

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université de Batna
Faculté des Sciences de l'ingénieur
Département d'Electronique



Thèse

Présentée pour l'obtention du Diplôme de

MAGISTER EN ELECTRONIQUE

OPTION : MICRO-ONDES

Par

ACHACHI ABDELALI

Thème

**MODELISATION D'UN RADAR SECONDAIRE POUR
UN TRAFIC AERIEN**

Soutenue le : 02/03/2010

Devant le juré composé de

Dr. Malek BENSLAMA	Professeur	Univ. Constantine	Président
Dr. Djamel BENATIA	Professeur	Univ. Batna	Rapporteur
Dr. Lamir SAIDI	Maître de Conférences	Univ. Batna	Examinateur
Dr. Tarek FORTAKI	Maître de Conférences	Univ. Batna	Examinateur

Dédicace

À ma femme et ma famille

À ma petite fille Amina

À tous mes amis

Pour vous je dédie ce travail.

Remerciements

Tout d'abord je dois remercier Allah qui m'a donné la santé et la volonté durant la réalisation de cette thèse.

*Puis; je voudrais remercier mon directeur de thèse Pr. **Benatia Djamel** ; professeur à l'université de Batna pour son aide et pour la confiance qu'il a mise en moi, qu'il trouve ici toute ma gratitude et surtout ma parfaite considération de l'intérêt qu'il portait à ce travail depuis sa proposition de ce sujet.*

Je saurais gré à M. Dr Malek BENSALAMA Professeur à l'université de Constantine qui a bien voulu présider le juré.

Et à Mrs : Dr. Lamir SAIDI et Dr. Tarek FORTAKI d'avoir accepté d'être membres du juré.

Mes remerciements vont également à mes amis Mesaoud et Abdelkrim et à tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à réaliser ce travail.

Résumé

Dans cette thèse, on propose un modèle approprié pour la suppression des lobes secondaires générés par l'antenne Radar secondaire ALE - 9 SSR (Secondary Surveillance RADAR). L'objectif principal du modèle proposé est de réduire la probabilité de fausses détections des avions en cours de vol à cause des lobes secondaires. Pour garantir une probabilité nulle d'avoir de fausses détections, la méthode utilisée pour diffuser le faisceau radar est celui des antennes réseau à commande de phase qui ont été utilisées en premier durant la deuxième guerre mondiale. Dans ce système, on divise le guide d'onde venant de l'émetteur en un très grand nombre de sous-guides d'onde. Ces derniers se terminent chacun par une fente sur une plaque faisant face à une direction et on contrôle la phase de l'onde passant dans chacune de ces fentes.

Les résultats de simulation obtenus concernent : la probabilité de fausses détections, ainsi que les résultats de simulation qui sont comparés à ceux obtenus par un autre modèle à savoir : *Transmit antenna pattern synthesis for secondary surveillance radar*. Les résultats obtenus montrent que notre modèle proposé éliminera de façon significative la probabilité d'avoir des réponses sur lobes secondaires avec une variation parfaitement linéaire de phase comparativement à l'autre modèle.

Mots clés :

Radar secondaire, Radar primaire, Antenne SSR, Lobe principal, Lobe secondaire, transpondeur, trafic aérien, azimuth, altitude.

Liste des figures

Fig. I.1 : Présentation schématique d'un radar	06
Fig. I.2 : Principe du radar à impulsions	09
Fig. I.3 : Antenne radar primaire celle en bas (www.radartutorial.eu)	11
Fig. I.4 : Principe de l'effet Doppler	15
Fig. I.5 : Ecran radar (photo prise à la station radar d'Eloued)	18
Fig. II.1 : Structure de l'interrogation	23
Fig. II.2 : fréquence de répétition	24
Fig. II.3 : Structure de la réponse	25
Fig. II.4 : Réponse sur lobes secondaires	26
Fig. II.5 : Phénomène de trajets multiples	27
Fig. II.6 : Phénomène réponses asynchrones	28
Fig. II.7 : Mesure d'écart angulaire entre direction cible et axe de l'antenne	30
Fig. II.8 : Antenne radar secondaire (photo prise à la station radar d'Eloued)	31
Figure II.9: Moteur tournant l'antenne (photo prise à la station radar d'Eloued)	33
Fig. II.10 : Interrogation mode S	35
Fig. II.11 : Commande SLS	35
Fig. II.12 : Le transpondeur (www.radartutorial.eu)	36
Fig. III.1 : Présentation du système ISLS	47
Fig. III.2 : Organigramme du système ISLS	47
Fig. IV.1: Fonction de la distribution d'amplitude d'ouverture suivant le réseau d'antennes pour différents valeurs de 'b'	58
Fig. IV.2: Fonction de la distribution d'amplitude d'ouverture du réseau d'antennes	59
Fig. IV.3 : Distribution du spectre angulaire unidimensionnel des ondes planes générées par l'ouverture de l'antenne dans l'azimut ($u_0=1$)	60
Fig. IV.4 : Variations de la phase du signal à chaque élément avec	61

différentes valeurs de b	
Fig. IV.5 : Variations de la phase du signal à chaque élément avec différentes valeurs de a	62
Fig. IV.6 : Comparaison entre variations de la phase du signal à chaque élément pour deux modèles différents	63
Fig. IV.7 : Variation de la directivité de l'antenne en fonction de sa longueur	64
Fig. IV.8 : Représentation des diagrammes (Σ) et (Δ) pour l'antenne ALE- 9SSR	65
Fig. IV.9 : Représentation des amplitudes du courant normalisé de 35 éléments d'antenne ALE-9SSR	66
Fig. IV.10 : Représentation du modèle $E_0(\theta)$	67
Fig. IV.11 : Fenêtre de Hamming	68
Fig. IV.12 : Représentation du système ISLS	69

Liste des tableaux

Tableau I.1: Valeur approchée de la surface réfléchissante effective d'une cible métallique grande par rapport à la longueur d'onde λ	07
Tableau I.2 : Plage de fréquence radar	14
Tableau II.1: Les modes de transmission	23
Tableau III.1 : Structure des réponses modes A/C	41
Tableau III.2: Structure des réponses modes S	42
Tableau III.3: Structure des interrogations	44
Tableau III.4 : Caractéristiques spectrales des fenêtres usuelles	52
Tableau III.5 : Avenages et inconvénients des fenêtres utilisées	53

TABLE DE MATIERES

Dédicace	II
Remerciement	III
Résumé	IV
Liste de figures	V
Liste de tables	VII
Table de matières	VIII
INTRODUCTION GENERALE	01
<u>Chapitre I : Généralités sur les radars</u>	
I.1 Introduction	05
I.1.1 Description du radar	05
I.1.2 Equation des radars	06

I.1.3	Surface réfléchissante effective σ	07
I.1.4	Paramètres de Radar	08
I.1.5	Mesure de distance	09
I.2	Composantes d'un système radar	10
I.2.1	L'émetteur	10
I.2.2	Le duplexeur	10
I.2.3	L'antenne Radar	10
I.2.3.1	Antenne radar primaire	10
I.2.4	Le récepteur	11
I.2.5	Un étage de traitement de signal	11
I.3	Classification des systèmes radar	11
I.3.1	Radar primaire	11
I.3.1.1	Radars à impulsions	12
I.3.1.2.1	Radars à onde continue non modulée	12
I.3.1.2.2	Radars à onde continue modulée	12
I.3.1.2.2	Radars à onde continue modulée	13
I.3.2	Radar secondaire	13
I.3.2.1	Les radars secondaires de surveillance SSR en Route	13
I.3.2.2	Radar secondaire d'atterrissage de précision	14
I.3.3	Comparaison entre radar secondaire et primaire	14
I.3.4	Radar Doppler: mesure de vitesse	14
I.3.5	Radars bistatiques	16
I.3.6	Radar – astronomie	16
I.3.7	Radar imageur et Radar non imageur	16
I.4	Plage de fréquence radar	17
I.5	Applications des radars	17
I.5.1	Radar de surveillance	17
I.5.2	Altimètre	18
I.5.3	Mesure de niveau	19

I.6 Perturbations à l'exploitation radar primaire	19
I.6.1 Masque	19
I.6.1 Fausses alarmes (faux échos)	19

Chapitre II : Radar secondaire et ses évolutions

II.1 Introduction	22
II.2 Principe des traitements	22
II.3 Structure de l'interrogation	22
II.4 Structure de la réponse	24
II.5 Problèmes en RADAR secondaire	25
II.5.1 Réponse sur lobes secondaires	25
II.5.2 Trajets multiples	27
II.5.3 Réponses asynchrones	28
II.5.4 Enchevêtrement des réponses (GARBLING)	29
II.6 Radar Monoimpulsion	29
II.6.1 Principe	29
II.6.2 Matériel monoimpulsion	31
II.6.2.1 Antenne	31
II.6.2.2 Emetteur-récepteur	32
II.6.2.3 Système de traitement	32
II.7 Description d'une station radar	32
II.8 Radar mode "S"	33
II.8.1 Généralités	33
II.8.2 Structure des signaux	35
II.9 Le transpondeur	36
II.9.1 Définition	36
II.9.2 Rôle du transpondeur	36

II.9.3 Conclusion	38
-------------------	----

Chapitre III : Modélisation de l'antenne ALE-9 SSR

III.1 Introduction	40
III.2 Modèle de données	40
III.2.1 Les réponses émises par le transpondeur	40
III.2.1.1 Structure réponses mode A / C	41
III.2.1.2 Structure réponses mode S	41
III.2.1.3 Propriétés temporelles	42
III.2.1.4 D'autres propriétés	43
III.2.2 Interrogations émises par le SSR	44
III.2.2.1 Interrogations mode S	45
II.3 Model de synthèse de Transmission d'une Antenne pour le Radar SSR	45
III.3.1 Atténuation des lobes secondaires	45
III.3.1.1 Au niveau de l'aérien	45
III.3.1.2 Au niveau du champ rayonné	46
III.3.2 Modèle de synthèse de l'antenne interrogatrice	48
III.3.3 Synthèse de modèle de l'antenne ISLS	50
III.4 Synthèse par fenêtrage	51
III.4.1 Introduction	51
III.4.2 Réalisation d'un filtre passe-bas	53
III.4.2.1 Préliminaires	53
III.4.2.2 Fenêtrage de Hamming	54

Chapitre IV : Résultats et discussions

IV.1 INTRODUCTION	57
IV.2 Minimisation des lobes secondaires	57
IV.3 Diffusion du faisceau radar	60
IV.4 Comparaison des résultats	62
IV.5 La directivité de l'antenne	63

IV.6 Synthèse de modèle de l'antenne SSR	65
IV.6 Synthèse par fenêtrage	67
CONCLUSION GENERALE	70
Bibliographie	73

INTRODUCTION GENERALE

Le radar est un système qui utilise les ondes radio pour détecter et déterminer la distance et la vitesse d'objets tels que les avions, bateaux, ou encore la pluie. Un émetteur envoie des ondes radio, qui sont réfléchies par la cible et détectées par un récepteur. La position est estimée grâce au temps de retour du signal et la vitesse est mesurée à partir du changement de fréquence du signal par effet Doppler [1].

Le radar est utilisé dans de nombreux contextes essentiellement pour le contrôle du trafic aérien. On distingue deux types de radar qui sont utilisés en contrôle aérien, le radar primaire de surveillance PSR (primary Surveillance RADAR) [2] et le radar secondaire de surveillance ou SSR (Secondary Surveillance RADAR).

Le radar secondaire SSR [3], est un dispositif de contrôle aérien qui interroge le ciel, l'émetteur envoie à l'aéronef des impulsions hyperfréquences codées. L'aéronef équipé d'un transpondeur [4] répond à la demande du SSR, le récepteur du SSR analyse les informations contenues dans la réponse de l'aéronef [5]. Les SSR permettent de connaître la position, l'altitude pression [6], l'identité des aéronefs et l'azimut [7]. Le SSR a plusieurs avantages qui lui sont propres, seuls les avions équipés seront visualisés, les obstacles ou oiseaux n'apparaîtront pas, évitant ainsi une pollution visuelle. Un autre avantage est le fait que des données peuvent être transmises au système radar, les données dépendent du mode du transpondeur utilisé par l'avion, et des capacités de l'antenne radar.

Le SSR a été amélioré pour un usage civil, et a donné naissance aux transpondeurs (interrogation par radar secondaire en mode A, B, C et S [8],[6] voir plus loin). Suivant le mode utilisé, l'opérateur radar au sol peut identifier un appareil par un code attribué à l'avance (squawk). Les transpondeurs des avions qui sont à sa portée lui répondent, les réponses des avions sont capturées par l'antenne du radar secondaire, sont analysées et traitées électroniquement et par la suite visualisées sur les écrans des contrôleurs aériens.

Plusieurs problèmes affrontent le développement du Radar SSR, parmi ces problèmes on cite : l'enchevêtrement des réponses (GARBLING) [9-10] et les réponses sur lobes secondaires [11]. Dans ce mémoire on s'intéresse aux réponses des transpondeurs et comment peut on avoir une seule correcte détection sur l'écran au lieu de trois ou plus, pour résoudre ce problème on procède suivant une modélisation afin de minimiser les lobes secondaires au niveau du radar ensuite les supprimer au niveau de transpondeur et avoir un lobe principal le plus important possible. Ce mécanisme a été préalablement étudié [11-12].

Dans la littérature [1], [11], [13] des études ont été faites dans le but de supprimer les lobes secondaires dans les différents types de radar et spécialement en SSR pour garantir une probabilité nulle d'avoir de fausses détections, la méthode utilisée pour diffuser le faisceau radar est celui des antennes réseau [12] à commande de phase qui ont été utilisées en premier durant la deuxième guerre mondiale mais les limitations de l'électronique du temps n'ont pas permis d'avoir des résultats de bonne résolution. Dans ce système, on divise le guide d'onde venant de l'émetteur en un très grand nombre de sous-guides d'onde. Ces derniers se terminent chacun par une fente sur une plaque faisant face à une direction et on contrôle la phase de l'onde passant dans chacune de ces fentes.

Pour cela notre mémoire va être structuré autour de quatre chapitres organisés comme suit :

Le premier chapitre concerne les généralités sur les systèmes radar, tel que principe de fonctionnement et différentes parties des radars primaires et secondaires, dans ce chapitre on donne quelques définitions et la classification de différents types de radar avec leur utilisation.

Dans le deuxième chapitre on étudie l'évolution des radars secondaires avec les problèmes rencontrés ainsi que quelques solutions proposées. Ce chapitre comporte l'étude des liaisons Sol-Avion Avion-Sol et le traitement de transpondeur.

Dans le troisième chapitre on commence la modélisation du problème par l'analyse de la distribution d'amplitudes d'ouverture de l'antenne réseau après avoir effectué un bon choix de la fonction de distribution d'amplitude, ensuite on utilise un filtre à réponse

impulsionnelle finie avec un choix d'une fenêtre qui possède une symétrie paire ou impaire pour conserver la phase linéaire du filtre.

Le quatrième chapitre fait l'objet de commentaires et discussions de nos résultats obtenus par cette modélisation.

Chapitre I :

GENERALITES SUR LES RADARS

RESUME

Ce chapitre est réservé essentiellement aux généralités sur les systèmes Radars, avec les notions de base et les définitions des paramètres qui les caractérisent ainsi que la classification des différents types de Radar.

I.1 INTRODUCTION

Le mot *RADAR* provient de l'acronyme anglais *Radio Détection And Ranging*, adopté par la marine américaine en 1940, que l'on peut traduire par 'détection et estimation de la distance par ondes radio' [6], cet acronyme d'origine américaine a remplacé le sigle anglais précédemment utilisé : RDF (*Radio Direction Finding*), mais son histoire débute bien des années auparavant. La première trace généralement retenue dans la genèse du radar remonte à 1886, avec les expériences sur les ondes électromagnétiques du physicien Heinrich Hertz. Les anglais ont sans doute été les plus grands contributeurs au développement du radar.

I.1.1 Description du radar

Le radar fait usage de l'écho [4] produit par un obstacle situé sur la trajectoire d'une onde électromagnétique. Dans la majorité des cas, l'émetteur et le récepteur sont connectés à une antenne commune [5]: c'est cette situation qui est considérée ici. Le temps qu'il faut à une onde électromagnétique pour aller de l'émetteur à l'obstacle, puis de l'obstacle au récepteur est mesuré et permet de calculer la distance R .

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

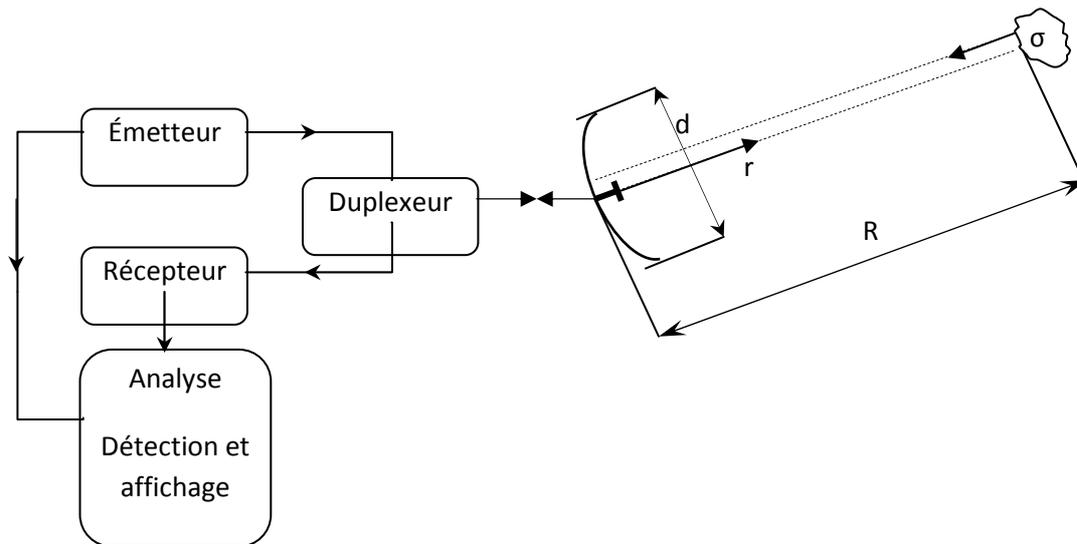


Figure I.1 Présentation schématique d'un radar.

I.1.2 Equation des radars

L'émetteur fournit une puissance P_f à l'antenne, qui la rayonne dans l'espace en la concentrant dans une ou plusieurs directions privilégiées, effet qui est représenté par le gain de l'antenne G . La densité de puissance décroît proportionnellement à $1/4\pi R^2$, où R est la distance à l'antenne. Une partie du signal atteint la cible, qui la réfléchit partiellement dans la direction de l'antenne. La cible est représentée par sa surface réfléchissante effective σ . La densité de puissance réfléchi décroît à son tour inversement au carré de la distance. L'antenne capte une partie du signal réfléchi. Elle est représentée par sa surface de captation A_e , elle-même liée au gain par le rapport $A_e = G\lambda^2 / 4\pi$, où λ est la longueur d'onde.

Le rapport entre la puissance reçue P_r et la puissance P_f fournie à l'antenne est donné par l'équation des radars [14] :

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

La puissance reçue est fournie au récepteur, également connecté à l'antenne. On néglige l'affaiblissement produit par les pertes atmosphériques et on suppose que l'obstacle est situé hors du champ proche de l'antenne.

$$R > 2d^2/\lambda$$

Où d est la plus grande dimension de l'antenne.

I.1. 3 Surface réfléchissante effective σ

Un obstacle est caractérisé par sa *surface réfléchissante effective* σ [15,16], définie comme étant le quotient de la puissance réfléchie vers le radar par la densité de puissance incidente. La réflexion produite par l'obstacle peut, en théorie, être calculée au moyen des équations de Maxwell en présence des conditions aux limites de l'obstacle.

Ces constatations restent valables pour des cibles ayant d'autres formes. Les valeurs limites présentées pour plusieurs géométries au tableau I.1, peuvent être employées en première approximation pour des objets grands par rapport à la longueur d'onde.

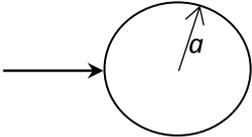
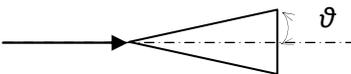
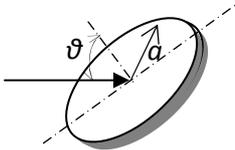
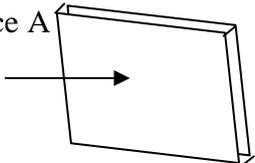
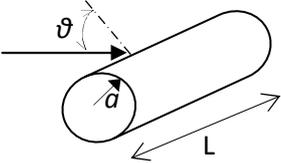
Cible		Surface réfléchissante effective σ (limite optique)
Sphère		πa^2
Cône (Incidence axiale)		$\frac{\lambda^2 \tan^2 \theta}{4\pi}$
Disque		$\pi a^2 \cot^2 \theta \left(\frac{4\pi a}{\lambda} \sin \theta \right)$
Surface plane de grande dimension (incidence normale)	Surface A 	$\frac{4\pi A^2}{\lambda^2}$
Cylindre circulaire		$\frac{a\lambda}{2\pi} \frac{\cos \theta \sin^2 \left(\frac{2\pi L}{\lambda^2} \sin \theta \right)}{\sin^2 \theta}$

Tableau I.1 Valeur approchée de la surface réfléchissante effective d'une cible métallique grande par rapport à la longueur d'onde λ

Les valeurs données dans le tableau I.1 se réfèrent toutes à des obstacles métalliques. Pour des obstacles diélectriques, la réflexion et par conséquent la surface

réfléchissante effective sont plus faibles. On peut en tenir compte en faisant usage du facteur de réflexion d'une onde plane à incidence normale.

$$\rho = \frac{\sqrt{\epsilon_r} - 1}{\sqrt{\epsilon_r} + 1}$$

Pour un diélectrique avec pertes, ρ est complexe.

I.1.4 Paramètres de Radar

Il ressort de ce qui précède que le développement d'un radar pose un problème de choix des paramètres. Il faut en effet tenir compte de :

- 1- la puissance P_f fournie par le générateur (W);
- 2- le gain de l'antenne G;
- 3- la fréquence f (GHZ) ou la longueur d'onde λ (m);
- 4- la portée R_{\max} (m), qui est la distance maximale de détection;
- 5- la surface réfléchissante effective de la cible σ (m²);
- 6- le rapport signal sur bruit (P_r/N) minimum acceptable à l'entrée du récepteur, grandeur spécifiée par le système d'analyse du signal;
- 7- la bande passante du récepteur B (Hz);
- 8- la température de bruit globale ramenée à l'entrée du récepteur ($T_a + T_r$) en Kelvin.

Les trois premières grandeurs dépendent de l'émetteur, les trois dernières dépendent du récepteur. La portée et la surface réfléchissante effective définissent la cible à observer, ce sont les grandeurs géométriques qui spécifient le système. Pour que le radar fonctionne, il faut que ces huit grandeurs satisfassent l'équation :

$$\left. \frac{P_r}{N} \right|_{\min} \leq \frac{\sigma G^2 p_f}{f^2 R_{\max}^4 (T_a + T_r) B} \times \frac{c_0^2}{(4\pi)^3} \quad (I.2)$$

I.1.5 Mesure de distance

Les radars les plus couramment employés pour la mesure de distance font usage de brèves impulsions de durée τ de signal hyperfréquence qui sont émises avec une fréquence de répétition f_r . Cette méthode permet d'obtenir un signal hyperfréquences de haute puissance en utilisant une puissance moyenne raisonnable.

L'onde émise parcourt la distance R qui sépare l'émetteur de l'obstacle, puis revient

vers le radar après un temps t_{ar} (figure I.2). Comme il s'agit d'une onde électromagnétique se déplaçant à la vitesse de la lumière C_0 , on trouve la distance R par la relation :

$$R = \frac{c_0 t_{ar}}{2} \quad (m) \quad (I.3)$$

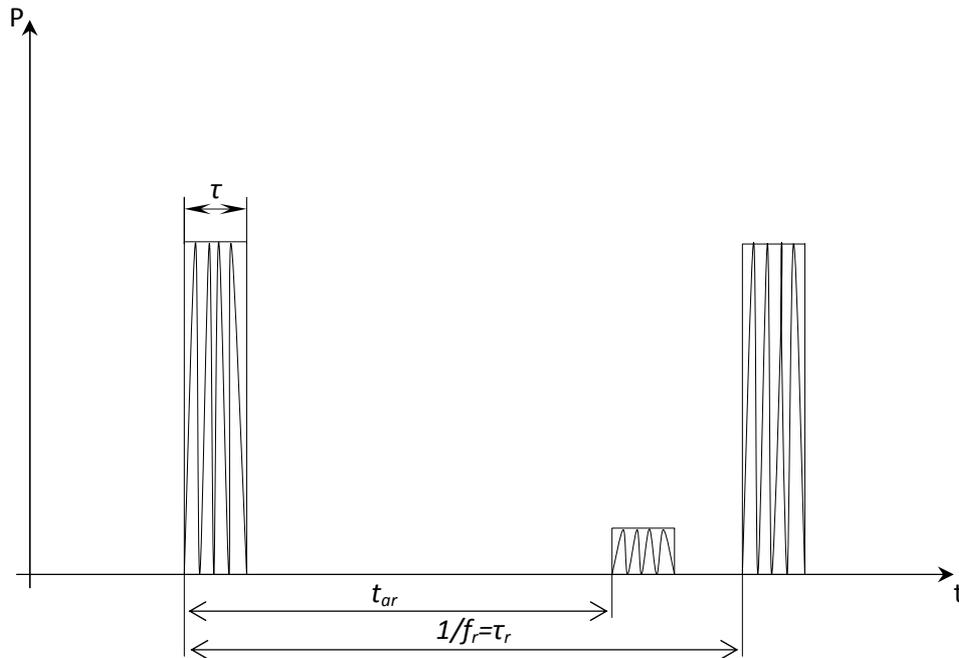


Figure I.2 Principe du radar à impulsions. Le facteur d'échelle est de 150 mètres par microseconde.

I.2 Composantes d'un système radar

Un radar est formé de différentes composantes :

I.2.1 L'émetteur : qui génère l'onde radio.

I.2.2 Le duplexeur

Un commutateur électronique, dirige l'onde vers l'antenne lors de l'émission ou le signal de retour depuis l'antenne vers le récepteur lors de la réception quand on utilise un radar monostatique. Il permet donc d'utiliser la même antenne pour les deux fonctions [17]. Il est primordial qu'il soit bien synchronisé, puisque la puissance du signal émis est

de l'ordre du mégawatt ce qui est trop important pour le récepteur qui, lui, traite des signaux d'une puissance de l'ordre de quelques nano-watts. Au cas où l'impulsion émise serait dirigée vers le récepteur, celui-ci serait instantanément détruit.

I.2.3 L'antenne Radar

Un conducteur parcouru par un courant électrique alternatif produit un champ électromagnétique qui rayonne dans l'espace environnant. Ainsi, un ensemble de conducteurs élémentaires, traversé par des courants variables puissants, forme une antenne radio éditrice. Selon l'alignement de ses conducteurs élémentaires, une antenne peut être plus ou moins directive [12]. L'antenne radar exploite les propriétés des ouvertures planes rectangulaires et diffuse l'onde électromagnétique vers la cible avec le minimum de perte. Sa vitesse de déplacement, rotation et/ou balancement, ainsi que sa position, en élévation comme en azimut, sont asservies, soit mécaniquement, mais parfois aussi électroniquement.

I.2.3.1 Antenne radar primaire

Un radar primaire est équipé par une antenne parabolique [15] qui émet des signaux hyperfréquences qui sont réfléchis par les cibles. Les échos ainsi créés sont reçus et étudiés. Contrairement à un radar secondaire, un radar primaire reçoit la partie réfléchie de son propre signal, et voici quelques données techniques de cette antenne (relevées de la station radar d'Alger) :

- Fréquence de travail : 2700 à 2900 MHz (bande S)
- Polarisation : linéaire (horizontale) ou circulaire délectable manuellement
- Poids (support et réflecteur) : 860Kg
- Dimension : longueur = 550 cm, hauteur = 315 cm
- Gain : 32 dB



Figure I.3 : Antenne radar primaire celle en bas (www.radartutorial.eu)

I.2.4 Le récepteur

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

I.2.5 Un étage de traitement de signal

Permettant de traiter le signal brut afin d'en extraire des données utiles à l'opérateur (détection, suivi et identification de cible; extraction de paramètres météorologiques, océanographiques, etc.). Le tout est contrôlé par le système électronique du radar [5], programmé selon un logiciel de sondage. Les données obtenues sont alors affichées aux utilisateurs.

I.3 Classification des systèmes radar

I.3.1 Radar primaire

Un radar primaire [2], [15] émet des signaux hyperfréquences qui sont réfléchis par les cibles. Les échos ainsi créés sont reçus et étudiés. Contrairement à un radar secondaire [3], un radar primaire reçoit la partie réfléchie de son propre signal. Les radars primaires peuvent être de type deux dimensions (2D) donnant des mesures de distance et d'azimut ou trois dimensions (3D), une mesure complémentaire en angle de site (angle d'élévation dans le plan vertical) est alors disponible.

Pour les radars 2D, l'absence de toute mesure d'angle de site ne permet pas de discrimination en altitude. Ainsi, un avion comme un écho au sol ou un obstacle au sol

dans le même azimut et à la même distance seront vus sans distinction. Sa fréquence varie entre 2.7 GHz et 3 GHz.

On distingue deux types de radar primaire :

I.3.1.1 Radars à impulsions

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

I.3.1.2 Radars à onde continue

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

I.3.1.2.1 Radars à onde continue non modulée

Le signal émis par ces équipements est constant en amplitude et en fréquence. Spécialisés dans la mesure des vitesses, les radars à onde continue ne permettent pas de mesurer les distances. Ils sont employés par exemple par la gendarmerie pour les contrôles de vitesse sur les routes (cinémomètres radars).

I.3.1.2.2 Radars à onde continue modulée

Le signal émis est constant en amplitude mais modulé en fréquence. Cette modulation rend à nouveau possible le principe de la mesure du temps de propagation. Un autre avantage non négligeable de ce type d'équipement est que, la réception n'étant jamais interrompue, les mesures s'effectuent en permanence. Ces radars sont utilisés

lorsque les distances à mesurer ne sont pas trop grandes et qu'il est nécessaire d'effectuer des mesures ininterrompues (par exemple une mesure d'altitude pour un avion ou un profil de vents par un radar météorologique).

Un principe similaire est utilisé par des radars à impulsions qui génèrent des impulsions trop longues pour bénéficier d'une bonne résolution en distance. Ces équipements modulent souvent le signal contenu dans l'impulsion afin d'améliorer leur résolution en distance. On parle alors de compression d'impulsion.

I.3.2 Radar secondaire

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

I.3.2.1 Les radars secondaires de surveillance SSR en Route

En radar secondaire aussi, l'absence de toute discrimination en angle de site a des conséquences négatives. Il ne peut exister d'échos de sol en surveillance coopérative, cependant tous les paramètres et réglages adaptés à une zone de détection difficile dans un site particulier seront appliqués de fait, sans limitation d'altitude, au trafic de survol.

L'architecture de la liaison est en deux trajets simples, distincts, le bilan de puissance de chacun est en $1/R^2$.

La séparation en deux liaisons a favorisé le choix de deux fréquences différentes : 1030 Mhz pour la liaison montante, 1090 MHz pour la liaison descendante. La polarisation est verticale. La dernière génération de radars secondaires, dits « Mode S », engage des transactions plus performantes avec les transpondeurs.

Pour l'aviation civile, l'exploitation radar secondaire est utilisée pour la détection En Route. Elle est associée à l'exploitation radar primaire pour le contrôle d'approche et d'aérodrome, la portée est 200 NM.

I.3.2.2 Radar secondaire d'atterrissage de précision

Exclusion jusqu'à 20 km dans un angle de 20° de part et d'autre de l'axe de piste, pour les deux types, la génération de faux échos par trajets multiples est plus précisément détaillée dans le chapitre suivant avec les mêmes conséquences. Cet effet est beaucoup plus rare en radar primaire car le bilan de puissance est très limité et deux réflexions supplémentaires dégradent quasi irrémédiablement le signal.

La conséquence serait la formation de faux échos dans la direction des obstacles (réception sur lobe principal) à des distances quelconques fonction de la géométrie de la réflexion.

I.3.3 Comparaison entre radar secondaire et primaire

Ces deux systèmes ont les avantages et les inconvénients des principes de fonctionnement qu'ils utilisent. Grâce au radar primaire, on obtiendra des informations fiables de direction, de hauteur et de distance de la cible, mais le radar secondaire pourra apporter des informations supplémentaires telles son identification ou encore son altitude. Dans le cas des radars secondaires, la coopération nécessaire de la cible (utilisation d'un transpondeur) permet une très forte réduction de la puissance émise (par rapport à un radar primaire offrant une portée de détection identique). En effet, la puissance émise est un paramètre de l'équation du radar qui doit tenir compte du trajet de l'onde aller et retour dans le cas du radar primaire, mais uniquement d'un 'aller simple' dans le cas du radar secondaire.

I.3.4 Radar Doppler (mesure de vitesse)

Quand un radar illumine un objet en mouvement, la fréquence du signal réfléchi est décalée par rapport à celle du signal incident d'une valeur proportionnelle à la vitesse radiale de l'objet: c'est ce qu'on appelle *l'effet Doppler* (figure I.4).

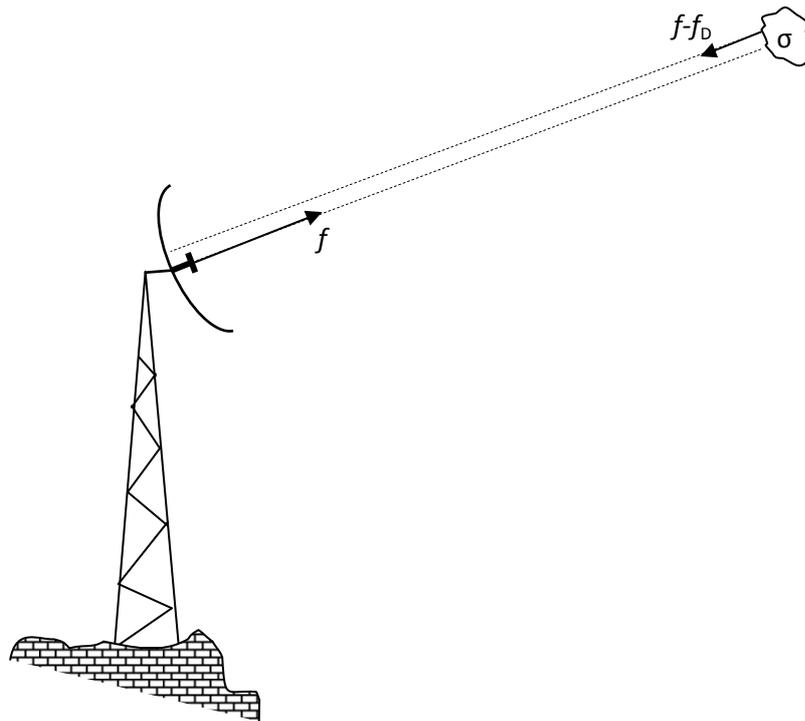


Figure I.4 Principe de l'effet Doppler.

Le radar Doppler sert à la mesure de la vitesse, notamment de véhicules dans le cadre de contrôles de police. La précision des mesures est maintenant très généralement acceptée, même par les automobilistes directement concernés. Le principe même de la mesure donne une relation exacte, dont les éléments sont mesurables avec grande précision. Encore faut-il que le signal mesuré soit effectivement celui réfléchi par le véhicule.

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

Pour des mesures précises de vitesse, il est indispensable que la fréquence fournie par le générateur soit très stable dans le temps. Il faut de plus que l'antenne de l'émetteur soit rigoureusement immobile. Si l'antenne vibre, sa propre fréquence de vibration est interprétée par le système comme une fréquence Doppler. Le radar voit alors tous les objets fixes comme s'ils étaient en mouvement, ce qui peut donner des résultats surprenants.

I.3.5 Radars bistatiques

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

I.3.6 Radar astronomie

Un radar à impulsions de grande puissance a été employé pour mesurer des distances planétaires et des vitesses de rotation. C'est ainsi qu'on a constaté que, contrairement à ce qu'avaient laissé croire les observations astronomiques, la planète Mercure ne présente pas toujours la même face au Soleil. On a observé des échos produits par Ganymède, la plus grosse lune de Jupiter, à environ 10^9 km de distance. Comme la distance apparaît à la puissance quatre au dénominateur de (1), on constate que les signaux reçus en retour sont excessivement faibles: de l'ordre de 10^{-15} à 10^{-18} watts.

I.3.7 Radar imageur et Radar non imageur

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

Des exemples typiques de radar non imageur sont les cinémomètres radars (les petits, sur le bord de la route...) et les radioaltimètres. Ce type de radar est également appelé diffusomètre puisqu'il mesure les propriétés de réflexion de la région ou de l'objet observé. Les applications des radars secondaires non imageurs sont par exemple les dispositifs d'immobilisation antivol installés sur certains véhicules privés récents.

I.4 Plage de fréquence radar

Les fréquences utilisées dans les radars sont présentées ci-dessous :

Nom de bande	Plage de fréquences	Longueurs d'onde	Commentaires
HF	3-30 MHz	10-100 m	Pour haute fréquence. Utilisée par les radars côtiers et les radars "au-delà de l'horizon".
P	< 300 MHz	1 m+	Pour précédent : appliquée <i>a posteriori</i> aux radars primitifs
VHF	50-330 MHz	0.9-6 m	Pour très haute fréquence. Utilisée par les radars à très longue portée et par ceux à pénétration de sol.
UHF	300-1000 MHz	0.3-1 m	Pour ultra haute fréquence. Radars à très longue portée pénétration de sol et de feuillage.
L	1-2 GHz	15-30 cm	Utilisée pour le contrôle aérien de longue portée et la surveillance aérienne.
S	2-4 GHz	7.5-15 cm	Pour court. Utilisée par les radars de trafic aérien local, les radars météorologiques et navals.
C	4-8 GHz	3.75-7.5 cm	Compromis entre les bandes S et X pour les transpondeurs satellitaires et les radars météo.
X	8-12 GHz	2.5-3.75 cm	Pour les radars météo, les radars de navigation, les radars à résolution moyenne de cartographie et la surveillance au sol des aéroports.
K _u	12-18 GHz	1,67-2,5 cm	Fréquence juste sous K pour les radars de cartographie à haute résolution et l'altimétrie satellitaire.
K	18-27 GHz	1,11-1,67 cm	sont utilisées pour la détection des gouttelettes de nuages en météorologie et dans les radars routiers.
K _a	27-40 GHz	0.75-1.11 cm	pour la cartographie, la courte portée, la surveillance au sol des aéroports, les radars routiers (34.300 ± 0.100 GHz).
mm	40-300 GHz	1 - 7,5 mm	Bande millimétrique subdivisée en quatre parties :
Q	40-60 GHz	5 mm - 7.5 mm	Utilisée pour les communications militaires.
V	50-75 GHz	6.0 - 4 mm	Très fortement absorbée par l'atmosphère.
E	60-90 GHz	6.0 - 3.33 mm	
W	75-110 GHz	2.7 - 4.0 mm	Utilisée comme radar anti-collisions automobile et pour l'observation météorologique à haute résolution.

Tableau I.2 : Plage de fréquence radar

I.5 Applications des radars

I.5.1 Radar de surveillance

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



Figure I.5 : Ecran radar (photo prise à la station radar d'Eloued)

Les radars de surveillance [8] sont universellement utilisés dans l'aviation, la navigation et la surveillance de territoires. Il faut citer notamment une série de radars de grande puissance et donc de grande portée.

Les systèmes les plus perfectionnés disposent d'antennes à réseau [12], formées d'éléments rayonnants fixes. Le faisceau est pointé par contrôle électronique au moyen de déphaseurs. Un balayage plus rapide que par des moyens mécaniques est ainsi obtenu, assurant une détection en un temps de l'ordre de la milliseconde.

I.5.2 Altimètre

Les altimètres classiques sont en fait des baromètres. Connaissant la pression locale et la pression au niveau de la mer, on peut déterminer l'altitude où l'on se trouve. A bord d'un avion, cette information n'est pas toujours suffisante: des avions se sont en effet

écrasés contre des montagnes, alors qu'ils volaient à la bonne altitude, mais au-dessus de la mauvaise topographie, suite notamment à des effets de dérive. L'altimètre à radar [18] détermine directement l'altitude par rapport au sol: il complète l'information donnée par l'instrument classique.

Les modules lunaires de la mission Apollo ont dû utiliser des altimètres à radar pour se poser en douceur sur la Lune.

I.5.3 Mesure de niveau

L'emploi de radars est particulièrement intéressant dans des environnements hostiles, poussiéreux, où ni les méthodes mécaniques (contact) ni les méthodes optiques (laser) ne sont satisfaisantes. Des appareils utilisant le principe du radar chirp permettent d'obtenir une précision de l'ordre du centimètre; ils sont utilisés entre autres pour mesurer le niveau de métal en fusion dans des hauts fourneaux, celui de liquides corrosifs, de minerais dans des mines.

I.6 Perturbations à l'exploitation radar primaire

I.6.1 Masque

C'est l'effet classique de perte de détection derrière l'obstacle dû au masque physique à la propagation des OEM. Cet effet est en réalité plus complexe à cause du phénomène de diffraction qui induit une courbure des trajets de propagation sur les bords et autorise une certaine visibilité (dégradée) derrière l'obstacle même.

Les conséquences sont celui d'un affaiblissement des signaux en limite du volume masqué, allant jusqu'à la perte complète au centre de ce volume, derrière l'obstacle même. La configuration de l'obstacle (au sol, d'extension en angle de site limitée) confine les difficultés aux altitudes faibles, sauf configurations particulières dues au relief, cette situation peut se rencontrer pour tout type d'obstacle, l'originalité est ici la hauteur et la finesse des structures étudiées qui favorisent l'effet de diffraction.

La configuration d'obstacles multiples, si elle est compacte, étend le masque à la dimension maximale du groupement vu du radar (extension azimutale).

I.6.1 Fausses alarmes (faux échos)

Plusieurs situations peuvent être à l'origine de la création de faux échos. Il peut s'agir de la réflexion du signal radar incident sur les surfaces de l'obstacle (fixes ou mobiles).

Il peut s'agir, beaucoup plus rarement, de la réflexion d'un signal à destination ou en provenance d'une cible utile. C'est un «trajet multiple» sur lequel les mesures de distance et d'azimut seront fausses.

La génération de faux échos par réflexion sur les parties fixes de la structure est une situation classique d'échos fixes mais ici à très fortes surfaces équivalentes (SER surfaces équivalentes radar de 100 à 1000 m²). Ces échos sont normalement éliminés par mesure de fréquence Doppler nulle.

La difficulté est ici d'un risque de saturation du récepteur qui s'observerait particulièrement en zone proche et/ou avec des gains d'antenne élevés.

Chapitre II :

RADAR SECONDAIRE ET SES EVOLUTIONS

RESUME

Dans ce chapitre on étudie l'évolution du Radar secondaire et son principe de fonctionnement ainsi que les problèmes rencontrés et les différentes solutions proposées.

II.1 Introduction

Un des outils qui permettent aux contrôleurs aériens d'assurer la sécurité des avions en vol est le radar secondaire de surveillance (SSR). Ce radar ne détecte pas la réflexion d'un écho sur un avion comme le radar primaire, mais fonctionne sur un mode de questions-réponses, c'est la surveillance coopérative, elle est assurée grâce à la participation active de la cible à la détection [14-15]. Cette dernière est équipée d'un répondeur (ou transpondeur). Ce transpondeur reçoit des interrogations du radar et répond. Les avions possèdent un transpondeur dont le but est de recevoir et de répondre aux requêtes du radar secondaire [16]. Bien que le trafic aérien ait augmenté de manière significative, le SSR a été peu amélioré, et seulement dans le protocole [17].

II.2 Principe des traitements

- Détection

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

- Mesure de distance

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

- Mesure d'azimut

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

- Identification et altitude de la cible

Ces deux fonctions sont permises grâce au décodage de la réponse du transpondeur.

II.3 Structure de l'interrogation

C'est le MODE

L'interrogation est codée par paires d'impulsions appelées $P_1 - P_3$. Le temps séparant ces deux impulsions est représentatif de l'interrogation.

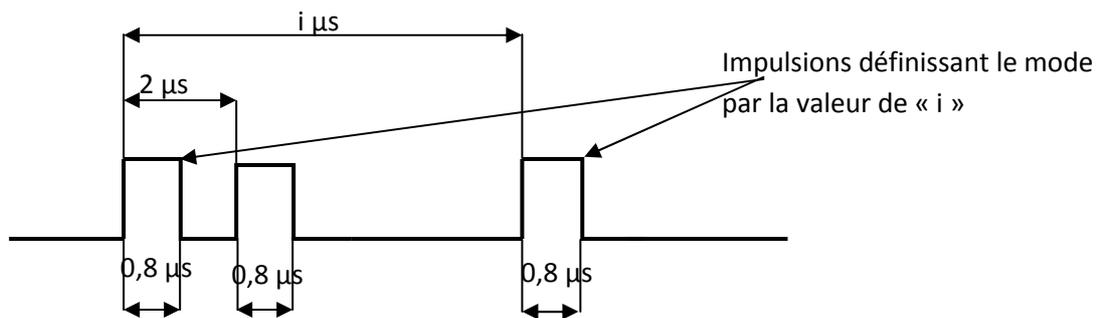


Figure II.1 : Structure de l'interrogation

Pour les civiles, l'OACI (Organisation de l'Aviation Civile Internationale) a normalisé 4 modes désignés par les lettres A, B, C [18], D.

Les modes militaires sont désignés par les chiffres 1, 2, 3, 4.

MODES		DUREE		
3		8 µs	Demande d'identification	Militaire
A				
B		17 µs	Demande d'altitude	Civil
C		21 µs		

Tableau II.1 : Les modes de transmission

L'interrogation est périodique ; cette période est fixée par des impératifs de portée : la réponse d'une cible se trouvant en limite de portée du radar doit parvenir au récepteur avant la nouvelle interrogation. Pour une portée de 200NM, la période de répétition sera de l'ordre de 2,5 ms, soit une fréquence de répétition de 400 Hz.



Figure II.2 : Fréquence de répétition

Afin de satisfaire les demandes, d'une part d'identification et d'autre part d'altitudes, les modes seront émis alternativement c'est « l'entrelacement des modes ». Exemple classique d'entrelacement:

A A C A A C A A C A A C

Lors d'un passage du faisceau de l'antenne, le transpondeur sera interrogé entre 20 et 30 fois, ce qui donne environ 16 demandes d'identification et 8 demandes d'altitude à chaque passage de l'antenne.

II.4 Structure de la réponse

C'est le code

La réponse du transpondeur est constituée d'un train d'impulsions. On distingue :

*deux impulsions dites d'encadrement appelées F_1 - F_2 . Elles sont espacées de 20,3 us. Ces impulsions sont toujours présentes; Ce sont elles qui permettent la mesure de distance et d'azimut.

*12 impulsions d'information situées entre les impulsions F_1 - F_2 ; chaque impulsion code l'information par sa présence ou par son absence. On peut donc coder la réponse sur 12 bites, donc composer 4096 combinaisons. L'emplacement des impulsions est représenté ci-dessous :

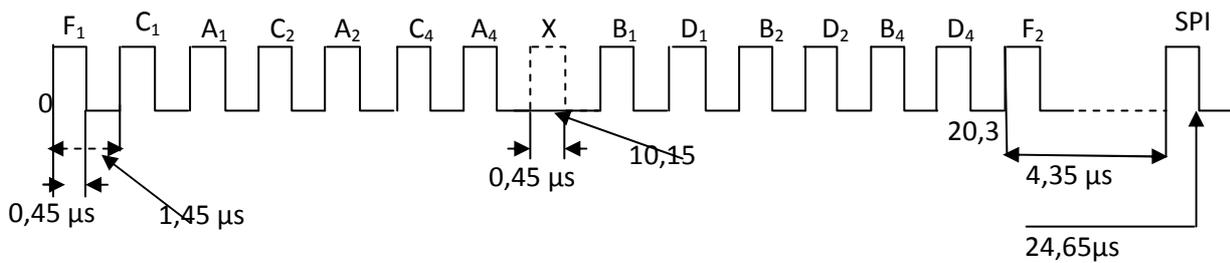


Figure II.3 : Structure de la réponse

L'impulsion 'X' n'existe jamais.

Une impulsion spéciale, située à 4,35 µs après F₂ peut être présente par action du pilote sur un bouton. C'est l'impulsion SPI (Special Pulse Identification) l'émission de l'impulsion SPI est limitée dans le temps (de 15 à 30 secondes).

Sur la face avant du transpondeur, le pilote affiche le code qui va permettre l'identification de l'avion. Cela est réalisé à l'aide de quatre roues codeuses à 8 positions (de 0 à 7).

Certains codes sont réservés à des situations particulières :

7700 : DETRESSE

7600 : PANNE RADIO

7500 : DETOURNEMENT

Quant à l'altitude, elle est transmise automatiquement grâce à l'alticodéur situé à bord de l'avion.

II.5 Problèmes en RADAR secondaire

II.5.1 Réponse sur lobes secondaires

Les lobes secondaires générés par l'antenne perturbent fortement l'exploitation du radar secondaire. Pour un seul avion on arrive à avoir 3 détections.

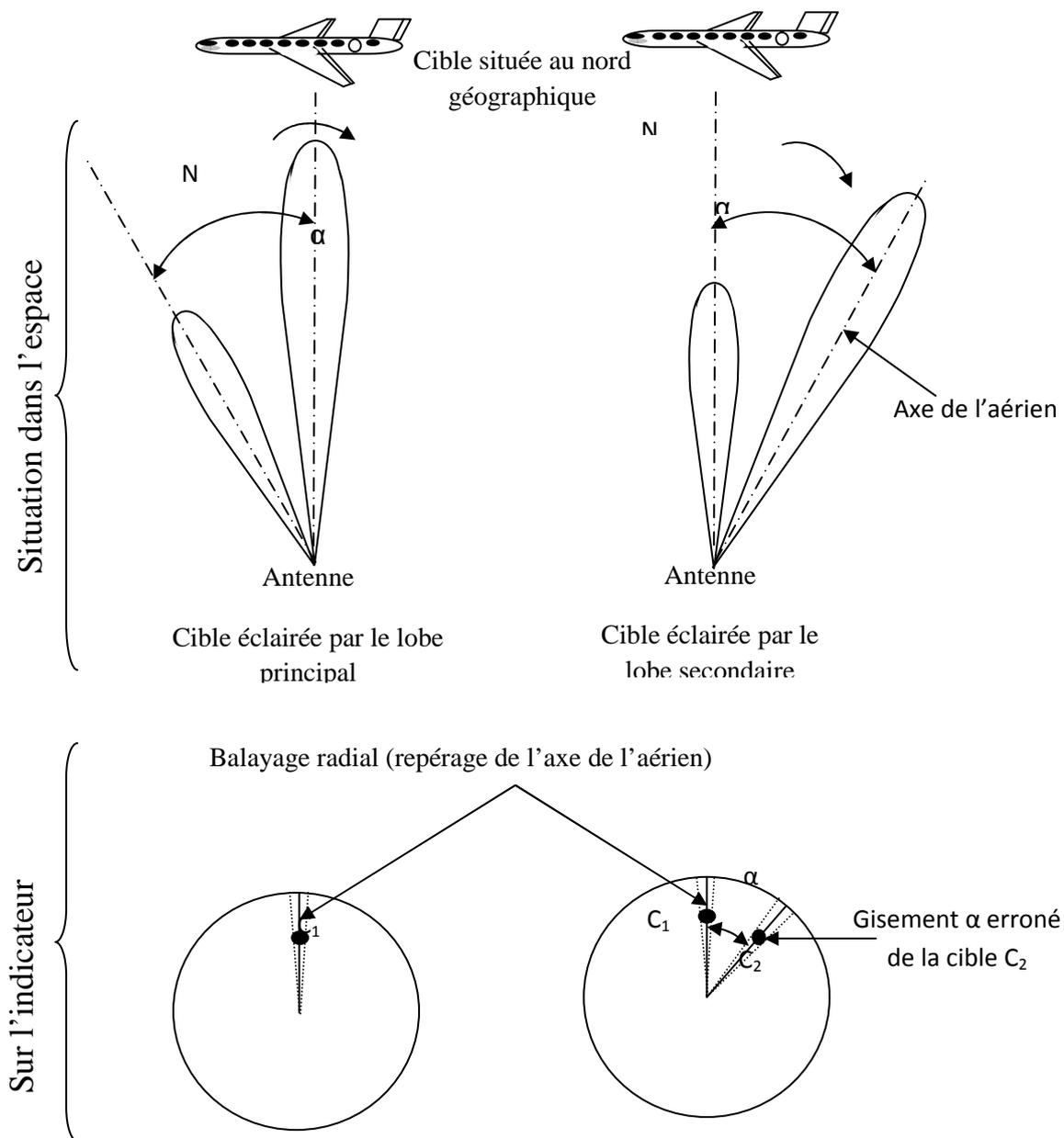


Figure II.4 : Réponse sur lobes secondaires

C'est le problème qu'on va étudier dans les chapitres suivants, pour remédier à cet inconvénient, il est possible d'utiliser un Interrogateur avec Suppression des Lobes Secondaires : c'est le système ISLS [11], [14], [16].

Une impulsion P_2 est rayonnée par le radar sur un diagramme dit « de contrôle ». Ceci permet d'établir une référence de puissance par rapport à laquelle le transpondeur situera les interrogations.

L'impulsion P_2 est émise avec un retard constant de $2 \mu\text{s}$ par rapport à P_1 , quel que soit le mode. Le transpondeur peut ainsi, par mesure relative des puissances de P_1 et P_2 localiser l'interrogation et supprimer la réponse si cette interrogation s'est faite sur un lobe secondaire.

II.5.2 Trajets multiples

La réflexion de l'onde émise par le radar sur un obstacle peut aller interroger un transpondeur qui n'est pas situé dans la direction du lobe principal de l'antenne. Cela se traduit par des avions fantômes sur l'écran du contrôleur.

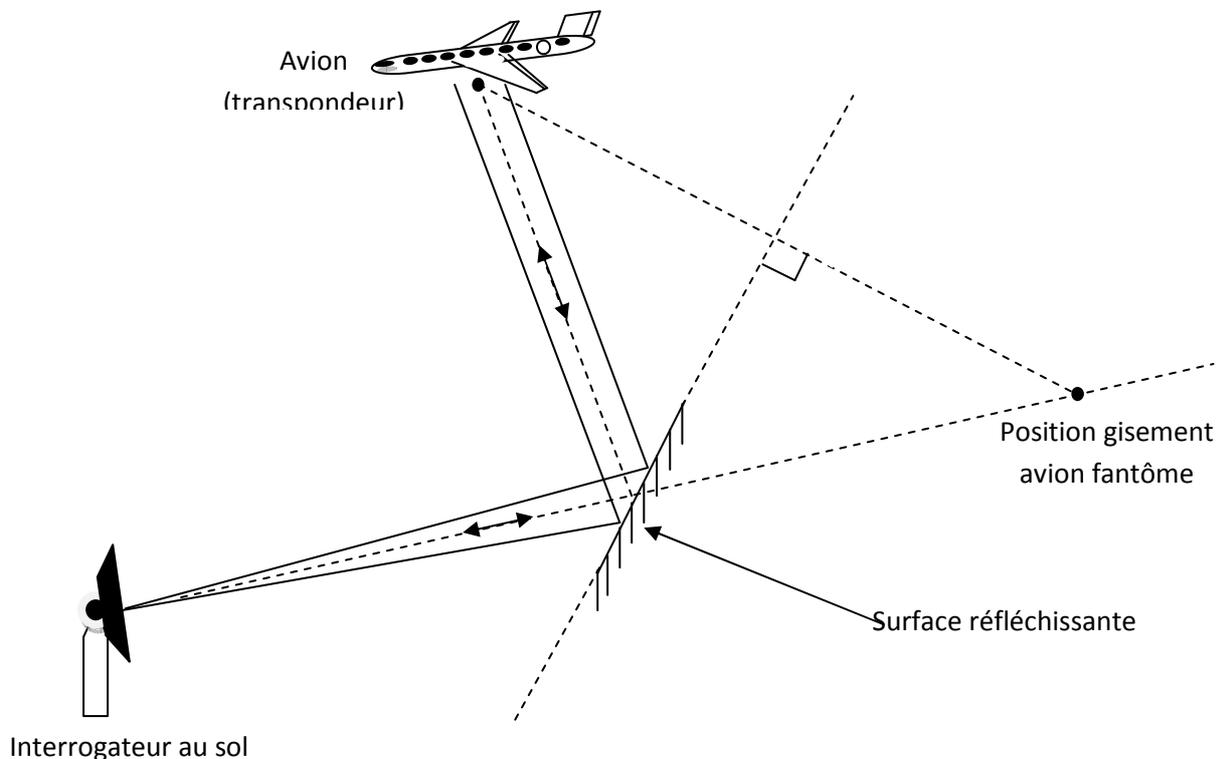


Figure II.5 : Phénomène de trajets multiples

Pour lutter contre ce phénomène, il est possible :

- D'améliorer la qualité des antennes ; principalement en direction des sites rasants pour éviter les obstacles réflecteurs.

- D'utiliser des récepteurs à Gain Variable dans le Temps (GVT) numérique afin de diminuer la sensibilité du récepteur dans certaines directions dans lesquelles on a des obstacles réflecteurs. La couverture radar est alors divisée en secteurs azimutaux et à chaque secteur correspond une sensibilité propre.

II.5.3 Réponses asynchrones

Tous les radars et tous les transpondeurs fonctionnent sur le même couple de fréquences (1030/1090 Mhz). Il se peut donc que la réponse du transpondeur T à l'interrogation du radar A parvienne également à un autre interrogateur B [19].

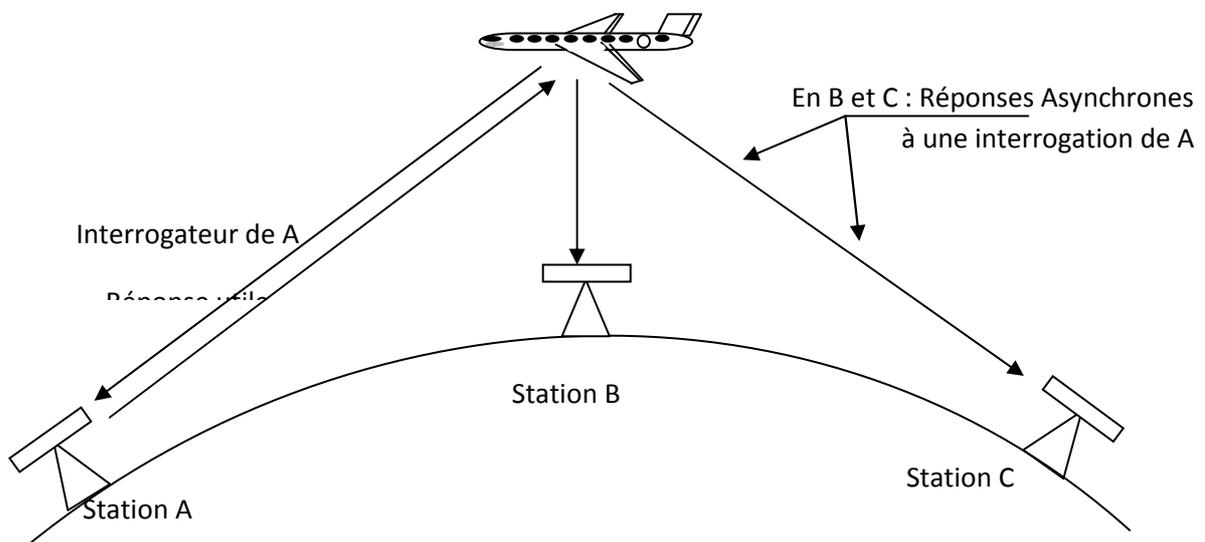


Figure II.6 : Phénomène réponses asynchrones

Ce type de réponse vers l'interrogateur B peut s'établir sur lobe principal mais aussi sur lobe secondaire car il n'y a pas de protection.

Pour remédier à cela, on peut :

- Régler la période de répétition à des valeurs légèrement différentes pour des radars proches.
- Faire un traitement de suppression des réponses sur lobes secondaires à la réception (RSLS : Reception Side Lobe Suppressed).

II.5.4 Enchevêtrement des réponses (GARBLING)

La durée de la réponse est de 20,3 μ s entre F1 et F2. Si deux transpondeurs se trouvent à proximité l'un de l'autre (par exemple : au même endroit mais à des altitudes différentes) leurs réponses aux interrogations vont se chevaucher. Cette situation est appelée « enchevêtrement des réponses » ou « GARBLING » [9-10]. A la réception, il ne sera pas possible de reconnaître la réponse du premier avion de la réponse du deuxième avion.

La séparation entre deux avions doit être de l'ordre de 3 Km ; ce qui correspond à la séparation de deux trains d'impulsions de longueur 25 μ s.

Le Garbling est le facteur limitatif le plus gênant pour le contrôle ; il peut subsister pendant plusieurs tours d'antenne successifs et entraîner des erreurs de poursuite radar (déclanchement de pistes radar).

Pour résoudre ce problème plusieurs algorithmes ont été proposés pour séparer les réponses de plusieurs transpondeurs, parmi ces algorithmes on peut citer MDA, MS-ZCMA et JADE.

D'où la nécessité du radar MONIMPULSION et Radar mode S.

II.6 RADAR MONIMPULSION

II.6.1 Principe

L'idée du monoimpulsion consiste à exploiter la réponse d'une cible sur deux diagrammes différents [3], [5], [14] afin de déduire la position exacte de la cible par une mesure des différences de phase ou d'amplitude des signaux reçus.

La mesure monoimpulsion est donc une mesure d'écart angulaire entre la direction de la réception et l'axe de l'antenne. Cette mesure se fait dans l'ouverture du lobe principal du diagramme directif.

Au diagramme directif (noté(Σ) et appelé diagramme somme), est adjoint un diagramme supplémentaire (noté (Δ) et appelé diagramme différence) dont la pente est très forte de part et d'autre de l'axe.

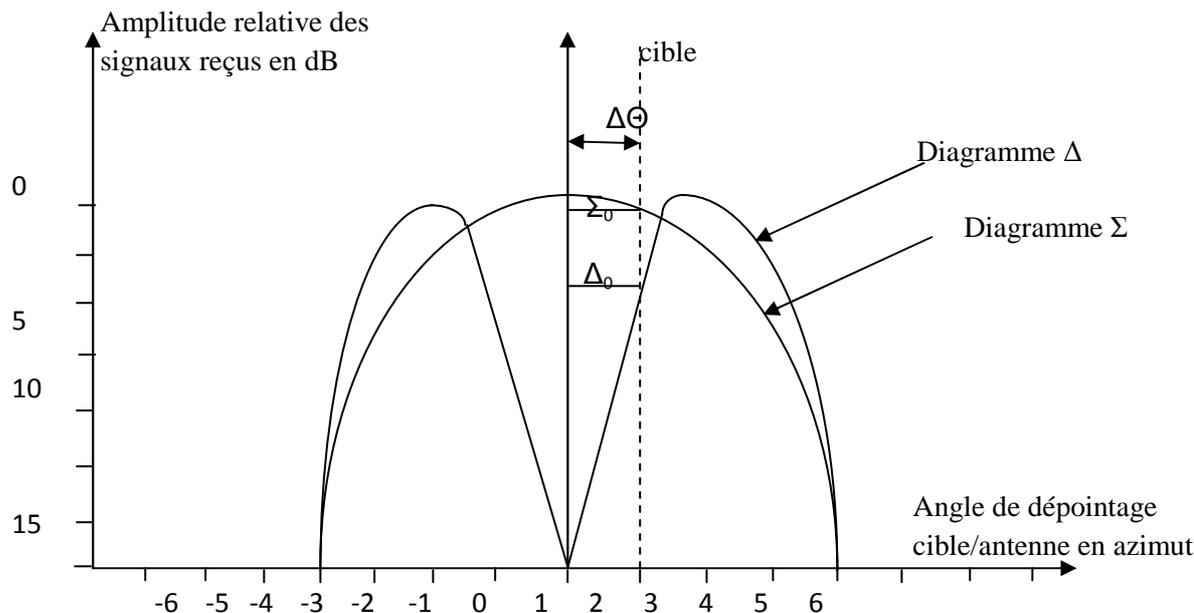


Figure II.7 : Mesure d'écart angulaire entre la cible et axe d'antenne

Un signal reçu dans une direction, sera caractérisé par des niveaux Σ et Δ sur les diagrammes (Σ) et (Δ). Il reste à comparer Δ par rapport à Σ , ce qui permettra ensuite d'obtenir Θ par la fonction d'écartométrie : $f(\Theta)=\Delta/\Sigma$. Cela correspond à la caractéristique de l'antenne.

La mesure d'azimut (position de l'axe + écart) peut se faire sur un seul signal ; donc dans l'application radar secondaire, sur une seule impulsion : d'où l'expression « monoimpulsion »

Avantage :

- Réduction de la période de répétition $Tr = 200$ Hz au lieu de 400 Hz.
- Meilleure précision dans la mesure d'azimut.
- Démêlage (ou degarbling) possible grâce à l'information d'écartométrie : les impulsions d'un même code peuvent être regroupées si elles ont la même écartométrie. il est ainsi possible de détecter dans la plupart des cas deux avions proches.

- La maîtrise de la technique monoimpulsion est indispensable à l'exploitation en mode "S"

II.6.2 Matériel monoimpulsion

II.6.2.1 Antenne

Elle est de type "open array"[12], elle est formée d'un alignement horizontal de 35 colonnes de 11 dipôles chacune (voir annexes). Les diagrammes horizontaux (azimut) sont générés par une loi précise d'alimentation en amplitude et en phase des différentes colonnes. Le diagramme vertical (site) est généré à partir des lois d'alimentation des dipôles d'une même colonne.



Figure II.8 : Antenne radar secondaire (photo prise à la station radar d'Eloued)

Azimut :

Trois diagrammes sont à construire [7]:

- Diagramme somme = (Σ)
- Diagramme différence = (Δ)
- Diagramme de contrôle (fonction ISLS : Interrogation Side Lobe Suppressed) = (Ω)

Ils sont utilisés en :

- Emission pour (Σ) et (Ω)
- Réception pour (Σ) exploitation vidéo
- Pour (Σ) et (Δ) mesure d'écartométrie [3]

- Pour (Σ) et (Ω) fonction RSLs

Site :

Le diagramme site est étudié pour diminuer au maximum les réflexions parasites au niveau du sol.

II.6.2.2 Emetteur-récepteur

Pour satisfaire le niveau de performance opérationnelle, l'émetteur récepteur d'une chaîne monoimpulsion doit posséder :

- Une forte puissance d'émission pour interroger tous les transpondeurs, même les plus éloignés (portée 200 NM).
- Une forte sensibilité à la réception pour pouvoir faire une mesure d'écartométrie la plus précise possible.
- Une grande fiabilité.
- Une protection contre les lobes secondaires tant en émission qu'en réception (ISLS, RSLs).
- Une compatibilité avec le mode S pour pouvoir intégrer ce dernier sans modification de l'existant.

II.6.2.3 Système de traitement

Le traitement monoimpulsion est réalisé à trois niveaux différents :

- Récurrence par récurrence.
- Réponse par réponse.
- Tour d'antenne par tour d'antenne.

Le premier niveau, à chaque récurrence, analyse la vidéo pour reconnaître les réponses à l'interrogation et générer des présences.

Le deuxième niveau (ou post-processing), réalise la corrélation des présences d'un même avion sur la totalité du lobe d'antenne et génère des plots.

Le troisième niveau, réalise une poursuite monoradar sur les plots et génère des pistes à destination des centres d'exploitation.

II.7 Description d'une station radar

En dehors du matériel électronique composant le radar, il y a toute la partie génie civil qui compte beaucoup dans l'ensemble de la station.

•*La tour radar*

Afin de diminuer les problèmes dus à la proximité du sol (réflexion des ondes), le choix d'une tour de 30 m a été retenu pour les stations radar algériennes. Ce paramètre n'est cependant pas figé et pourra être modifié en fonction des sites d'installation.

•*Localisation des équipements*

Il a été décidé, afin de diminuer les pertes énergétiques, d'installer les équipements radar dans un local technique situé immédiatement sous l'antenne qui est tournée par un moteur électrique puissant.



Figure II.9 : Moteur tournant l'antenne (photo prise à la station radar d'Eloued)

•*Le radôme*

La fonction du radôme [4] est de protéger l'antenne d'une station implantée dans un site aux conditions climatiques difficiles. Sa structure devra résister à des vents allant jusqu'à 240 Km/h.

II.8 RADAR MODE "S"

II.8.1 Généralités

Nous venons de voir que, grâce au radar monoimpulsion [5], des améliorations très importantes nous permettraient d'une part de traiter certains cas de chevauchement et d'autre part de réduire la fréquence de répétition et d'augmenter la précision en azimut.

Seulement, dans les zones à trafic dense, il existe encore de nombreux problèmes dus aux cas de chevauchement non résolus ainsi qu'à la limitation due au nombre de codes qu'il est possible d'allouer (4096 codes ne sont pas suffisants dans certains cas).

Une autre technique visant l'amélioration du radar secondaire, est aujourd'hui en cours de normalisation à l'OACI, il s'agit du radar mode "S" [20] (SELECTIF). Le mode S a été conçu pour être entièrement compatible avec le radar secondaire actuel et, de plus, il utilise la technique de mesure de l'azimut par monoimpulsion.

Le mode S permettra de résoudre complètement les problèmes de chevauchement et de répondre aux besoins opérationnels nouveaux par sa capacité à fournir une liaison de données entre l'avion et le sol (généralement appelée data-link).

Avec le mode S, chaque avion, équipé d'un transpondeur spécial "mode S", peut être interrogé séparément des autres avions qui sont également dans le faisceau de l'antenne. Ceci est réalisé en affectant à chaque avion une adresse unique. Cette adresse est composée de 24 bits ; ainsi 16 million d'adresses sont disponibles dans le monde. Chaque interrogation mode S contient l'adresse de l'aéronef auquel elle est destinée. Recevant une telle interrogation, un transpondeur mode S compare l'adresse reçue à sa propre adresse et répond à l'interrogation si les deux adresses correspondent ; sinon, il ignore l'interrogation.

1) Avantages attendus

- La mise en œuvre de ce principe élimine tout Garbling.
- Il est possible d'envisager un allongement des transactions entre le radar et le transpondeur ; ceci permettra d'introduire de véritables fonctions de "liaisons de données".

- L'identification sera directe et sans ambiguïté avec la possibilité d'affichage direct d'informations sur l'écran du contrôleur : indicatif avion ou numéro de vol.
- de plus, les informations classiques (altitude et distance) pourront se faire sur un seul échange ce qui entraîne une forte réduction de l'encombrement électromagnétique.

2) Contraintes liées au mode S

- Il faut d'abord prévoir une phase d'acquisition entre le radar et le transpondeur.
- Il faut assurer la compatibilité radar secondaire mode S de façon à faciliter l'évolution en ménageant les problèmes techniques et économiques des états (installation progressive des stations radar mode S) et des compagnies (installation des transpondeurs mode S).

II.8.2 Structure des signaux

Intermode "appel général" :

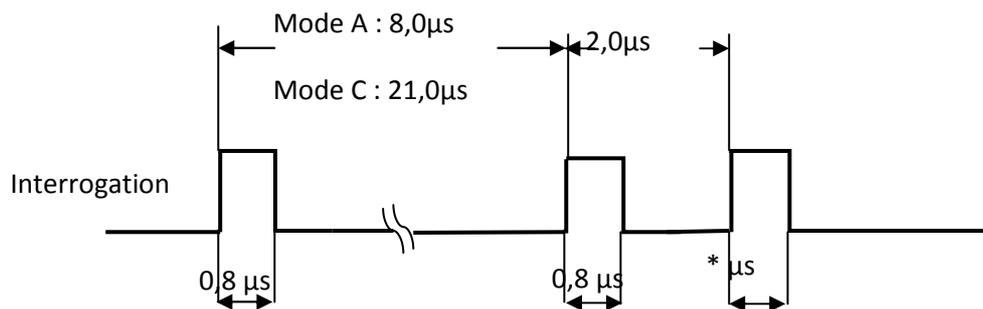


Figure II.10 : Interrogation mode S

* Appel général modes A/C/S : $1,6 \mu\text{s}$

Appel général modes A/C seulement : $0,8 \mu\text{s}$

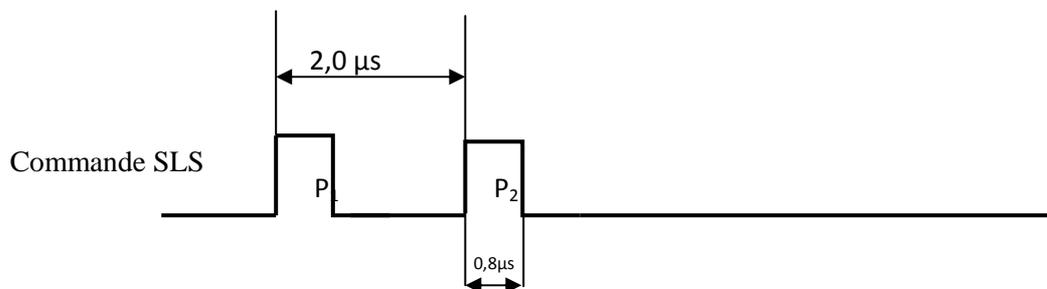


Figure II.11: Commande SLS

II.9 Le transpondeur

II.9.1 Définition

Le transpondeur [20] est un système de bord permettant aux organismes de contrôle de la circulation aérienne équipés d'un radar secondaire SSR, parfois associé à un radar primaire classique, de contrôler l'évolution et la vitesse des aéronefs.

La réponse décodée apparaît sur l'écran radar au sol sous la forme d'un écho comprenant les 4 chiffres affichés par le pilote à la demande du contrôleur

(4 séries de 8 chiffres allant de 0 à 7 soit 4096 codes possibles). Dans mode C [18] (avec altimètre), une information d'altitude-pression apparaît également.

200 représente le niveau de vol de l'avion ou FL pour Flight Level (également appelé altitude-pression correspondant à un altimètre calé à 1013.25 hPa en centaine de pieds (ft) soit ici 20000 ft). Le symbole suivant indique l'évolution de l'avion (flèche vers le haut : en montée, trait horizontal : stable, flèche vers le bas : en descente). Le dernier chiffre indique la vitesse sol de l'avion en dizaine de noeuds (kt) soit ici 220 kt. La position de l'avion est représentée par le cercle le plus large, si une couverture radar primaire existe, une croix est apparue dans ce cercle.



Figure II.12 : Le transpondeur (www.radartutorial.eu)

II.9.2 Rôle du transpondeur

Le contrôleur peut, par superposition de carte sur son scope, donner au pilote toutes les informations de position par rapport à une balise ou un terrain, par exemple. Il faut également savoir que les avions de ligne sont équipés de système TCAS (Traffic alert Collision Avoidance System) : Les transpondeurs s'interrogent entre eux et donnent des alertes ou des résolutions au pilote équipé de ce système pour éviter un trafic inconnu, à condition que ce dernier ait branché son transpondeur en mode C.

Parmi les missions du transpondeur on peut distinguer aussi :

- Reçoit une interrogation émise par le radar au sol
- Décode l'interrogation
- Répond avec les informations demandées

Évolution du transpondeur

- 1ers types de transpondeurs sont ATCRBS

Transpondeurs mode S, car S - sélective car le système s'adresse à un certain transpondeur.

Fonctionnement du transpondeur ATCRBS

- Communication entre la station et le transpondeur se fait par modulation d'amplitude

Réponse du transpondeur

- Débute 3 μ s après réception de l'impulsion P3 par F1.
- Le transpondeur répond en codant ses informations par modulation d'amplitude.

Séquence de réponse d'un transpondeur ATCRBS

- La réponse débute avec F1, toutes les 1.45 μ s, code binaire constituant la réponse qui est émise.

- 13 pulses plus tard, la réponse est complète, la séquence de réponse se conclue par un pulse de fin de transmission F2 qui permet à la station au sol de valider la réponse.
- On aurait 13 pulses pour transmettre l'identité de l'avion ou l'altitude mais 12 pulses sont utilisées pour coder l'information en binaire.

Identification

- 12 bits (pulses) de données binaires vont transmettre 4096 valeurs possibles, ceci est insuffisant pour que chaque avion ait un code unique.
- Les codes sont recyclés, à chaque nouveau vol, l'avion reçoit un nouveau code d'identité appelé « squawk » assigné par le contrôle du trafic aérien.

II.9.3 Conclusion

Il est possible de dire que le radar monoimpulsion améliore considérablement la détection des avions mais il ne résout quand même pas tous les cas d'enchevêtrement des réponses.

Actuellement en Algérie, suite au choix du radar monoimpulsion pour assurer la couverture du territoire, les stations radars primaires sont utilisées pour les zones terminales des grands aéroports (Alger).

De plus, la précision des mesures monoimpulsion permet d'envisager la réduction des minimas de séparation radar entre deux avions ; ils étaient de 10 NM, il est à 8 NM et passera à 5 NM lorsque la couverture radar monoimpulsion sera terminée.

Chapitre III :

MODELISATION DE L'ANTENNE ALE-9 SSR

RESUME

Dans ce chapitre, on effectue une modélisation du problème de suppression des lobes secondaires par l'analyse de la distribution d'amplitudes d'ouverture de l'antenne réseau, on effectue un bon choix de la fonction de distribution d'amplitude, ensuite on atténue les lobes secondaires au niveau de l'aérien et au niveau du champ rayonné.

Puis on utilise un filtre à réponse impulsionnelle finie avec un choix d'une fenêtre qui possède une symétrie paire ou impaire pour conserver la phase linéaire du filtre.

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, on va construire un modèle de signaux émis et reçus au niveau de réseau d'antennes et identifier ces propriétés.

Lorsque l'avion est à proximité du SSR, en raison de l'antenne SSR avec les lobes secondaires élevés, par conséquent, le transpondeur de l'avion peut être déclenché par le signal transmis des lobes secondaires de l'antenne. Donc il y a des signaux de réponse transmis dans toutes les directions et donc on a plusieurs détections sur affichage du SSR. En raison de cet effet, il cause:

1) La précision de l'azimut et la résolution du SSR se détériorent gravement, parfois la reconnaissance d'azimut de la cible pourrait être impossible.

2) L'interférence augmente, c'est-à-dire lorsque la cible est dans la direction du lobe secondaire à proximité du SSR elle peut être reconnue comme la cible dans la direction du lobe principal.

Pour éliminer ce phénomène, l'organisation de l'aviation civile internationale (OACI) recommande une méthode à trois impulsions [11] comme une mesure d'interrogation à suppression des lobes secondaires. Les impulsions d'interrogation P_1 et P_3 sont transmises via l'antenne directionnelle de l'interrogateur, et l'impulsion de référence P_2 est transmise par l'antenne omnidirectionnelle. Pour ce fait on procède à l'étude des interrogations émises (en 1030 MHz) par le SSR et les réponses du transpondeur émises (en 1090 MHz).

III.2 Modèle de données

III.2.1 Les réponses émises par le transpondeur

Nous commençons notre modélisation de données en regardant les émissions de flux de données pour les réponses en mode A / C, puis pour celles en mode S.

III.2.1.1 Structure réponses mode A / C

b_n est un bit qui prend une valeur $\{0,1\}$. Une séquence de 12 de ces bits est les données variables dans la structure réponse qui constitue la réponse à la demande transmise par le radar [9]. Nous définissons également $p_{A/C}(t)$ comme étant la fonction de la forme impulsionnelle du mode A / C qui, selon l'OACI, doit remplir les conditions suivantes :

Time (μs)	$t \leq 0$	$0,1 \leq t \leq 0,45$	$t \geq 0,55$
$p_{A/C}(t)$	0	1	0

Tableau III.1 : Structure des réponses modes A/C

Où nous notons que la durée nominale d'une impulsion est de 0,5 μs . La forme d'impulsion n'est pas totalement déterminée par la norme: seul les temps de hausse et de descente sont limités. Ainsi, la forme d'impulsions peut être distincte pour chaque transpondeur.

Le flux de donnée émise \tilde{b} contient 12 bits de données b_i limité par 3 bits fixés,

$$\tilde{b} = [\tilde{b}_0, \dots, \tilde{b}_{15}] = [1, b_1, \dots, b_6, 0, b_7, \dots, b_{12}, 1] \quad (\text{III.1})$$

Le signal émis est une modulation d'amplitude d'impulsion (PAM) des flux de données, en utilisant la fonction de forme d'impulsion $p_{A/C}(t)$. Le transpondeur émet les données en mode A / C:

$$b_{A/C}(t) = \sum_{n=0}^{15} \tilde{b}(n) \cdot p_{A/C}(t - nT_{A/C}) \quad (\text{III.2})$$

III.2.1.2 Structure réponses mode S

$p_S(t)$ soit la forme d'impulsions du mode S. Selon les prescriptions de l'OACI, il doit satisfaire les contraintes suivantes:

Time (μs)	$t \leq 0$	$0,1 \leq t \leq 0,5$	$t \geq 0,6$
$p_S(t)$	0	1	0

Tableau III.2: Structure des réponses modes S

Là encore, la norme n'a pas mis totalement en vigueur la forme d'impulsion. Comme auparavant, on indique par $b_n \in \{0,1\}$ les bits transmis.

Pour le mode S, la structure de réponse contient soit 56 ou 112 bits. Les bits sont codés par le codage de Manchester, ce qui signifie que un bit $b_n = 0$ est codé comme $b_n = [0, 1]$, et un bit $b_n = 1$ comme $b_n = [1, 0]$. Le flux d'émissions des bits, \tilde{b} se compose d'un préambule suivi par les données de bits codés.

$$\tilde{b} = [1,0,1,0,0,0,0,1,0,1,0,0,0,0,0,0,0, b_1, b_2, \dots, b_{56/112}] \quad (\text{III.3})$$

Le préambule à pour but de faciliter la synchronisation (détection du début d'une structure).

Le signal réponse mode S émis par le transpondeur est une modulation d'amplitude d'impulsion de \tilde{b} et sous forme :

$$b_S(t) = \sum_{n=0}^{127/239} \tilde{b}(n) \cdot p_S\left(t - \frac{1}{2}nT_S\right) \quad (\text{III.4})$$

Où $\tilde{b}(n)$ est la $n^{\text{ième}}$ entrée de \tilde{b} , et $T_S = 1\mu\text{s}$ est la période de mode S.

III.2.1.3 Propriétés temporelles

Le format des deux modes A/C et S est tel qu'il satisfait les propriétés de corrélation temporelle intéressantes qui sont déterministes et indépendantes de données transmises réellement.

Par exemple, on note de l'équation (III.2) pour tout temps t , le produit des flux de données et le flux de données retardé par une demi-période de bit de mode A/C est égal à zéro:

$$b_{A/C}(t)b_{A/C}(t + \frac{1}{2}T_{A/C}) = 0 \quad (\text{III.5})$$

On suppose que $p_S(t) = 0$ pour $t \geq 0,5$. Ensuite, pour le mode S, un semblable rapport détient en raison de codage de Manchester, au cas où le récepteur serait synchronisé.

Dans ce cas, le produit des flux de données avec la même version retardée d'un $\frac{1}{2}T_S$ est toujours égal à zéro. Autrement, dans le cas de la non synchronisation, on peut encore multiplier par une version retardée supplémentaire, de sorte qu'on est sûr que l'un des sous-multiplications est égal à zéro.

III.2.1.4 D'autres propriétés

Indépendance des données transmises, les signaux réponse transmis en mode A/C $b_{A/C}(t)$ satisfait :

$$b_{A/C}(t)b_{A/C}(t + \frac{1}{2}T_{A/C}) = 0, \quad \forall t \in R \quad (\text{III.6})$$

Où $T_{A/C} = 1,45 \mu\text{s}$.

Indépendance des données transmises, les signaux réponse transmis en mode S $b_S(t)$ satisfait :

$$b_S(t)b_S(t + \frac{1}{2}T_S) = 0, \quad t \in \{0, \frac{1}{2}T_S\} + nT_S, \quad n = 0, 1, \dots \quad (\text{III.7})$$

Où $T_S = 1 \mu\text{s}$.

Plus généralement, $b_S(t)$ satisfait :

$$b_S(t - \frac{1}{2}T_S)b_S(t)b_S(t + \frac{1}{2}T_S) = 0, \quad \forall t \in R \quad (\text{III.8})$$

Dans le reste de cette section, il n'est pas nécessaire de faire une distinction entre Mode A/C et mode S, par conséquent, pour simplifier, on met $b(t)$ à la place de $b_{A/C}$ et $b_S(t)$.

Avant d'être émis par l'antenne, le signal est modulé par la fréquence f_e :

$$Z(t) = b(t) \cdot \cos (2\pi f_e t) \quad (\text{III.9})$$

Où nous négligeons la phase initiale. L'OACI exige que le transpondeur émet à la fréquence porteuse $f_c = 1090$ MHz, mais on permet aux transpondeurs d'avoir un écart de fréquence porteuse jusqu'à ± 3 MHz, ainsi, $f_e \neq f_c$.dans le future, cette limite devrait être réduite à ± 1 MHz.

III.2.2 Interrogations émises par le SSR

L'interrogation est codée par trois impulsions appelées P_1 , P_2 et P_3 .Le temps séparant ces deux impulsions est représentatif de l'interrogation, cette dernière se compose d'un préambule suivi par ces trois impulsions, nous notons que la durée nominale d'une impulsion est de $0,8 \mu\text{s}$.

Le préambule est émet en premier lieu pour faciliter la détection de l'interrogation ensuite P_1 de $0.8\mu\text{s}$ est émise par le réseau d'antennes, après $2\mu\text{s}$ P_2 de $0.8\mu\text{s}$ est émise par l'antenne omnidirectionnelle, tout dépend du mode, la P_3 de $0.8\mu\text{s}$ également est émise après un certain temps i (μs), les bits sont codés par le codage de Manchester c'est le même principe que pour réponses de transpondeur.

La forme impulsionnelle de l'interrogation qui, selon l'OACI, doit remplir les conditions suivantes :

Time (μs)	$t \leq 0$	$0,1 \leq t \leq 0,40$	$t \geq 0,45$
$P'(t)$	0	1	0

Tableau III.3: Structure des interrogations

III.2.2.1 Interrogations mode S

Les impulsions P_1 et P_2 ayant le même niveau, les transpondeurs classiques se croient interrogés sur lobe secondaire et entrent en phase de suppression.

L'impulsion P_5 est rayonnée sur le diagramme de contrôle (Ω) pendant la phase de synchronisation du décodeur. Si P_5 a une puissance supérieure à l'interrogation mode S, il n'y a pas de synchronisation du décodage, P_5 joue le rôle de suppresseur d'interrogation sur lobe secondaire. L'impulsion P_6 a une durée de 16.25 μ s ou 30.25 μ s soit 56 ou 112 bits transmis, elle est modulée en différentielle de phase DPSK (Differentiel Phase Shift Keying).

II.3 Model de synthèse de Transmission d'une Antenne pour le Radar SSR

Après avoir défini les interrogations transmises et les réponses reçues on procède à la modélisation, ça va être en trois étapes :

III.3.1 Atténuation des lobes secondaires

III.3.1.1 Au niveau de l'aérien

En l'absence de toute considération d'ordre technique ou technologique nous dirons que le lobe principal est élaboré à partir du centre du réflecteur, alors que les lobes secondaires sont essentiellement produits par les bords du réflecteur.

Le champ rayonné par une partie élémentaire du réflecteur dépend de l'énergie qu'elle reçoit en provenance de la source primaire, c'est-à-dire « de la loi d'illumination » du réflecteur.

D'autre part la directivité de l'ensemble [15] est proportionnelle au rapport λ/L ; L étant la dimension du réflecteur dans le plan considéré et λ la longueur d'onde.

$$\text{On a : } \Theta = K \frac{\lambda}{L} \quad (\text{III.10})$$

Le coefficient K dépendant de la loi d'illumination du réflecteur. Donc si on veut réduire le nombre de lobes secondaires, on est amené à diminuer la dimension L de l'aérien dans le plan 'azimut' considéré, mais alors on a une directivité moins bonne.

Pour une directivité donnée (L fixé), on peut réduire le niveau des lobes secondaires en adoptant une loi d'illumination du réflecteur telle que les bords soient

beaucoup moins éclairés que le centre, généralement, on adopte une loi sinusoidale ou parabolique ou encore, en courbe de Gauss.

III.3.1.2 Au niveau du champ rayonné

Une méthode de synthèse pour modèle de transmission de radar secondaire de surveillance (SSR) est présentée. Cette méthode est concernée par une série d'antennes actives arrangées. Afin d'éliminer l'interférence introduite par l'interrogation du signal des lobes secondaires qui déclenche le transpondeur embarqué sur l'avion. Une fonction de cosinus d'excitation est utilisée pour illuminer l'ouverture de distribution [11] qui est utilisée pour synthétiser notre modèle, qui est utilisé pour transmettre les impulsions P_1 et P_3 pour l'interrogation. Utilisant la méthode de phase stationnaire, la fonction de phase pondant l'ouverture sur la distribution d'amplitude d'ouverture spécifiée est obtenue, et du modèle désiré de transmission de l'impulsion P_2 est synthétisé pour interrogateur à suppression des lobes secondaires (ISLS).

Dans la direction du lobe principal de l'antenne interrogatrice, la puissance de P_1 et P_3 est plus élevée que celle de P_2 , mais dans la direction des lobes secondaires de l'antenne, la puissance de P_2 est plus élevée que celle de P_1 et P_3 . L'amplitude de P_1 et P_3 est comparée avec P_2 dans le transpondeur, si la puissance de P_1 et P_3 est plus grande que celle de P_2 de 9dB ou plus, le transpondeur transmet le signal de réponse, si P_1 et P_3 est inférieure ou égale à P_2 , le transpondeur ne transmet aucun signal de réponse. Autrement, le transpondeur peut transmettre le signal réponse ou pas ça revient aux ingénieurs de sélectionner la fonction désirée. Ainsi, l'impulsion P_2 est appelée l'impulsion de contrôle.

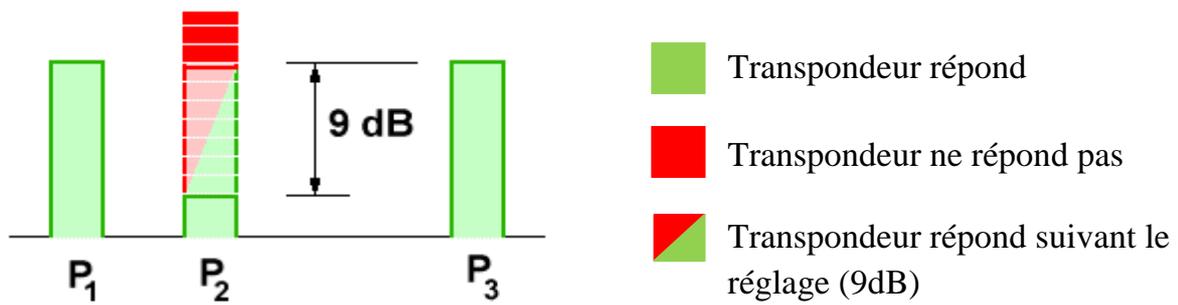


Figure III.1 : Présentation du système ISLS

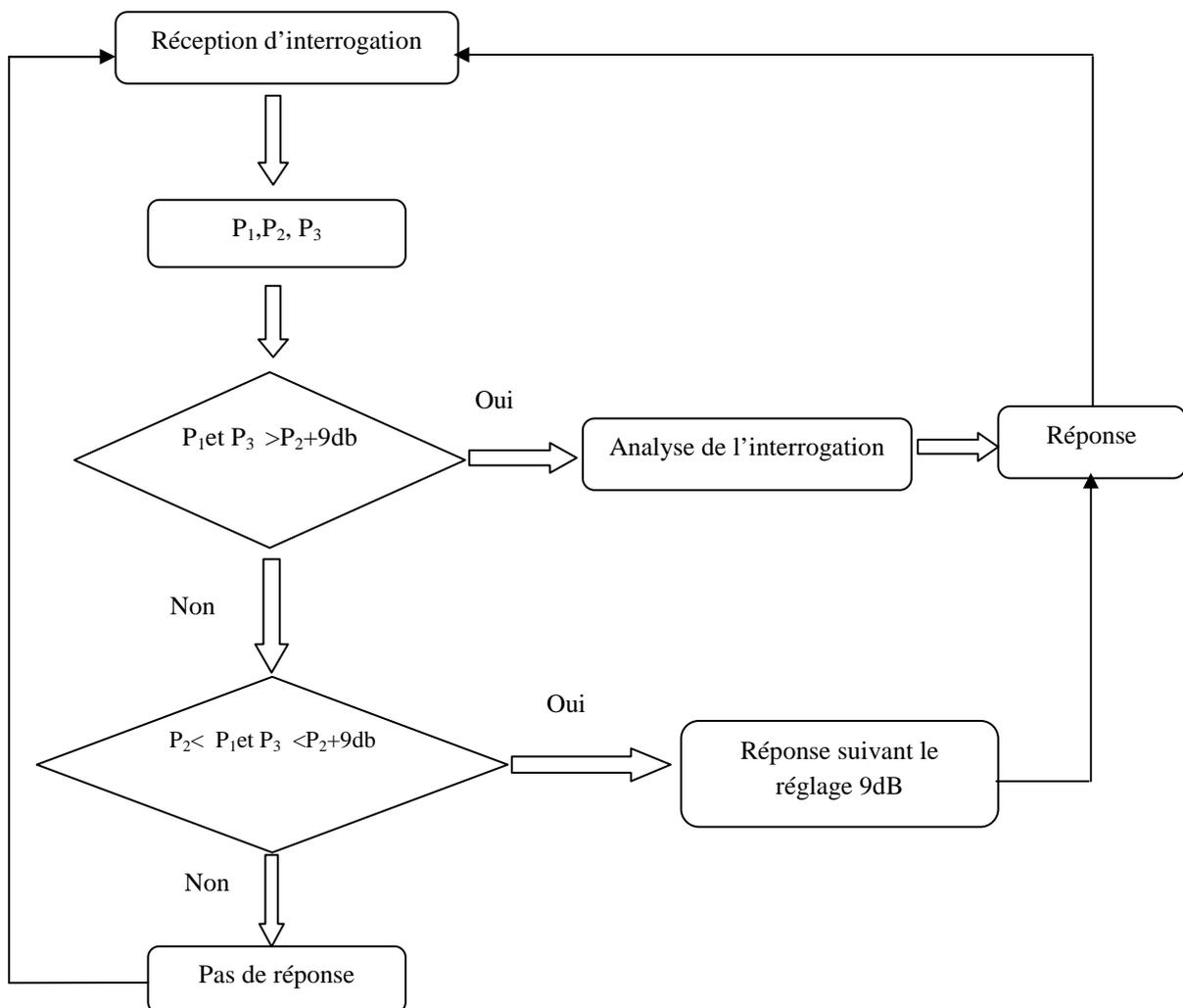


Figure : III.2 organigramme du système ISLS

Afin d'obtenir d'excellents résultats ISLS, la conception de l'antenne omnidirectionnelle doit garantir:

- 1) Son champ rayonné en azimut doit couvrir les lobes secondaires de l'antenne directionnelle.
- 2) Son profil d'élévation correspond au modèle d'élévation de l'antenne directionnelle, pour assurer l'action de système ISLS et ne pas être gêné par l'élévation de la cible, bien que le SSR coopère avec le PSR dans son fonctionnement pour l'objectif de fournir plus d'information. En raison de la différence du système et la fonction pour le SSR et le PSR, la puissance de transmission et le gain de l'antenne du radar primaire sont plus élevés que le SSR, donc l'antenne du SSR est montée au-dessus de l'antenne de PSR. Elle scanne en même temps avec l'antenne du radar primaire.

III.3.2 Modèle de synthèse de l'antenne interrogatrice

En raison de la nécessité de l'antenne interrogatrice pour la transmission des impulsions P_1 et P_3 avec un faible niveau de lobes secondaires, on utilise le cosinus pour illuminer l'amplitude d'ouverture de distribution. La formule (III.11) et Fig.(IV.1) montrent la distribution d'amplitude d'ouverture.

$$f(x) = b + (1 - b) \cos\left(\frac{\pi x}{2L}\right) \quad (\text{III.11})$$

Où x : la position de l'élément de l'antenne; $2L$: dimension de l'ouverture de l'antenne du SSR ; b : constante sélectionnée pour le niveau du lobe secondaire.

On utilise pour la synthèse de modèle d'antenne ISLS, une dimension angulaire du spectre des ondes planes générées par l'ouverture de l'antenne dans l'azimut est donnée par :

$$g(u) = \sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{a} u\right)} \quad (-u_0 \leq u \leq u_0) \quad (\text{III.12})$$

Sa répartition est montrée sur la figure (IV.2) chapitre suivant.

Où a est une constante sélectionnée lorsque le model ISLS d'antenne est synthétisé. Selon le théorème de Parseval, on écrit les relations (III.13), (III.14) pour l'énergie.

$$\frac{L}{\lambda} \int_{-u_0}^{u_0} g^2(u) du = \int_{-L}^L f^2(x) dx \quad (\text{III.13})$$

$$\frac{L}{\lambda} \int_{-u_0}^u g^2(u) du = \int_{-L}^x f^2(x) dx \quad (\text{III.14})$$

Où $f(x)$ est la fonction de distribution pour synthétiser le modèle de l'antenne interrogatrice (voir formule (III.11)).

A partir de la formule (III.13) on obtient :

$$\frac{L}{\lambda} = \frac{\int_{-L}^L f^2(x) dx}{\int_{-u_0}^u g^2(u) du} \quad (\text{III.15})$$

La formule (III.12) est remplacée dans la formule (III.14) on obtient la formule suivante :

$$u(x) = \frac{a}{\pi} \arcsin \left[\frac{\pi}{a} \cdot \frac{\lambda}{L} \int_{-L}^x f^2(x) dx - \sin \left(\frac{\pi}{a} u_0 \right) \right] \quad (\text{III.16})$$

La formule (III.15) est remplacée dans la formule (III.16) on obtient après quelques opérations analytiques la formule

$$u(x) = \frac{a}{\pi} \arcsin \left[\frac{\pi}{a} \cdot \frac{\int_{-u_0}^{u_0} g^2(u) du}{\int_{-L}^L f^2(x) dx} \int_{-L}^x f^2(x) dx - \sin \left(\frac{\pi}{a} u_0 \right) \right] \quad (\text{III.17})$$

En conséquence, on peut obtenir la fonction de distribution de la phase d'ouverture $\psi(x)$ avec la fonction de distribution d'amplitude d'ouverture déterminée $f(x)$.

$$\psi(x) = \frac{2\pi L}{\lambda} \int_{-L}^x u(x) dx \quad (\text{III.18})$$

Ensuite, la phase du signal à chaque élément ψ_n peut être obtenue par :

$$\psi_n = \psi(x_n) \quad (\text{III.19})$$

Par conséquent, le modèle E ($\theta-\theta_0$) de l'azimut balayé par l'antenne interrogatoire est exprimé par :

$$E(\theta - \theta_0) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{F_1 \cos \theta} \sum_{n=1}^N F_n \exp\left[j\left(\frac{2\pi}{\lambda} X_n (\sin \theta - \sin \theta_0)\right)\right] \quad (\text{III.20})$$

Où : $\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{\cos \theta}$ est le model d'élément.

F_n : l'amplitude du courant normalisé du n^{ième} élément, les valeurs de F_n ont été relevées à partir de l'ordinateur serveur du radar d'Alger, elles sont représentées sur la figure (IV.8) chapitre VI.

$$F_1 = \sum_{n=1}^N F_n \quad .$$

λ : longueur d'onde.

N : le nombre total des éléments.

X_n : la position du n^{ième} élément.

III.3.3. Synthèse de modèle de l'antenne ISLS

Tant que l'antenne ISLS et l'antenne interrogatrice sont sur le même rotor réseau donc la synthèse de modèle d'antenne ISLS, est basé sur la distribution d'amplitude d'ouverture déterminé. Afin d'obtenir l'omni-modèle de l'antenne ISLS dans la gamme d'azimut $\pm \theta^\circ$, nous utilisons la méthode de pondération de phase pour synthétiser notre modèle. La formule du modèle est représentée par :

$$E_0(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{F_1 \cos \theta} \sum_{n=1}^N F_n \exp\left[j\left(\frac{2\pi}{\lambda} X_n \sin \theta + \psi_n\right)\right] \quad (\text{III.21})$$

où: ψ_n est la phase à le n^{ième} élément, ces valeurs sont calculées à partir des équations (III.18 et III.19).

Lorsque le faisceau principal balaye à θ_0 , le modèle est représenté par :

$$E_0(\theta - \theta_0) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{F_1 \cos \theta} \sum_{n=1}^N F_n \exp\left[j\left(\frac{2\pi}{\lambda} X_n (\sin \theta - \sin \theta_0) + \psi_n\right)\right] \quad (\text{III.22})$$

Sur la distribution d'amplitude d'ouverture déterminée, la méthode de phase stationnaire est utilisée pour trouver la fonction de distribution de phase d'ouverture.

III.4 Synthèse par fenêtrage

III.4.1 Introduction

Le principe du fenêtrage se base sur l'utilisation des filtres RIF [21] (filtres à réponse impulsionnelle finie) qui se distinguent des autres filtres par les points suivants :

- Ils sont toujours stables.
- Ils peuvent être conçus pour avoir une phase linéaire exacte (qui est une des propriétés du filtre idéal).
- Ils nécessitent généralement plus de matériel et de temps de calcul.

Dans le cas où on désire avoir une phase linéaire, la réponse impulsionnelle doit posséder une symétrie paire ou impaire dans notre cas nous avons une symétrie paire, même la fenêtre choisie doit posséder une symétrie paire ou impaire.

Nous allons comparer les caractéristiques de quelques fenêtres et déduire la plus convenable pour notre application.

Fenêtre cosinoïdale (ou de Hann)

$$w_c[n] = \begin{cases} 0.5(1 - \cos(2\pi \frac{n}{N})) & \text{si } 0 \leq n \leq N \\ 0 & \text{sin on} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Fenêtre de Hamming

$$w_h[n] = \begin{cases} 0.54 - 0.46 \cos(2\pi \frac{n}{N}) & \text{si } 0 \leq n \leq N \\ 0 & \text{sin on} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Fenêtre de Blackman

$$w_b[n] = \begin{cases} 0.42 - 0.5 \cos(2\pi \frac{n}{N}) + 0.08 \cos(4\pi \frac{n}{N}) & \text{si } 0 \leq n \leq N \\ 0 & \text{sin on} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Fenêtre triangulaire (ou de Bartlett)

$$w_t[n] = \begin{cases} 2\frac{n}{N} & \text{si } 0 \leq n \leq N/2 \\ 2 - 2\frac{n}{N} & \text{si } N/2 < n \leq N \\ 0 & \text{sin on} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Propriétés de ces fenêtres sont réunies dans les tableaux suivants :

Fenêtres	Largeur du lobe principale	Atténuation du lobe principale	Décroissance des lobes secondaires
Cosinus (Hann)	$8 \pi / N$	-32	60 dB/déc
Hamming	$8 \pi / N$	-43	20 dB /dèc
Blackman	$12 \pi / N$	-58	60 dB/ dèc
triangle (Bartlett)	$8 \pi / N$	-27	40 dB/ dèc

Tableau III.4 : Caractéristiques spectrales des fenêtres usuelles

Avenages et inconvénients de ces fenêtres sont réunis dans le tableau suivant :

Fenêtres	+/-	Remarques
Cosinus (Hann)	+	Simple à calculer
	+	Bande spectrale étroite
	=	Réjection raisonnable (44dB)
	+	Forte décroissance spectrale (-60 dB/déc)
Hamming	+	Simple à calculer
	+	Bande spectrale étroite
	+	Bonne réjection (53dB)
	-	faible décroissance spectrale (-20 dB/déc)
Blackman	+	Simple à calculer
	=	Bande spectrale moyenne
	++	Très bonne réjection (74dB)
	+	Forte décroissance spectrale (-60 dB/déc)
triangle (Bartlett)	+	Simple à calculer : pas de sinus ou cosinus
	+	Bande spectrale étroite
	-	Faible réjection (25dB)
	=	Décroissance spectrale moyenne (-40 dB/déc)

Tableau III.5 : Avenages et inconvénients des fenêtres utilisées

III.4.2 Réalisation d'un filtre passe-bas

III.4.2.1 Préliminaires

La réponse du filtre sera construite à partir de celle d'un filtre passe-bas idéal tel que :

A/ la fréquence de coupure se situe au centre de la bande de transition

$$f_c = \frac{f_p + f_a}{2}$$

Donc : $\Omega_c = 2\pi \frac{f_c}{f_e}$ f_e : est la fréquence d'échantillonnage.

B/ la largeur de la bande de transition requise Δf vaut :

$$\Delta f = f_a - f_p$$

On a donc : $\Delta\Omega = 2\pi \frac{\Delta f}{f_e}$

C/ la réponse impulsionnelle est la suivante celle d'un filtre passe-bas :

$$h_b[n] = \begin{cases} \frac{\Omega_c \sin((n - N_s)\Omega_c)}{\pi (n - N_s)\Omega_c} & \text{si } 0 < n \neq N_s < N \\ \frac{\Omega_c}{\pi} & \text{si } n = N_s \\ 0 & \text{sin on} \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Où $N_s = N/2$.

Les deux tableaux précédents montrent que pour notre application, nous avons intérêt à utiliser la fenêtre de Hamming, donc elle est la plus convenable.

III.4.2.2 Fenêtrage de Hamming

La fenêtre de Hamming apporte une atténuation de 53 dB et une bande de transition de largeur : $\Delta\Omega = 6.6\pi/N$.

Dans notre cas nous avons $N=35$, donc $N_s=35/2$, on arrondi à la première valeur paire supérieure. Le point de symétrie se situe donc en $N_s = 18$, portant cette valeur dans la réponse impulsionnelle (équ. III.27), on obtient :

$$h_b[n] = \frac{\sin(\Omega_c \pi (n - 18))}{\pi (n - 18)} \quad (\text{III.28})$$

En multipliant cette réponse par la fenêtre de Hamming $w_h[n]$, on obtient la réponse impulsionnelle du filtre RIF désiré :

$$h[n] = h_b[n] \cdot w_h[n]$$

$$h[n] = \begin{cases} \frac{\sin(\Omega_c \pi(n-18))}{\pi(n-18)} \left(0.54 - 0.46 \cos\left(2\pi \frac{n}{35} \right) \right) & \text{si } 0 \leq n \leq 35 \\ \Omega_c & \text{si } n = 35 \\ 0 & \text{sin on} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Il est intéressant de relever que, en plus de la phase linéaire offerte par le filtre RIF, sa bande de transition est remarquablement étroite.

Chapitre IV :

RESULTATS ET DISCUSSIONS

RESUME

Ce chapitre contient les résultats de notre modélisation concernant le problème de lobes secondaires basée sur le modèle mathématique décrit précédemment, il fait l'objet également de commentaires et discussions sur les résultats obtenus.

IV.1 INTRODUCTION

Le but de cette étude est d'avoir une idée sur le mécanisme de l'ISLS au niveau du radar SSR ALE-9, en effet le nombre élevé de lobes secondaires peut dégrader significativement la qualité de service, cette dernière devrait être assurée par certains mécanismes. Pour cette raison plusieurs études ont été réservées pour ça, la majorité de ces études s'orientent vers la diminution des lobes secondaires pour assurer une bonne détection, dans notre cas le modèle choisi est le modèle qui réduit l'intensité des lobes secondaires ensuite les suppriment définitivement des résultats qui ont été obtenus.

Dans cette section on va établir une comparaison entre un modèle appliqué sur un radar qui possède 44 éléments rayonnants et notre radar ALE-9 SSR, le but de cette comparaison est d'une part, de choisir le modèle qui offre une meilleure minimisation des lobes secondaires en contrôlant la phase de l'onde passante dans chacune de ces éléments afin de conserver la caractéristique linéaire des antennes réseau à commande de phase et d'autre part, d'étudier l'influence de quelques paramètres tels que la constante sélectionnée pour le niveau du lobe secondaire 'b' et la constante sélectionnée lorsque le modèle ISLS d'antenne est synthétisé 'a'. En effet les études précédentes montrent que la constante 'b' joue un rôle important pour la minimisation des lobes secondaires pendant la détection. Il se trouve que cette constante sera réduite si on veut minimiser les lobes secondaires mais pas jusqu'à ce que le rôle des antennes de l'extrémité soit éliminé et on perdra l'importance de faisceau d'antennes et on perdra d'une part la portée et d'autre part l'exactitude de mesure d'azimut. Dans ce qui suit, à travers la résolution de différentes formules mathématiques décrites dans les chapitres précédentes, on essayera de justifier ces assomptions.

IV.2 Minimisation des lobes secondaires

Avant d'étudier la suppression des lobes secondaires, on doit étudier tout d'abord la minimisation des lobes secondaires, on possède premièrement au choix de la constante 'b', nous avons la fonction de la distribution d'amplitude d'ouverture (III.11), où la longueur du réseau $L = 8400$ mm.

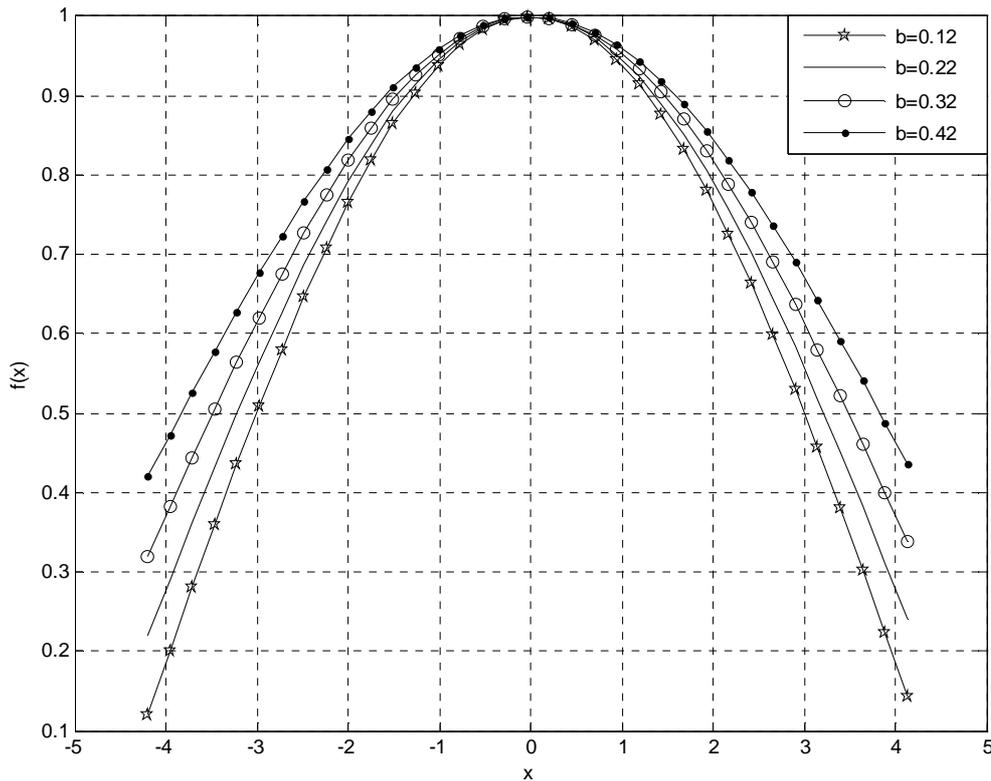


Figure IV.1 : Fonction de la distribution d'amplitude d'ouverture suivant le réseau d'antennes pour différents valeurs de 'b'

La figure (IV.1) représente la variation de la fonction de la distribution d'amplitude d'ouverture suivant le réseau d'antennes pour différentes valeurs de 'b' en fonction d'emplacement d'antennes .

Pour 'b' = 0.32, cette distribution est représentée sur la figure (IV.2).

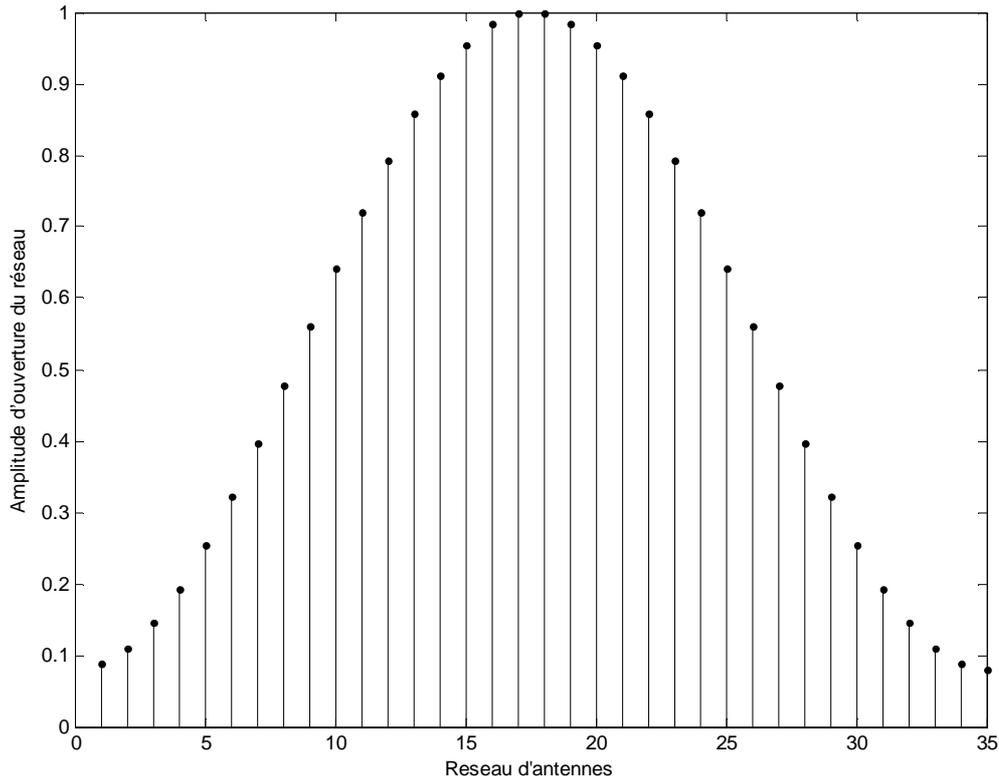


Figure IV.2 : Fonction de la distribution d'amplitude d'ouverture du réseau d'antennes

Sur la distribution d'amplitude d'ouverture déterminée, la méthode de phase stationnaire est utilisée pour trouver la fonction de distribution de phase d'ouverture. A partir de la synthèse de modèle d'antenne ISLS, une dimension angulaire du spectre des ondes planes générées par l'ouverture de l'antenne dans l'azimut est donnée par :

$$g(u) = \sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{a}u\right)} \quad (-u_0 \leq u \leq u_0) \quad \text{Où } a \text{ est une constante sélectionnée lorsque le}$$

modèle ISLS d'antenne est synthétisé. On fait varier la valeur de a et on représente sa répartition sur la figure IV.3 en choisissant la meilleure valeur de la constante a .

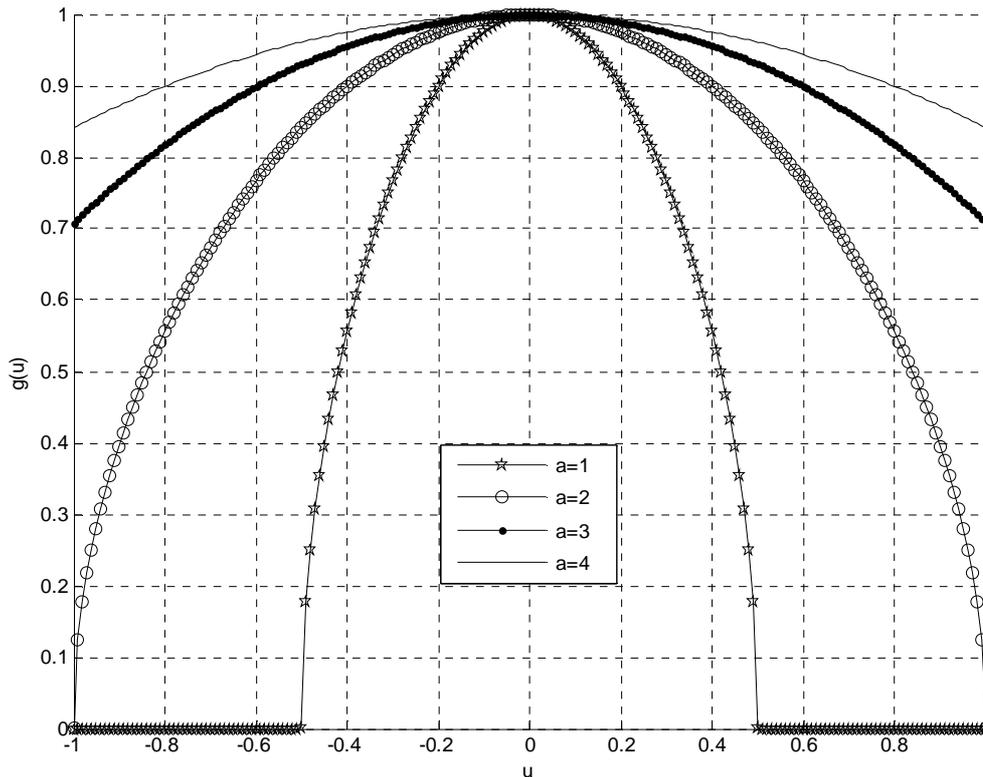


Figure IV.3 : Distribution du spectre angulaire unidimensionnel des ondes planes générées par l'ouverture de l'antenne dans l'azimut ($u_0=1$)

Pour $a=1$, on constate l'élimination du rôle de plusieurs éléments des deux cotés soit presque un quart de chaque cote, lorsque $a=2$, on constate que le premier et le dernier élément sont ignorés. Par contre, lorsque $a=3$, une bonne distribution du spectre angulaire des ondes planes est constatée, également pour $a=4$, une distribution acceptable est obtenue.

IV.3 Diffusion du faisceau radar

La méthode utilisée pour diffuser le faisceau radar est celui des antennes réseau à commande de phase. Dans ce système, on divise le guide d'onde venant de l'émetteur en un très grand nombre de sous-guides d'onde, on contrôlant la phase de l'onde passant dans chacune de ces fentes. Pour un meilleur fonctionnement, la phase doit varier linéairement le long du réseau, pour cela on procède à l'étude des variations des phases en variant les valeurs de a et b .

On a vu dans le chapitre précédent que la phase du signal à chaque élément ψ_n peut être obtenue par l'équation (III.19), la longueur d'onde $\lambda = C/f_{\text{émission}}$ donc :

$$\lambda = 0,2912\text{m.}$$

C : est la vitesse de la lumière (3.10^8 m/s).

$f_{\text{émission}}$: est la fréquence d'émission de radar SSR (1030 MHz).

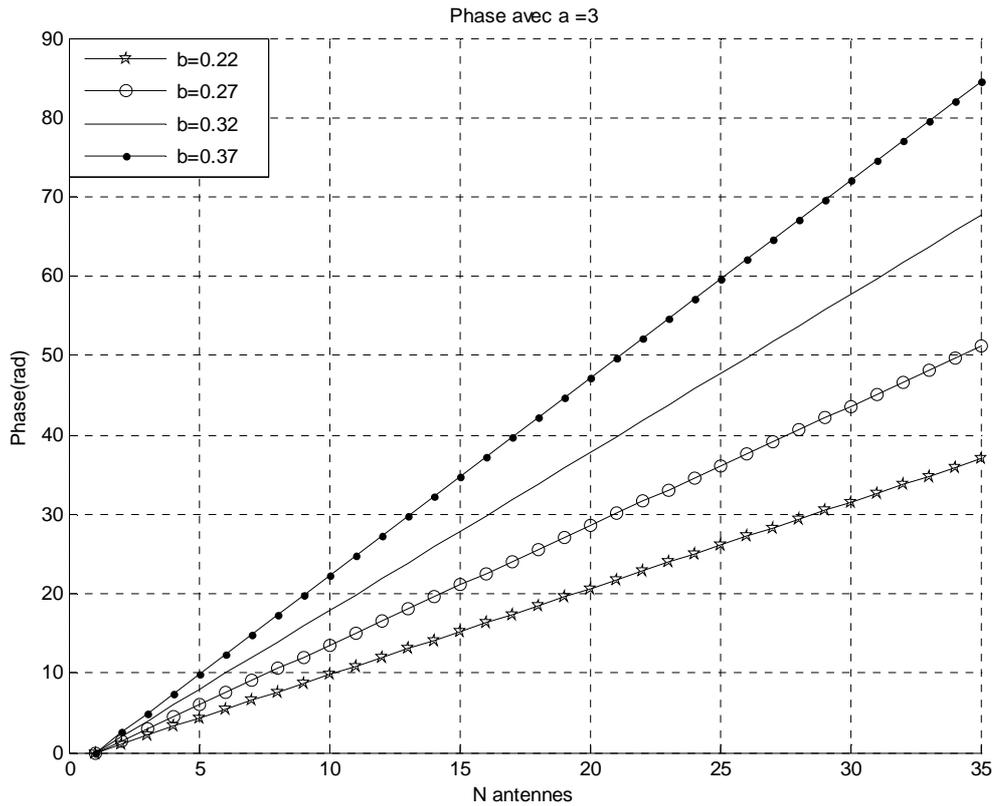


Figure IV.4 : Variations de la phase du signal à chaque élément avec différentes valeurs de b

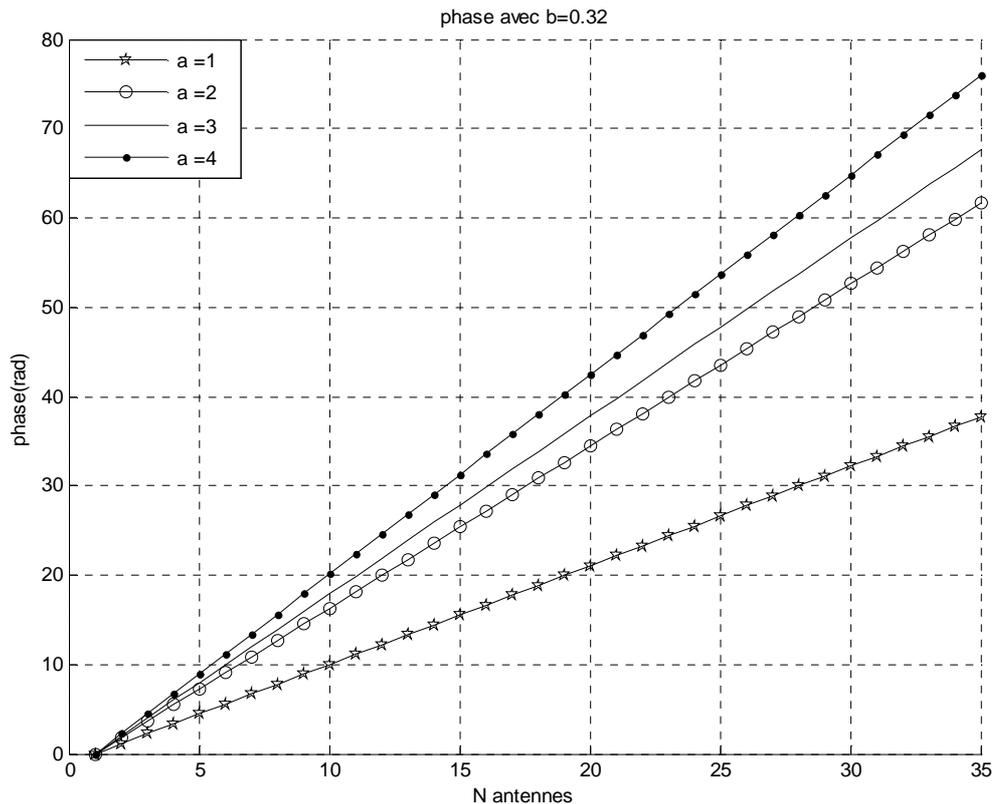


Figure IV.5 : Variations de la phase du signal à chaque élément avec différentes valeurs de a

IV.4 Comparaison des résultats

Maintenant nous allons comparer nos résultats obtenus par notre modélisation sur l'antenne ALE-9 SSR avec 35 éléments en adoptant les deux valeurs ($a=3$ et $b=3.2$) avec les résultats obtenus dans la littérature Radar SSR avec 44 éléments.

Nous constatons d'après la figure (IV.6) que la variation de la phase du signal à chaque élément pour notre modèle est parfaitement linéaire le long du réseau d'antennes, par contre cette variation de l'autre modèle n'est pas aussi linéaire.

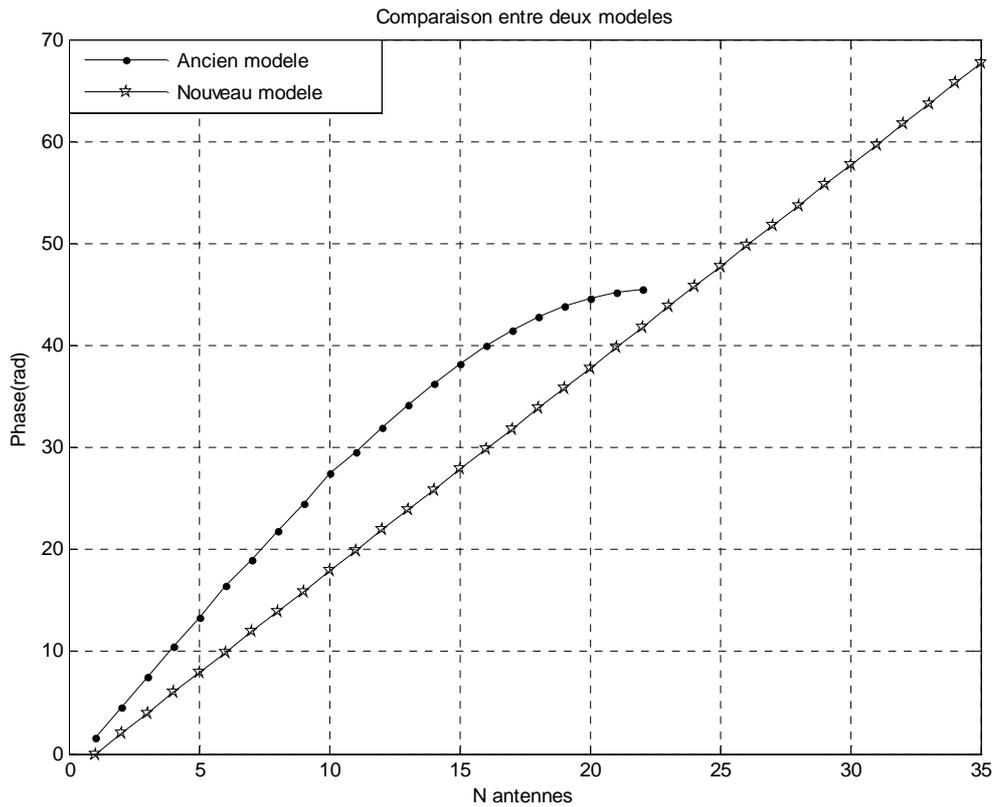


Figure IV.6 : Comparaison entre variations de la phase du signal à chaque élément pour deux modèles différents

IV.5 La directivité de l'antenne

D'autre part la directivité de l'antenne ' Θ ' (est la largeur du lobe principale mesuré aux deux points de -3dB de part et d'autre par convention) est proportionnelle au rapport λ/L (équation III.10), mais le radar SSR fonctionne avec une fréquence bien déterminée depuis sa création jusqu'à présent donc λ est fixé et notre antenne ALE-9 SSR a une longueur L bien étudiée si on l'augmente on va être confronté par les problèmes du poids et limitation du vent et on la diminue, on perd la directivité, donc c'est pas aussi facile de la changer, dans notre cas $\Theta = 11 \pm 1.0$ degrés. Figure IV.7 représente la variation de la directivité de l'antenne en fonction de sa longueur.

Le coefficient $K = 317.24$ dans notre cas.

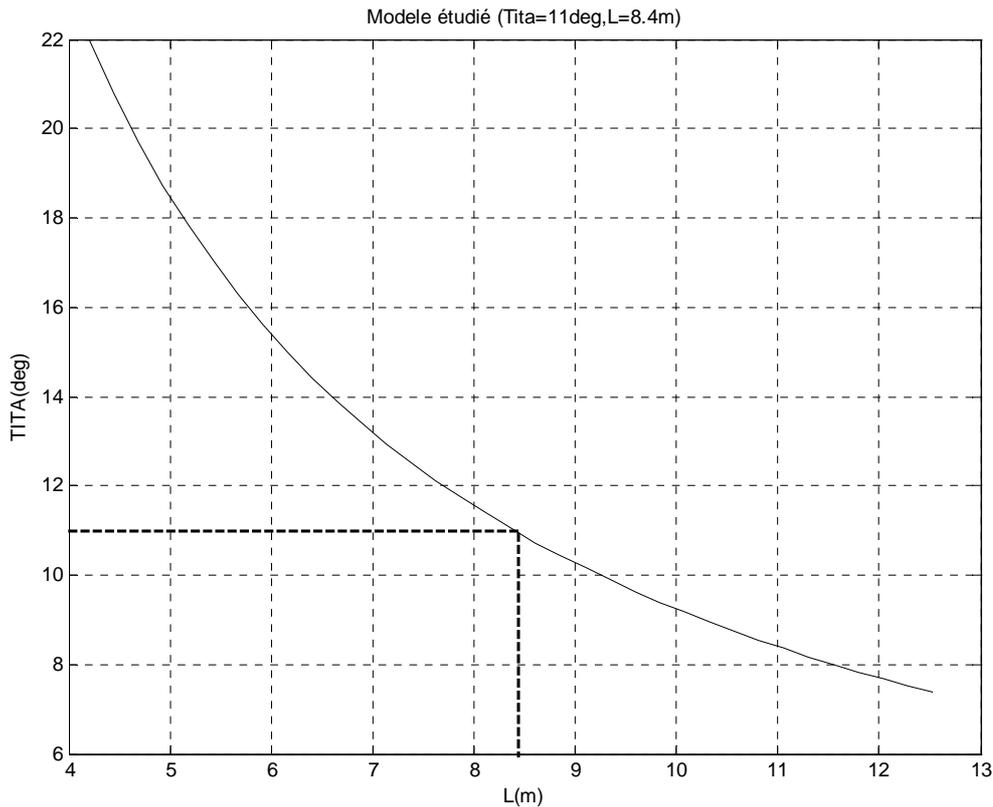


Figure IV.7 : Variation de la directivité de l'antenne en fonction de sa longueur

Donc la solution consiste à exploiter la réponse d'une cible sur deux diagrammes différents afin de déduire l'écart angulaire entre la position exacte de la cible et l'axe de l'aérien par une mesure des différences de phase ou d'amplitude des signaux reçus.

Un signal reçu dans une direction, sera caractérisé par des niveaux Σ et Δ sur les diagrammes (Σ) et (Δ). Il reste à comparer Δ par rapport à Σ , ce qui permettra ensuite d'obtenir Θ .

La mesure d'azimut (position de l'axe + écart) peut se faire sur un seul signal. D'après les valeurs relevées sur place (Radar d'Alger) pour chaque élément d'antenne on peut représenter les deux diagrammes (Σ) et (Δ) sur la figure (IV.8)

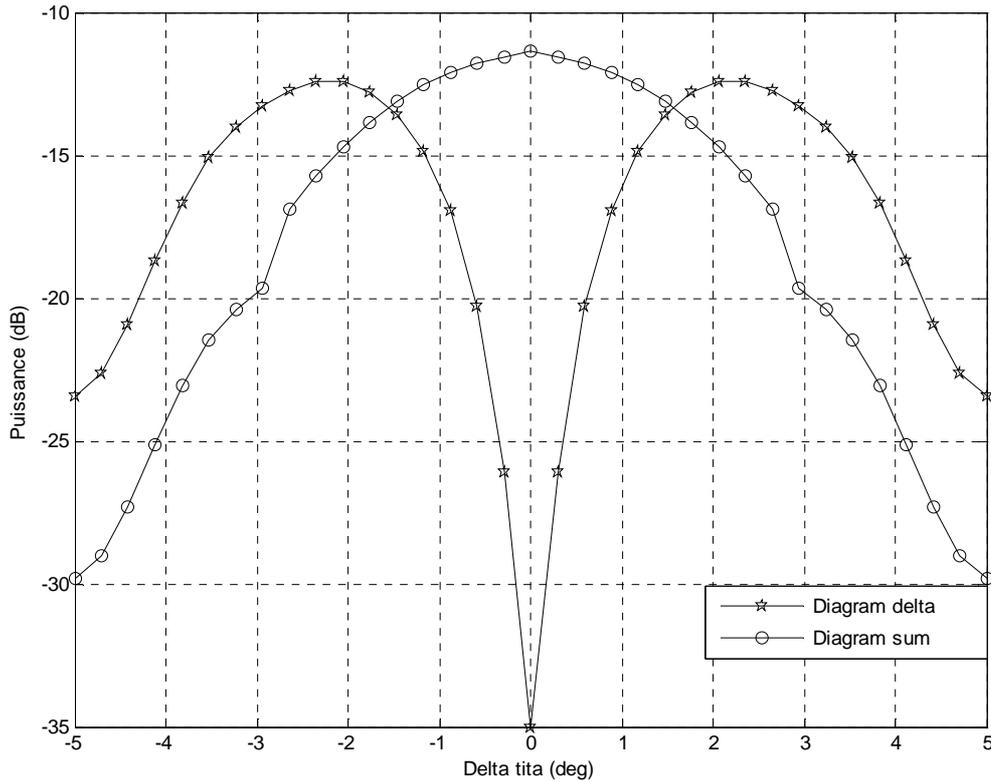


Figure IV.8 : Représentation des diagrammes (Σ) et (Δ) pour l'antenne ALE-9SSR

IV.6 Synthèse de modèle de l'antenne SSR

La nécessité de modéliser notre antenne SSR nous a conduit à relever les valeurs des amplitudes du courant normalisé de 35 éléments d'antenne ALE-9SSR à partir de l'ordinateur du radar d'Alger, pour les utiliser dans les formules (III.21 et III.22).

Les données relevées sont représentées sur la figure suivante :

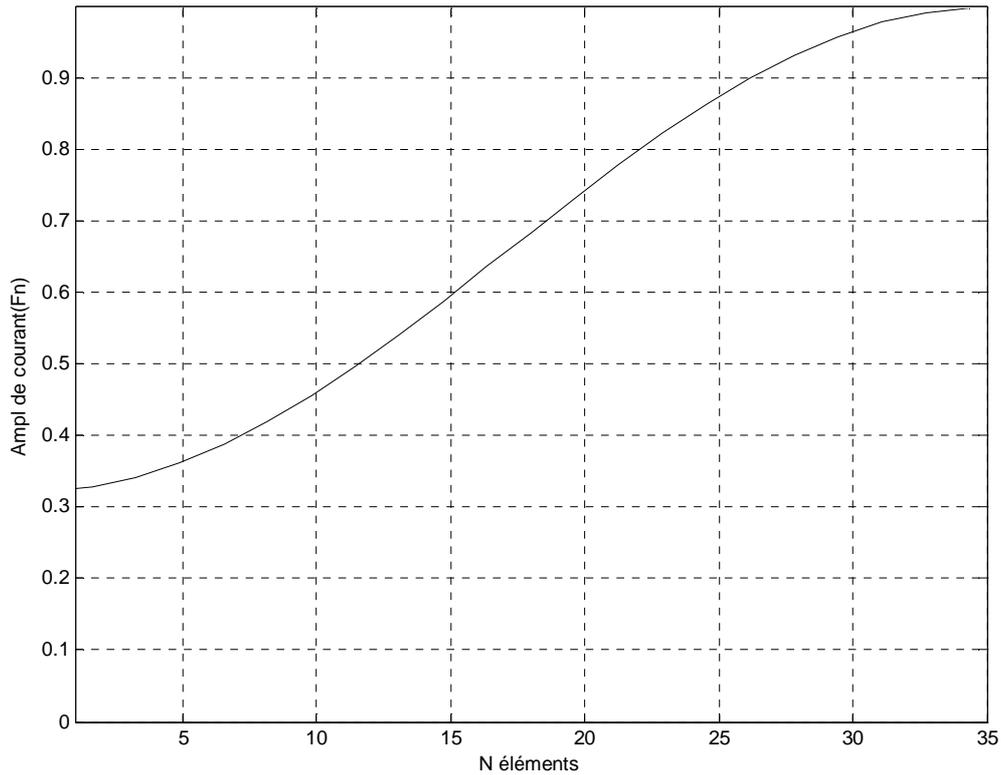


Figure IV.9 : Représentation des amplitudes du courant normalisé de 35 éléments d'antenne ALE-9SSR

Pour obtenir le modèle de l'antenne SSR dans la gamme d'azimut $\pm \theta^\circ$, nous utilisons la formule (III.21 et III.22) pour synthétiser notre modèle.

ψ_n est la phase à le $n^{\text{ième}}$ élément, ces valeurs sont calculées à partir des équations (III.18 et III.19), le modèle est représenté sur la figure suivante où le lobe principal se situe lorsque $\theta = \pi/2$ avec une intensité très importante et les lobes secondaires sont négligeables par rapport au principal.

Lorsque le faisceau principal balaye à $\pm\theta_0$, le lobe principal se déplace à gauche ou à droite.

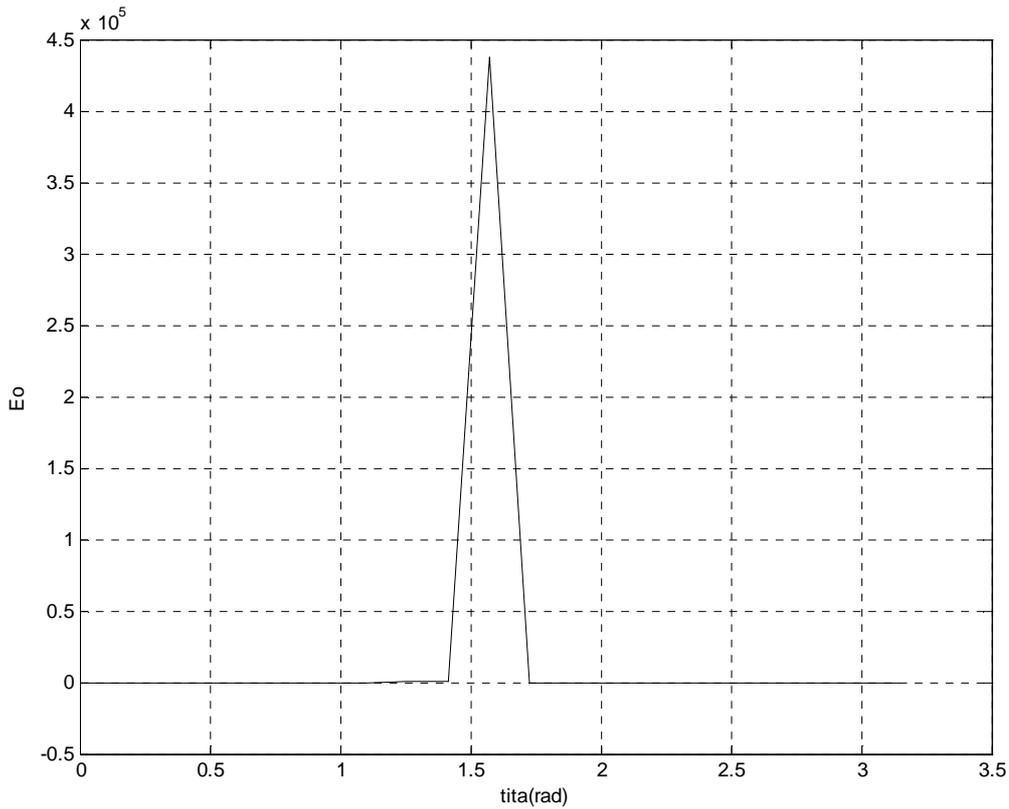


Figure IV.10 : Représentation du modèle $E_0(\theta)$

IV.6 Synthèse par fenêtrage

Pour chaque fenêtre on présente son équation $w[n]$ et une figure comportant 3 graphes :

- Son graphe temporel $w[n]$
- Son spectre d'amplitudes $W(j\Omega) = TF \{w[n]\}$
- Son spectre d'amplitudes en dB $W_{dB} = 20 \log (|W(j\Omega)|)$

Et Son spectre cumulé défini comme suit : $W_{cum}(j\Omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\Omega} W(j\theta) d\theta$

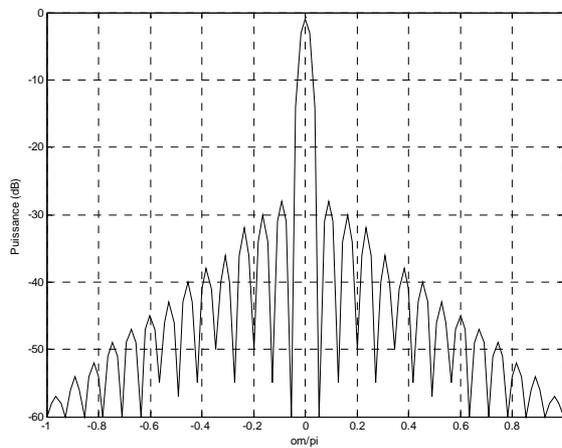
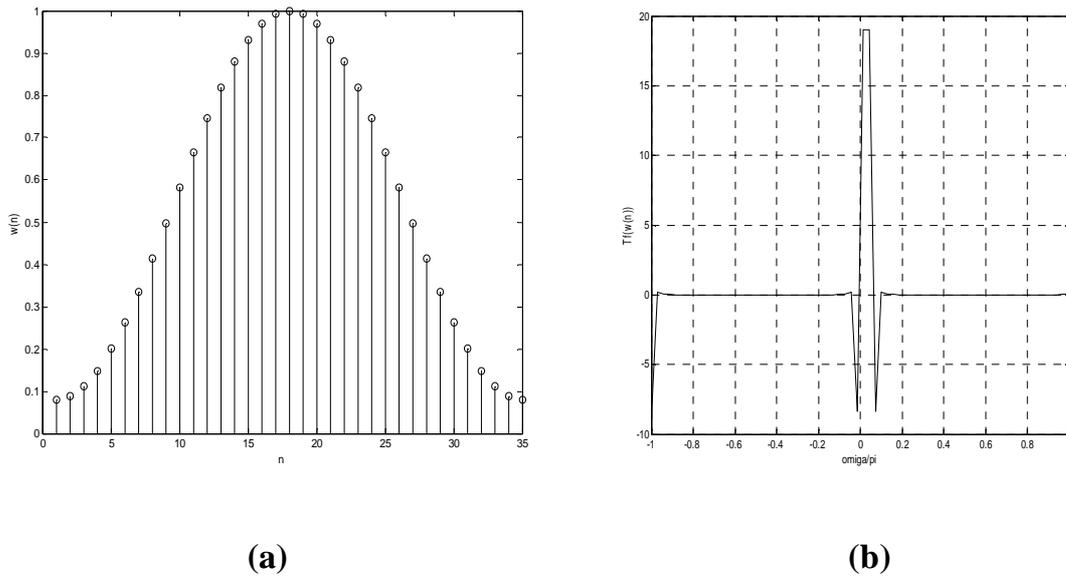


Figure IV.11 : Fenêtre de Hamming

Pendant notre stage pratique au niveau de la station radar d'Alger, nous avons relevé les valeurs des amplitudes de puissances normalisées des excitations SLS qui sont symétriques par rapport à l'élément central (18). Ces valeurs représentent la puissance de l'impulsion P_2 .

La méthode dite interrogateur à suppression des lobes secondaires (ISLS) est utilisée afin d'éliminer l'interférence introduite par l'interrogation du signal des lobes secondaires qui déclenche le transpondeur.

Dans la direction du lobe principal de l'antenne interrogatrice, la puissance de P_1 et P_3 est plus élevée que celle de P_2 , mais dans la direction des lobes secondaires de l'antenne, la puissance de P_2 est plus élevée que celle de P_1 et P_3 . L'amplitude de P_1 et P_3 est comparée avec P_2 dans le transpondeur, si la puissance de P_1 et P_3 est supérieure que celle de P_2 de 9dB ou plus, le transpondeur transmet le signal de réponse, si P_1 et P_3 est inférieure ou égale à P_2 , le transpondeur ne transmet aucun signal de réponse. Ainsi, l'impulsion P_2 est appelée l'impulsion de contrôle.

Afin d'obtenir d'excellents résultats ISLS, la conception d'antennes omnidirectionnelles doit assurer que son champ rayonné en azimut doit couvrir les lobes secondaires de l'antenne directionnelle.

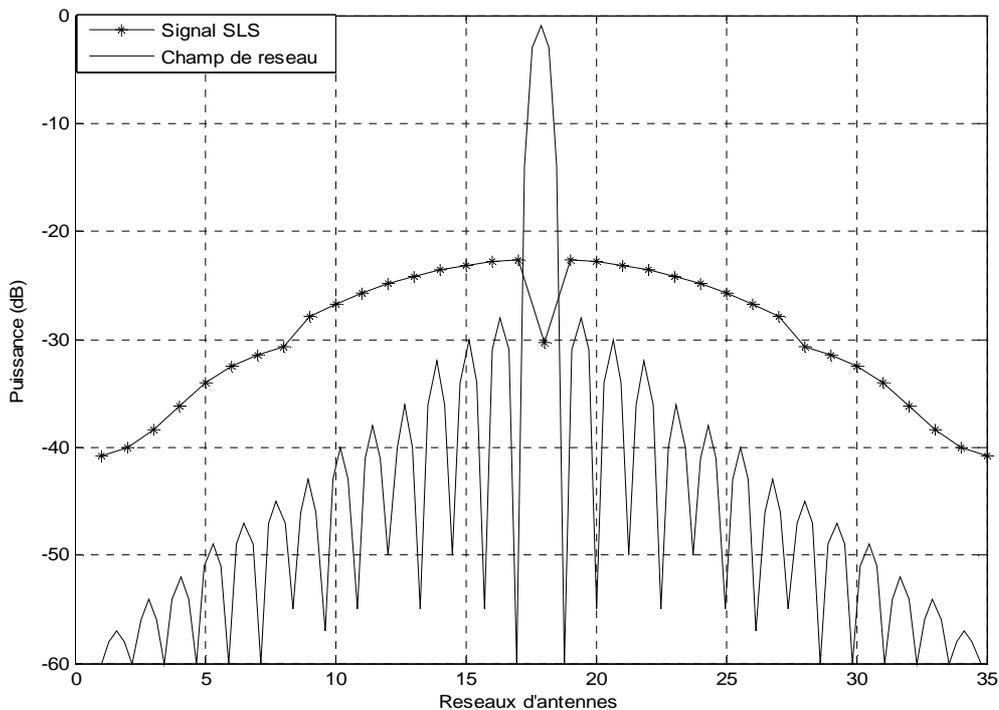


Figure IV.12 : Représentation du système ISLS

CONCLUSION GENERALE

Au cours de la rédaction de ce mémoire, une opportunité m'a été offerte pour étudier profondément ce sujet au niveau de la station radar d'Alger et celle d'Eloued dès le début jusqu'à la fin, le point critique était l'élaboration d'un modèle qui permet de supprimer les lobes secondaires tout en ayant une variation linéaire de phase des 35 éléments d'antennes constituant l'antenne radar SSR, et c'est le noyau de ce mémoire, ça nous a permis de relever les différentes données voulues.

Le problème de lobes secondaires touche tous les radars y compris le SSR, ils provoquent les fausses alarmes et ça gêne les contrôleurs pour assurer la séparation entre les aéronefs, pour cela nous avons élaboré un modèle de rayonnement avec nouvelles fonctions pour illuminer le réflecteur et minimiser les lobes secondaires, ce modèle nous a donné des bons résultats en comparant les nôtres avec ceux de la référence [11], avec une variation de phase parfaitement linéaire.

La suppression des lobes secondaires était notre objectif dans ce mémoire, pour cela nous avons utilisé la synthèse par fenêtrage afin d'atténuer l'intensité des lobes secondaires et d'avoir un lobe principal de puissance maximale (porté 200 NM). Mais cela n'a pas résolu le problème définitivement parce qu'aux alerteurs du radar existent encore des lobes secondaires à faible intensité qui peuvent donner de fausses détections, cela nous oblige à faire appel au système ISLS qui nécessite l'installation d'une antenne omnidirectionnelle à l'arrière du réseau d'antennes qui rayonne l'impulsion de contrôle P_2 . La cible intervient dans ce mécanisme puisque ce traitement s'effectue au niveau du transpondeur embarqué sur la cible.

Recherches en perspectives

☞ Nous proposons la conception d'un modèle analytique afin d'intégrer la fonction de l'antenne omnidirectionnelle qui transmet l'impulsion P_2 dans l'antenne directionnelle qui transmet P_1 et P_3 , c'est-à-dire les deux fonctions ci-dessus peuvent être faites par une

Conclusion Générale

antenne, mais également les équipements de l'antenne qui transmet l'impulsion P_2 peuvent être omis donc la complication du système et le coût de production sera réduit, ainsi que le transpondeur sera déchargé du traitement de suppression.

☞ Nous proposons d'autres techniques pour réduire la probabilité d'avoir de fausses détections.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Axelsson, S.R.J." Noise Radar for range/Doppler processing and digital beamforming using low-bit ADC" *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Volume 41, Issue 12, Dec. 2003
Page(s): 2703 – 2720
- [2] Andersson, M. Ilestrand, M. " Data fusion of secondary and primary surveillance radars for increased robustness in air-traffic monitoring" *Radar Conference*, 2007. EuRAD2007.European Publication Date: 10-12 Oct. 2007 , page(s): 456-459
- [3] McGrane, K." Analysis and design optimization of monopulse receivers for secondary surveillance radar" *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Volume 27, Issue 5, Sep 1991 Page(s):838 – 852
- [4] Zhang Qiang Cao Wei " Radiation of SSR antenna with ellipsoid radome" 3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2002. Proceedings. ICMMT 2002. 2002 page(s): 456- 459
- [5] Jacovitti G. 'Performance analysis of monopulse receivers for secondary surveillance radar' *IEEE transactions on aerospace and electronic systems* ISSN 00189251 Coden Iearax 1983, vol. 19, no6, 884-897
- [6] Hofstetter, E.; DeLong, D." Detection and parameter estimation in an amplitude-comparison monopulse radar" *IEEE Transactions on Information Theory*, Volume 15, Issue 1, Jan 1969 Page(s): 22 – 30
- [7] Vinagre, L.; Woodbridge, K." Secondary surveillance radar monopulse target azimuth errorestimation due to obstacle shadowing" *The Record of the 1999 IEEE Radar Conference*, 1999. Volume , Issue , 1999 Page(s):166 -171
- [8] Galati, G.; Leonardi, M.; Magaro, P.; Paciucci, V." Wide area surveillance using SSR mode S multilateration: advantages and limitations" *Radar Conference*, 2005. EURAD 2005. European Volume , Issue , 6-7 Oct. 2005 Page(s):225 - 229
- [9] Petrochilos, N.; van der Veen, A.-J" Algebraic Algorithms to Separate Overlapping Secondary Surveillance Radar Replies", *IEEE Transactions on Signal Processing* Volume 55, Issue 7, July 2007 Page(s):3746 – 3759
- [10] Alle-Jan der Veen "Asymptotic Properties of the Algebraic Constant Modulus Algorithm" *IEEE Transactions on signal Processing* Volume 49, Issue 8, Aug 2001 Page(s):1796 – 1806
- [11] Yin Liansheng" Transmit antenna pattern synthesis for secondary surveillance radar" *IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology*, . Proceedings. 2000 Volume , Issue , 2000 Page(s):327 – 330
Nanjing Research Institute of Electronic Technology (210013 Nanjing China)

Bibliographie

- [12] Blefko, M.J.; Klimczak, W.N."A secondary surveillance radar (SSR) antenna with integrated difference and sidelobe suppression (SLS) channel" International Symposium Antennas and Propagation Society, 1996. AP-S. Digest Volume 2, Issue , 21-26 Jul 1996 Page(s):1146 - 1149 vol.2
- [13] Bucci, N.J.; Nesper, J.D.; Urkowitz, H.; Mokry, D.; Brown, R.; Baldygo, W." An experiment with an S-band radar using pulse compression and range sidelobe suppression for meteorological measurements" Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE Volume 10, Issue 8, Aug 1995 Page(s):37 – 43
- [14] F.Chatelet le radar secondaire et ses évolutions école nationale de l'aviation civile département d'électronique pp 1-24.
- [15] L.Cardoret les radars au sol dans l'aviation civile ENAC école nationale de l'aviation civile département d'électronique 3^{ème} Edition 1984 pp 24-35.
- [16]. Drouillet, P " The Development of the ATC Radar Beacon System: Past, Present, and Future" , IEEE Transactions on Communications Volume 21, Issue 5, May 1973 Page(s): 408 – 421.
- [17] Mallwitz, Roland; Walberer, Albert" Analysis of Radar System Performance and Interference in an Air Traffic Control Environment". International Radar Symposium, 2006. IRS 2006 Volume , Issue , 24-26 May 2006 Page(s):1 – 4
- [18] Sviestins, E. Wigren, T." Nonlinear techniques for Mode C climb/descent rate estimation in ATC systems" IEEE Transactions on Control Systems Technology, Publication Date: Jan 2001 page(s): 163-174
- [19] Petrochilos, N.; Galati, G.; Piracci, E". Projection Techniques for Separation of Multiple Secondary Surveillance Radar Sources in a Real Environment" Fourth IEEE Workshop on Sensor Array and Multichannel Processing, 2006, Page(s):344 – 348
- [20] Galati, G.; Magaro, P.; Piracci, E.G.; Ciccotto, L"Multilateration applied to airport vehicles management systems: the Agile Transponder" 3rd European Radar Conference, 2006. EuRAD 2006. Volume , Issue , 13-15 Sept. 2006 Page(s):120 – 123
- [21] Prof. Freddy Mudry traitement des signaux quelques applications Haute école d'ingénierie et de gestion du Canton de Vaud département technique industrielle pp 68-79.

- Site internet: www.radartutorial.eu