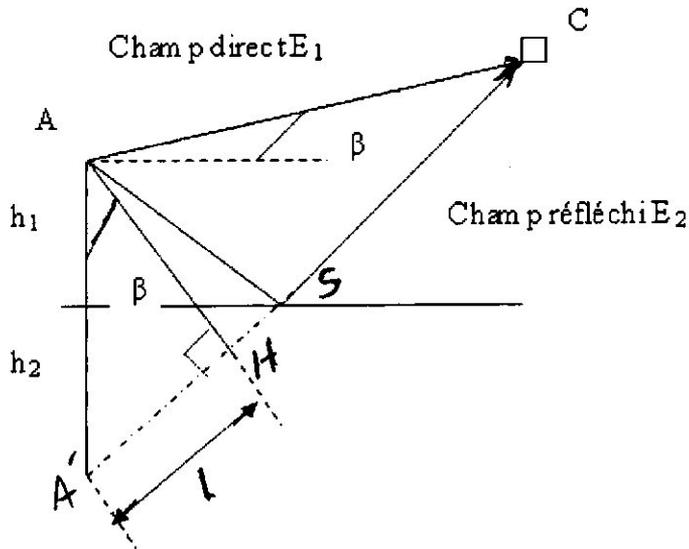


Figure IV-11 Foliation de diagramme :

Le champ résultant $\vec{E}_r = \vec{E}_1 + \vec{E}_2$

Hypothèses :

- Sol plan et parfaitement réfléchissant
- Hauteur de cible plus grande devant celle de l'antenne
- Distance cible plus grande devant la hauteur de l'antenne
- On ne considère que les sites faibles

c).Condition de réflexion :

Le coefficient de réflexion est de la forme : $\rho e^{j\varphi}$

Le module $|\rho|$ sera pris égal à 1

La phase φ est fonction de l'angle d'incidence et de polarisation, pour les sites faibles $\varphi = \pi$.

Le diagramme de Fresnel est le suivant :

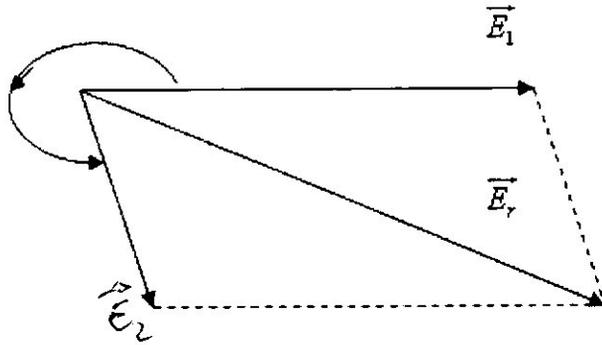


Figure IV -12D iagramme de Fresnel

$$\varphi = 2\pi \frac{l}{\lambda} \quad l = \text{différence de trajet entre direct et réfléchi}$$

La cible étant loin par rapport à la hauteur de l'antenne, on peut écrire

$$AC \approx HC \quad \text{Donc } l = A'H$$

Dans le triangle rectangle A A'H on a :

$$A'H = 2h_1 \sin \beta$$

Donc la phase est :
$$\varphi = 2\pi \frac{2h_1 \sin \beta}{\lambda}$$

Dans les sites faibles nous pourrions écrire $\sin \beta = \beta rd$

D'où
$$\varphi = 2\pi \frac{2h_1 \beta}{\lambda}$$

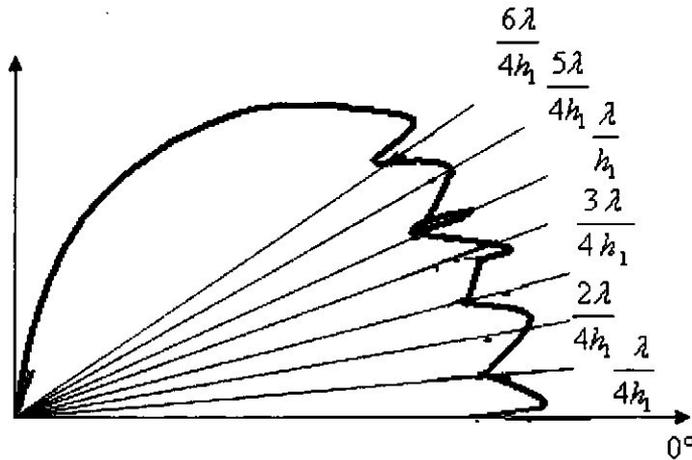
Le champ \vec{E}_r est maximum lorsque \vec{E}_1 et \vec{E}_2 sont en phase donc

$$\varphi = \pi + 2k\pi \rightarrow \varphi = \pi(2k+1) \quad (\text{Déphasage de } \pi \text{ sur le sol})$$

D'où
$$\beta rd = \frac{(2k+1)\lambda}{4h_1}$$

Le champ \vec{E}_r est minimum lorsque \vec{E}_1 et \vec{E}_2 sont en opposition de phase

Soit
$$\beta rd = \frac{2k\lambda}{4h_1}$$



La déformation du diagramme d'antenne en fonction du sol s'appelle la foliation de diagramme.

Pour éviter les trous, il faut resserrer les folioles pour cela il faut que $\frac{\lambda}{4h_1}$ soit faible.

λ Étant fixe, h_1 doit être grand devant λ . on choisira alors $h_1 \geq 100\lambda$

D'où $h_1 \geq 23\text{mètre}$.

d). Les évanouissements (fading)

Les évanouissements sont dus aux trajets multiples (multiple paths) provenant de réflexions sur des couches d'air à forte variation de densité ou sur d'autres objets réfléchissants imprévisibles.

Les évanouissements dépendent de la saison et du temps. On a déterminé expérimentalement une probabilité P d'avoir un évanouissement dont la profondeur (affaiblissement maximum pendant l'évanouissement) dépasse une valeur donnée A :

$$10\log(P) = 35\log(L) - A + 10\log(f) + K$$

Avec

L = longueur du faisceau en km

A = profondeur maximum de l'évanouissement en dB

f = fréquence en GHz

K = -78,5 pour le mois le plus mauvais,

K = -85,5 pour une moyenne annuelle.

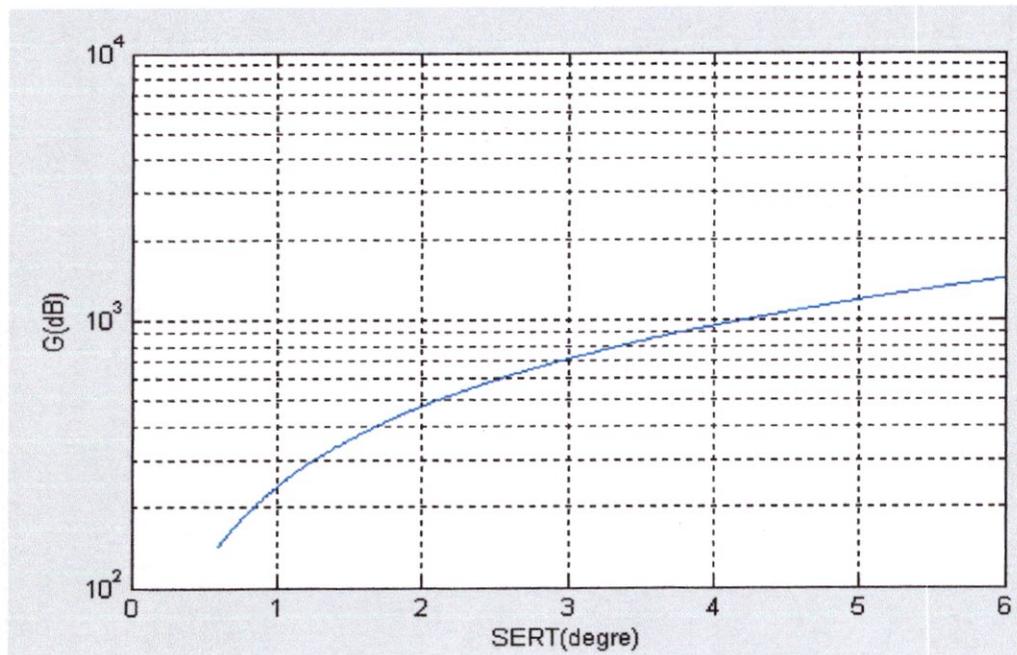
L'expression de P est valable si $A > 15$ dB et $L > 20$ km.

On constate que les fréquences élevées sont défavorisées et que cette probabilité croît à la puissance 3.5 avec la longueur du bond, ce qui limite très rapidement la longueur d'un faisceau hertzien.

On connaît encore la valeur de l'évanouissement A qui n'est dépassé que pendant le 20%

.Application sur Matlab**a. Première Application:**

En utilisant la relation l'équation du radar et en fixant les différents paramètres, σ (surface équivalente) variable de façon à avoir $G = K \cdot \sigma$ avec K =constante .une application sur Matlab nous donne le graphe ci-dessous.

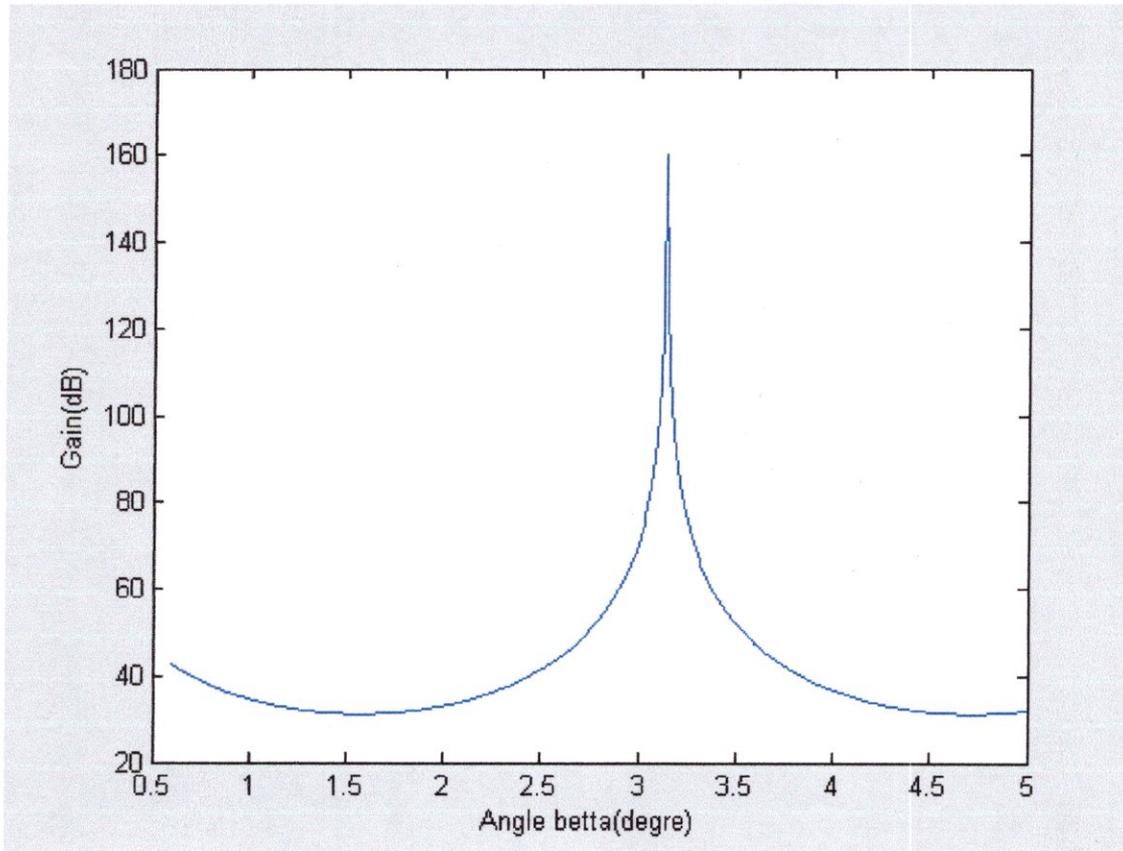


.Graphe IV.2.Variation du gain en fonction de la SER.

Le graphe ci-dessus nous montre que la valeur du gain de l'antenne radar augmente en fonction de la surface équivalente de la cible ,ce qui exprime une faible perte d'énergie avec les de surface importante et une énergie réfléchie importante.

b. Deuxième application :

En utilisant l'équation du radar et en fixant les différents paramètres de façon à avoir $G = K \cdot \beta$ avec K =constante et β l'angle d'ouverture en site, une application sur Matlab nous donne le graphe ci-dessous.



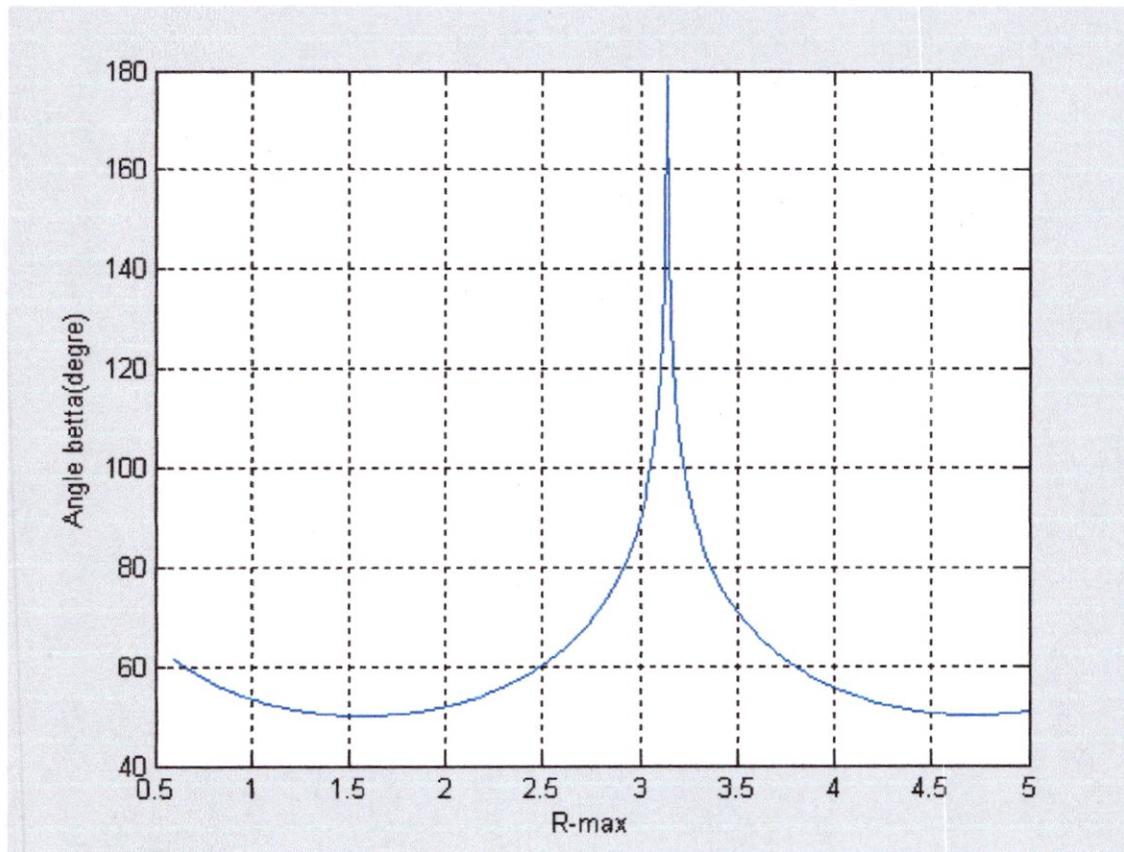
.Graphe IV.3 .Variation du gain en fonction de β

Le graphe de la figure ci-dessus nous montre que le gain de l'antenne radar varie avec l'angle d'ouverture β de la façon suivante :

-Le gain est maximum au point d'angle de pointage β_0 et diminue dans les deux intervalles $[0.5, \beta_0]$ et $[\beta_0, 5]$.

b. Troisième application :

En utilisant l'équation du radar et en fixant les différents paramètres de façon à avoir $R = K \cdot \beta$ avec K =constante et β l'angle d'ouverture en site, une application sur Matlab nous donne le graphe ci-dessous.

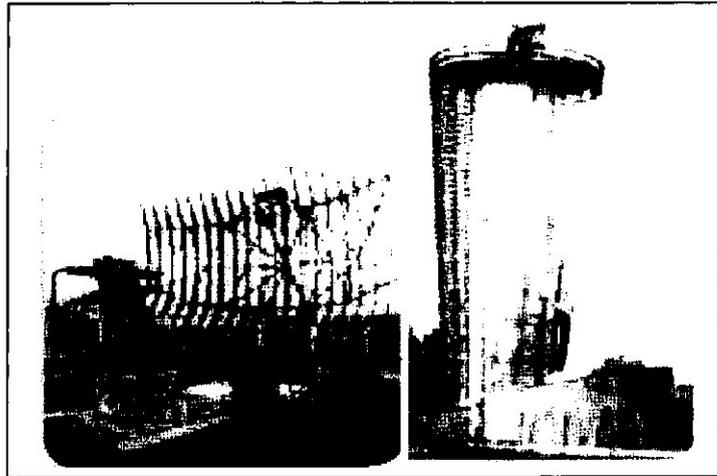


.Graphe IV.4 .Variation De la portée en fonction de β

Le graphe de la figure ci-dessus nous montre que La portée de l'antenne radar varie avec l'angle d'ouverture β de la façon suivante :

-La portée est maximale au point d'angle de pointage β_0 et diminue dans les deux intervalles $[0.5, \beta_0]$ et $[\beta_0, 5]$.

ANNEXE N°1



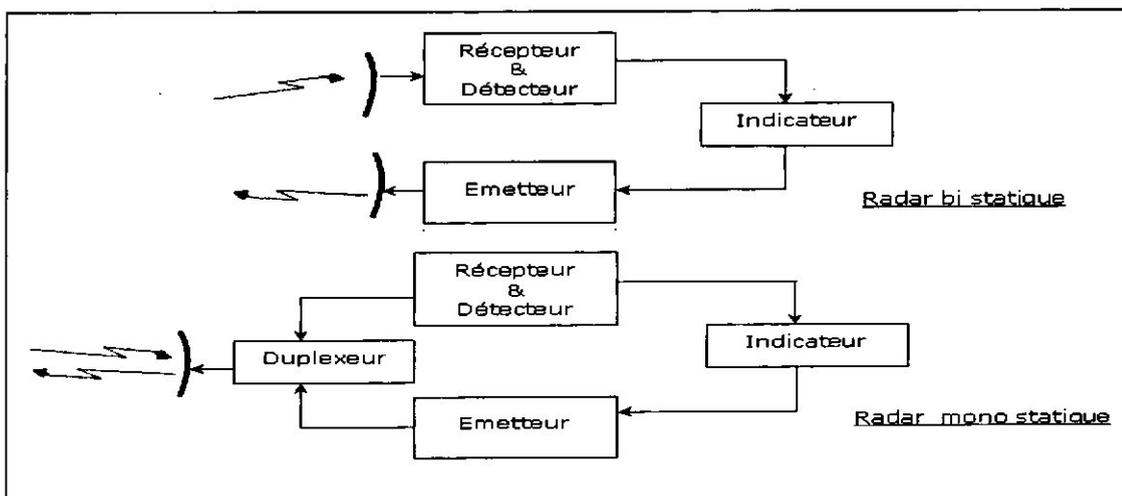
1. Radar primaire

Les premiers radars remontent à la seconde guerre mondiale et c'est en Angleterre que cette technologie a été utilisée pour la première fois, pour repérer toute menace aérienne. Un RADAR primaire (Radio Aircraft Detecting And Ranging) d'approche émet par l'intermédiaire de l'antenne rotative des impulsions à haute fréquence dans l'espace aérien. Ces impulsions sont réfléchies par tout objet «illuminé». On retrouve ainsi, avant traitement, toutes sortes d'objets reflétant une onde radar : avions, bien sûr, mais également certaines masses nuageuses, vols d'oiseaux ou édifices élevés. Après avoir été traitée, cette image, dite «primaire», ne restitue plus que les plots des avions, en éliminant tous les échos parasites.

2. Radar secondaire

Le radar secondaire ou SSR (Secondary Surveillance RADAR) «interroge» le ciel. À la différence du radar primaire, il ne verra que les appareils équipés d'un transpondeur. Le transpondeur est un boîtier électronique qui répond exclusivement aux sollicitations du RADAR secondaire, en lui transmettant des informations non plus brutes, mais chiffrées (altitude, code d'identification spécifique à chaque vol...), ces images radar dont disposent généralement les contrôleurs aériens sont alors enrichies de multiples données en provenance de bases de données (plan de vol, par exemple) qui leur permettent de traiter un vol de façon personnalisée, en conformité avec les règles de vol et les performances propres à chaque appareil.

3. Les types de radars (bi statiques et mono statiques)



4. La surface équivalente de captation

LA « SER » sera considérée comme une variable aléatoire caractérisé par sa valeur moyenne, son écart type et sa loi de distribution. Swerling a défini quatre modèles de cibles caractérisées par leur distribution (Swerling 1,2,3 et 4).

Distribution	Fluctuation	Cas typique
Cible constituée d'un grand nombre d'éléments réfléchissants indépendants	Lentes : niveaux constants pendant le passage du faisceau → modèle SW1	Avions sans agilité de fréquence (fréquence fixe)
<i>Loi de Rayleigh</i>	Rapides: niveaux variables d'une impulsion à l'autre → modèle SW2	Avions avec agilité de fréquence (fréquence variable)
Cible constituée d'un élément réfléchissant prépondérant et d'autres éléments moins importants	Lentes : niveaux constants pendant le passage du faisceau → modèle SW3	Avions sans agilité de fréquence (fréquence fixe)
<i>Loi Log normale</i>	Rapides: niveaux variables d'une impulsion à l'autre → modèle SW4	Avions avec agilité de fréquence (fréquence variable)

Dans l'aviation civile, on peut considérer qu'on a à faire avec des cibles de type Swerling I où la cible fluctue suivant une loi de Rayleigh, caractérisée par sa valeur moyenne σ_0 .

Sachant que c'est la valeur moyenne σ_0 qui figure dans l'équation générale du radar le tableau suivant nous donne la valeur de σ pour certains objets.

SER σ (m ²)	CIBLE
10^{-5}	Insecte
0.01	Oiseau
0.1	Missile
1 à 2	Avions de chasse ou d'interception
2 à 10	Bombardiers légers, avions de tourisme à réaction
10 à 50	Transporteurs légers, avions à hélices
50 à 100	Transporteurs lourds
100 000	Porte avion

5. La fréquence d'émission

La fréquence porteuse est choisie dans le domaine des hyperfréquences de façon à favoriser la réflexion de l'onde émise.

Nous allons reprendre sur le tableau suivant les différentes gammes utilisées.

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

6. Le mode S

. Le concept de base

Il tient en un mot : sélectivité. Le Mode S repose sur la procédure d'appel sélectif qui consiste à interroger un seul avion - parfaitement identifié - à la fois, de manière à éliminer complètement les problèmes du radar secondaire classique (SSR). Dans le cas de ce dernier, les avions ont à bord un transpondeur qui répond à toutes les interrogations qu'il reçoit, ce qui peut provoquer les ennuis suivants :

- le chevauchement synchrone ou *garbling* consistant en la superposition des réponses de deux avions se trouvant à la même distance du radar. Le Mode S le supprime d'une manière évidente puisqu'il n'interroge qu'un avion à la fois.
- les réponses asynchrones ou *fruit* correspondant à la réception d'une réponse qu'un avion fait à l'interrogation d'un autre radar, et pouvant créer un plot fictif. Dans le cas du Mode S, la réponse ne correspondant pas à l'avion attendu est éliminée (il reste un risque de brouillage).
- la limitation de codes Mode A : dans la logique SSR, chaque avion se voit attribuer un code constitué de 4 digits (chiffre strictement inférieur à 8) de manière à le particulariser et pouvoir chaîner les plots d'un tour d'antenne sur l'autre. Il se trouve que le nombre de combinaisons possibles (4096) devient insuffisant face à l'augmentation du trafic. Ce problème d'identification non ambiguë étant crucial dans le cas de l'appel sélectif, le protocole Mode S se base sur une adresse avion composée de 24 bits, ce qui permet à chacune d'entre elles d'être unique au monde .

. La Technique Mono pulse

Le concept d'interrogation sélective remonte à la fin des années 60. Après des études dans différents pays dans les années 70, l'OACI s'est mise à normaliser un système radar à adressage sélectif désigné sous le nom de « MODE S ». Assez rapidement, on se rendit compte que l'adressage sélectif nécessitait des formats longs et une augmentation importante du temps d'interrogation par avion.

Comme le temps d'éclairement d'un avion, lui, était incompressible (à moins de réduire la vitesse de rotation d'antenne, mais alors c'était le taux de renouvellement qui chutait), on devait s'attendre à ce que le nombre de coups au but par avion (c'est à dire de réponses) dans un lobe d'antenne diminue considérablement (pour être sans doute égal à 1).

Ceci avait une implication importante sur le procédé de détermination de l'azimut que devrait utiliser un tel radar. Un radar à mode sélectif devait pouvoir déterminer l'azimut d'un avion sur une seule réponse.

Jusqu'alors, sur une seule récurrence (interrogation-réponse), un radar classique ne pouvait attribuer à l'avion que l'azimut de pointage de l'antenne alors que l'avion peut se trouver n'importe où dans le lobe dont la largeur avoisine 3° . L'azimut est finalement calculé sur la moyenne de toutes les réponses (un avion est "vu" 30 millisecondes, ce qui correspond à une dizaine de "coups au but"). Ce procédé - dit de la fenêtre glissante - entraîne que l'azimut n'est connu qu'une fois qu'on ne voit plus l'avion !

Les laboratoires Bell Téléphone avaient inventé en 1946 une technique dite "Mono pulse" permettant de déterminer l'azimut d'un avion sur une seule récurrence. Elle consiste à comparer le signal reçu d'un avion sur deux voies différentes (gauche et droite en théorie, somme (SIGMA) et différence (DELTA) dans la réalité). La valeur fournie par la fonction de comparaison permet alors (en l'inversant) de connaître l'angle que fait l'avion avec l'axe de symétrie du lobe principal d'antenne (qui est aussi l'axe de pointage de cette dernière). C'est le principe dit d'"écartométrie".

Dès lors, la position de la cible est connue à l'intérieur du lobe d'antenne sur une seule réponse. Mais il va sans dire que si l'on peut obtenir plusieurs mesures, la position de l'avion n'en sera que plus précise: En fait, la philosophie du Mono pulse est de déterminer l'azimut en faisant une moyenne sur des mesures (peut-être imprécises) de l'azimut vrai de l'avion, tandis que la fenêtre glissante faisait une moyenne sur des mesures (également imprécises) de quelque chose qui ne correspondait pas à l'azimut de l'avion mais présentait une série d'erreurs symétriques (un demi lobe d'antenne) de telle sorte que ces erreurs s'annulaient.

En prévision de l'implantation du Mode S, différents pays décidèrent d'expérimenter la technique Mono pulse en l'appliquant pour commencer aux modes classiques A/C (1979-1985). Les résultats furent tellement prometteurs qu'une nouvelle génération de stations secondaires à modes classiques A/C utilisant la technique Mono pulse fut industrialisée et implantée dans le monde entier depuis le milieu des années 1980 (la DNA a elle-même un programme en cours). L'effet avait précédé la cause!

Ce sont désormais ces stations dans leur entier que l'on désigne généralement par "stations Mono pulse". Il faut pourtant distinguer la technique de détermination de l'azimut (d'une part) des modes d'interrogation (d'autre part) et on devrait parler de "station secondaire Mono pulse". Celles-ci interrogent en modes classiques A et C (voire en Mode 2 pour les militaires), ce qui fait que vue d'un avion, on ne peut pas les distinguer des anciennes stations secondaires à fenêtre glissante.

. Appels généraux

Si l'on se penche sur la procédure d'interrogation sélective, on s'aperçoit qu'elle ne se suffit pas à elle-même. En effet, elle requiert la tenue à jour dans le radar d'une table d'avions comportant leur adresse Mode S et leur position. D'un tour d'antenne sur l'autre, le radar estime la nouvelle position de l'avion et l'interroge lorsqu'il juge que l'azimut de pointage de l'antenne est suffisamment proche de celui de la nouvelle position. Lorsque l'avion répond, les informations correspondantes sont remises à jour, et ainsi de suite.

Tel un moteur synchrone, ce procédé fonctionne bien en régime permanent, mais est incapable de démarrer puisqu'on suppose toujours que le radar connaissait déjà l'avion le tour précédent.

Le Mode S doit donc nécessairement posséder des procédures d'acquisition des avions, c'est à dire un protocole permettant aux avions qui entrent dans la couverture de communiquer à la fois leur présence et leur identité sans qu'on les appelle spécifiquement. C'est ce qu'on appelle l'appel général. Le radar envoie des appels généraux de manière périodique et continue puisqu'il ne sait pas à priori par où viendront les avions, et il reçoit des réponses contenant l'adresse Mode S des nouveaux avions.

.La compatibilité inter modes

Etant donné les protocoles que doit mettre en oeuvre le Mode S, on comprend que les formats échangés entre le sol et l'avion soient bien plus complexes que dans le cas des modes classiques. Il faut donc un transpondeur d'un type nouveau à bord, ainsi qu'une station plus évoluée au sol. Cependant, le Mode S a été développé de manière à permettre une transition "douce", et il existe donc une compatibilité entre les modes. C'est à dire qu'une station Mode S peut traiter les transpondeurs classiques, et une station classique peut interroger les transpondeurs Mode S (qui répondent alors en modes classiques).

En fait, cette compatibilité est assurée par le fait qu'une station Mode S interroge aussi sur des modes classiques entre les périodes Mode S (parce qu'un transpondeur classique ne comprend rien aux vrais formats Mode S), et qu'un transpondeur Mode S possède un traitement spécial pour les interrogations classiques. C'est donc une juxtaposition des modes d'interrogation classiques et Mode S qui crée la "compatibilité".

Pour éviter qu'un transpondeur Mode S réponde en mode classique aux interrogations classiques d'une station Mode S (ce qui devrait pourtant être le cas, vu ce qui précède), une impulsion supplémentaire P4 est ajoutée par celles-ci à leurs interrogations, qui n'est pas perçue par les transpondeurs classiques.

En fait, selon la longueur de P4 (court ou long), le transpondeur Mode S soit ne répond pas, soit envoie une réponse à appel général. Les appels généraux inter modes dont il est fait mention au paragraphe II.3 sont donc des interrogations classiques A/C suivies de P4 long. L'avantage de combiner ainsi interrogation classique et appel général dans la même fenêtre d'écoute est un gain en temps d'interrogation sélective.

. Verrouillage multi site et coopératif

Pour éviter qu'un avion déjà identifié et inscrit dans la table réponde quand même aux appels généraux, ce qui enlèverait tout intérêt à l'appel sélectif d'autant plus que les réponses aux appels généraux se chevaucheraient (à cause de leur longueur), le radar doit le verrouiller. La procédure de verrouillage est à l'initiative du radar et intime à un transpondeur Mode S de ne plus répondre aux appels généraux produits par ce radar. Pour que l'avion - qui est vu en même temps par plusieurs radars - ne soit verrouillé que par les radars qui l'ont déjà acquis (sans quoi certains radars risquent de ne jamais l'acquérir et donc de ne jamais le voir), il faut qu'il puisse les distinguer les uns des autres, et donc qu'ils s'identifient dans leurs interrogations. Chaque radar Mode S possède donc un identifiant d'interrogateur (code II). Un tel identifiant est codé sur 4 bits, ce qui ne permet que 16 combinaisons.

On s'aperçoit qu'il faut gérer de manière très méticuleuse ces codes et éviter que deux stations radars contiguës aient le même sans quoi elles se verrouilleraient réciproquement un certain nombre d'avions (heureusement, un avion verrouillé pour un certain code se déverrouille tout seul après 18 secondes s'il n'a pas été interrogé en sélectif par une station possédant le code en question). Ce protocole d'acquisition et de verrouillage reposant sur les codes II est appelé multi site.

En fait, il existe un moyen de contourner cette contrainte qui n'apparaît finalement que sur la manière d'acquérir un avion. L'un des axiomes du Mode S est que, verrouillé ou pas, un avion qu'on appelle par son "nom" (en sélectif par son adresse Mode S 24 bits) répond (c'est ce qu'on pourrait appeler l'axiome de "politesse"). Dès lors, le verrouillage réciproque n'est plus un problème si les stations peuvent se communiquer leurs cartes de couverture par liaison sol. Une fois un avion présent dans la table d'interrogation d'une station, quelle que soit la façon dont il y est arrivé (réponse à appel général, communication par une station voisine), celle-ci peut l'interroger en sélectif. Une fois l'avion connu, les problèmes de verrouillage et de code II disparaissent.

Cette façon de relier les stations porteuses d'un même code II entre elles n'est qu'une extension du protocole multi site (du côté avion, on a l'impression d'être interrogé constamment par la même station), mais il existe un protocole extrême dit coopératif ou non sélectif qui consiste pour une station à verrouiller un avion aux appels généraux inter modes. Ces derniers sont une manière d'acquérir les avions Mode S sans donner explicitement le code II. Dans ce cas, l'avion ne sait pas quelle est la station qui tente de l'acquérir et s'il y a verrouillage, il est total (non sélectif). Il faut donc plus que jamais que les stations (qui ont alors le code 0) soient toutes reliées entre elles.

. Les techniques de modulation

En premier lieu, le Mode S fonctionne en émission sur 1030 MHz et en réception sur 1090. C'est une condition nécessaire : dans le cas contraire, il ne pourrait pas être compatible avec les modes classiques.

En secondaire "classique", les deux modes A et C ont une forme d'interrogation sensiblement commune (deux impulsions écartées de 8 ou 21 μ s pour l'interrogation), et leurs réponses composées de 12 impulsions différent par le codage. En Mode S, quelle que soit l'information véhiculée, le message se présente sous la forme d'un format standard. C'est le contenu interprété au niveau du bit et non plus la forme seule qui distingue un type d'interrogation d'un autre.

L'interrogation Mode S s'effectue par une série de trois impulsions (la deuxième est interprétée par les transpondeurs classiques comme la voie de contrôle d'un interrogateur classique, ce qui les empêche de répondre car ils en déduisent être interrogés sur lobe secondaire). L'information essentielle Mode S se trouve dans P6. Celle-ci dure soit 16,25 μ s, soit 30,35 μ s et contient un bloc de données modulé en MDPD (modulation de phase différentielle). Dans ce type de transmission binaire, un "1" est caractérisé par une inversion de phase au début de l'élément de donnée tandis qu'un "0" conserve la phase. Pour le Mode S, la durée d'un élément de donnée est de 0,25 μ s, ce qui permet de transmettre 112 bits durant l'intervalle de suppression. Le bloc de données débute par une inversion de phase synchro.

La réponse Mode S, quant à elle, se compose d'un préambule de 4 impulsions de 0,5 μ s et d'un bloc de données de 56 ou 112 impulsions. Ce dernier débute 8 μ s après le bord avant de la première impulsion du préambule. La technique de modulation n'est plus la MDPD mais la modulation d'impulsion par position (PPM en anglais) où la valeur du bit est fonction de la demi-période pendant laquelle est effectuée l'impulsion.

Remarque :

Dans le cas des modes classiques, le transpondeur se voit interroger par un lobe secondaire lorsque la puissance de l'impulsion P2 émise sur la voie de contrôle entre P1 et P3 est suffisamment proche de celle de P1. En Mode S pur, une impulsion P2 est toujours émise après P1 afin de bloquer les transpondeurs classiques pendant l'émission de P6 car les impulsions qui composent celle-ci pourraient ressembler par hasard à une séquence A/C. Il faut donc un autre mécanisme permettant de faire savoir à un transpondeur Mode S qu'il est interrogé sur lobe secondaire. En l'occurrence, une impulsion P5 est émise sur la voie de contrôle Mode S en même temps que l'inversion de phase synchro sur la voie normale, ce qui empêche le transpondeur de s'aligner sur la modulation de P6, et donc de répondre. Notons que cela nécessite d'avoir deux émetteurs dans la station Mode S puisqu'il y a émission simultanée sur deux voies différentes, alors qu'en modes A/C, le décalage temporel entre P1, P2 et P3 permettaient aux deux voies d'utiliser le même émetteur .

. Nouveaux formats

Les formats d'interrogation et de réponse Mode S sont bien entendu plus longs que les classiques, parce qu'ils contiennent plus d'information. Selon qu'il correspond à une trame montante ou descendante, le nom d'un format commence par UF (Uplink Format) ou DF (Downlink Format).

Les formats de surveillance (montants ou descendants) contiennent 56 bits, et peuvent être décomposés en 3 parties : descripteur de format (5 bits), champs de contrôle et de commande (27 bits) et champ adresse/parité (24 bits). Ces formats permettent à eux seuls d'assurer la surveillance, et entre autres de recueillir le Mode A ou l'altitude.

Il existe en outre des formats à 112 bits qui ajoutent aux formats précédents un champ de 56 bits permettant de transférer des données numérisées dans les deux sens. Le Mode S n'est pas seulement une amélioration de la technique et logique radar, c'est aussi le support d'une liaison de données air-sol. C'est l'un de ses grands avantages (développé dans la partie IV).

Ces formats mixtes surveillance/data-link s'appellent COMM-A dans le sens montant, et COMM-B dans le sens descendant. Cette appellation est générique et moins précise que la nomenclature UFxx ou DFyy. Par exemple, les formats UF16 (surveillance spéciale longue), UF20 (demande de l'altitude) ou UF21 (demande du code A) sont des COMM-A.

. Adresse Mode S et parité

Le dernier champ des formats est intéressant parce qu'il est le résultat de l'addition bit à bit sans retenue de l'adresse de l'avion et de 24 bits de parité calculés à partir du reste du format. Ces bits de parité permettent de déterminer si un erreur de transmission s'est glissée dans le message, et de reconstituer les bits défectueux dans une certaine limite (les normes prévoient de reconstituer entièrement une réponse à laquelle s'est superposée un fruit secondaire !).

Il peut paraître singulier de véhiculer deux informations indépendantes de 24 bits sur un seul et même support de cette longueur, ce qui semble permettre de stocker deux bits dans un espace correspondant à un seul! En fait, tout avion qui reçoit une interrogation sélective ne s'intéresse qu'à sa propre adresse. Si, une fois les 24 bits de parité calculés et déduits du champ adresse, il ne la retrouve pas, cela signifie que le message ne lui était pas adressé ou qu'il est erroné, d'où abandon ou correction selon l'importance de l'écart.

De manière symétrique, ou presque, lorsqu'une station Mode S reçoit une réponse à un appel sélectif, elle s'attend déjà à une certaine adresse parce qu'elle a programmé ses interrogations de manière à séquencer les réponses des avions. Si, après la même procédure de calcul des 24 bits de parité et déduction de ceux-ci, elle ne trouve pas cette adresse, c'est soit une réponse d'un autre avion, soit une réponse erronée du bon avion (abandon ou correction). Bien entendu, la procédure d'appel général ne fait pas appel au même principe puisque l'adresse de l'avion n'est pas encore connue.

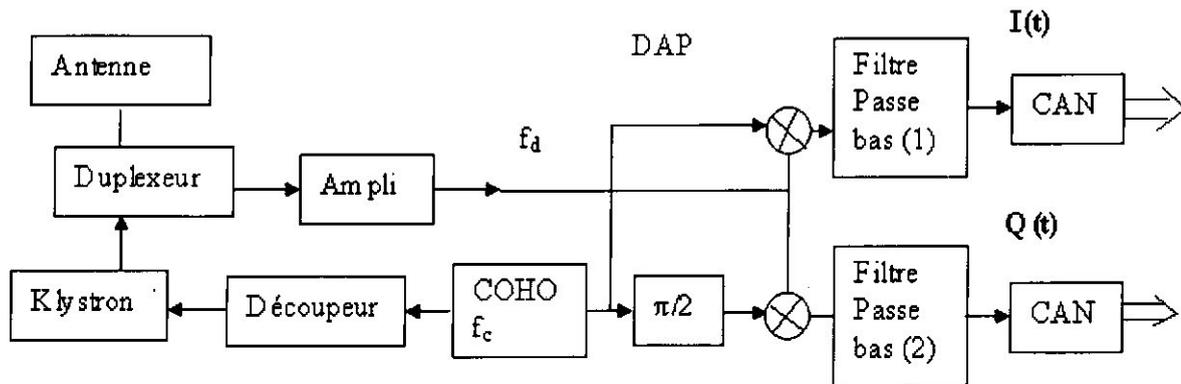
7. Elimination des échos fixes : radar DOPLER (MTI) :

La plupart des radars travaillent dans un milieu encombré par les échos fixes ou de vitesse lente (sol, nuage, pluie, neige...). On cherche à éliminer ces échos indésirables, normalement perçus par le radar et dont la présence constitue une gêne pour la détection des cibles intéressantes.

La séparation des échos mobiles est basée sur le fait que leurs vitesses radiales sont différentes, donc se distinguent par effet Doppler. On utilise pour cela des filtres MTI.

.Cohérence émission- réception :

Le traitement Doppler qui tien compte de la phase stable, cette référence est constituée par un oscillateur très stable commun à l'émission et à la réception appelé oscillateur COHO. Ce même oscillateur est utilisé pour la démodulation du signal de retour.



-Chaîne cohérente de base

Le démodulateur cohérent (DAP) délivre un signal vidéo complexe à deux composantes I et Q en quadrature, ce qui permet de déterminer le sens de la variation de phase et donc la direction de la cible.

$$Ae^{j\theta} = A \cos \varphi + jA \sin \varphi$$

-A l'entrée du DAP, on a le signal $S(t) = A \cos[2\pi(f_c + f_d)t]$

-A l'entrée du filtre 1, on a : $\cos 2\pi(f_d t) + \cos(2\pi(2f_c + f_d)t)$

-A l'entrée du filtre 2 on a : $\sin(2\pi f_d t) - \sin(2\pi(f_c + f_d)t)$

Après filtrage, on obtient :

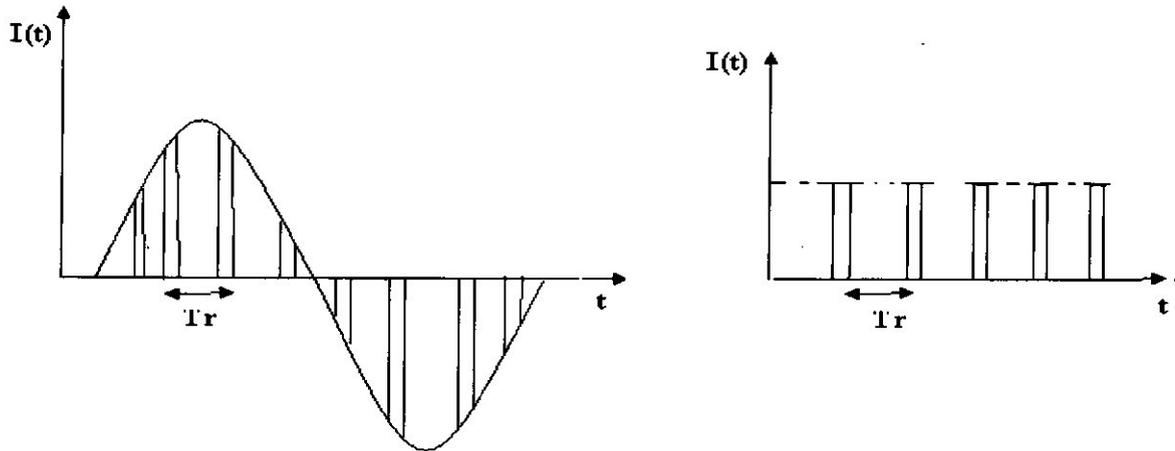
-à la sortie du filtre 1 : $I(t) = \cos(2\pi f_d t)$

-à la sortie du filtre 2/ $Q(t) = \cos(2\pi f_d t)$

.Le principe du filtrage MTI :

On remarque que l'amplitude des impulsions (voie I et Q) varie pour une cible de vitesse radiale non nulle, mais reste constante pour une cible à vitesse nulle.

Si on compare donc les amplitudes de deux impulsions successives, on peut déterminer si la cible est mobile ou non.



Voie I(t) :

-Impulsion n°K : $I(K) = \cos[2\pi f_d(K)T_r]$

-Impulsion n° (K+1) $I(K+1) = \cos[2\pi f_d(K+1)T_r]$

Voie Q(t) :

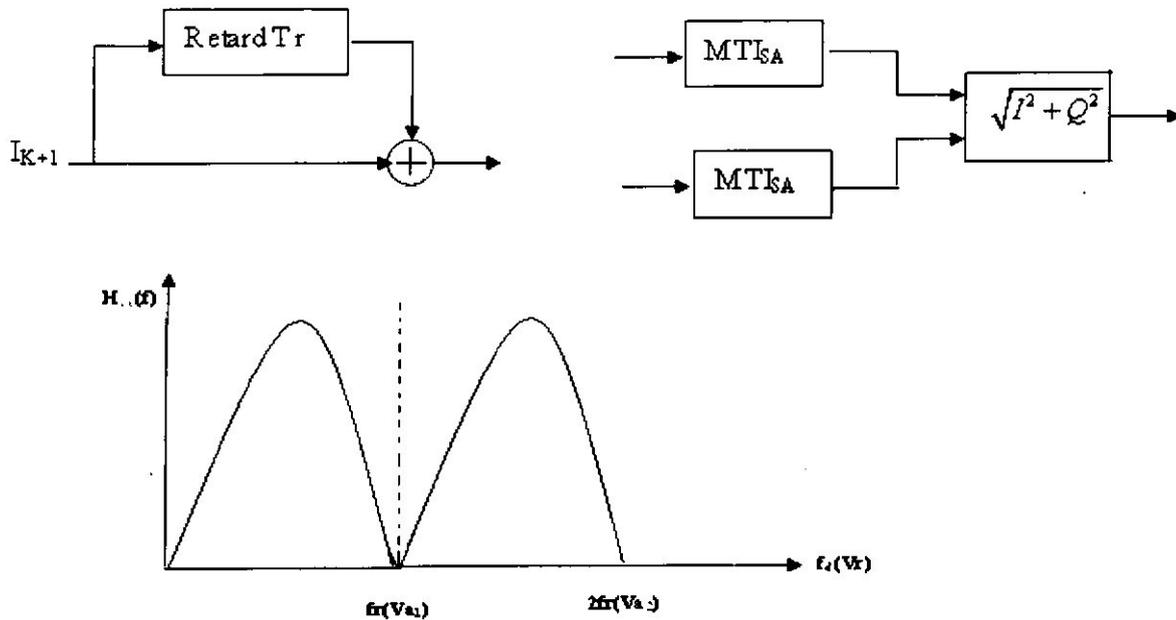
-Impulsion n°K : $Q(K) = \sin[2\pi f_d(K)T_r]$

-Impulsion n° (K+1) $Q(K+1) = \sin[2\pi f_d(K+1)T_r]$

D'où : $Q(K) - Q(K+1) = -2 \cos[\pi f_d(2K+1)T_r] \cdot \sin[\pi f_d T_r]$

En prenant le module : $\sqrt{I^2 + Q^2} = 2 |\sin(\pi f_d T_r)| = 2 \left| \sin \left(\pi \frac{f_d}{f_r} \right) \right|$

Cette expression est la réponse du filtre MTI simple annulation.



-R é p o n s e f r é q u e n t i e l l e d u f i l t r e M T I s i m p l e a n n u l a t i o n

Les cibles qui ont une fréquence Doppler multiple de fréquence de répétition f_r ne seront pas vues par le radar. Les vitesses v_a correspondantes sont appelées vitesses aveugles.

On a :

$$V_{ak} = K \left(\frac{\lambda f}{2} \right)$$

Pour les éliminer, on utilise séquentiellement plusieurs fréquences de répétition.

Performance des filtres MTI :

Les filtres MTI ont la propriété de présenter une transmittance nulle aux fréquences Doppler. En présence d'un Clutter fluctuant, la réjection ne sera pas parfaite.

.Spectre du clutter

Le spectre des échos fixes n'est pas concentré uniquement à la fréquence zero mais possède une certaine largeur pour différentes causes :

- Modulation des impulsions par le gain de l'antenne qui n'est pas constant d'où un élargissement du spectre (écart type σ_{fa}).
- Effet de l'instabilité de phase de la chaîne d'émission –réception ce qui engendre un élargissement du spectre (écart type σ_{ϕ}).
- Fluctuation du clutter due à une certaine mobilité qui se traduit par une dérive Doppler moyenne et un élargissement du spectre :

-Une dérive Doppler moyenne liée à la vitesse du vent V_v

$$f_D = \frac{2V_v}{\lambda} \text{ Pour la pluie}$$

$$f_D = \frac{2V_v}{4\lambda} \text{ Pour la mer}$$

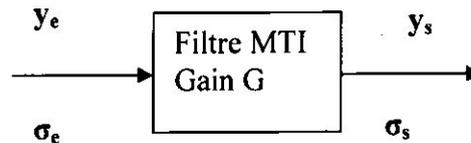
-Un élargissement du spectre Doppler d'écart type σ_{fc}

Le spectre du clutter a alors a forme :

$$\phi(f) = \exp\left(-\frac{(f-f_d)^2}{2\sigma_i^2}\right) \text{ Avec } \sigma_i^2 = \sigma_{fa}^2 + \sigma_{fc}^2 + \sigma_\phi^2$$

.Paramètres d'un filtre MTI :

Pour caractériser les performances d'un filtre MTI en présence d'un clutter fluctuant, on défini plusieurs paramètres :



-Taux d'annulation TA(Clutter atténuation) il est défini par :

$$TA = \frac{\text{puissance moyenne clutter en entrée}}{\text{puissance moyenne clutter en sortie}} = \frac{\sigma_e^2}{\sigma_s^2}$$

TA peut être décomposée en deux taux TA_1 et TA_2 EN écrivant :

$$\frac{1}{TA} = \frac{1}{TA_1} + \frac{1}{TA_2} \text{ Avec :}$$

$$TA_1 \text{ dépend de la probabilité en phase du radar : } TA_1 = \frac{1}{\sigma_\phi^2} (SA) \text{ et } TA_1 = \frac{1}{6\sigma_\phi^2} (DA)$$

$$TA_2 \text{ dépend du nombre de coup au but } N : TA_2 = \frac{N^2}{2.8} (SA) \text{ et } TA_1 = \frac{N^4}{23} (DA)$$

$$\text{On peut écrire : } TA = \frac{\sigma_e^2}{\sigma_s^2} = \frac{\sigma_e^2}{y_e^2} \cdot \frac{y_e^2}{y_s^2} \cdot \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2}$$

En définissant la visibilité (subclutter visibility SCV) par :

$$SCV \text{ SCV} = \frac{\text{puissance clutter}}{\text{puissance signal de sortie}} = \frac{\sigma_e^2}{y_e^2}$$



GLOSSAIRE

GLOSSAIRE

Notations :	$p(r, \theta, \varphi)$	[W/m ²]	densité de puissance radiale (composante S)
	P_F	[W]	puissance fournie à l'antenne
	P_E	[W]	puissance émise
	P_R	[W]	puissance reçue
	$D(\theta, \varphi)$	[-]	directivité de l'antenne
	$G(\theta, \varphi)$	[-]	gain directif de l'antenne
	G_0	[-]	gain de l'antenne

- PSR radar primaire
- (Main Target) : Couverture basse cible.
- (Main Weather) : Couverture basse météo.
- (Auxiliary Target) : Couverture haute cible.
- (Auxiliary Weather) : Couverture haute météo.
- (fading) : évanouissement
- Short pulse : courte impulsion
- Long pulse : longue impulsion
- Low beam : lobe de couverture haute
- High beam : lobe de couverture basse
- Wave guide : guide d'onde
- Chirp : compression d'impulsion



BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

1. Ouvrages :

- **BASICS OF MODERN RADARTECHNIQUES « SELENIA S.p.A. »**
- **Arc ingénierie Antenne « Haute école neuchatel berne jura.**
- **ENAC - PRINCIPES RADAR PRIMMAIRE. « Département Electronique ».**
- **Manuels techniques du radar d'ALGER**

1. Les sites INTERNET :

- http://www.eiaj.ch/v2/support_de_cours/electricite/Cours_GEL/Branches_tech_niques/Telecom/Antennes.pdf
- www.google/das/radar primaire.
- [www.google/das/couverture radar](http://www.google/das/couverture_radar)
- [www.google/das/diagramme de rayonnement radar](http://www.google/das/diagramme_de_rayonnement_radar)