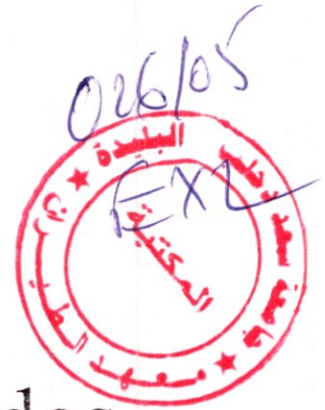


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministre de L'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Saad Dahleb de Blida

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR



DEPARTEMENT
AERONAUTIQUE



Projet de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en
Aéronautique (Option Installations)

Thème

INTERFACE GRAPHIQUE DU
RADIOALIGNEMENT DE DESCENTE GLIDE
PATH (TYPE ZERO-REFERENCE ET TYPE M)

Réalisé par :
Mlle : Amrouche Naima

Encadré par :
Dr : S.MEGUELATI
Mr : Y. SAFIR

Promotion 2004-2005

DEDICACES

- A mes très chers parents, qui ont été omniprésents et pour tous leurs sacrifices et encouragements ; que Dieu le protèges,
- A mon très cher frère Mustapha,
- A mes très chères soeurs Malika et Salima,
- A ma fidèle amie Ghenima,
- A mes chers amis (es) de l'institut d'aéronautique et précisément 5^{ème} année Installation,
- A mes chers copines de chambre,

Je dédie cet ouvrage

N.AMROUCHE

REMERCIEMENT

- *Je remercie d'abord DIEU qui a permit la réalisation de ce manuscrit.*
- *Je tien à exprimer mes vifs remerciement à mon enseignant et mon promoteur Mr.S.MEGUELATI qui a été pour moi un guide bien qualifié a chaque fois que j'ai besoin de ses orientations et pour son suivi attentif au long de ce travail.*
- *Je remercie également mon co-promoteur Mr.Y.SAFIR pour son aide.*
- *Je remercie le chef département Mr.F.BELHADI et le chef de service Mr.F.KHIDA ainsi que tous le personnels du service de radionavigation de la DTNA.*
- *Un grand merci à Djalel de la salle de navigation.*
- *Je remercie tous les membres du jury qui ont accepté d'examiner et d'évaluer ce travail.*
- *Je remercie ma famille et surtout ma soeur SALIMA qui m'a beaucoup aidé.*
- *En fin je tenu à remercier du fond du coeur les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce modeste travail.*

N.AMROUCHE

مخلص

هذه المذكرة تعرض دراسة و انجاز برنامج باستعمال القايد (المطلب) للتشبيه النظر لمجموع المنحنيات البيانية لأشعاعات مختلف انواع القلايد لنظام النيوط بالأجهزة. هذا النظام يسمح بالتشبيه النظري و التغيير في مختلف محولات الضبط مثل شدة التيارات لتغذية و زاوية ميل ميدان النيوط و اخيرا تقييم اثر هذه المحولات على المنحنيات البيانية للبيانات و الفرق في نسبة التعديل

Résumé

Ce mémoire présente l'étude et la réalisation d'une interface graphique sous le Guide de Matlab, pour la simulation de l'ensemble des diagrammes de rayonnement des Glides de Type « Zéro référence et type M bifréquence » du système d'atterrissage au instruments ILS.

En outre, ce logiciel permet d'effectuer la simulation de la variation de divers paramètres tels que les courants d'alimentations, la pente de terrain afin d'évaluer leur effet sur les diagrammes des antennes et sur le paramètre DDM.

Abstract :

This work concerne the theoretical research of the Instrument Landing System to applicat it for ILS signal simulations.

This software provides simulation of ILS radiation, showing installation and transmission side of Glide Path.

Many setting are possible in order to evaluate their effects for installation and radiation, also it's primarily designed for pedagogical needs.

Liste d'abréviation

ATM	Air trafic Management (Gestion du Trafic Aérienne).
CL	Clearance (signaux de couverture).
CSB	Carrier Side Bande (Porteuse+Bande Latéral).
DDM.	Différence de taux de modulation
DME	Distance Measuring Equipment (Equipement de mesure de distance
GP	Glide Path.
GPS	Global Positioning system (système de location par satellites).
GS	Glide Slope.
H _p	Hauteur de décision
HSI	Horizontal Situation Indicator.
ILS	Instrument landing System (système d'atterrissage aux instruments).
IM	Inner Marker (Radioborne Interieur).
LOC	Localizer.
LOP	Ligne of position (ligne de position).
MM	Middel Marker (Radioborne intermédiaire).
OACI	Organisation d'Aviation Civil International.
OBS	Omnibearing Selector.
OM	Outer Marker (Radioborne exterieur).
PVP	Porté visuel de piste
QDM	Relèvement magnétique à partir de l'avion.
QDR	Relèvement magnétique à partir de la station.
QFE	Relèvement géographique à partir de la station.
RAD	Radioalignement de Descente.
RAP	Radioalignement de Piste.
REF	abréviation de référence.
RMI	Radio magnetic indicator (indicateur du relèvement du gisement en VOR).
RVR	Runway Visual Range
SBO	Side Bande Only (Bande Latéral unique).
SDM.	somme des taux de modulation
VAR	abréviation de variable
VOR	Very high Frequency Omnidirectionnel Radio Range (Le Radiophare Omnidirectionnel VHF).

Sommaire

TABLE DES MATIÈRES

TABLE DES MATIÈRES

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	1
I. GENERALITES SUR LES MOYENS DE RADIONAVIAGATION.....	2
I.1. Introduction.....	2
I.2. Historique.....	2
I.2.1. Evolution des instruments de navigation aérienne	2
I.3. Les classifications des moyens de radionavigation	3
I.3.1. Classification géométrique des systèmes.....	3
I.3.2. La classification opérationnelle	5
I.4. Quelques définitions des termes de navigation.....	5
I.5. Les systèmes de navigation par satellite.....	6
I.5.1. Introduction.....	6
I.5.2. Principe du système GPS.....	7
I.5.3. Organisation du système GPS.....	7
I.6. Le radiophare omnidirectionnel VHF : le VOR	9
I.6.1. Le but	9
I.6.2. Le principe du VOR.....	9
I.7. L'équipement de mesure de distance : le DME.....	12
I.7.1. Le but	12
I.7.2. Le principe de fonctionnement	12
I.8. Le système d'atterrissage aux instruments : l'ILS.....	13
I.8.1. Introduction.....	13
I.8.2. Disposition des sous-systèmes.....	14
I.8.3. Principe de fonctionnement de Radiophare d'alignement de piste (Localizer)....	15
I.8.4. Principe de fonctionnement Radiophare d'alignement de descente (Glide Path)	16
I.8.5. Les radiobornes.....	17
I.8.6. Couvertures ILS.....	18
I.8.7. Catégorie d'ILS.....	20
I.8.8. Performances.....	21
I.8.9. Les phases d'approches et d'atterrissage automatique	21
I.9. Conclusion	23
II. LES ANTENNES	24
II.1. Introduction.....	24
II.2. Les types d'antennes	24
II.3. Propriétés générales des antennes.....	25
II.3.1. Antenne isotrope.....	25
II.3.2. Directivité d'une antenne.....	25
II.3.3. Gain en puissance et rendement	25
II.3.4. Diagramme de rayonnement d'une antenne	26
II.3.5. Surface équivalente d'une Antenne en réception	27

Table des matières

II.3.6. Equation des télécommunications	27
II.4. Les antennes filaires	28
II.4.1. Rayonnement d'un doublet électrique	28
II.4.2. Champ rayonné par une antenne en ondes stationnaires	29
II.4.3. Dipôles résonants : l'antenne demi-onde	30
II.5. Influence d'un plan conducteur	31
II.5.1. Principes des images	32
II.6. Groupements d'antennes : alignements et réseaux	33
II.6.1. Intérêt des groupements	33
II.6.2. Cas de deux sources	34
II.6.3. Diagramme de rayonnement d'un alignement de N sources	35
II.6.4. Cas particulier d'un réseau de n éléments omnidirectionnels équiamplitudes	36
II.6.5. Réseau d'éléments quelconques	37
II.6.6. Optimisation des diagrammes	37
II.6.7. Gain des alignements	38
II.6.8. Réseaux plans	38
II.7. Conclusion	40
III. ETUDE ET ANALYSE DU SYSTEME GLIDE PATH	41
III.1. Introduction	41
III.2. Les normes OACI	41
III.2.1. Gabarit OACI de la DDM	41
III.2.2. Structure de l'alignement de descente catégorie III	41
III.3. Champs rayonnés par un radiophare monofréquence Type zero reference	43
III.4. Champs rayonnés par un radiophare bifréquence Type M	46
III.4.1. Le principe de l'effet de capture	46
III.4.2. Constitution du Glide bifréquence	46
III.4.3. Les champs rayonnés	48
III.5. Le réseau d'antenne à dipôles	48
III.5.1. Constitution du réseau	48
III.5.2. Diagramme de rayonnement du réseau	48
III.6. Détermination des hauteurs des aériens du Glide TYPE M	51
III.6.1. Facteur de directivité sol	51
III.6.2. Les hauteurs des antennes	52
III.7. Obtention des diagrammes de rayonnement du Glide Type M	54
III.7.1. Le champ porteuse + bandes latérales CSB	54
III.7.2. Champ bandes latérales SBO	56
III.7.3. Champ de couverture Clearance CL	57
III.8. Expression de la DDM et SDM du Glide Type zéro référence	59
III.9. Expression de la DDM et SDM du Glide type M	61
III.10. L'effet de l'emplacement du mât d'antenne Glide sur la DDM	63
III.11. Effet de la pente longitudinale du terrain	64
III.12. Conclusion	65
IV. INTERFACE GRAPHIQUE DE SIMULATION DU Glide Path	66
IV.1. Introduction	66
IV.2. Qu'est ce qu'une simulation	66
IV.2.1. Définition	66
IV.2.2. Objectifs de la simulation	66
IV.3. Fonctionnement « GUIDE »	67

Table des matières

IV.3.1. Les contrôles	67
IV.3.2. Page intitulée : Thème du projet « THEME »	69
IV.3.3. Page intitulée: Panneau entrée paramètres du glide « INIT ».....	69
IV.3.4. Page intitulée : Diagramme réseau dipôle	69
IV.3.5. Page intitulée : Choix du Glide «GP ».....	70
IV.3.6. Page intitulée : Trajectoire «SIMU »	70
IV.4. Les organigrammes	70
IV.5. Conclusion.....	83
CONCLUSION GENERALE.....	85
BIBLIOGRAPHIE.....	86

Introduction Générale

D A B



INTRODUCTION GENERALE

Dans le cadre du projet de fins d'études du cycle Ingénieur, Option Installations, de l'Institut d'aéronautique de Blida, nous avons choisi de réaliser une interface graphique permettant de comprendre à l'aide simulations, un équipement important de radionavigation qui est le Glide Path.

Dans les atterrissages aux instruments, les avions utilisent l'équipement connu sous le sigle ILS qui signifie en Anglais Instrument Landing System c'est-à-dire un instrument d'atterrissage aux instruments. L'ILS est donc un système qui permet de guider les avions en toute sécurité même dans des conditions météorologiques très défavorables, dans toutes les phases d'atterrissage.

Cet équipement est constitué de deux sous-systèmes que sont le Localiser ou radioalignement alignement de piste qui donne l'écart de l'avion par rapport à un plan vertical passant par l'axe de piste et le Glide Path ou radioalignement de descente qui donne l'écart angulaire par rapport à un plan oblique contenant la trajectoire de descente.

Le Localiser et le Glide fonctionnent de manière assez semblables sauf en ce qui concerne l'obtention des diagrammes de rayonnement des signaux émis par l'ILS. Le glide utilisé en effet, contrairement au Localiser, l'effet de la réflexion sur le sol pour produire les diagrammes désirées, ce qui évidemment complique le problème.

Notre travail consiste à expliquer l'obtention de tous les diagrammes du Glide et les représenter graphiquement. L'interface doit être capable de prendre en charge les deux types importants de Glide que sont le monofréquence et le bifréquence et de pouvoir simuler l'effet de la variation de certains paramètres comme les courants qui alimentent les antennes ou la pente du terrain.

Notre mémoire est divisée en quatre chapitres dont le contenu est le suivant :

Le premier chapitre donne un aperçu des moyens de radionavigation utilisés à l'heure actuelle en insistant plus particulièrement sur l'ILS.

Le deuxième chapitre présente la théorie générale des antennes qui est un élément essentiel pour comprendre et étudier le Glide.

Le troisième chapitre développe de façon très détaillée les différents aspects du système d'antennes du Glide en explicitant toutes les relations permettant de réaliser l'interface.

Le dernier chapitre décrit le fonctionnement de l'interface.

CHAPITRE I

*Les moyens de
radionavigation*

D A B



I. GENERALITES SUR LES MOYENS DE RADIONAVIAGATION

I.1. Introduction

La radionavigation est une technique qui offre un certain nombre de moyens qui permettent de relever la position d'un mobile (avion) et de déterminer son itinéraire d'un point à un autre. Dans ce chapitre, nous allons donner un aperçu du fonctionnement d'un certain nombre de ces moyens en insistant principalement sur l'équipement d'atterrissage, l'ILS qui fait l'objet de notre travail.

I.2. Historique

I.2.1. Evolution des instruments de navigation aérienne

Les différents systèmes de radionavigation se sont développés progressivement selon le schéma suivant :

◆ *Génération zéro*

Comme son nom l'indique, c'est le début de l'aviation en générale, et à cette époque, le pilote utilisait ces facultés physiologique comme capteurs (vue, l'ouïe).

◆ *Première génération (1950)*

Dans les années cinquante, il y a eu l'apparition des systèmes de navigation et des aides à la navigation et de communication. Il est à signaler qu'à cette époque les avions volaient à faibles altitudes.

La technologie utilisée était mécanique et électromécanique et donc caractérisé par :

- La non répétitivité de l'information.
- Le coût élevé.
- Une fiabilité médiocre de ces instruments.

◆ *Deuxième génération (1960 - 1970)*

Cette époque était caractérisée par l'apparition d'avion volant à plus de 40000 pieds et des vitesses dépassant « MACH 2 » avec l'apparition de l'électronique et de l'automatique. Cette génération était caractérisée par :

- Une intégration partielle des systèmes et des instruments.
 - Transmission de données électrique, analogique, et aussi hydromécanique.
-

$$t = \frac{2 \cdot D}{c} \quad c : \text{vitesse des ondes électromagnétiques.}$$

d'où pratiquement : 150m / μs. C'est le principe général des radars et des mesures de distance.

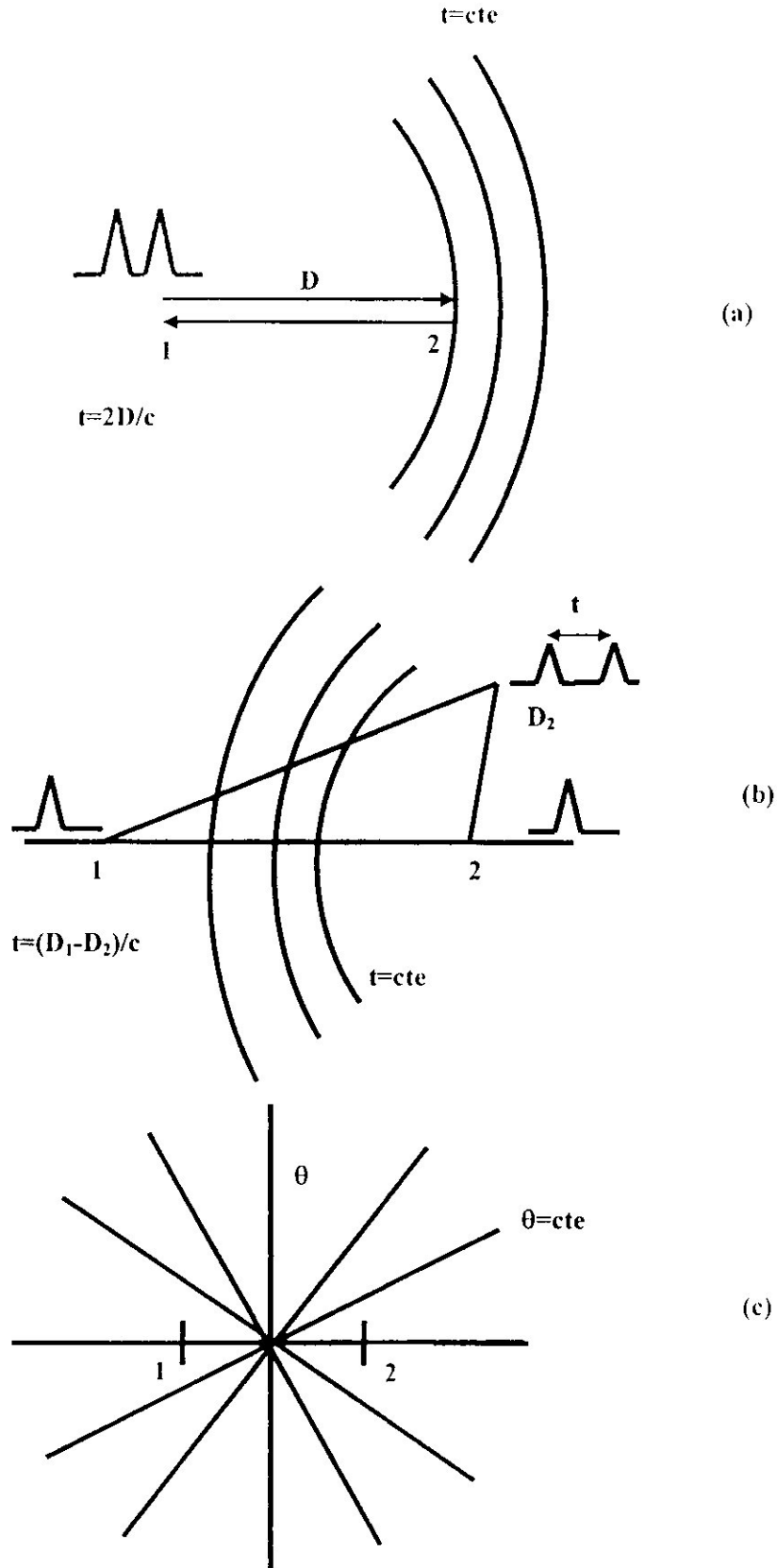


Fig.I-1 : (a) système circulaire, (b) hyperbolique, (c) angulaire

◆ *Les systèmes angulaires*

Si la distance entre deux stations devient très petite par rapport aux distances au mobile, les hyperboles peuvent être confondues avec leurs asymptotes : les LOP sont alors des (radiales) passant par la station et définies par leur azimuth. (Fig.I.1-a)

En pratique, la mesure se fait sur le signal d'interférence des deux signaux radio, dont l'amplitude, par exemple, est fonction de l'azimut ; c'est par exemple du système VOR.

◆ *Les Systèmes hyperboliques*

A grande distance, il est avantageux de mesurer à bord la différence des temps de propagation à partir de stations synchrones largement espacées, c'est-à-dire de mesurer le temps qui s'écoule entre la réception des deux signaux émis en même temps (ou avec un décalage de temps connu) :

$$T=(D_1- D_2)/c$$

Les LOP $t = \text{cte}$ sont des hyperboles de foyer, les stations (Fig.I.1-c).

I.3.2. La classification opérationnelle

◆ *Aides à grande distance ($D > 300\text{NM}$)*

Ces moyens sont utilisables pour la navigation long courrier au dessus des grandes étendues désertiques ou maritimes ; précision attendue de 5 à 10 NM.

Ces aides ne peuvent utiliser que les fréquences VLF, LF ou MLF et sont de la famille hyperbolique en général : LORAN, Oméga, GPS.

◆ *Aides à moyenne distance ($D < 300\text{NM}$)*

Ils sont utilisées pour la navigation sur routes aériennes et dont la précision doit être de quelques NM ou quelques degrés.

◆ *Aides à courte distance, approche et atterrissage :*

Ils sont utilisées dans les région terminales et au voisinage des aérodromes. Ce sont principalement les systèmes d'atterrissage ILS.dont la précision est grande.

I.4. Quelques définitions des termes de navigation

Les directions de référence utilisées en aéronautique sont constituées par les directions du nord. On distingue (Fig.I.2) :

- Le nord vrai N_v qui est la direction du pôle nord.
- Le nord magnétique N_m qui est la direction du nord magnétique indiqué par le compas de bord.
- Les caps C sont les angles entre la direction de référence et l'axe longitudinal l'aéronef. Si la direction de référence est le nord magnétique, on parlera de cap magnétique C_m .
- Le vecteur vitesse porté par le cap est la vitesse propre de l'avion appelée aussi vitesse air V_a .
- Les routes R sont les angles de la trajectoire sol avec la direction de référence.
- Route et cap sont confondues en l'absence de vent et de dérapage. Si la direction de référence est le nord magnétique, on parlera de route magnétique.

- Le vecteur vitesse tangent à la route est la vitesse sol V_s .
- La dérive X est l'écart angulaire entre la route et le cap en vol normal sans dérapage. la dérive est fonction du vent noté V_w .

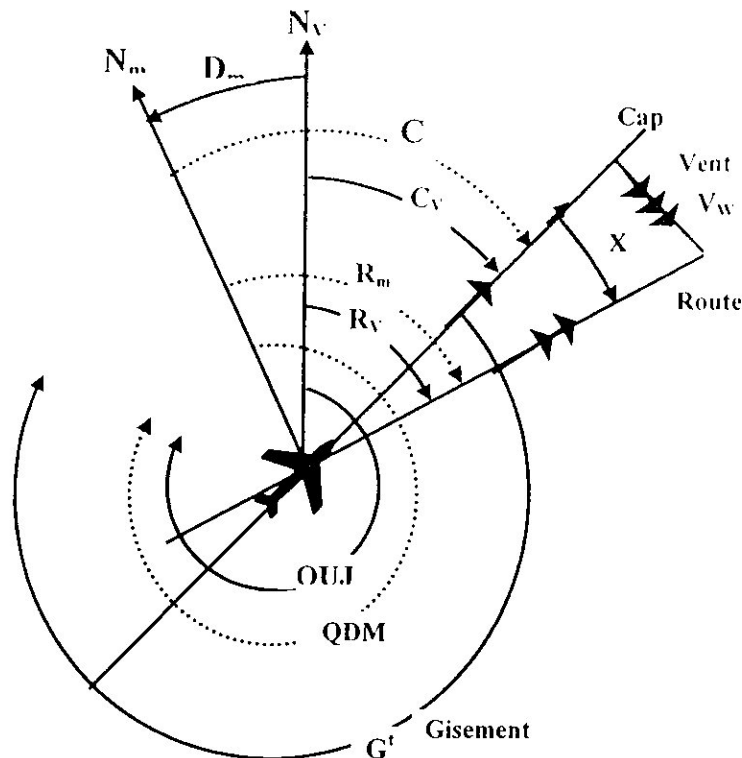


Fig. I-2 : Directions relatives à l'aéronef

Les abréviations suivantes sont très utilisées :

- QDM : c'est la route magnétique à suivre pour se diriger sur une station, c'est aussi le relèvement de la station par l'avion.
- QDR : c'est la route magnétique à suivre pour s'éloigner de la station, aussi le relèvement de l'avion par la station.

I.5. Les système de navigation par satellite

I.5.1. Introduction

Dans les courants des années 60, le Département de la défense américain (DOD) a cherché à imaginer un nouveau système militaire de navigation plus performant.

Le but de ce système est de fournir à tout instant quelles que soient les conditions météorologiques partout dans le monde :

- Une position (latitude, longitude et altitude)
- Une vitesse
- Une date

Cette position et ce temps sont déterminés à partir de mesures de distance entre le récepteur et plusieurs satellites dont la position est connue. Ces mesures de distance sont en réalité des mesures de temps de propagation du signal entre chaque satellite.

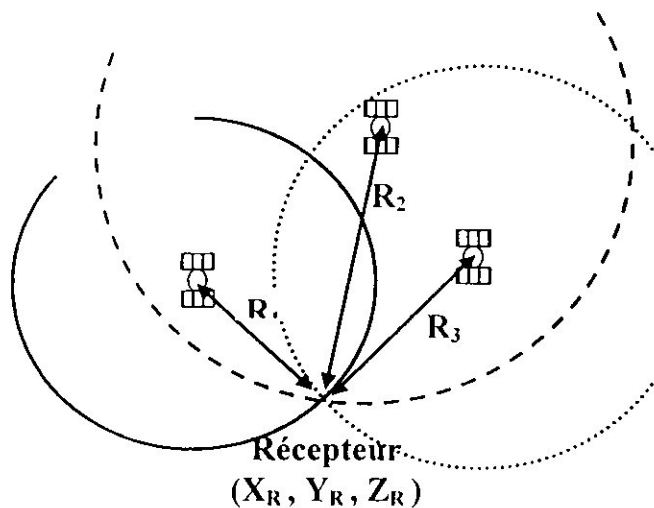
A l'heure actuelle, le système de positionnement par satellites, le GPS, est le plus utilisé dans le domaine de la navigation aérienne. Il offre deux services :

- le Standard Positioning System (SPS) ouvert aux civils (codes C/A)
- le Precise Positioning System (PPS) : réservé à l'armée américaine et permettant une précision supérieure au SPS (code P/Y)

1.5.2. Principe du système GPS

◆ *Positionnement*

Le mode de repérage utilisé par le GPS s'appuie sur le principe de la triangulation : la position du mobile est située à l'une des 2 intersections des sphères centrées sur trois satellites (Fig.1.3). La position est déterminée à partir des mesures des distances entre le mobile et les satellites et des positions des satellites calculées à partir des éphémérides transmises par les satellites.



3 mesures de temps T_i

3 calculs de distance $R_i = cT_i$

3 équations à 3 inconnues :

$$f_i(X_R, Y_R, Z_R) = R_i$$

Fig. 1-3 : Principe de positionnement du GPS

◆ *Mesure des temps de propagation*

La détermination des temps de transmission du signal se fait par corrélation :

- Le récepteur et le satellite émettent en synchronisme (au même moment) une trame pseudo-aléatoire identique.
- Une fois que cette trame sera reçue par le récepteur, celui-ci pourra la décaler dans le temps de façon à la faire coïncider avec celle qu'il a générée, la mesure du temps de transmission est déduite de ce procédé, et ainsi on peut connaître la distance séparant le récepteur du satellite.

1.5.3. Organisation du système GPS

Le système est divisé en 3 segments (Fig. 1.4) :

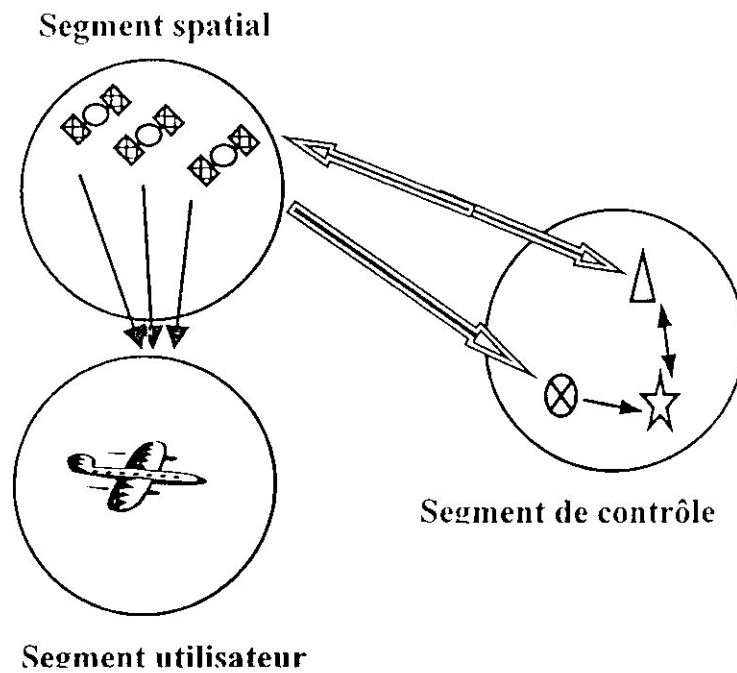


Fig. I-4 : Les différents segments de GPS

♦ *Segment spatial*

Ce segment est représenté en figure I-5 . Ses caractéristiques sont les suivantes :

- 21 satellites + 3 de secours. En tout point de la terre toujours un minimum de 5 satellites visibles,
- Sur chaque orbite se situent 4 satellites répartis symétriquement,
- Chaque orbite forme un angle de 55° avec l'équateur et de 60° avec une autre orbite
- L'altitude des satellites est de 20200 km
- Ils ont une révolution de 12 heures

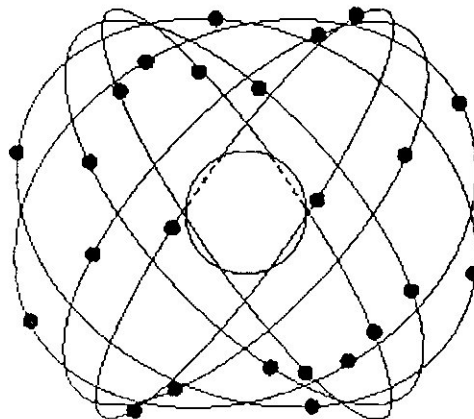


Fig. I-5 : Les 24 satellites sur 6 plans orbitaux

◆ Segment de contrôle

Il s'agit de l'ensemble des bases de contrôle qui suivent chaque seconde la trajectoire de chaque satellite. Elles sont réparties sur différents pays afin qu'au moins une station contrôle un satellite donné. La station principale est située dans le Colorado.

Le rôle de ces stations est d'assurer le suivi des satellites, mais aussi de leur envoyer les corrections d'erreurs de positionnement. Ceci permet d'augmenter la fiabilité du système en permettant à tout instant de vérifier que les informations générées par chacun des satellites sont correctes.

◆ Segment utilisateur

C'est le plus connu puisqu'il s'agit de l'ensemble des récepteurs GPS utilisés à travers le monde.

Ils assurent la sélection des satellites, acquisition des signaux, mesure et poursuite.

◆ La précision du GPS

les causes d'erreur sont multiples (horloge, éphémérides, bruit,...). La précision dépend du type de service SPS ou PPS. Pour le service standard SPS, on cite les chiffres de 100 m pour la position et 0,2 m/s pour la vitesse.

I.6. Le radiophare omnidirectionnel VHF : le VOR

I.6.1. Le but

Le VOR est un système d'aide à la radionavigation, recommandé par l'OACI et reconnu internationalement pour les guidages des avions à courte et moyenne distance. Il peut être commandé et surveillé à distance.

Le but du radiophare omnidirectionnel VOR est de fournir une information de relèvement magnétique (QDM) d'une station d'émission omnidirectionnelle au sol qui pourra être lue par le pilote sur un indicateur (Fig. I-6). Le QDM est le cap magnétique sont utilisés pour se déplacer dans les couloirs aériens.

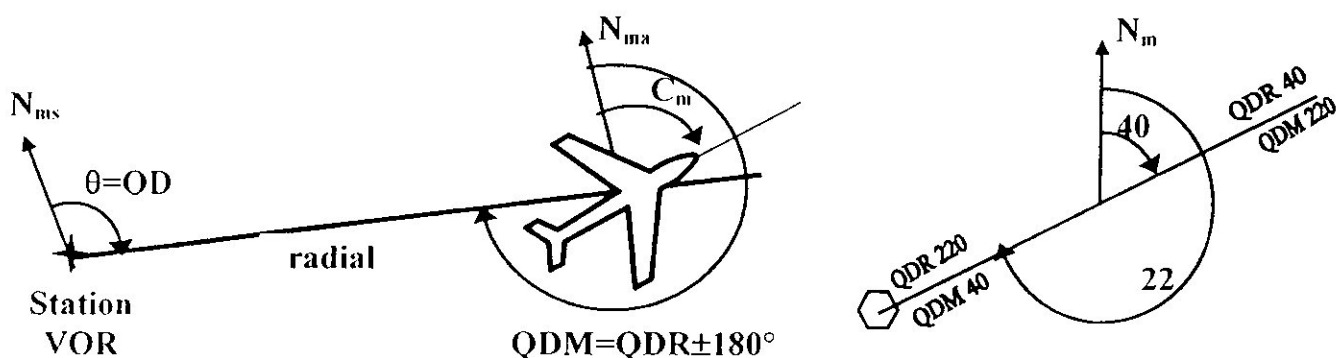


Fig.I-6 : Informations délivrées par le VOR

I.6.2. Le principe du VOR

La station VOR rayonne à une fréquence VHF :

- Un lobe tournant à 30 tours/s (*le 30 Hz variable*), dont le diagramme de directivité azimutal à un instant t est la forme d'une cardioïde : $1 + 0,3 \cdot \cos(60\pi t - \theta)$. θ étant le relèvement magnétique (QDR) de la direction d'observation.

- En même temps, la station émet avec une antenne omnidirectionnelle une modulation de référence (le 30 Hz de référence) : $\cos(60\pi t)$

A bord de l'avion, il suffit de comparer la phase des deux signaux pour connaître l'azimut θ .

La figure (I-7) montre le déphasage entre les signaux de référence et variable pour différents azimuts.

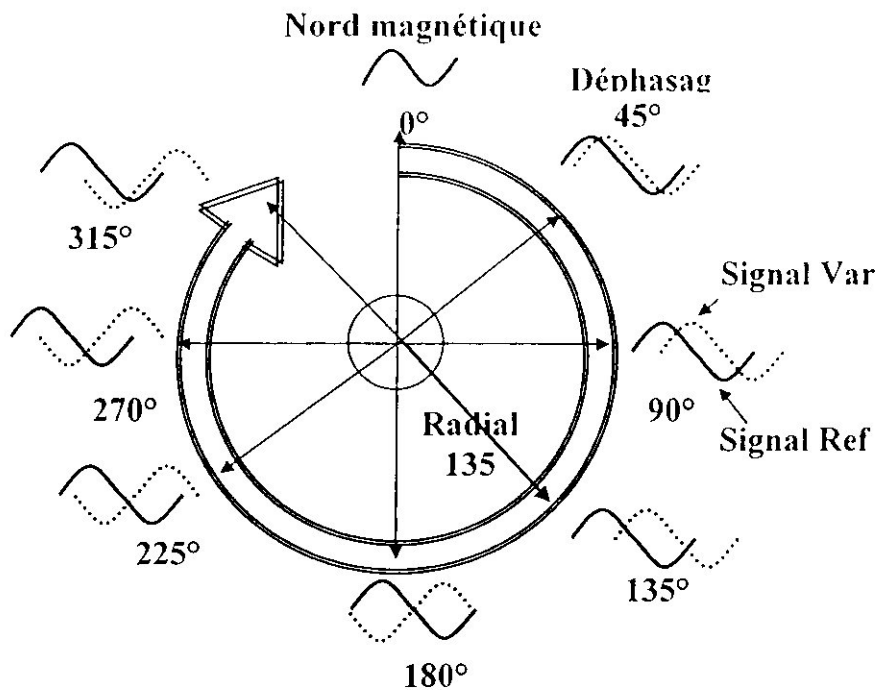


Fig. I-7 : Angle de phase dans différentes directions

◆ Performances du VOR

Les performances sont les suivantes :

- Précision variable mais l'erreur maximale ne dépasse pas 3°.
- La stabilité de l'information est médiocre mais les indications sont sûres.
- Portée maximum de l'ordre de 200 nm
- Cône de silence au-dessus de la station.

◆ Utilisation du VOR

- Les indications du VOR peuvent être visualisées sur différents indicateurs dont le HSI (Horizontal Situation Indicator) représenté en figure I-8.
- Le VOR est utilisé principalement pour suivre des routes aériennes. L'exemple suivant (Fig. I-9) montre comment utiliser des VOR pour aller d'un point à un autre :
 - La première moitié du parcours se fait en éloignement (aiguille centrée, drapeau en FROM) Arrivé approximativement à la moitié du parcours: afficher la fréquence de la station suivante et afficher la radiale de rapprochement de la station avec le sélecteur de route (OBS). La seconde moitié du parcours se fait en rapprochement (aiguille centrée, drapeau en TO)

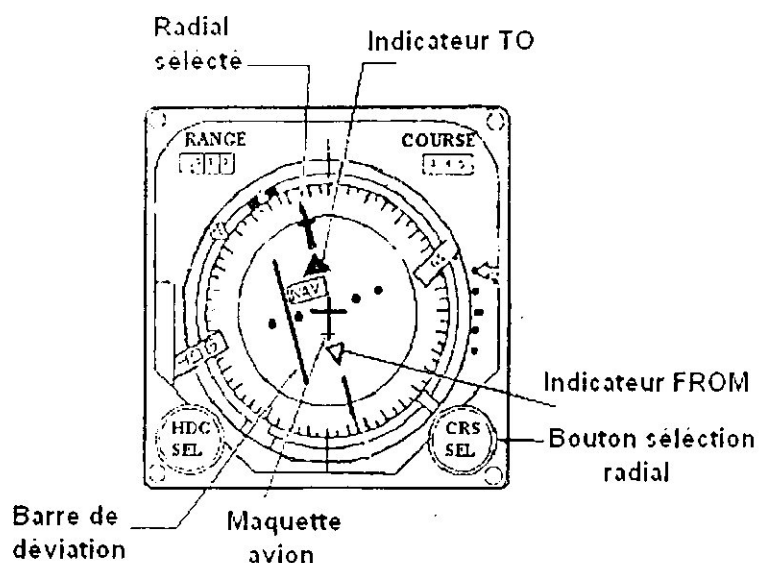


Fig. I-8 : L'indicateur HSI

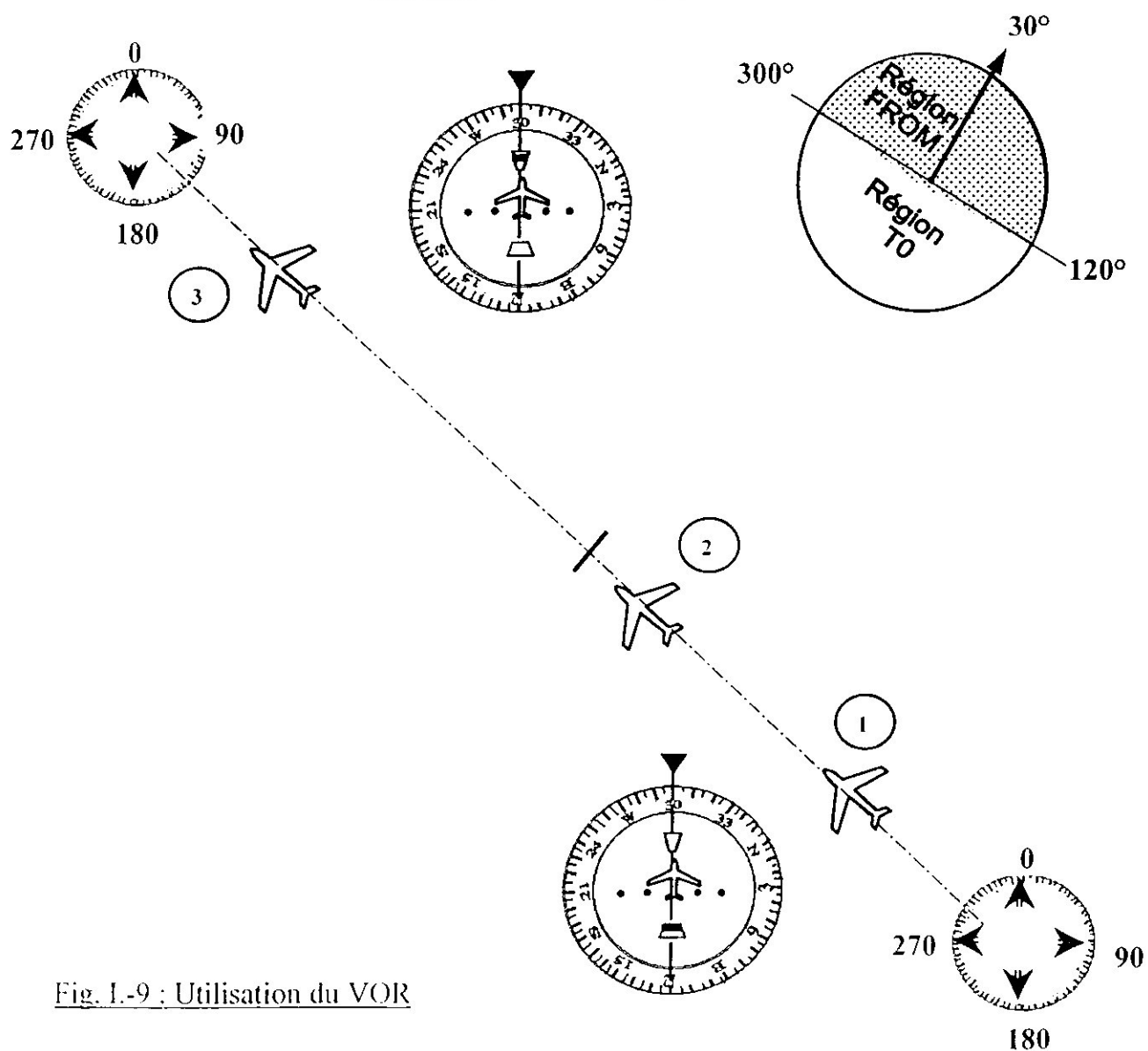


Fig. I-9 : Utilisation du VOR

1.7. L'équipement de mesure de distance : le DME

1.7.1. Le but

Le DME a été défini par l'OACI (Annexe 10) comme un système d'aide à la radionavigation avec une couverture omnidirectionnel à courte et moyenne distance.

Le but de DME est la mesure la distance de l'avion à la station DME au sol par détermination du temps écoulé entre l'interrogation par l'émetteur aéroporté et la réception de la réponse de la station.

La distance mesurée est une distance oblique (Fig. I-10).

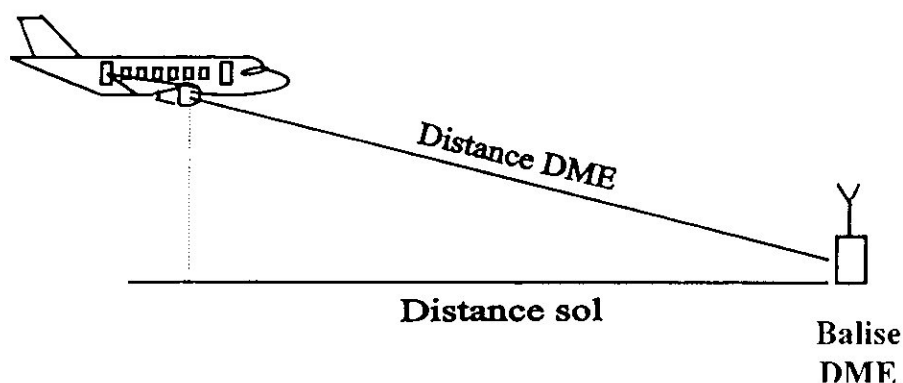


Figure I-10 : Principe de DME

1.7.2. Le principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement simplifié du DME est représentée en figure I-11 On distingue deux phases :

◆ Phase recherche

Pendant la phase de *recherche*, l'interrogateur à bord de l'avion émet à une fréquence assez élevée et *aléatoire* (150 paire/seconde en moyenne). Les réponses reçues du transpondeur (retardées de 50 μ s) comprennent les réponses destinées aux interrogations de l'avion mais aussi celles destinées aux autres avions qui interrogent la même station. Seules les réponses qui correspondent aux interrogations de l'avion vont présenter le même retard Δt (lentement variable) par rapport aux interrogations et vont pouvoir être détectés par l'avion (procédés numériques de recherche). Un critère par exemple de 7 réponses/10 interrogations permet d'arrêter la phase de recherche.

La distance est calculée par l'expression $D(m)=150(\Delta t-50)_{(\mu s)}$

◆ Phase poursuite

Lorsque l'acquisition de la distance est faite (durée de 1 seconde), commence la phase de poursuite à une cadence réduite à 30 paires/seconde qui consiste à asservir la position d'une fenêtre électronique à la réponse propre de l'avion.

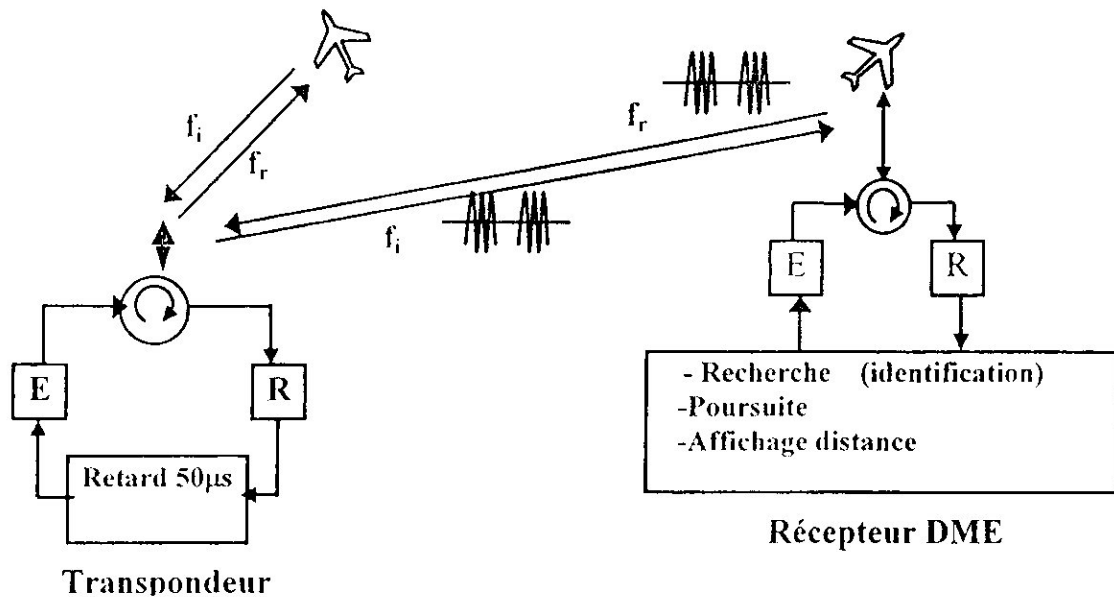


Fig. I-11 : Principe de fonctionnement de DME

◆ Performances du DME

Le DME est un très bon système de navigation. L'erreur maximale tolérée par l'OACI est de 0,5 NM (ou de 3 % de la distance).

Les DME sont souvent associés à des VOR, cela donne un système de référence en coordonnées polaires.

I.8. Le système d'atterrissage aux instrument : l'LS

I.8.1. Introduction

L'ILS (Instrument Landing System) est un système d'aide à la radionavigation utilisé au niveau international pour l'approche de la piste. Il se compose des éléments suivants (figure I-12)

- Un radiophare d'alignement de piste (*Localizer* ou *RAP*).
- Un radiophare d'alignement de descente (*Glide Slope* ou *RAD*).
- Une série de radiobornes à utilisations multiples incluant une balise extérieure (Outer Marker) et une balise intermédiaire (Middle Marker), ainsi dans certain cas particulier une balise intérieure (Inner Marker).

La définition de la trajectoire de descente est une pente de 3 degrés environ passant à 15 mètres au dessus du seuil de piste et aboutit à 300 mètres après le seuil : c'est l'intersection de 2 plans

- Un plan vertical passant par l'axe de piste : le *Localizer*.
- Un plan oblique perpendiculaire au LOC : le *Glide*.

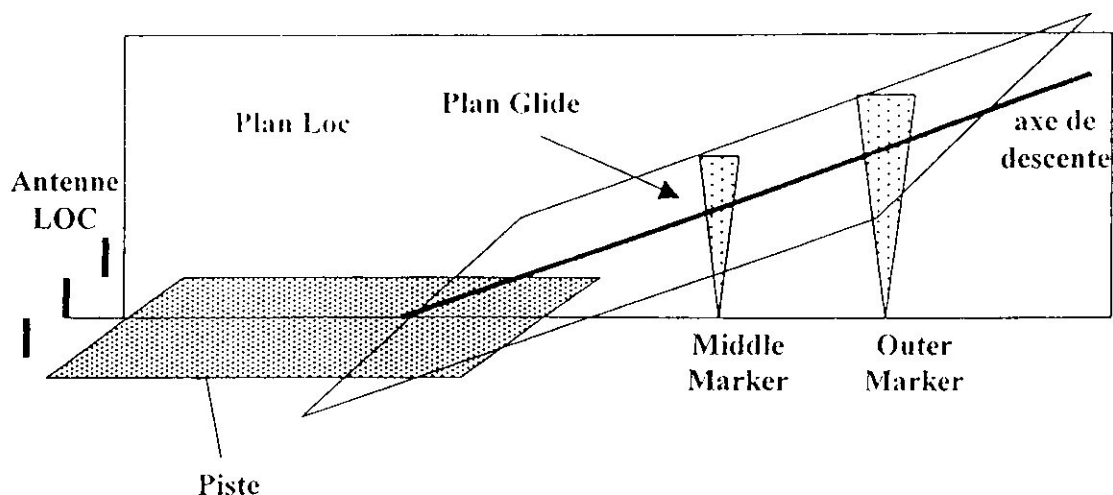


Fig. I-12 : Définition de la trajectoire de descente

I.8.2. Disposition des sous-systèmes

La disposition des différents sous-systèmes équipant l'ILS est indiquée en figure I-13

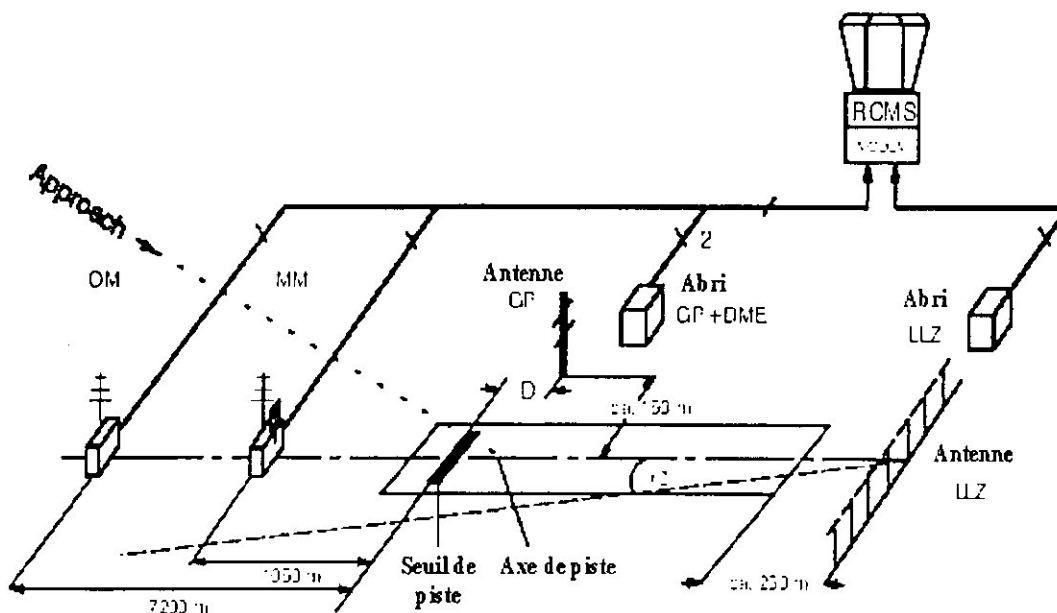


Fig. I-13 : Disposition des sous-systèmes ILS

Généralement le réseau d'antenne du RAP mesure environ 25 mètres de largeur et se situe à 300 mètres de l'extrémité de piste.

Les aériens du RAD sont montés sur un mat d'environ 9 mètres, généralement situé à 300 mètres en aval du seuil de piste et à 150 mètres d'un côté ou de l'autre de l'axe de piste.

L'émetteur RAD y afférant est logé dans un abri à proximité de l'antenne.

Le radioborne se trouve entre 75 et 450m (Inner Marker (IM)), 1050m (Middle Marker (MM)) 7200 m (Outer Marker (OM)) devant le seuil de la piste d'atterrissage, sur la ligne médiane prolongée de la piste d'atterrissage. Seul le marker médian et le marker extérieur sont mis en œuvre dans la majorité des cas.

- Si un système DME est utilisé à titre d'équipement supplémentaire pour le radioborne, il existe des différentes possibilités d'implantation.

1.8.3. Principe de fonctionnement de Radiophare d'alignement de piste (Localizer)

Ces radiophares émettent dans la bande VHF sur 40 fréquences s'échelonnant entre 108 et 112 MHz, les décimales sont impaires espacées de 200 kHz (108.1, 108.3,....).

Le réseau d'antenne du radiophare d'alignement de piste émet deux lobes qui se recoupent. Les lobes ont les mêmes fréquences porteuse, mais ils ont des modulations différentes, 150Hz et 90Hz, comme on peut le voir sur le diagramme polaire (diagramme de rayonnement) représenté à la figure I-14.

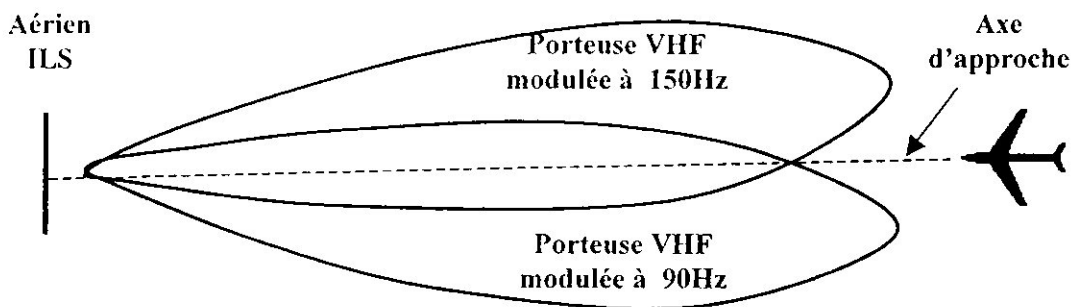


Fig. I-14 : Diagramme de rayonnement du radiophare d'alignement de piste

Le récepteur de bord (Fig.I-15) compare la force des deux modulations ou exactement le taux de modulation des deux lobes. Cette comparaison est utilisée pour produire une tension qui alimente l'aiguille d'alignement de piste. Si l'avion est sur l'alignement de piste, les taux de modulation sont égaux et une tension nulle est envoyée à l'aiguille d'alignement de piste qui reste donc en position neutre, c'est-à-dire au centre.

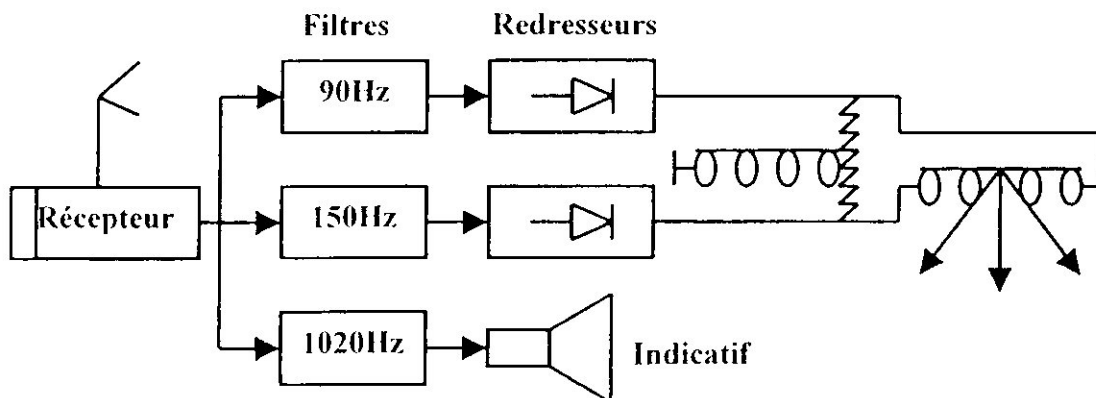


Fig. I-15 : Récepteur ILS

Le radioborne se trouve entre 75 et 450m (Inner Marker (IM)), 1050m (Middle Marker (MM)) 7200 m (Outer Marker (OM)) devant le seuil de la piste d'atterrissage, sur la ligne médiane prolongée de la piste d'atterrissage. Seul le marker médian et le marker extérieur sont mis en œuvre dans la majorité des cas.

- Si un système DME est utilisé à titre d'équipement supplémentaire pour le radioborne, il existe des différentes possibilités d'implantation.

1.8.3. Principe de fonctionnement de Radiophare d'alignement de piste (Localizer)

Ces radiophares émettent dans la bande VHF sur 40 fréquences s'échelonnant entre 108 et 112 MHz, les décimales sont impaires espacées de 200 kHz (108.1, 108.3,.....).

Le réseau d'antenne du radiophare d'alignement de piste émet deux lobes qui se recoupent. Les lobes ont les mêmes fréquences porteuse, mais ils ont des modulations différentes, 150Hz et 90Hz, comme on peut le voir sur le diagramme polaire (diagramme de rayonnement) représenté à la figure I-14.

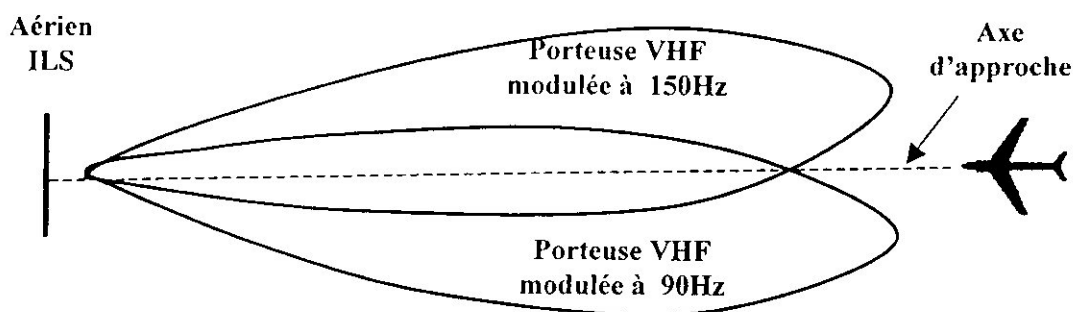


Fig. I-14 : Diagramme de rayonnement du radiophare d'alignement de piste

Le récepteur de bord (Fig.I-15) compare la force des deux modulations ou exactement le taux de modulation des deux lobes. Cette comparaison est utilisée pour produire une tension qui alimente l'aiguille d'alignement de piste. Si l'avion est sur l'alignement de piste, les taux de modulation sont égaux et une tension nulle est envoyée à l'aiguille d'alignement de piste qui reste donc en position neutre, c'est-à-dire au centre.

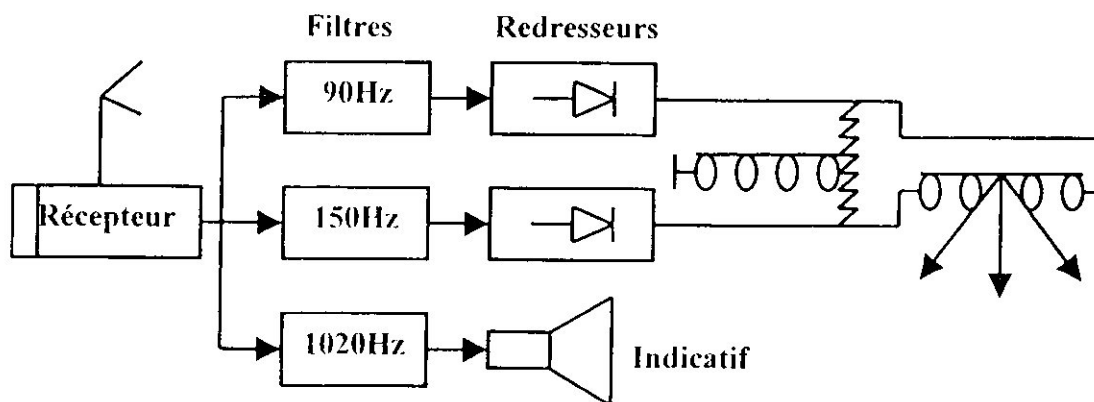


Fig. I-15 : Récepteur ILS

Le faisceau du RAP offre un guidage en azimut grâce à l'aiguille de l'indicateur ILS de bord (ou autre indicateur semblable).

Si l'alignement de piste est à gauche en approche finale, la modulation 150 Hz est plus forte que la modulation 90 Hz et une tension représentant cette différence est envoyée à l'aiguille d'alignement de piste qui dévie à gauche, signifiant que l'axe de piste est à gauche ; de même, si l'alignement de piste est à droite en approche finale, la modulation à 90 Hz sera prédominante et l'aiguille déviera à droite, signifiant que l'axe de piste est à droite (Fig. I-16).

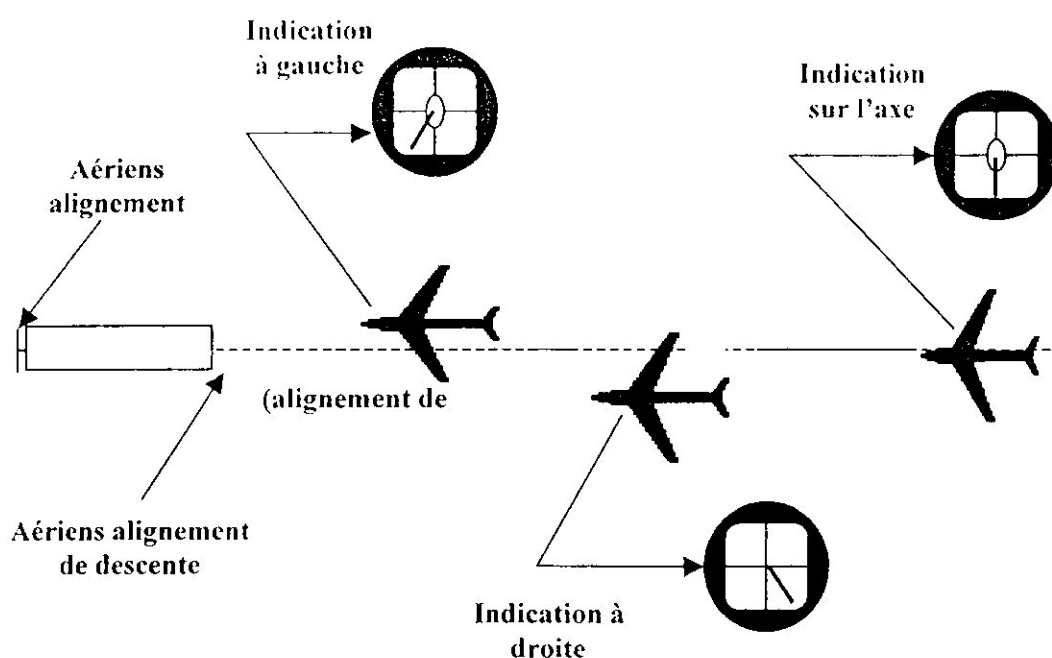


Fig. I-16 : Vue en plan de l'approche

I.8.4. Principe de fonctionnement Radiophare d'alignement de descente (Glide Path)

Ces radiophares émettent dans la bande UHF sur 40 fréquences s'échelonnant entre 328 et 336 MHz.

Les radiophare RAP et RAD ont des fréquences appariées, par exemple un RAP dont la fréquence est de 110.3 MHz sera couplé à un RAD dont la fréquence sera de 335 MHz.

Le même principe s'applique aux indications d'axe de descente, si ce n'est que les lobes se recoupent dans le plan vertical.

La figure I-17 montre que le diagramme polaire de l'alignement de descente peut être un peu plus complexe que celui de l'alignement de piste, du fait qu'il comporte deux séries de lobes qui se recoupent. Ce phénomène résulte d'une interférence entre les ondes directes et les ondes réfléchies par le sol. L'angle d'alignement de descente désiré (habituellement 3°) est obtenu en réglant l'amplitude de la porteuse modulée à 150 Hz.

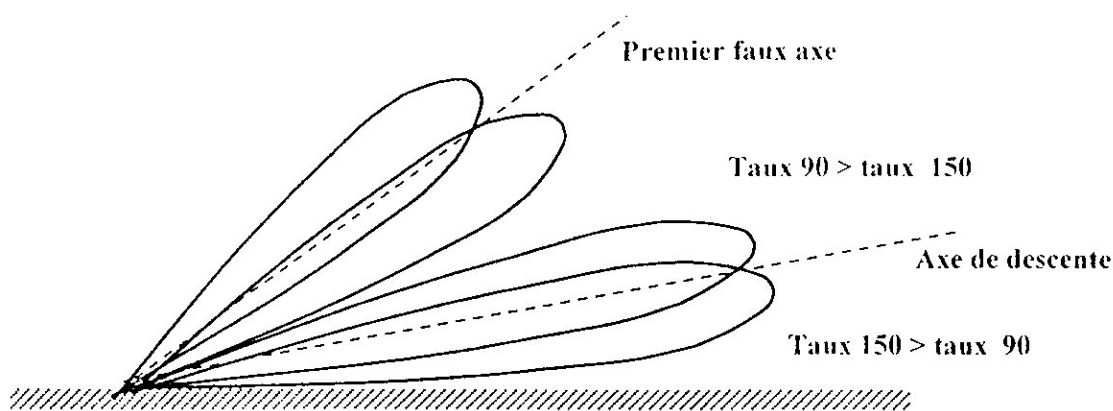


Fig.I-17 : Diagramme de rayonnement d'un radiophare d'alignement de piste

Sur la même figure on voit qu'il peut exister des faux équisignaux d'alignement appelés faux axes, mais ils se trouvent au-dessus de l'alignement de descente réel, si bien qu'ils ne devraient pas amener l'avion dangereusement bas s'ils sont utilisés par accident.

Le faisceau du radiophare d'alignement de descente assure le guidage dans le plan vertical grâce à l'aiguille correspondante de l'indicateur ILS de bord, comme le montre la figure (I-18).

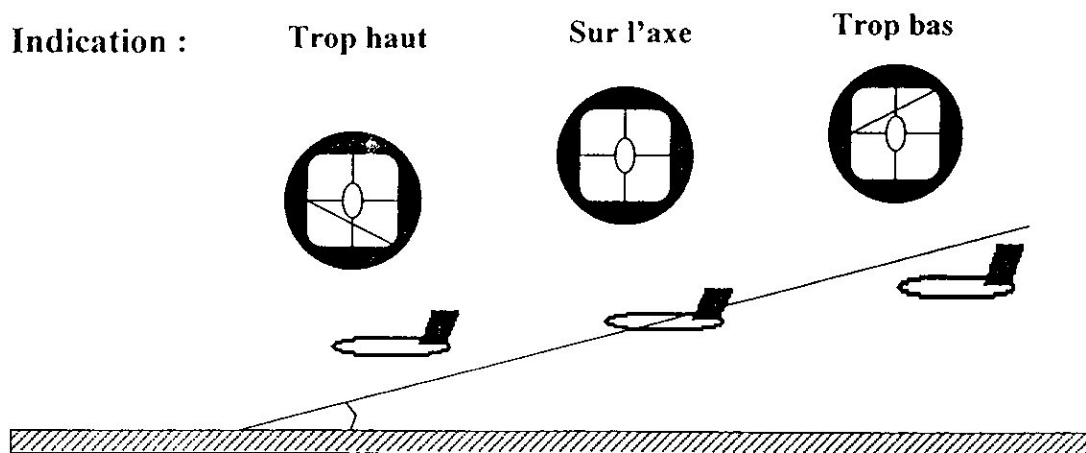


Fig. I-18 : Vue en profil d'approche

I.8.5. Les radiobornes

Les radiobornes (Fig.I-19) émettent un rayonnement en éventail qui peut être reçu dans un secteur limité à la verticale de l'aérien. Elles émettent sur la même fréquence de 75 MHz, dans la bande VHF (modulée en amplitude par l'indicatif).

Les récepteurs de bord sont conçus pour donner des indications visuelles et auditives à la verticale et de l'identité de la radioborne. Sur les équipements de bord, les indications visuelles sont fournies par des voyants de couleurs différentes, un pour chaque radioborne.

La plupart des installations ILS sont dotés d'une radioborne extérieure et d'une radioborne intermédiaire situées sur l'axe d'approche de manière à donner des indications de distance par rapport au seuil de piste. On ne trouve rarement des radiobornes intérieures, étant donné que le pilote atteint normalement la hauteur de décision au voisinage de la radioborne intérieure et qu'il se pose à vue ou remet les gaz au moment où il la franchit.

◆ **Radiobornes extérieures (OM)**

Ces radiobornes sont généralement situées à une distance comprise entre 3 et 6 NM du seuil de piste. Elles ont un indicatif de tonalité grave composé de deux traits par seconde (400Hz) ; un voyant bleu clignote. Un voyant brillant clignote. La distance par rapport au seuil est comprise entre 0.5 et 1 NM.

◆ **Radioborne intérieure (MM)**

L'indicatif de ces radiobornes est composé de points et de traits alternant à raison de trois pa seconde et la tonalité du signal est moyenne (1300 Hz).

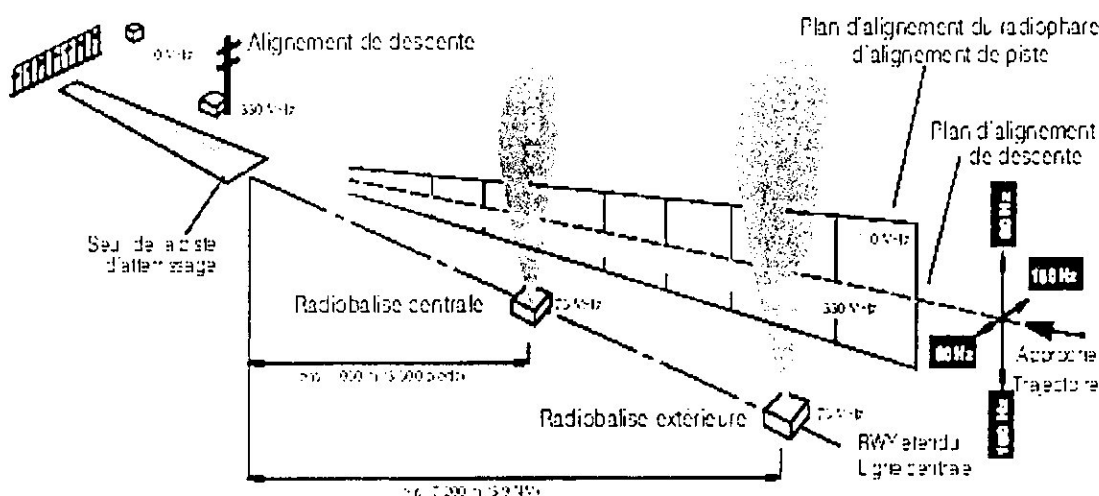


Fig. I-19 : Schéma de principe des informations ILS

1.8.6. Couvertures ILS

On appelle couverture ILS la zone d'espace où les signaux émis par les antennes LOC et GLIDE sont normalement reçue.

Les zones de couverture du LOC et du Glide en azimut et en site sont les suivantes :

◆ **Le localizer**

La figure I-20 montre la couverture du LOC.

- en azimut

La couverture en azimut du LOC comprend

- Un secteur à $\pm 10^\circ$ de part et d'autre de l'axe avec une portée associée de 25 NM.
- Un secteur plus large (de 10° à 35°) où la portée exigée n'est que de 17 NM.

- en site

La couverture en site est d'environ 7° .

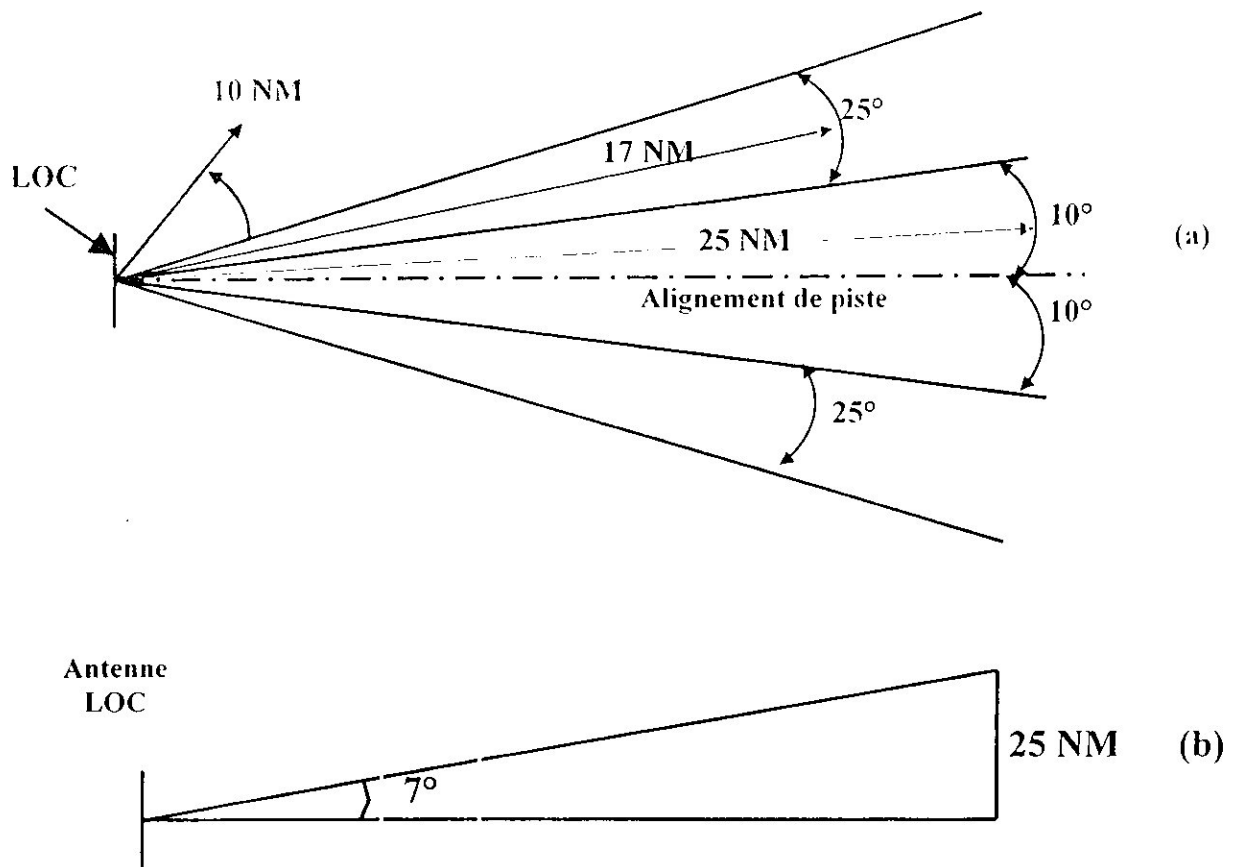


Fig. I-20 : Couverture LOC (a) en azimuth, (b) en site

♦ *Le glide*

La figure I-21 montre la couverture du glide.

- en azimuth

Elle s'étend sur un secteur $\pm 8^\circ$ de part et d'autre de l'axe avec une portée minimale de 10 NM.

- en site

Elle va de $0.45.\theta_d$ à $1.75.\theta_d$, θ_d étant l'angle de descente.

A l'intérieur de la zone de couverture, les signaux émis doivent respecter certaines contraintes que nous verrons au chapitre III.

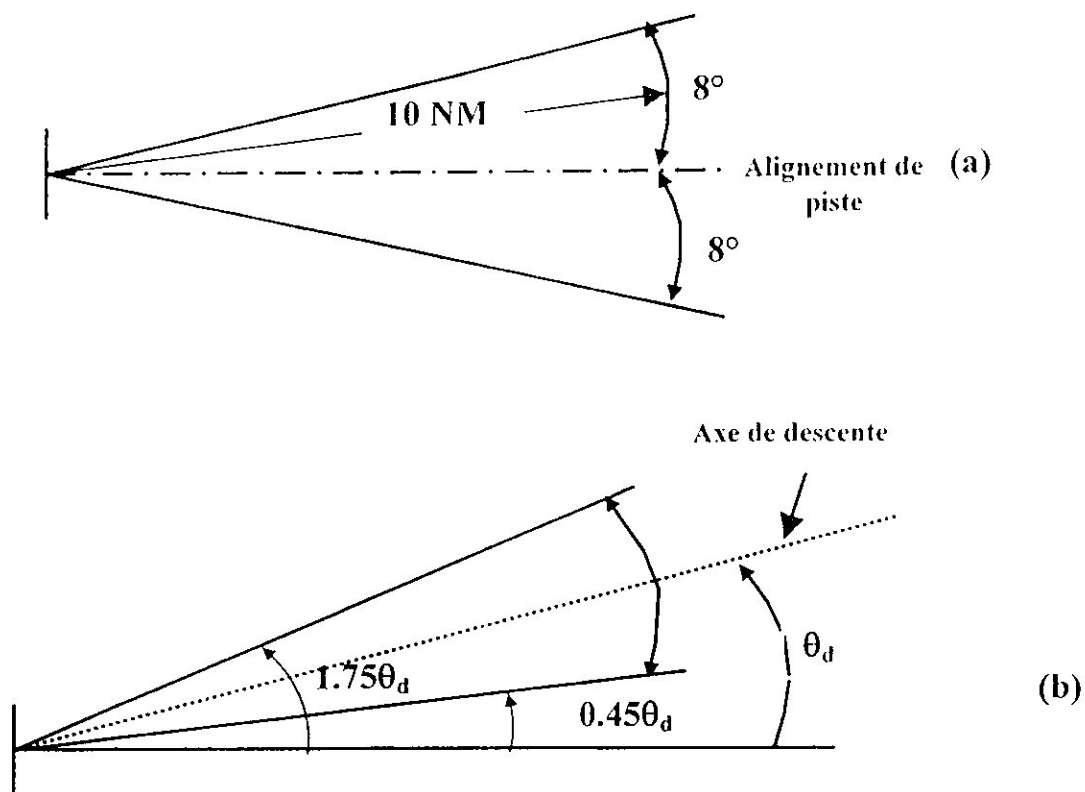


Fig. I-20 : Couverture GLIDE. (a) en azimuth, (b) en site

I.8.7. Catégorie d'ILS

L'OACI a défini deux classes de catégories pour les équipements ILS.

- Catégories de précision des installations
- Catégorie opérationnelles d'approche

♦ Catégories de précision des installations

L'ILS assure un guidage jusqu'à la hauteur de décision, qui dépend en partie des catégories de précision définies par l'OACI pour les installations au sol.

- Catégorie I : guidage de précision jusqu'à 200 pieds du point de référence ILS.
- Catégorie II : guidage de précision jusqu'à 50 pieds au-dessus du point de référence.
- Catégorie III : guidage de précision jusqu'au niveau de la piste.

♦ Catégories opérationnelles d'approche :

Ce sont des catégories définies par l'OACI d'après la hauteur de décision et la portée visuelle de piste.

- Catégorie I : l'exactitude des émissions ILS permet un guidage de l'avion jusqu'au minimum météorologique de 200 pieds QFE et 800 mètres RVR (portée visuelle de piste).
- Catégorie II : l'émission est plus précise et permet un guidage de l'avion jusqu'à 100 pieds QFE, 400 mètres RVR.

- Catégorie III : ce système ILS de haute précision permet d'effectuer une approche complètement automatique dans n'importe quelle condition météorologique (plafond et visibilité nulle). Par ce système l'avion sera également guidé sur la piste après l'atterrissage. Cette catégorie se divise en trois sous catégories :

- Catégorie III-A : la visibilité est de 600 pieds, 600 pieds RVR, et 0-100 pieds la hauteur de décision.
- Catégorie III-B : la visibilité 150 pieds, 600 pieds RVR, et 0 pieds la hauteur de décision.
- Catégorie III-C : la visibilité 0 pieds, 150 pieds RVR, et 0 pieds la hauteur de décision.

I.8.8. Performances

- Pour le Localiser

- Erreur de position, plutôt fixe et donnant un certain décalage de l'axe moyen
- Erreur de réflexion parasite (multitrajet) plutôt variable dans l'espace et se traduisant par des écarts plus ou moins périodiques de l'axe radio appelé coude.

La qualité d'un axe Localiser est essentiellement déterminée par son décalage moyen et ses amplitudes de coude : ces deux paramètres vont servir à le classer dans une catégorie de performance

Exemple de bilan d'écart en catégorie II à la hauteur de décision de 30 m (erreurs en mètres : décalage axe (8 m), coude (3 m), récepteur (6 m) et pilotage (5 m), ce qui donne une erreur moyenne de 11,50 m, soit $0,2^\circ$ d'écart.

- Pour le Glide

Comme pour le Glide, on trouve les mêmes types d'erreurs.

Exemple de bilan d'écart en catégorie II à 30 m de hauteur (erreurs en 1/10 degré) : décalage axe (2), coude (1), récepteur (0,8) et pilotage (1), ce qui donne un écart moyen de $0,26^\circ$ soit une erreur de $\pm 2,6$ m à 600 m.

I.8.9. Les phases d'approches et d'atterrissage automatique

Les procédures d'approches comportent les phases suivantes :

- Descente jusqu'à l'altitude de sécurité (altitude la plus basse pour laquelle l'avion est protégé des obstacles du relief de voisinage), arrivé à la verticale d'un moyen radio (radio compas ou VOR) et réduction de la vitesse.
- Poursuite de la descente et mise sur un circuit d'attente si le terminal est saturé.
- Le déroulement d'une procédure d'atterrissage automatique se décompose suivant les étapes suivantes :
 - Mise en condition de capture du faisceau localiser à une distance d'environ 20 ou 30 NM pilote automatique latérale engagé en mode maintien d'un CAP convergent vers l'axe du localiser, pilote automatique longitudinal engagé en mode maintien d'altitude (entre 1500 et 250 fts) et auto manette engagée en mode maintien de vitesse sélectionnée (1.3 Vs+30 à 50Kt de marge). Le pilote sélectionnant le mode d'atterrissage automatique latérale et le mode prise de faisceau glide est armé au pilote automatique longitudinal.
 - Le pilote automatique latéral réalise la capture du faisceau localiser même sous un angle de présentation important (90°) puis assure son maintien lorsque le signal d'écart

du localizer reste inférieur à certain seuil pendant suffisamment de temps (15 μ A pendant 10s pour A300B).

- Le pilote automatique longitudinal effectue la capture du faisceau glide alors que l'avion est déjà aligné sur le faisceau localizer. Celle-ci se fait toujours par « en dessous » du plan de descente afin d'éviter un faux plan de descente correspondant au deuxième lobe du diagramme d'émission de l'émetteur du glide. Quelques instants plus tard, le pilote automatique longitudinal assure le maintien du plan de descente. L'avion est alors mis en configuration d'atterrissage (volet sortant, becs et train sortis).
- Le pilote corrige éventuellement la vitesse affichée à l'auto manette (1.3 Vs+éventuelles corrections tenant compte du vent annoncé par la tour). L'avion est désormais en descente normale non décélérée suivant l'axe de l'ILS, le mode arrondi (flare) est alors armé.

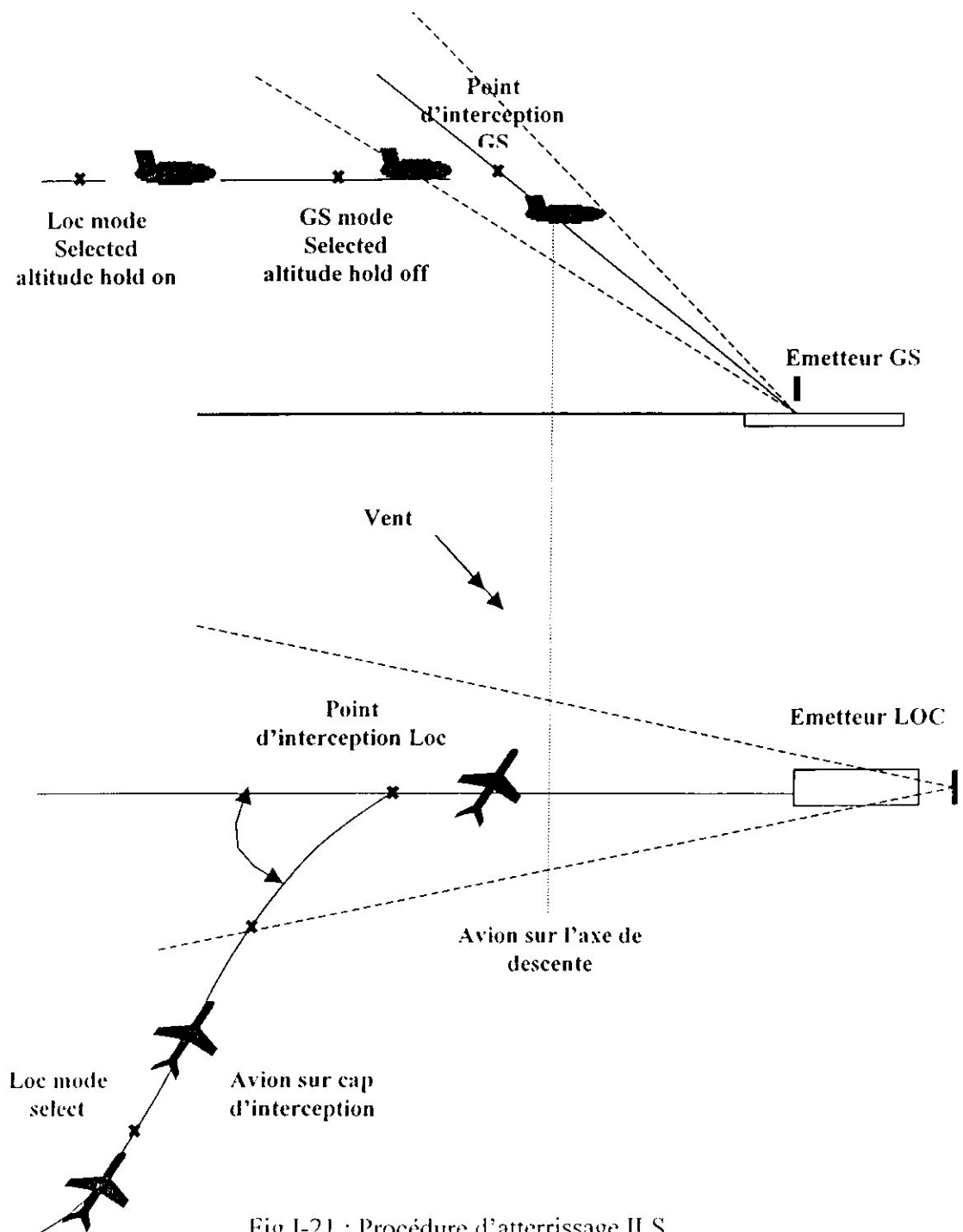


Fig.I-21 : Procédure d'atterrissage ILS

- Lorsque la hauteur diminue et comprise entre 50 et 100 pieds, le pilote automatique longitudinal abandonne le mode tenu compte du plan de glide et à partir des informations reçues d'une radiosonde (hauteur du train principal par rapport au sol), maintient la vitesse verticale (de l'ordre de 10 pieds par seconde). Le pilote automatique longitudinal réalise alors la manœuvre d'arrondi (flare), ce qui permet de diminuer la vitesse verticale de l'avion (ramené à environ 2 pieds par seconde) en très peu de temps (moins de 20 secondes en général), ainsi l'impact au sol sera compatible avec la résistance structurale de l'appareil (notamment train principal) et le confort des passagers.

Simultanément si le CAP avion ne coïncide pas avec celui du faisceau localiser (présence du vent traverser), le pilote automatique latéral réalise la manœuvre d'alignement à environ 100 pieds du sol ou décroche aux environs de 20 pieds du sol suivant les avions afin d'éviter de faucher le train à l'impact. Toujours à cette altitude, l'auto manette se met en mode de poussée réduite.

Le toucher des sources a eu lieu à environ 500 mètres à l'entrée de piste.

À l'impact le pilote automatique longitudinal peut introduire un ordre de piquer de façon à ramener et maintenir au sol la roulette avant. Le pilote peut alors engagé les moteurs en reverse afin d'obtenir un freinage rapide. Cette manœuvre induit un moment à piquer supplémentaire. Le pilote automatique se dégage, le directeur de vol restant disponible en lacet pour aider le pilote au guidage au sol suivant l'axe de piste (information du faisceau localiser étant encore disponible).

La figure I-21 schématise les différentes étapes de l'atterrissage.

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté quelques outils parmi les plus importants dans la radionavigation dont lequel notre sujet s'insère; à titre d'exemple on a cité certains équipements VOR, DME, ILS,..... dont on a décrit leurs principes de fonctionnement ainsi que les caractéristiques et les indications du signal des équipements.

Concernant l'ILS (spécialement le Glide) qui est une aide à la radionavigation aérienne en approche, utilisé en phase d'atterrissage et qui fait l'objet de notre travail, il est développé en détails dans le troisième chapitre.

CHAPITRE II

Les Antennes

D A B



II. LES ANTENNES

II.1. Introduction

De nombreux systèmes de communication utilisent la propagation des ondes électromagnétiques dans les milieux naturels. Pour de tels systèmes, les antennes constituent des « composants » indispensables dont le rôle est d'assurer le couplage entre un circuit électronique et le milieu de propagation. Ce chapitre est consacré aux propriétés générales des antennes et à leur caractérisation vis-à-vis du milieu de propagation dans lequel elles rayonnent et vis-à-vis du circuit auquel elles sont connectées.

La liaison électronique entre deux antennes dépend fortement du milieu de propagation.

Sauf indication contraire, on supposera que ce milieu est homogène, isotrope et non dissipatif (espace libre). Du plus, lorsqu'il s'agit d'une liaison à grande distance, il est possible d'étudier séparément l'antenne fonctionnant à l'émission et celle fonctionnant à la réception. Cette séparation est commode au niveau de l'étude. Elle ne reflète pas l'existence de deux classes d'antenne est commode au niveau de l'étude. La même antenne est en effet parfois utilisée simultanément à l'émission et à la réception.

II.2. Les Types d' antennes

Il existe un grand nombre de types d'antennes qui diffèrent par leur forme, leur dimension etc... On peut les grouper de la manière suivante :

- Antennes filaires : antennes de base omnidirectionnelles constituées d'un brin de fil conducteur ;
- Groupements d'antennes : alignements et réseaux (antennes directives à balayage électronique) ;
- Antennes à ondes de surface (hélice, plaquées sur circuit imprimé...) ;
- Antennes à réflecteurs (paraboloïde, lentille,...)
- Antennes quasi indépendantes de la fréquence (spirale, conique, périodique).

La figure II-1 schématise ces différents types d'antennes.

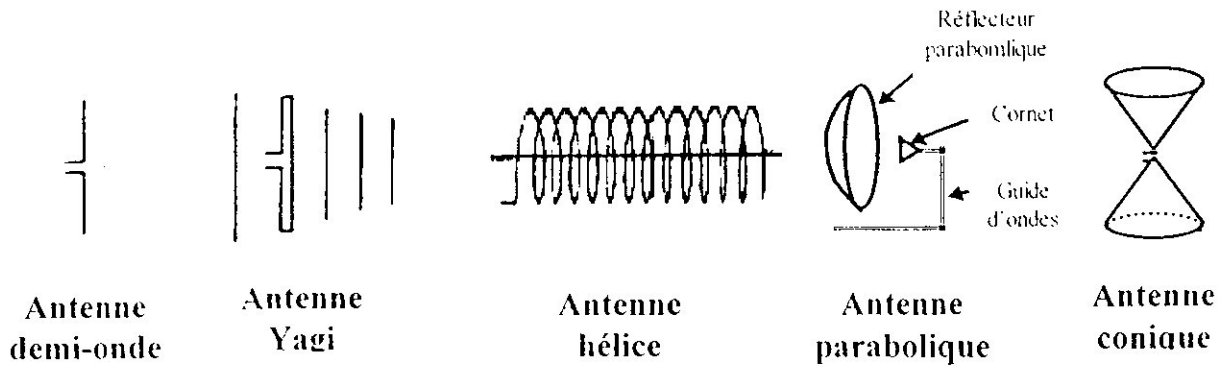


Fig. II-1 : Les types d'antennes

II.3. Propriétés générales des antennes

Dans ce paragraphe, nous allons définir les principaux paramètres des antennes.

II.3.1. Antenne isotrope

On appelle *antenne isotrope* une antenne théorique (impossible à réaliser en pratique) rayonnant uniformément dans toutes les directions de l'espace. Une telle antenne n'a donc pas de direction de propagation privilégiée; on dit qu'elle n'est pas *directive*.

A une distance r de l'antenne, dans la direction (θ, φ) la densité de puissance par unité de surface vaut :

$$p_{iso}(r, \theta, \varphi) = \frac{P_E}{4\pi r^2} \quad (\text{W/m}^2)$$

où P_E est la puissance totale rayonnée par l'antenne

II.3.2. Directivité d'une antenne

La directivité D est une mesure de la capacité qu'a une antenne de concentrer la puissance rayonnée.

La *directivité* d'une antenne quelconque se définit par rapport à l'antenne isotrope :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{p(r, \theta, \varphi)}{P_E / (4\pi r^2)}$$

$p(r, \theta, \varphi)$ est la densité de puissance rayonnée par l'antenne dans la direction (θ, φ)

La directivité ne dépend pas de la distance r .

II.3.3. Gain en puissance et rendement

Le gain d'une antenne est défini de la même manière que la directivité mais en tenant compte des pertes de l'antenne:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{p(r, \theta, \varphi)}{P_F / (4\pi r^2)} = \frac{P_E}{P_F} \cdot D(\theta, \varphi) = \eta D(\theta, \varphi) \quad (P_F \leq P_E \text{ est la puissance totale fournie à l'antenne}).$$

$\eta = \frac{P_E}{P_F} < 1$ (%) est appelé rendement de l'antenne.

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

II.3.4. Diagramme de rayonnement d'une antenne

Le diagramme de rayonnement en puissance (appelée aussi intensité) est la représentation de la courbe $r(\theta, \varphi) = \frac{G(\theta, \varphi)}{G_{\max}} = \frac{p(\theta, \varphi)}{p_{\max}}$ (ou simplement de $G(\theta, \varphi)$) en fonction de θ ou de φ sur un diagramme polaire ou cartésien.

Par exemple :

- Pour une antenne isotrope : $G(\theta, \varphi) = 1$ soit $r(\theta, \varphi) = 1$
- Pour un dipôle élémentaire : $G(\theta, \varphi) = 1,5 \cdot \sin^2 \theta$ soit $r(\theta, \varphi) = \sin^2 \theta$

Ces diagrammes de rayonnement sont représentés en figures II-2 et II-3.

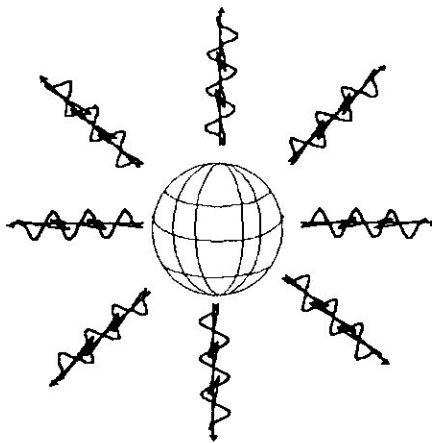


Fig. II-2 : Diagramme de l'antenne isotrope dans l'espace

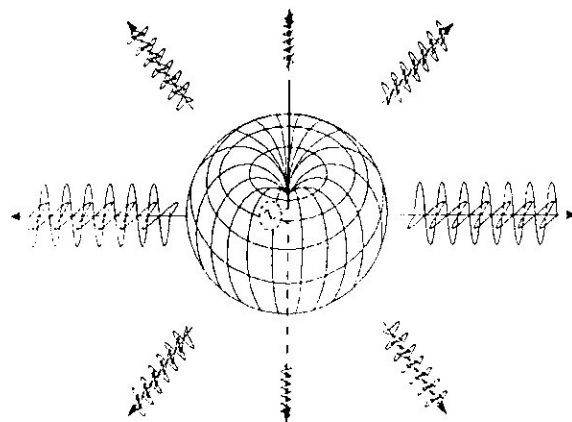


Fig. II-3 : Diagramme de rayonnement du dipôle élémentaire dans l'espace

◆ Remarque

On utilise aussi la notion de diagramme champ : $r_E(\theta, \varphi) = \sqrt{r(\theta, \varphi)} = E(\theta, \varphi) / E_{\max}$

◆ Ouverture mi-puissance d'une antenne

Généralement dans un plan donné, le diagramme de rayonnement d'une antenne directive comprend un lobe principal et des lobes secondaires qui sont indésirables (Fig. II-4).

La plus grande partie de la puissance rayonnée est contenue dans un cône d'ouverture θ définie à mi-puissance (soit une chute de 3 dB par rapport à la puissance maximale) :

$$\frac{G(\theta/2)}{G_{\max}} = \frac{1}{2} \quad \text{soit} \quad G_{\max(\text{dB})} - G(\theta/2)_{\text{dB}} = 3 \text{ dB}$$

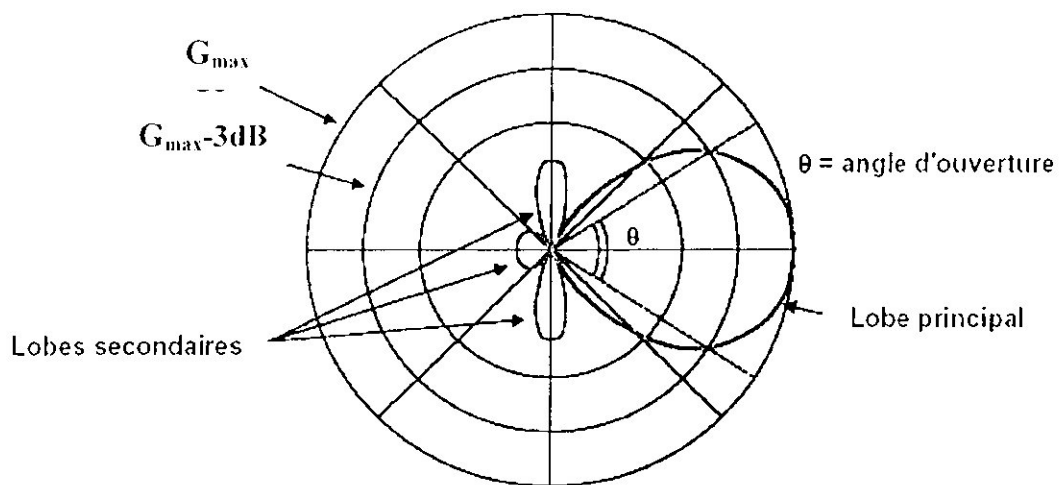


Fig. II-4 : Ouverture mi-puissance d'une antenne

II.3.5. Surface équivalente d'une Antenne en réception

La surface équivalente A_e d'une antenne est définie comme le rapport de la puissance totale P_R captée par l'antenne à la densité de puissance p au niveau de cette antenne :

$$A_e = \frac{P_R}{p} \quad (\text{m}^2)$$

C'est une surface *fictive* qui permet de calculer la puissance captée par une antenne :

$$P_R = p \cdot A_e \quad (\text{W})$$

Le théorème de réciprocité applicable aux antennes permet de relier le gain max d'une antenne à sa surface équivalente par la relation suivante :

$$G_{\max} = \frac{4\pi \cdot A_e}{\lambda^2}$$

où λ représente la longueur d'onde du signal émis.

II.3.6. Equation des télécommunications

L'équation donnant la puissance captée P_R par une antenne en fonction des caractéristiques de la liaison (Fig.II.5) est connue sous le nom d'équation des télécommunications :

La densité de puissance au niveau de l'antenne de réception est $p = \frac{P_F}{4\pi r^2} \cdot G_E$ (W/m²)

où G_E est le gain de l'antenne d'émission et P_F la puissance fournie à l'émetteur et r la distance émetteur/récepteur.

La puissance totale captée par l'antenne de réception est $P_R = p \cdot A_{e(R)} = \frac{P_F}{4\pi r^2} \cdot G_E \cdot \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi}$ avec G_R le gain de l'antenne de réception.

d'où l'équation des télécommunications : $P_R = P_F \cdot G_E \cdot G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$

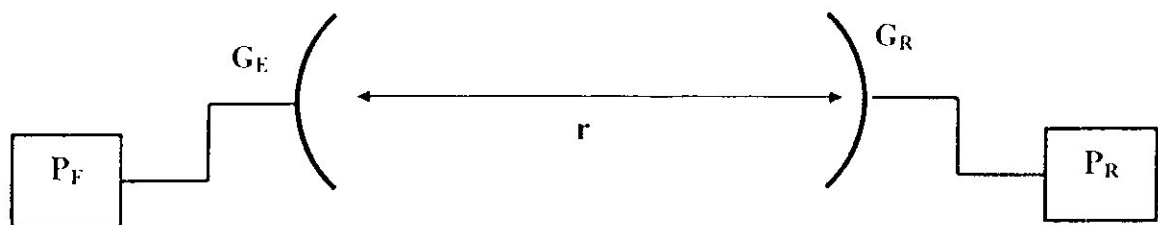


Fig. II-5 : Liaison de télécommunication

II.4. Les antennes filaires

On désigne sous le nom d'*antennes filaires*, les antennes minces constituées par des conducteurs métalliques cylindriques dont la longueur est de l'ordre de la longueur d'onde λ et dont le diamètre est très petit devant λ . Pour déterminer les caractéristiques de ce type d'antennes, on utilise le rayonnement du dipôle élémentaire ou doublet électrique.

II.4.1. Rayonnement d'un doublet électrique

Un doublet électrique est une antenne élémentaire constituée de 2 charges variables $+q$ et $-q$ séparées par une distance dl très petite. En régime sinusoïdal, il est équivalent à un élément de courant $I = j\omega q$.

Le potentiel magnétique A créé par le doublet en un point M est donné par :

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} I \cdot dl \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{z}$$

En projetant le potentiel A sur les axes (\mathbf{u}_r , \mathbf{u}_θ , \mathbf{u}_φ) de la figure II-6, les composantes des champs rayonné par le doublet à grande distance :

$$\begin{cases} E(r, \theta, \varphi) = jZ_0 \frac{I_{eff} \cdot dl}{2\lambda r} \sin \theta \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r} \vec{u}_\theta \\ H(r, \theta, \varphi) = j \frac{I_{eff} \cdot dl}{2\lambda r} \sin \theta \cdot e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} r} \vec{u}_\varphi \end{cases}$$

L'onde propagée à grande distance par le doublet est donc une onde localement plane (E et H en phase, perpendiculaires entre eux et à la direction de propagation).

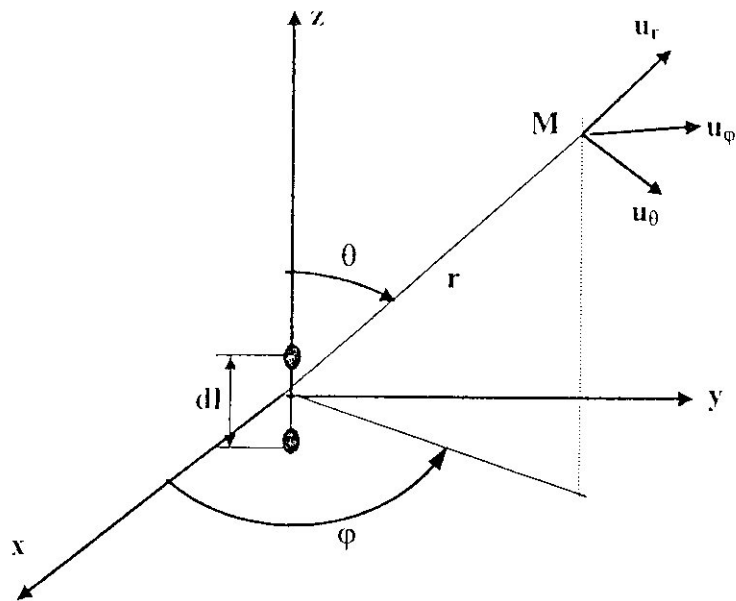


Fig. II-6 : Le doublet électrique

II.4.2. Champ rayonné par une antenne en ondes stationnaires

L'utilisation de l'approximation de la répartition sinusoïdale du courant dans l'antenne filaire permet de calculer le champ rayonné.

On suppose donc une répartition sinusoïdale du courant $I(z)$ dans un fil de longueur L avec une alimentation symétrique (Fig. II-7):

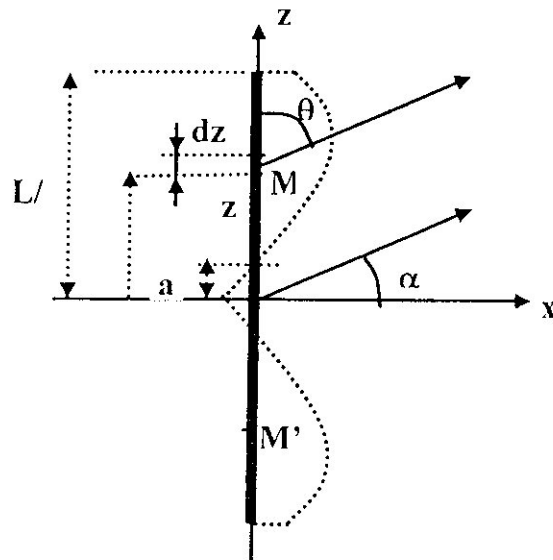


Fig. II-7 : Antenne filaire

$$I(z) = I_0 \sin(\beta(|z| - a)) \quad \text{avec} \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

On peut montrer la relation suivante :

$$E(\alpha) = \frac{60I_0}{r \cos\alpha} [\cos B \cos(A \sin\alpha) - \sin\alpha \sin B \sin(A \sin\alpha) - \cos(A+B)]$$

avec $A = \frac{\pi l}{\lambda}$ et B tel que $\pi - B = A - \beta a$, on a :

Cette relation permet de déterminer rapidement le champ rayonné par les antennes résonnantes.

II.4.3. Dipôles résonants : l'antenne demi-onde

On appelle dipôle résonnant un dipôle dont la réactance X_p est nulle (impédance purement résistive). Cette situation est obtenue dans le cas d'un dipôle ouvert à ses deux extrémités dont la longueur est $L \approx n \cdot \lambda / 2$ (si n est impair, on a résonance et si n est pair on a anti-résonance) (Fig. II-8)

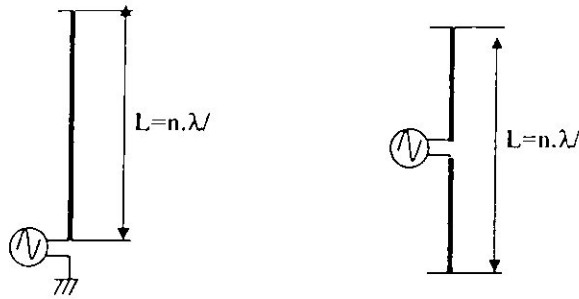


Fig. II-8 : dipôles résonnants

D'après la relation précédente, le champ est max lorsque $\alpha = 0$ et si on choisit $B = 0$ (courant nul aux extrémités) alors le champ E devient :

$$E(0) = \frac{60 I_{0\text{eff}}}{r} (1 - \cos A)$$

Le dipôle le plus utilisé est le dipôle résonnant demi-onde ($L = \lambda / 2$). Il est obtenu en faisant $A = \pi$ dans la formule précédente. On a alors :

$$E_{\text{max}} = \frac{60 I_{0\text{eff}}}{r} = \frac{60}{r} \sqrt{\frac{P_E}{R_r}} = \frac{7}{r} \sqrt{P_E} \quad \text{avec } R_r \cong 73,26 \Omega \text{ calculée par la formule de Van der Pol.}$$

Cette antenne est représentée en figure II-9.

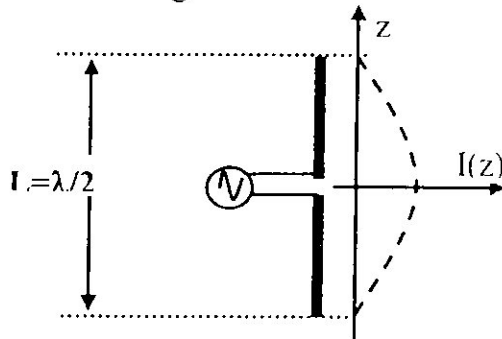


Fig. II-9 : Antenne demi-onde

L'antenne demi-onde est la plus utilisée dans les gammes VHF et UHF: encombrement moindre, alimentation facile avec une perte de champ faible par rapport au champ maximum. Ses caractéristiques sont :

- Impédance d'entrée $Z_e = (73,2 + j42,5) (\Omega)$
- La résonance a lieu pour une longueur $L = 0,95 \frac{\lambda}{2}$
- Longueur $l = \lambda / 2$ avec $\lambda = c / f$
- Le diagramme de rayonnement champ : $E(\theta) = \frac{60 I_0 \text{eff} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{r \sin\theta}$ (en pomme)
- Gain $G_{\text{max}} = 1,64$ (2,15 dB)
- Bande passante faible : 10 % de f
- Excellent rendement environ 90 %

♦ Antenne quart d'onde

Placée verticalement au dessus du sol (Fig.II-16), une antenne de longueur $\lambda/4$ se comporte comme une antenne demi-onde $\lambda/2$ en rayonnant le même champ ($F_v=2$). Une telle antenne est appelée antenne *quart d'onde* ou *antenne Marconi*

- Longueur $L = \lambda / 4$ avec $\lambda = c / f$
- Bande passante faible : 10 % de f
- Impédance d'entrée $R_e = 36 \text{ Ohm}$
- Excellent rendement environ 90 %
- Directivité en « demi pomme »
- Gain max $2 \times 1,64 = 3,28$

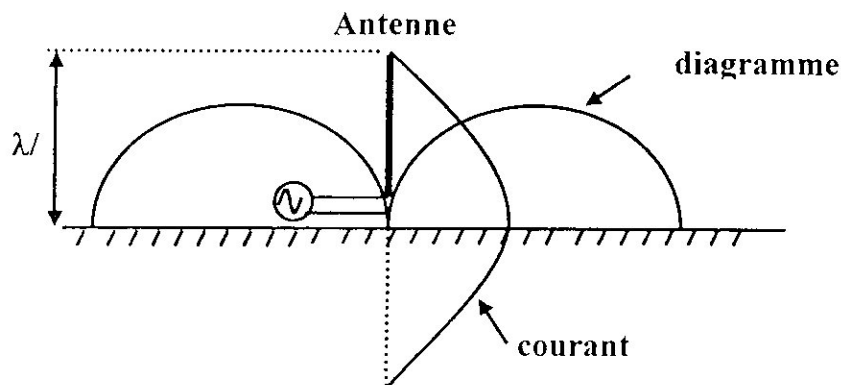


Figure II-16 : Antenne quart d'onde

Le plan de masse est appelé parfois contre-poids. Il peut être créé par une base formée de conducteurs (radians), par le capot d'une voiture, par la masse du circuit imprimé, etc ...

II.5. Influence d'un plan conducteur

La phénomène de réflexion est souvent utilisée pour modifier le diagramme des antennes, comme nous le verrons par la suite de notre mémoire. Pour traiter ce problème, on utilise la notion d'antenne mage.

II.5.1. Principes des images

Soit une antenne A placée à proximité d'un plan conducteur parfait figure II-10 : le champ en un point M, très éloigné de A, est la somme vectorielle du champ rayonné dans la direction AM et du champ réfléchi par le plan, dans la direction OM/AM. Ces champs ne sont pas en phase dans le cas général. Le déphasage de propagation est $k|AM|$ (avec $k=2\pi/\lambda$) le long de AM, et il est $k|AO+OM| = k|IO+OM|$ pour le rayon réfléchi. A ce dernier déphasage s'ajoute le déphasage de réflexion, soit φ_R .

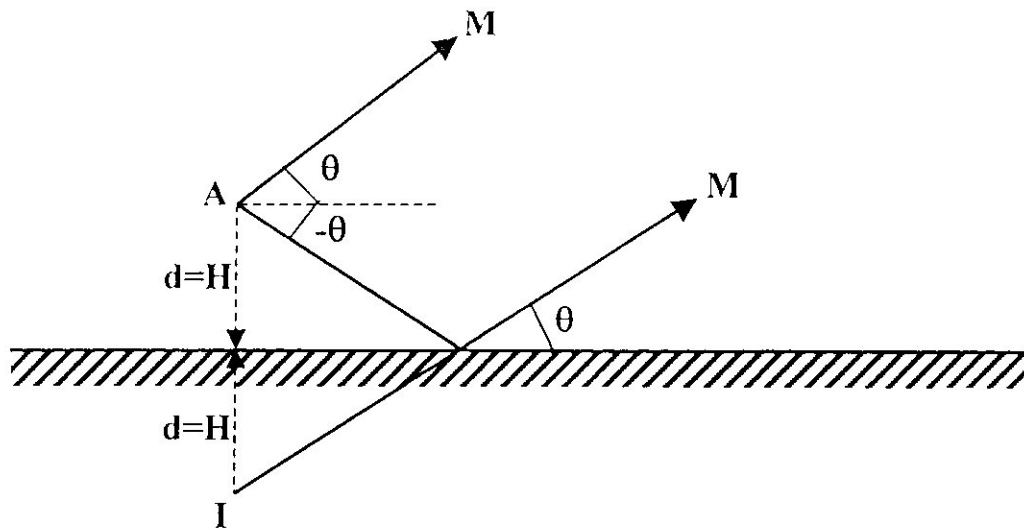


Fig. II.-10 : Antenne réelle et antenne image

Deux cas peuvent se présenter :

- Le champ électrique \vec{E} est dans le plan perpendiculaire au plan et contenant AM : on dit alors que la polarisation est *parallèle* (ou verticale). Dans ce cas, au point O, \vec{E} est nécessairement normal au plan conducteur figure (II-11a) puisqu'il ne peut pas y avoir de composante tangentielle de \vec{E} et le champ incident \vec{E}_i est symétrique du champ réfléchi \vec{E}_r par rapport à On : la réflexion se fait sans changement de phase et l'onde suivant OM paraît émaner de l'image I de l'antenne A, image et antenne étant en phase.
- le champ électrique \vec{E} est parallèle au plan conducteur : on dit alors que la polarisation est perpendiculaire (ou horizontale). Comme dans le plan conducteur il ne peut pas y avoir de composante de champ électrique, la situation est celle de la figure (II-11b) où \vec{E}_i et \vec{E}_r , contenus dans le plan conducteur, sont égaux et opposés : la réflexion se fait avec un changement de phase de 180° et le rayon réfléchi paraît émaner d'une image I en opposition de phase avec l'antenne.

Dans ces conditions, on peut remplacer le plan conducteur de la figure (II.11) par l'image de l'antenne et calculer le champ de celle-ci en considérant le champ de l'ensemble (antenne et image) en phase ou en opposition de phase suivant la nature de la polarisation. Il faut, en toute rigueur, que le plan conducteur soit infini.

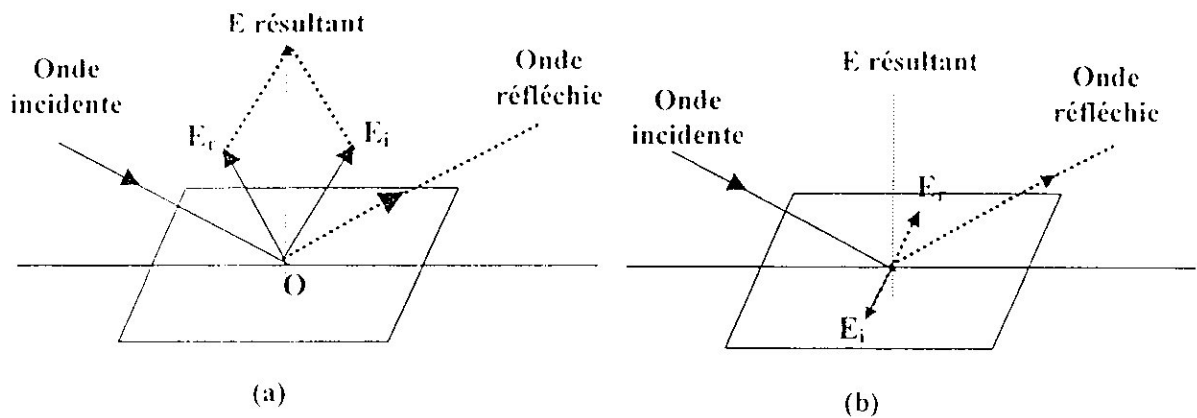


Figure (II-11) : La polarisation du champ électrique E

En ce qui concerne les diagrammes de rayonnement, ce sont ceux de l'ensemble (antenne + image). Dans le cas le plus simple d'une source isotrope, ces diagrammes sont donnés par la relation :

- Pour la polarisation horizontale : $F_H = 2 \cdot \sin(kH \cdot \cos \theta)$
- Pour la polarisation verticale : $F_V = 2 \cdot \cos(kH \cdot \cos \theta)$

II.6. Groupements d'antennes : alignements et réseaux

II.6.1. Intérêt des groupements

Les groupements d'antennes sont très utilisés pour obtenir des antennes directives et orientables électroniquement grâce à des phénomènes d'interférence, comme le montre la figure II-12.

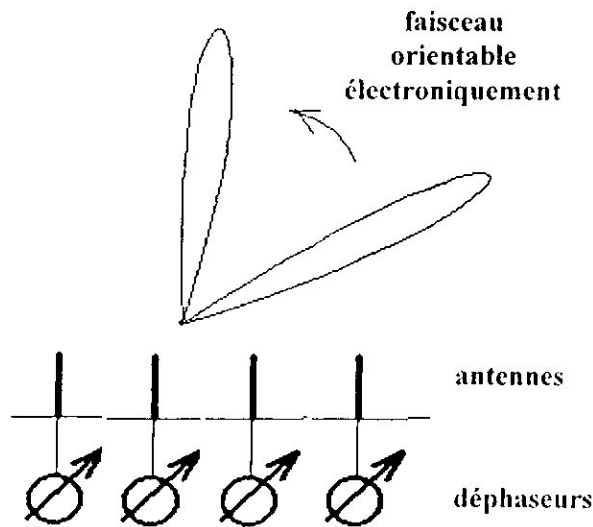


Fig. II-12 : Antenne à balayage électronique

Si on déphase linéairement les éléments du groupement l'un par rapport à l'autre, on peut jouer sur l'orientation du diagramme de rayonnement de façon dynamique. Ce type d'antenne est appelé antenne à balayage électronique.

II.6.2. Cas de deux sources

On considère 2 sources rayonnantes isotropes distantes de $2d$, l'une (A) déphasée de ϕ par rapport à l'autre (B) (Fig. II-13).

On prend comme origine le point O.

En raison de la symétrie, le diagramme de rayonnement est de révolution autour de l'axe de l'alignement Ox.

Le champ du à la source A est de la forme :

$$e_A = \frac{1}{OM} \cdot e^{-jk \cdot OM} \cdot e^{-j(\beta d \cos \alpha + \phi / 2)} A_a$$

$$e_B = \frac{1}{OM} \cdot e^{-jk \cdot OM} \cdot e^{j(\beta d \cos \alpha + \phi / 2)} A_b$$

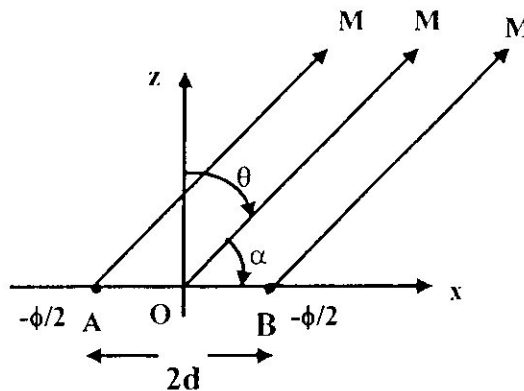


Fig. II-13 : deux sources rayonnantes

Si $A_a = A_b = A_0$ alors $e_M = e_A + e_B = 2A_0 \frac{1}{OM} e^{-jk \cdot OM} \cdot \cos(\beta d \cos \alpha + \phi / 2)$

Le diagramme champ des 2 sources est donc $E_2(\alpha) = \cos(\beta d \cos \alpha + \phi / 2)$

On peut distinguer 3 cas intéressants :

◆ *Les 2 sources sont en phase*

$$\phi = 0 \Rightarrow E_2(\alpha) = \cos(\beta d \cos \alpha)$$

Le maximum apparaît pour $\theta=0$ ($\alpha=\pi/2$) dans la direction perpendiculaire à l'alignement (broadside).

◆ *Les 2 sources sont en quadrature de phase*

$$\phi = \pi/2 \Rightarrow E_2(\alpha) = \cos(\beta d \cos \alpha + \frac{\pi}{4})$$

$$\text{si } 2d = \lambda/4 \Rightarrow E_2(\alpha) = \cos[\frac{\pi}{4}(1 + \cos \alpha)]$$

Le diagramme est la forme d'une cardioïde présentant un maximum dans la direction de l'alignement dans le sens du retard des phases. La source B joue le rôle d'un réflecteur vers la source A.

♦ *Les 2 sources sont en opposition de phase*

$$\phi = \pi \Rightarrow E_2(\alpha) = \cos(\beta d \cos \alpha + \frac{\pi}{2}) = \sin(\beta d \cos \alpha) = \sin(\beta d \sin \theta)$$

$$\text{si } 2d = \lambda/2 \Rightarrow E_2(\theta) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)$$

Le maximum apparaît pour $\theta = \pi/2$ dans la direction de l'alignement (end-fire)

Ces trois cas sont représentées en figure II-14.

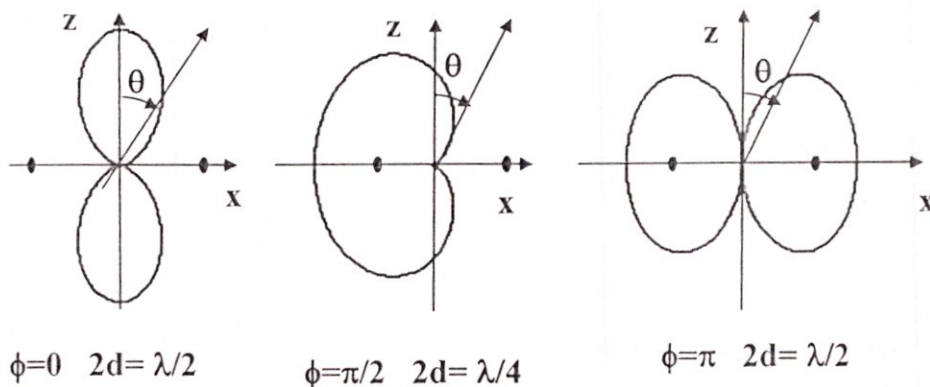


Fig.II-14 : Les diagrammes de rayonnement d'un alignement de 2 sources

II.6.3. Diagramme de rayonnement d'un alignement de N sources

Les N antennes élémentaires sont alignées suivant l'axe Ox avec un espacement régulier d . Elles donnent des contributions au champ E qui s'additionnent vectoriellement dans la direction pointée par l'angle α (Fig.II-15)

On se place ici en champ Lointain et on suppose le découplage entre les antennes. De plus on suppose pouvoir les alimenter avec soit avec :

- un déphasage constant ϕ entre deux antennes élémentaires adjacentes,
- une répartition d'intensité liée à leur position dans l'alignement, c'est ce que l'on appelle l'*apodisation*.

Dans ces conditions, le champ rayonné par le Réseau Linéaire est donné par l'expression :

$$E = \sum_{i=0}^{N-1} A_i(\alpha) \cdot e^{j[i\phi + \beta d \cos \alpha]}$$

où $A_i(\alpha)$ est une fonction d'amplitude capable de prendre en compte à la fois la répartition d'amplitude désirée et le diagramme de rayonnement propre à chaque antenne élémentaire (la dépendance en $1/r$ du champ des antennes a été omise dans la formule).

En posant $\psi = \beta d \cdot \sin \alpha + \phi$, on a :

$$E = \sum_{i=1}^N A_i(\alpha) \cdot e^{j(i-1)\psi}$$

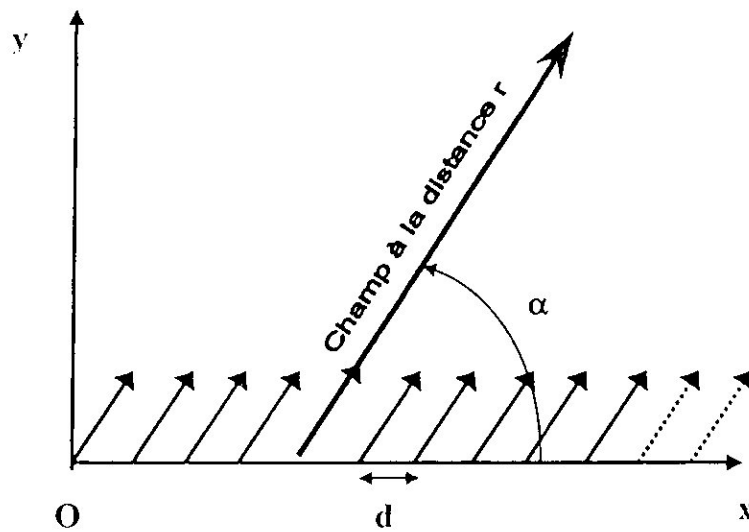


Fig. II-15 : Schéma d'un alignement d'antennes

II.6.4. Cas particulier d'un réseau de n éléments omnidirectionnels équiampitudes

Dans le cas simple de N sources alimentées avec des courants égaux ($A_i(\alpha)=1 \forall i$), on trouve la relation :

$$E = \sum_{i=1}^N e^{j(i-1)\psi} = \frac{1 - e^{j(N-1)\psi}}{1 - e^{j\psi}} = e^{j(N-1)\frac{\psi}{2}} \cdot \frac{\sin(N\frac{\psi}{2})}{\sin(\frac{\psi}{2})} \quad \text{et} \quad |E| = \left| \frac{\sin(N\frac{\psi}{2})}{\sin(\frac{\psi}{2})} \right|$$

A partir de cette expression, on peut tirer plusieurs conséquences :

- Par raison de symétrie, le diagramme est de révolution autour de l'axe de l'alignement
- Le champ résultant est en phase avec la référence (antenne centrale) : l'alignement se comporte comme une antenne placée au centre géométrique du système.
- $\sin(N\psi/2)$ s'annule pour $N\psi/2=k\pi$ avec $k \neq 0$. Après chaque annulation, il y a changement de signe, donc inversion de phase d'un lobe au suivant. Le nombre de lobes secondaires augmente avec le nombre d'antennes.
- Le premier nul est obtenu pour $N\psi/2=\pi$ soit $\psi=2\pi/N$. cela signifie que le lobe principal est d'autant plus étroit (directivité plus grande) que N est grand.
- Le maximum du champ total $E_{\max}=N$ est obtenu pour : $\psi=0$ soit $\sin(\alpha_0) = -\phi/\beta d$. La direction du lobe principal peut être commandée électroniquement en jouant sur le déphasage ϕ : les alignements sont à la base des antennes à *balayage électronique*.
- Le faisceau s'incline du côté où les phases retardent. (par exemple si $\phi > 0 \Rightarrow \sin \alpha < 0$)

- La relation $\sin \alpha_0 = -\phi\lambda / (2\pi d)$ montre qu'un alignement rayonnera dans la direction normale à sa direction (dans le plan yOz) lorsque $\alpha_0=0^\circ$ c'est-à-dire pour $\phi=0$ (antennes alimentées en phase). Le diagramme est dit « *broadside* ».
- Si $\phi = -\beta d$, l'alignement rayonne en bout ($\alpha_0=90^\circ$), le diagramme est dit « *end fire* ».
- Le diagramme peut posséder plusieurs maximums. Pour éviter cela, il faut imposer

$$d < \frac{\lambda}{1 + |\sin \alpha_0|}$$

On représenté en figure II.16, des diagrammes pour différentes valeurs du déphasage.

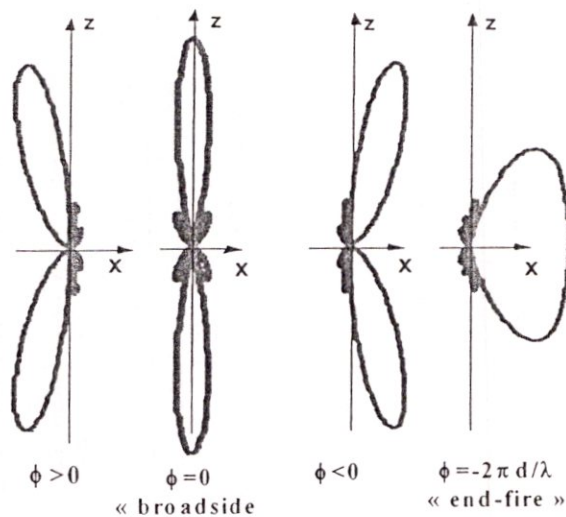


Fig. II-16 : Diagrammes champ pour différentes valeurs de la phase ϕ

On définit le facteur de directivité d'un alignement de N antennes isotropes par :

$$F_N = \frac{E_N}{E_{\max}} = \frac{E_N}{N}$$

II.6.5. Réseau d'éléments quelconques

Le diagramme de rayonnement $E_N(\theta)$ de N antennes identiques de diagramme $E_0(\theta)$ est obtenu en multipliant $E(\theta)$ par le facteur de directivité F_N :

$$E_N(\theta) = F_N(\theta).E_0(\theta)$$

II.6.6. Optimisation des diagrammes

Pour obtenir un niveau de lobes secondaires réduit de façon à éviter des réflexions sur les obstacles hors de la direction de rayonnement principale, il faut alimenter l'alignement avec des *amplitudes décroissantes* du centre vers les extrémités : c'est l'*apodisation*.

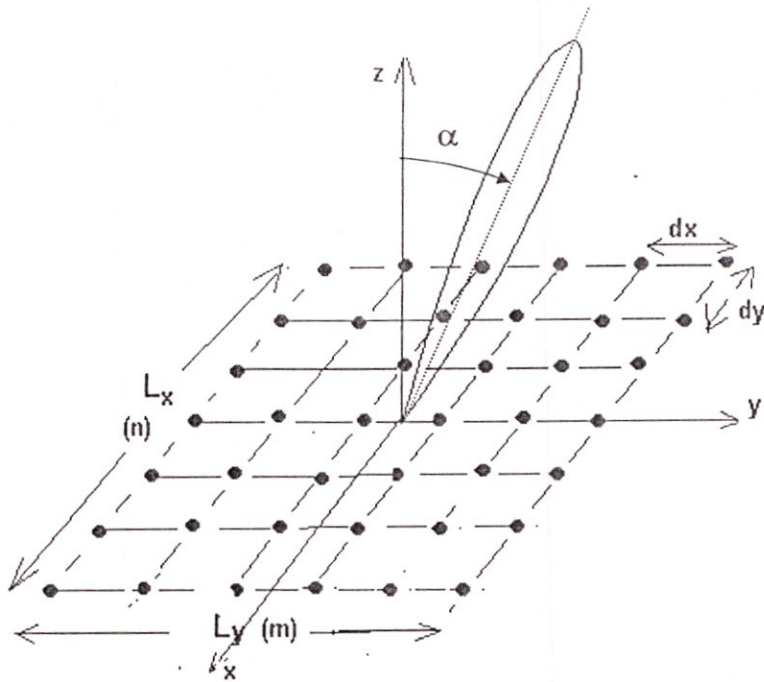


Fig. 17 : Réseau d'antennes plan

$$d_i \cos \alpha_i = (py_0) \cos(Oy, OM) + (qx_0) \cos(Ox, OM)$$

Mais $\cos(Oy, OM) = \sin \theta \cos \phi$ et $\cos(Ox, OM) = \sin \theta \sin \phi$

Ce qui donne pour :

$$d_i \cos \alpha_i = (py_0) \sin \theta \sin \phi + (qx_0) \sin \theta \cos \phi$$

$\psi_i = kd_i \cos \alpha_i - \varphi_i$ et $E(\theta, \phi) = \sum_1^N A_i e^{j\psi_i}$ deviennent alors :

$$E_M = \sum_{-m}^{+m} \sum_{-n}^{+n} A_{pq} e^{jk[(py_0) \sin \theta \sin \phi + (qx_0) \sin \theta \cos \phi]}$$

Si φ_x et φ_y sont les pas de phase constants entre les sources suivant Ox et Oy. Dans ces conditions le champ rayonné s'écrit :

$$E_M = \sum_{-m}^{+m} \sum_{-n}^{+n} A_{pq} \cdot \exp \left\{ j \left[(kpy_0 \sin \theta \sin \phi + p\varphi_y) + (kqx_0 \sin \theta \cos \phi + q\varphi_x) \right] \right\}$$

En posant :

$$\psi_x = kx_0 \sin \theta \cos \phi + \varphi_x$$

$$\psi_y = ky_0 \sin \theta \sin \phi + \varphi_y$$

la relation précédente devient :

$$E_M = \sum_{-m}^{+m} \sum_{-n}^{+n} A_{pq} e^{j(p\psi_y + q\psi_x)}$$

On voit que maximum de rayonnement apparaîtra quand on aura simultanément :

$$\psi_y = \psi_x = 0$$

Cette relation sera utilisée dans le Chapitre III pour déterminer le champ rayonné par les aériens du Glide.

II.7. Conclusion

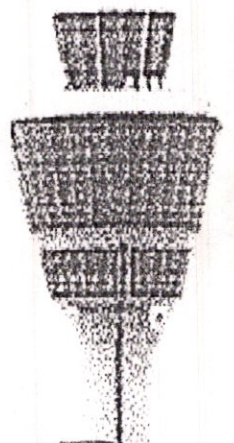
Nous avons résumé dans ce chapitre les principales caractéristiques des antennes puis nous avons développé le concept des regroupements d'antennes, concept moderne qui permet de réaliser des antennes très directives dont on peut contrôler le niveau des lobes secondaires et dont la direction de rayonnement peut être orientée électroniquement. Le système ILS utilise ce type d'antennes.

De nombreuses autres formes d'antennes existent, on les trouve dans la littérature spécialisée.

CHAPITRE III

*Etude et analyse
du système
Glide*

D A B



III. ETUDE ET ANALYSE DU SYSTEME GLIDE PATH

III.1. Introduction

Le thème de notre mémoire est la simulation du système d'antennes du Glide Path. Pour aborder ce problème, nous allons présenter dans ce chapitre, une étude détaillée des relations permettant d'obtenir les diagrammes d'antennes qui équipent le système Glide de catégorie III..

III.2. Les normes OACI

III.2.1. Gabarit OACI de la DDM

Les normes compétentes de l'ILS se trouvent dans le document dit « Annexe 10 » à la convention relative à l'aviation civile internationale publié par l'OACI. Nous donnons ici, la partie relative au Glide.

Les canaux d'émission espacés d'au moins 150 kHz, se trouvent dans la bande 328,6 à 335,4 MHz ils sont appariés avec ceux de l'alignement de piste. La polarisation est horizontale.

La modulation à 90 Hz prédomine au-dessus de l'alignement. Le taux de modulation sur celui-ci est de 0,4 pour chaque fréquence. De part et d'autre, la DDM varie à peu près linéairement jusqu'à ce qu'elle atteigne la valeur de 0,087, pour un écart de $0,12\theta_d$, θ_d étant la pente nominale de l'alignement de descente. Elle continue de croître au-delà, et l'on appelle secteur de guidage de descente le secteur limité par les directions dans lesquelles la DDM atteint la valeur de 0,087 au-dessous de l'alignement, la DDM doit atteindre, pour des raisons de sécurité, une valeur de 0,22 pour un angle d'au moins $0,3\theta_d$.

Au tableau, de bord, l'aiguille de l'indicateur sera à mi-course (et non pas en butée) aux extrémités du secteur de guidage. La butée correspond à $DDM=0,175$.

Le gabarit DDM est représentée dans la figure III-1.

III.2.2. Structure de l'alignement de descente catégorie III

La valeur nominale de l'angle de site de l'alignement de descente recommandée est $\theta_d=3^\circ$. Les angles de sites possibles sont $2^\circ < \theta_d < 4^\circ$.

La précision doit être maintenue dans les limites de $\Delta\theta_d = \pm 0,04 \theta_d$ ($\pm 0,12 \theta_d$ pour 3°)

Les tolérances concernant le coude de l'alignement sont représentées en figure III-2.

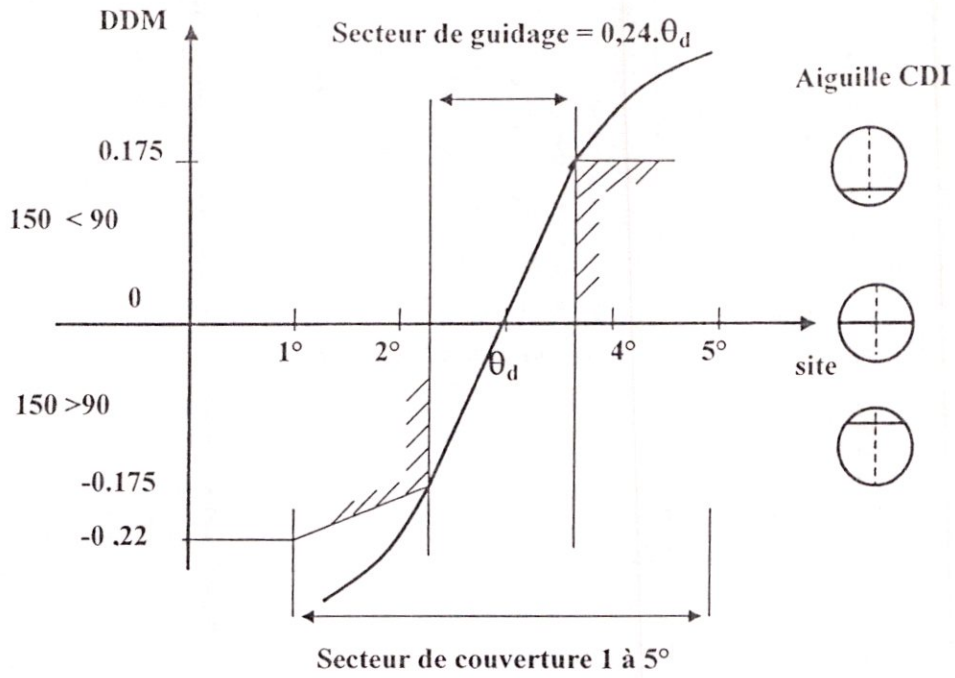


Fig.III-1 :Gabarit DDM du Glide

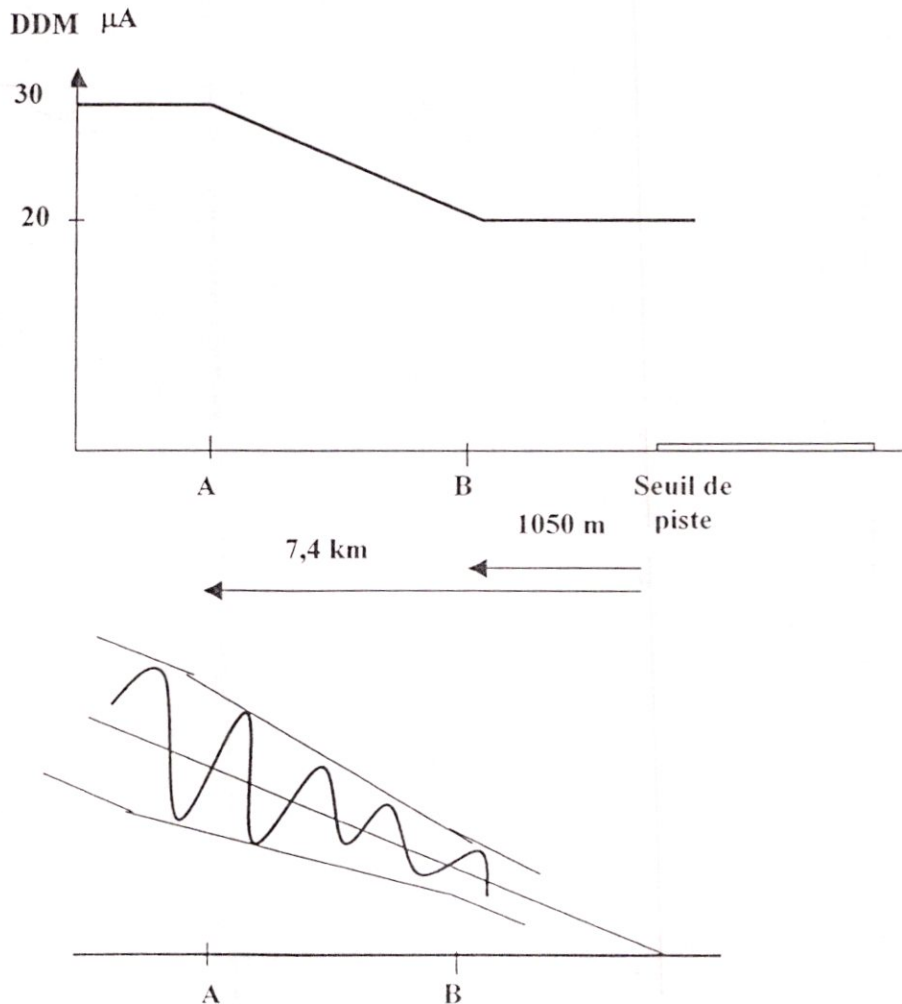


Fig.III-2 : Critères d'amplitude maximale des coudes du glide en catégorie III.2

Les diagrammes permettant d'obtenir ce type de gabarit sont obtenus en utilisant l'interférence du rayon direct et du rayon réfléchi au sol supposé d'amplitude égale avec rotation de phase de 180° lors de la réflexion (rôle de la polarisation horizontale).

Il faut prévoir en avant des antennes une surface plane et parfaitement dégagée pour la réflexion (Fig.III-2).

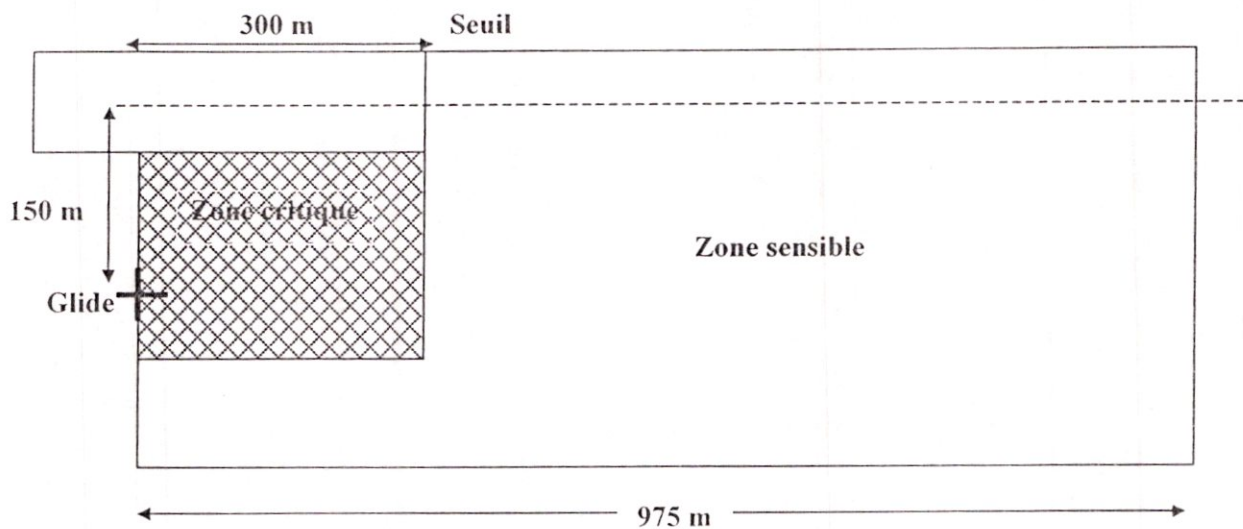


Fig.III-3: Emplacement du Glide avec les zones critique et sensible

III.3. Champs rayonnés par un radiophare monofréquence Type zero reference

Le champ rayonné exprime en fonction de l'écart α par rapport à la surface du plan du Glide et du diagramme de rayonnement de l'aérien $P(\alpha)$ par :

$$E(\alpha) = \cos(\omega t) \cdot P(\alpha) [1 + M_1 \cos 2\pi 90t + M_2 \cos 2\pi 150t]$$

On a ici une double modulation d'amplitude de la porteuse de la fréquence ω par les signaux 90 Hz et 150 Hz avec des taux de modulation respectifs M_1 et M_2 .

Le paramètre mesuré par l'équipement de bord, qui capte le signal du radiophare est la « différence des taux de modulations » ou DDM :

$$DDM(\alpha) = M_1(\alpha) - M_2(\alpha)$$

On définit aussi la « somme des taux de modulation » ou SDM par :

$$SDM(\alpha) = M_1(\alpha) + M_2(\alpha)$$

On distingue deux façons de former le champ $E(\alpha)$ (Fig. III-4) :

- Radiophare équisignal : l'antenne rayonne deux lobes divergents. Les deux porteuses d'amplitudes égales sont modulées, l'une à 90 Hz, l'autre à 150 Hz. Suivant ce procédé, l'alignement est défini par l'intersection des deux lobes.
- Dans le deuxième mode de formation du champ $E(\alpha)$, dit à « zéro de référence », un champ de porteuse est rayonné suivant un diagramme symétrique $A(\alpha)$ et un second champ, dit de « bandes latérales », suivant un diagramme antisymétrique $B(\alpha)$. ce champ ne contient que des bandes latérales, de plus les signaux 90 et 150 Hz y sont en opposition de phase. Pour les deux signaux, les taux de modulation sont égaux à 0,4.

Le champ total s'écrit alors :

$$E(\alpha) = \cos(\omega t) \cdot [A(\alpha) \{1 + 0,4 \cos 2\pi 90t + 0,4 \cos 2\pi 150t\} + 0,4B(\alpha) \{(\cos 2\pi 90t) - \cos 2\pi 150t\}]$$

d'où une DDM :

$$\text{DDM}(\alpha) = 0,8 \frac{B(\alpha)}{A(\alpha)}$$

L'axe de descente est défini par le zéro du diagramme $B(\alpha)$,

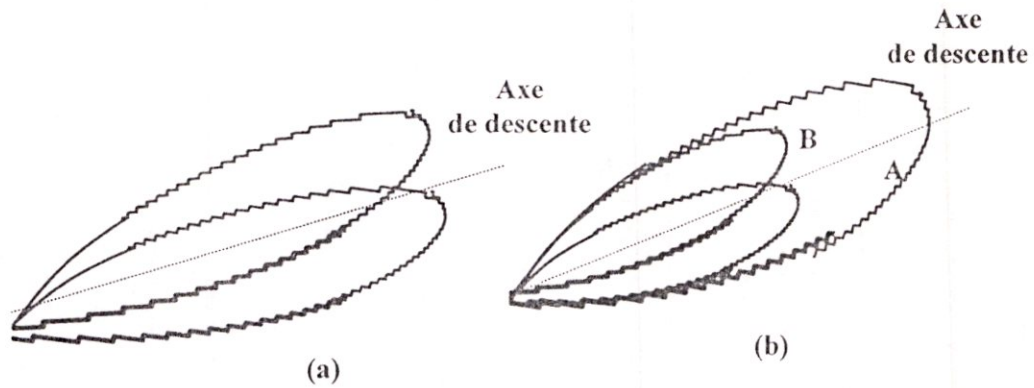


Fig. III-4 : Glide (a) Type équisignal (b) Type Référence zéro

Un système à zéro de référence est plus souple qu'un système équisignal. On règle facilement, sans toucher aux antennes, la pente de la DDM autour de l'axe en agissant sur le rapport B/A des porteuses.

Le système monofréquence est utilisée lorsque le terrain en face de l'antenne du Glide est uni et sans inclinaison (inclinaison faible). L'antenne contient deux réseaux d'antenne $A1$ et $A2$ placés à une hauteur approximative de h et $2h$ au dessus du sol comme le montre la figure III-5.

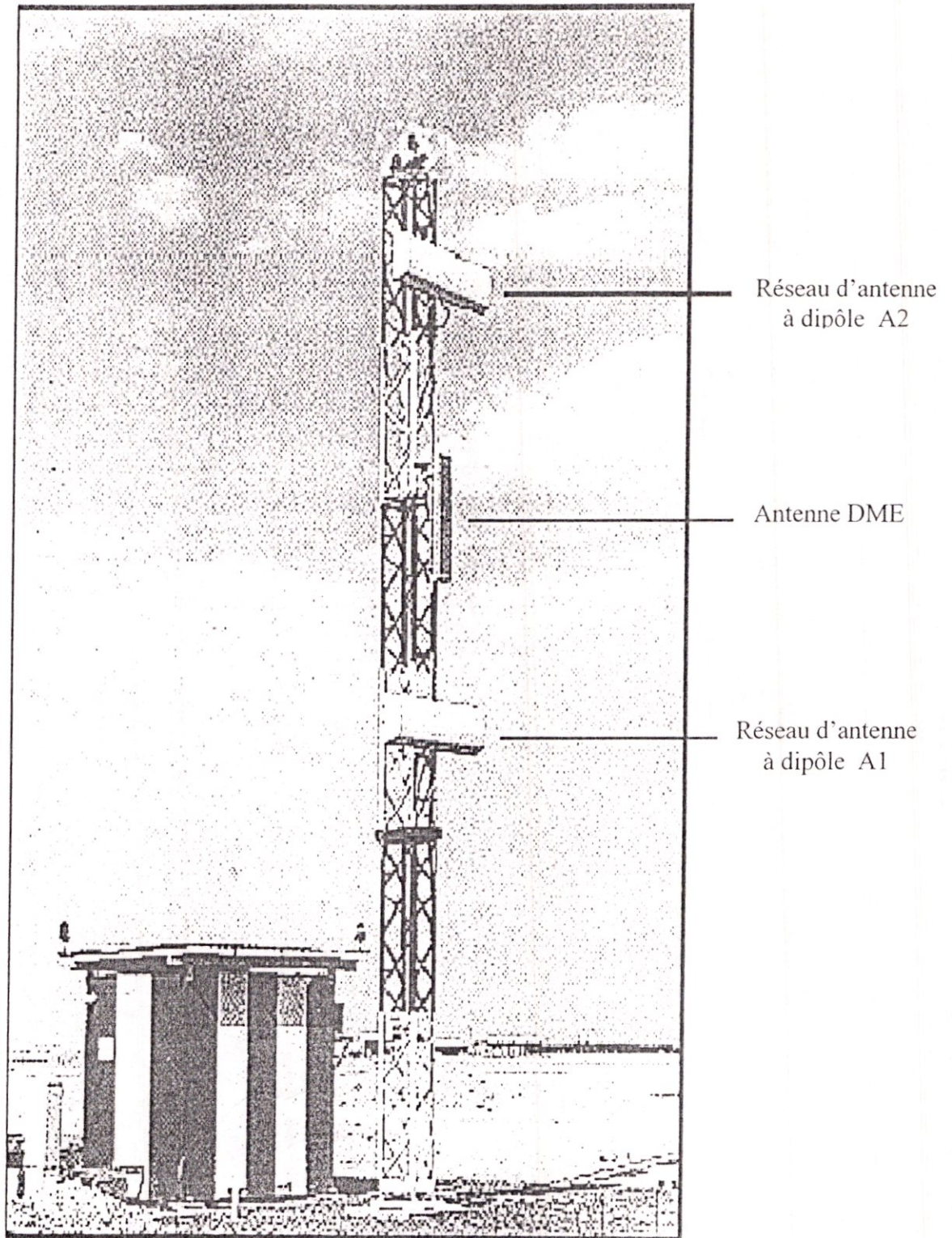


Fig. III-5 : GP-1F (avec antenne DME)

III.4. Champs rayonnés par un radiophare bifréquence Type M

III.4.1. Le principe de l'effet de capture

La topographie du terrain d'atterrissage entraîne énormément d'influence (obstacle) qui influe sur les signaux interprété par le récepteur de bord durant l'atterrissage. Comme chaque site ne peut pas être idéal, des différents types des radiophare d'alignement de descente permettent d'éliminer l'influence des conditions défavorables du terrain par des configurations spéciales des antennes d'alignement de piste.

Les ILS de type bifréquence, offrent une solution coûteuse mais efficace contre les trajets multiples. Il est constitué de deux ILS fonctionnant sur deux fréquences f_1 et f_2 qui diffèrent de quelques kHz, mais qui sont tous dans la bande passante du récepteur de bord. La figure III.6 donne une représentation schématique des diagrammes de rayonnement de ces deux ILS.

L'ILS N°1 équipé d'antennes très directives assure le service dans le secteur d'alignement, l'autre couvre la région extérieure.

L'efficacité du système repose sur l'effet de *capture* en modulation d'amplitude. Dans le secteur d'alignement, le signal à la fréquence f_1 , prédomine. Il est composé du signal direct et des signaux parasites très faibles réfléchis par les obstacle éclairés par les lobes de A_1 et B_1 . le signal à la fréquence f_2 , plus faible, comprend un signal direct qui apporte la même information que le signal N°1 et des signaux réfléchis par le obstacles, d'amplitudes assez grandes puisque l'ILS N°2 doit rayonner une puissance suffisante pour assurer la couverture dans le secteur où se trouvent les obstacles. Tout se passe comme si le radiophare directif existait seul. Mais du fait de l'effet de capture, l'amplitude de ces signaux parasites est très réduite.

De ce fait, la protection contre les signaux indésirables est assurée.

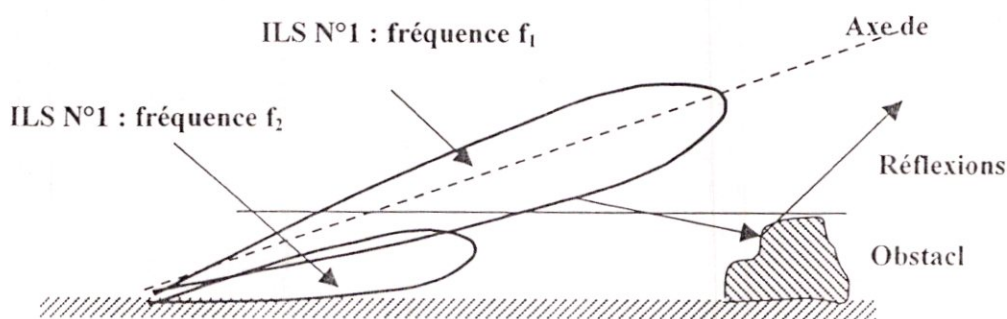


Fig.III-6 :Principe de l'effet de capture

III.4.2. Constitution du Glide bifréquence

Le type (2F,TYPE M) est utilisé lorsque l'inclinaison est forte et le terrain en face de l'antenne est court. Il est constitué de trois réseaux d'antennes A_1 , A_2 et A_3 placés à une hauteur approximative de h , $2h$, $3h$ au dessus du sol (Fig.III-7).

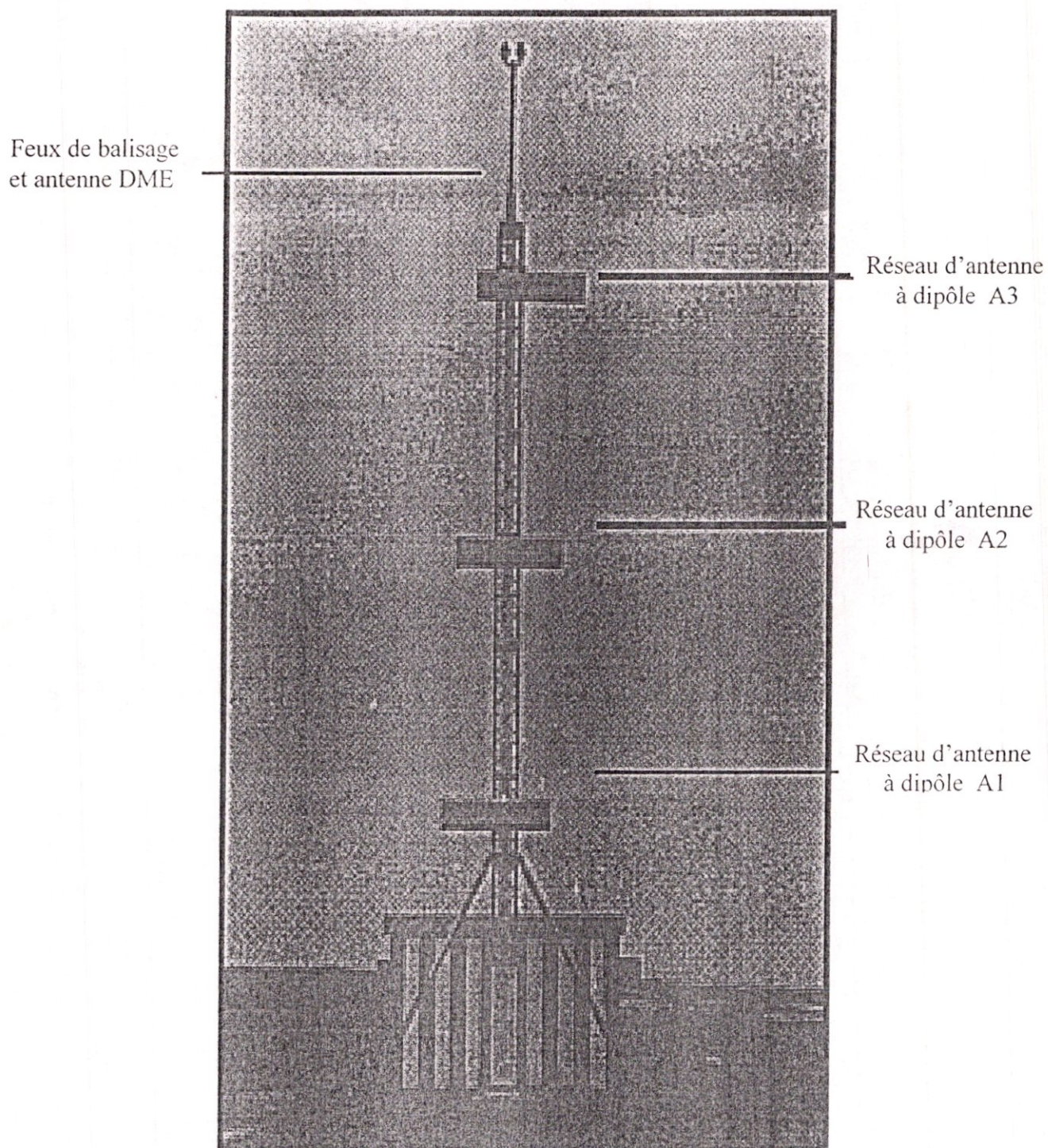


Fig. III-7 : Système d'antenne GP avec 3 réseaux d'antennes à dipôle

III.4.3. Les champs rayonnés

◆ *Le signal porteuse + bandes latérales*

La porteuse est modulée en amplitude à 90 Hz et à 150 Hz avec des taux de modulation de 40 % :

$$s(t) = \cos(2\pi f_1 t) \cdot [1 + 0,4 \cos(2\pi 90t) + 0,4 \cos(2\pi 150t)]$$

Le diagramme de rayonnement sera pair, assymétrique autour de θ_d . l'amplitude de ce champ doit être faible aux sites faibles. Il est nommé $P_D(\alpha)$

◆ *Le signal bandes latérales*

C'est un signal de deux bandes latérales à 150 Hz et 90 Hz en opposition de phase :

$$d(t) = k \cos(2\pi f_1 t) \cdot [0,4 \cos(2\pi 90t) + 0,4 \cos(2\pi 150t)]$$

Le diagramme sera impair autour de θ_d et assymétrique autour de θ_d (amplitudes faibles aux sites faibles). Il est nommé $F^*_D(\alpha)$.

◆ *Le signal de couverture « clearance »*

Il sert à assurer l'information de couverture basse, à l'aide du rayonnement auxiliaire d'un signal « clearance » sur la fréquence f_2 .

La porteuse est modulée en amplitude à 90 Hz et à 150 Hz avec des taux de modula

$$c(t) = K \cos(2\pi f_2 t) \cdot [1 + 0,25 \cos(2\pi 90t) + 0,55 \cos(2\pi 150t)]$$

Le diagramme résultant doit être que :

- l'amplitude soit importante aux sites faibles pour favoriser l'efficacité de la capture du récepteur au profit de l'information de couverture basse.
- L'amplitude du champ soit faible à proximité de l'axe et dans la zone de secteur d'alignement.

Ce diagramme est nommé $P_{CL}(\alpha)$

III.5. Le réseau d'antenne à dipôles

III.5.1. Constitution du réseau

Les antennes A1, A2 et A3 sont constituées d'un réseau de dipôles demi-ondes horizontaux (polarisation horizontale) comprenant quatre colonnes de dipôle soit au total huit dipôles D1 à D8.

Un réflecteur est placé à une distance de $0,15\lambda$ à l'arrière de réseau.

III.5.2. Diagramme de rayonnement du réseau

La formule générale permettant de calculer le champ rayonné par un réseau plan de $m \times n$ sources isotropes alimentées en phase et distantes de d selon les axes x et y est donnée par la relation :

$$E = \sum_{p=1}^{+m} \sum_{q=1}^{+n} e^{j(p\psi_x + q\psi_y)} \quad \text{avec}$$

$$\psi_x = k.d \sin \theta \cos \phi$$

$$\psi_y = k.d \sin \theta \sin \phi$$

θ représente l'angle entre la direction OM et l'axe Ox, ϕ , l'angle entre la direction OM et l'axe Oy.

◆ **Détermination du Diagramme en site**

Le réseau est représenté en figure III.8

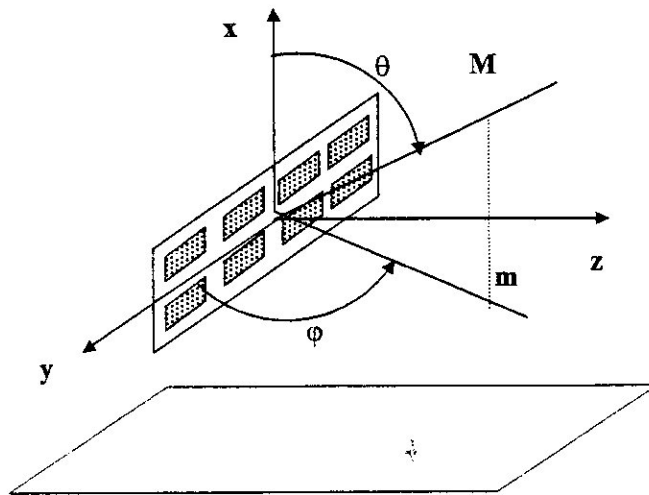


Figure III-8 : Détermination du diagramme en site

Le plan des sites correspond au plan (yOz) qui est obtenu en fixant l'angle ϕ à 90° en en faisant varier l'angle θ :

$$\phi = \frac{\pi}{2} \quad -\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$$

La distance entre les antennes est fixée à $d = \frac{\lambda}{2}$

Dans la formule, on a :

$p=2$ (nombres d'antennes verticalement)

$q=4$ (nombres d'antennes horizontalement)

d'où la relation du champ en site :

$$E_{\text{SITE}}(\theta, \phi) = E(\theta, \frac{\pi}{2}) = \sum_{p=1}^2 \sum_{q=1}^4 e^{j(p\psi_y + q\psi_x)}$$

avec :

$$\psi_x = \pi \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi = 0$$

$$\psi_y = \pi \cdot \sin \theta \cdot \sin \phi = \pi \cdot \sin(\theta)$$

soit

$$E_{\text{SITE}}(\theta) = \sum_{p=1}^2 \sum_{q=1}^4 e^{j(p\pi \sin \theta)}$$

Maintenant, on doit tenir compte du réflecteur qui est disposé à une distance $d=0,15\lambda$ des antennes. Pour cela, il faut multiplier le champ du réseau précédent par le facteur F_{ref} du réflecteur. Son expression est :

$$F_{ref} = \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot 0,15\lambda \cdot \cos \theta\right) = \sin(2\pi \cdot 0,15 \cdot \cos \theta)$$

L'expression du champ rayonné par un dipôle demi-onde horizontal est de la forme :

En site, ce champ ne dépend pas de θ , . Finalement l'expression du champ rayonné en site par le réseau de dipôles avec réflecteur s'écrit :

$$e_{SITE}(\theta) = F_{ref} \cdot E_{SITE} = \sin(2\pi \cdot 0,15 \cdot \cos \theta) \sum_{p=1}^2 \sum_{q=1}^4 e^{j(p\pi \sin \theta)}$$

◆ **Détermination du diagramme en azimut**

On change le repère pour conserver θ comme angle variable (Fig. III-9).

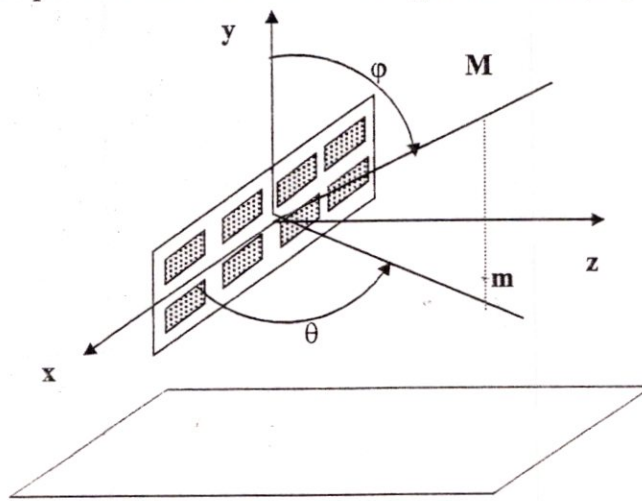


Figure III-9 : Détermination du diagramme en azimut

Le plan des azimuts correspond au plan (xOz) qui est obtenu en fixant l'angle φ à 90° en faisant varier l'angle θ :

$$\varphi = \frac{\pi}{2} \quad -\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$$

Dans la formule, on a :

$q=2$ (nombres d'antennes verticalement)

$p=4$ (nombres d'antennes horizontalement)

d'où la relation du champ en site :

$$E_{AZ}(\theta, \varphi) = E\left(\theta, \frac{\pi}{2}\right) = \sum_{p=1}^4 \sum_{q=1}^2 e^{j(p\psi_y + q\psi_x)}$$

avec :

$$\psi_x = \pi \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi = 0$$

$$\psi_y = \pi \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi = \pi \cdot \sin \theta$$

soit
$$E_{AZ}(\theta) = \sum_{p=1}^4 \sum_{q=1}^2 e^{j(p\pi \sin \theta)}$$

Pour tenir compte du réflecteur, il faut multiplier le champ du réseau précédent par le facteur F_{ref} du réflecteur qui pour expression ici :

$$F_{ref} = \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot 0,15\lambda \cdot \cos \theta\right) = \sin(2\pi \cdot 0,15 \cdot \cos \theta)$$

L'expression du champ rayonné par un dipôle demi-onde horizontal est de la forme :

En site, ce champ ne dépend pas de θ , . Finalement l'expression du champ rayonné en site par le réseau de dipôles avec réflecteur s'écrit :

$$e_{AZ}(\theta) = F_{ref} \cdot E_{AZ} = \sin(2\pi \cdot 0,15 \cdot \cos \theta) \cdot \sum_{p=1}^2 \sum_{q=1}^4 e^{j(p\pi \sin \theta)}$$

III.6. Détermination des hauteurs des aériens du Glide TYPE M

III.6.1. Facteur de directivité sol

Ce Glide utilise des réseaux de dipôles alignées verticalement sur le mât au-dessus d'un plan réflecteur. Les hauteurs des aériens sont obtenues en imposant au facteur de directivité F_{SOL} les différentes contraintes que doivent respecter les diagrammes de rayonnement en site.

L'expression du facteur de directivité pour une polarisation horizontale peut être obtenue simplement en considérant la figure III-10.

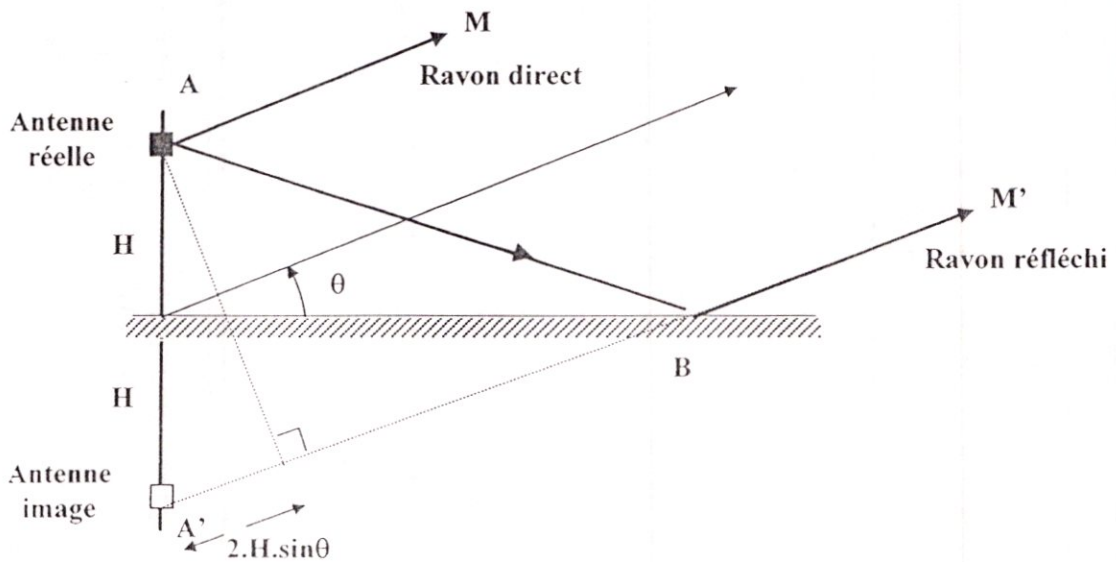


Fig. III-10 :Concept de l'antenne image

Le champ total est la somme du champ direct et du champ réfléchi :

$$E = E_i + E_r = E_0(e^{jkr} + e^{jkr'}) = E_0(e^{jkr} + e^{j\pi} e^{jk(r+2H \sin \theta)}) = E_0(e^{jkr} - e^{jk(r+2H \sin \theta)}) \text{ soit}$$

$$E = E_0 e^{jkr} (1 - e^{jk2H \sin \theta}) = E_0 e^{jkr} \cdot e^{jkH \sin \theta} \cdot 2j \sin(kH \sin \theta)$$

d'où $F_H = |\sin(kH \sin \theta)|$

III.6.2. Les hauteurs des antennes

◆ Hauteur de l'antenne A_1

Le maximum du facteur de directivité F_H doit être obtenu pour $\theta = \theta_d$

$$\text{d'où } F_H = \left| \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} h_{A1}\right) \sin \theta_d \right|_{\text{MAX}}$$

$$\text{d'où } \frac{2\pi}{\lambda} \cdot h_{A1} \cdot \sin \theta_d = \frac{\pi}{2} \quad \text{soit une hauteur } h_{A1} = \frac{\lambda}{4 \sin(\theta_d)}$$

Comme l'angle de descente θ_d est petit, on peut faire l'approximation $\sin(\theta_d) \cong \theta_d$

$$\text{La hauteur devient } h_{A1} = \frac{\lambda}{4\theta_d}$$

Le facteur de directivité de l'antenne A_1 devient :

$$F_{A1} = \left| \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4 \sin \theta_d} \sin \theta\right) \right| \cong \left| \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\theta}{\theta_d}\right) \right|$$

Le représentation du diagramme de rayonnement du facteur de directivité en coordonnées polaire est donnée en figure III-11. pour $\theta_d=3^\circ$

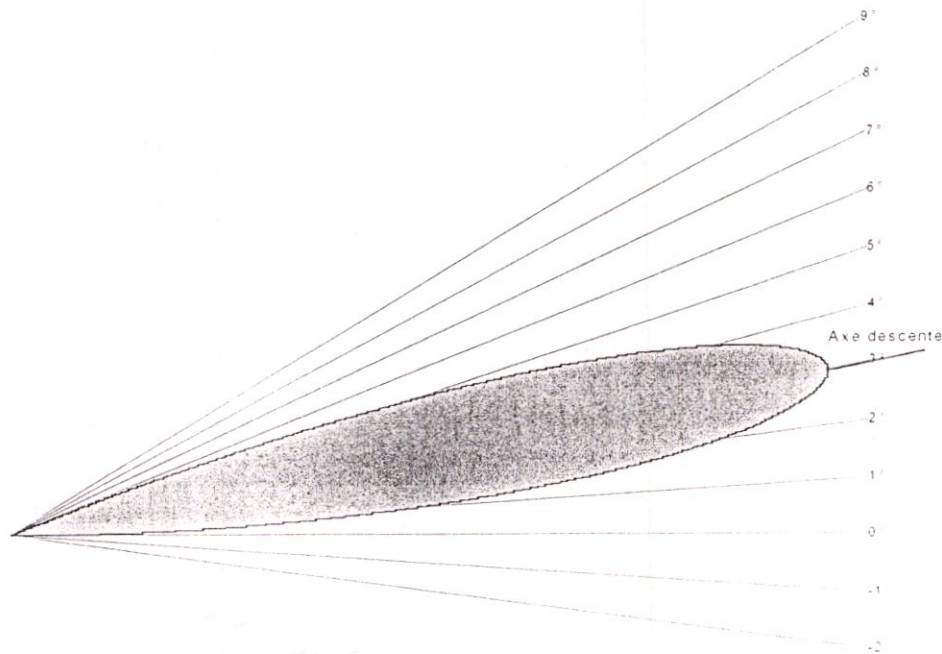


Fig.III.11 : Facteur de directivité de l'antenne A_1

◆ Hauteur de l'antenne A_2

Pour cette antenne, on désire un maximum de champ pour $\theta = \theta_d / 2$

$$\text{Soit un facteur de directivité } F_{H1} = \left| \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} h_{A2}\right) \sin \frac{\theta_d}{2} \right|_{\text{MAX}}$$

$$\text{d'où } \frac{2\pi}{\lambda} \cdot h_{A2} \cdot \sin \frac{\theta_d}{2} = \frac{\pi}{2} \text{ soit une hauteur } h_{A2} = \frac{\lambda}{4 \sin\left(\frac{\theta_d}{2}\right)} \cong \frac{\lambda}{2\theta_d}$$

Le facteur de directivité de l'antenne A₂ devient :

$$F_{A2} = \left| \sin \left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4 \sin\left(\frac{\theta_d}{2}\right)} \sin \theta \right) \right| \cong \left| \sin \left(\pi \frac{\theta}{\theta_d} \right) \right|$$

Le représentation du diagramme de rayonnement du facteur de directivité en coordonnées polaire est donnée en figure III.12. pour $\theta_d=3^\circ$

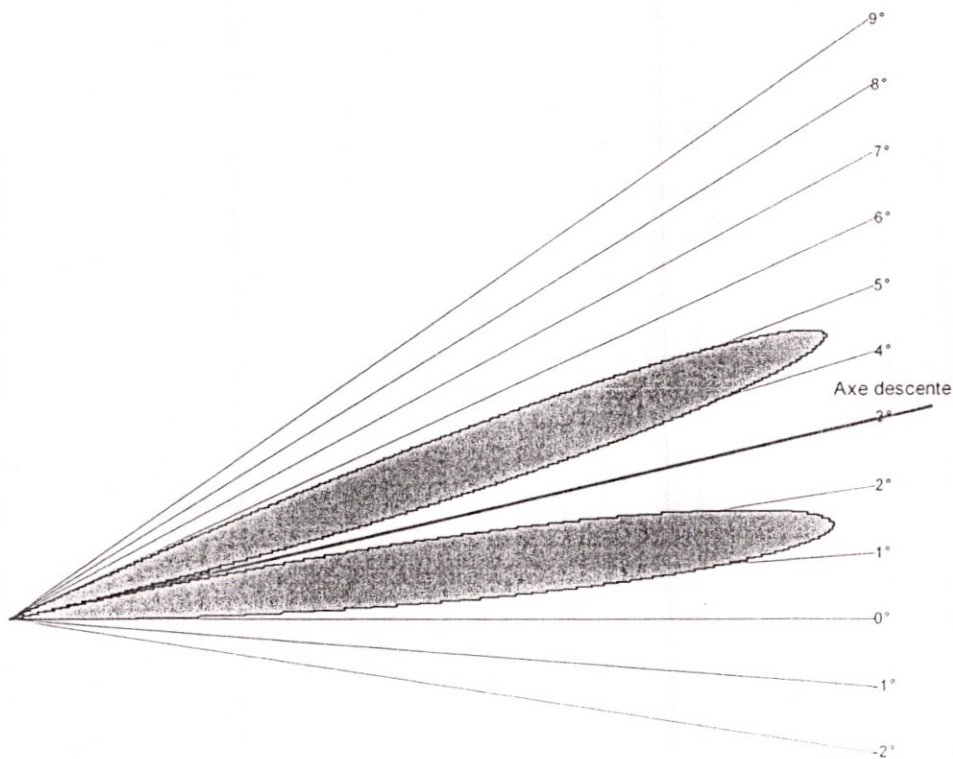


Fig.III.12 : Facteur de directivité de l'antenne A₂

◆ Hauteur de l'antenne A₃

Pour cette antenne, on désire un maximum de champ pour $\theta = \theta_d / 3$

$$\text{Soit un facteur de directivité } F_H = \left| \sin \left(\frac{2\pi}{\lambda} h_{A3} \right) \sin \frac{\theta_d}{3} \right|_{\text{MAX}}$$

$$\text{d'où } \frac{2\pi}{\lambda} \cdot h_{A3} \cdot \sin \frac{\theta_d}{3} = \frac{\pi}{2} \text{ soit une hauteur } h_{A3} = \frac{\lambda}{4 \sin\left(\frac{\theta_d}{3}\right)} \cong \frac{3\lambda}{4\theta_d}$$

Le facteur de directivité de l'antenne A₃ devient :

$$F_{A3} = \left| \sin \left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4 \sin \left(\frac{\theta_d}{3} \right)} \sin \theta \right) \right| \cong \left| \sin \left(\frac{3\pi}{2} \frac{\theta}{\theta_d} \right) \right|$$

Le représentation du diagramme de rayonnement du facteur de directivité en coordonnées polaire est donnée en figure III-13. pour $\theta_d=3^\circ$

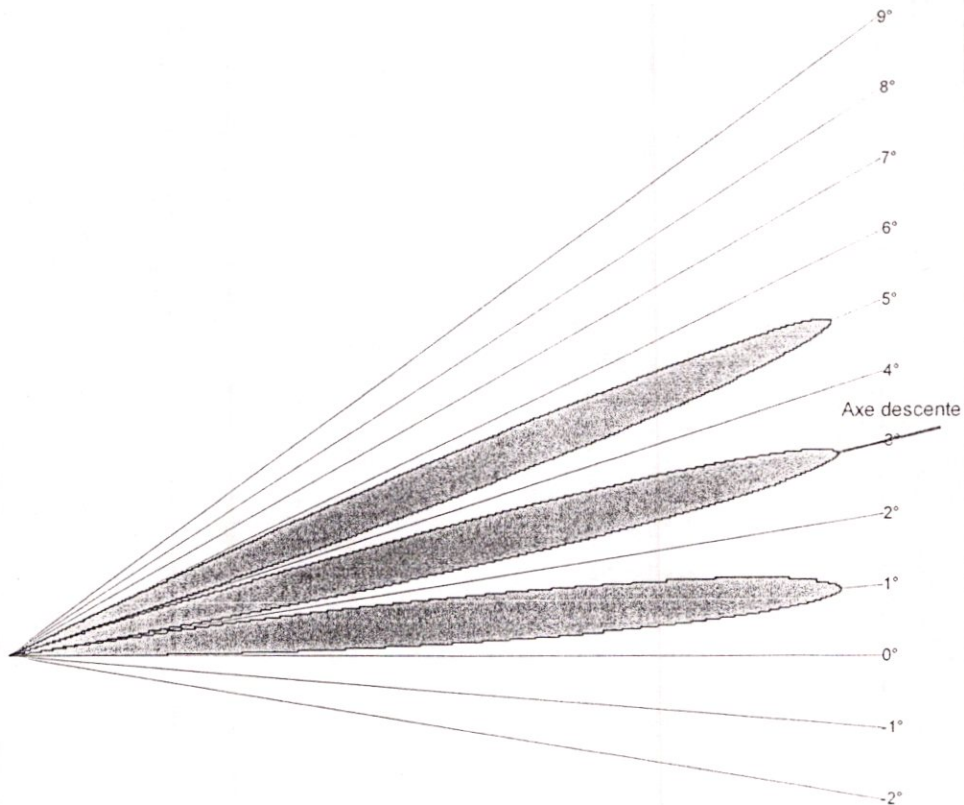


Fig.III.13 : Facteur de directivité de l'antenne A3

III.7. Obtention des diagrammes de rayonnement du Glide Type M

Nous avons défini auparavant les réseaux d'aériens A_1 , A_1 et A_3 et les signaux à émettre. Nous allons voir maintenant quels signaux vont alimenter quelles antennes en déterminant les amplitudes et les phases relatives.

III.7.1. Le champ porteuse + bandes latérales CSB

On suppose l'antenne A_3 non alimenté par le signal CSB.

Le champ rayonné est alors de la forme :

$$P_D(\theta) = a_1 F_{D1} + a_2 F_{D2} = 2 \sin \left(\frac{\pi}{2} \frac{\theta}{\theta_d} \right) + a_2 \sin \left(\pi \frac{\theta}{\theta_d} \right)$$

Par rapport au Glide « Null Référence », la contribution de l'antenne A_2 doit permettre de satisfaire l'effet recherché soit, une diminution importante du rayonnement vers les sites bas.

- Calcul de a_2 : la tangente à l'origine doit être horizontale (Fig. III -14) soit :

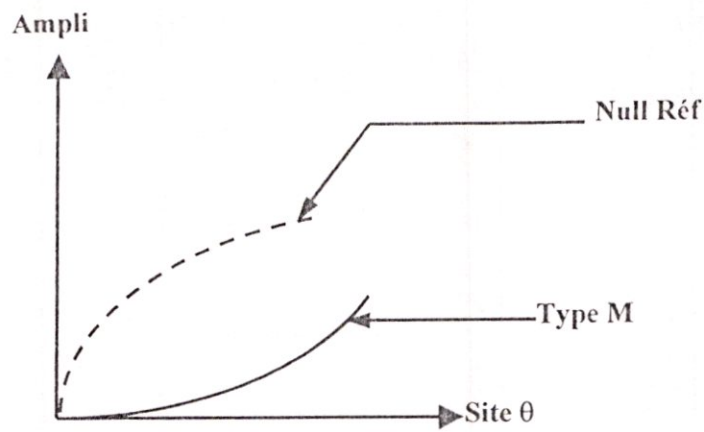


Fig. III-14 : Calcul de a_2

$$\frac{d}{d\theta} (P_D(\theta)) = 2 \left(\frac{\pi}{2 \theta_d} \right) \cos \left(\frac{\pi \theta}{2 \theta_d} \right) + \frac{\pi}{\theta_d} a_2 \cos \left(\frac{\theta}{\theta_d} \right)$$

et $\frac{d}{d\theta} (P_D(\theta)) = 0$ donne $\frac{\pi}{\theta_d} + \frac{\pi}{\theta_d} a_2 = 0$

d'où $a_2 = -1$

Le courant CSB alimente l'antenne médiane A_2 avec une amplitude moitié et une phase opposée par rapport au courant CSB sur l'antenne basse A_1

Le diagramme de rayonnement du signal porteuse + bandes latérales (CSB) s'écrit donc :

$$P_D(\theta) = 2 \sin \left(\frac{\pi \theta}{2 \theta_d} \right) - 1 \sin \left(\pi \frac{\theta}{\theta_d} \right)$$

Ce diagramme est représenté en figure III-15.

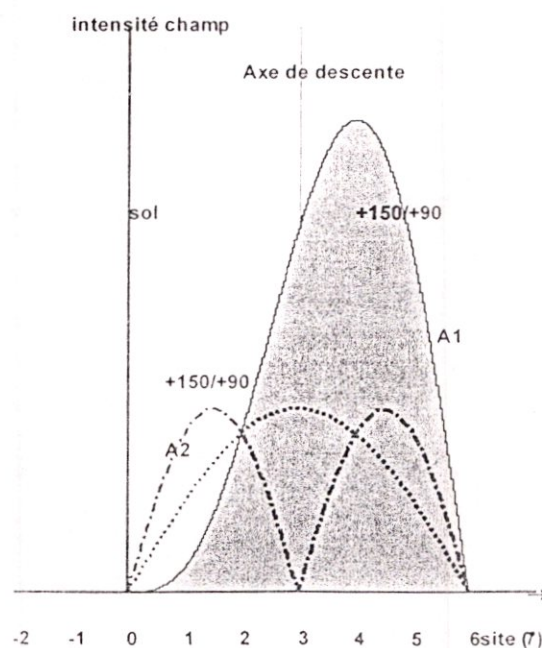


Fig. III-15 : Diagramme CSB

III.7.2. Champ bandes latérales SBO

Le champ rayonné est alors de la forme suivante :

$$F'_D(\theta) = 2F_{D1} + b_2 F_{D2} + b_3 F_{D3} = b_1 \sin\left(\frac{\pi \theta}{2 \theta_d}\right) + 2 \sin\left(\pi \frac{\theta}{\theta_d}\right) + b_3 \sin\left(\frac{3\pi \theta}{2 \theta_d}\right)$$

L'effet recherché est une diminution importante du champ aux sites faibles tout en conservant un nul de champ pour $\theta = \theta_d$ (Fig. III-16), soit :

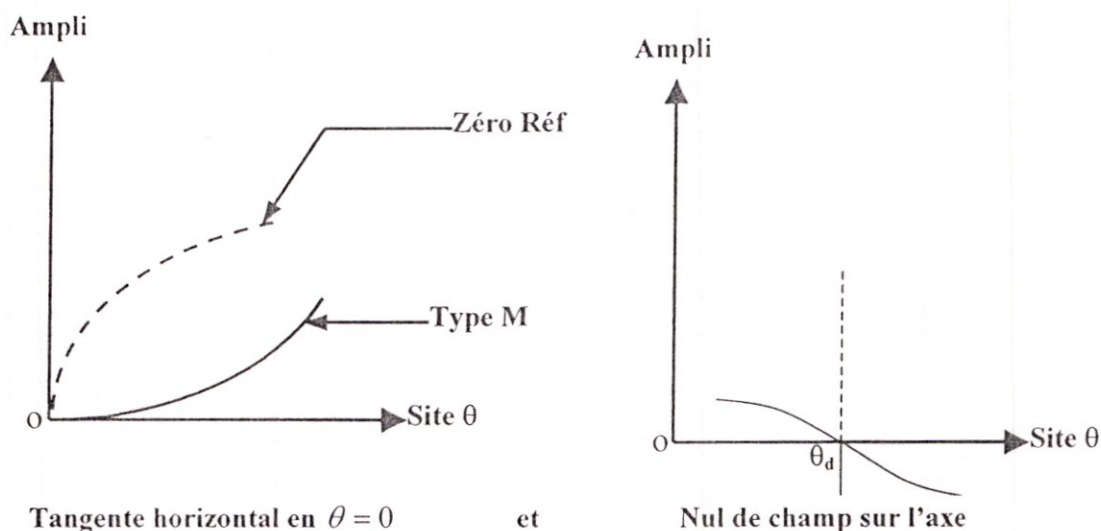


Fig. III-16 : Calcul de b_1 et b_3

Soit $F'_D(\theta) = 0$ pour $\theta = \theta_d$

$$\text{et } \frac{d}{d\theta} [F'_D(\theta)]_{\theta=\theta_d} = 0$$

ce qui implique :

$$\frac{d}{d\theta} [F'_D(\theta)]_{\theta=\theta_d} = \frac{2\pi}{\theta_d} \cos\left(\pi \frac{\theta}{\theta_d}\right) + \frac{\pi}{2\theta_d} b_1 \cos\left(\frac{\pi \theta}{2 \theta_d}\right) + \frac{3\pi}{2\theta_d} b_3 \cos\left(\frac{3\pi \theta}{2 \theta_d}\right) = 0$$

$$\text{soit } 2 + \frac{b_1}{2} + \frac{3}{2} b_3 = 0$$

On doit avoir aussi $b_1 - b_3 = 0$ soit $b_1 = b_3$

$$\text{d'où } 2 + \frac{b_1}{2} + \frac{3}{2} b_3 = 0$$

On obtient finalement $b_1 = b_3 = -1$

L'expression du diagramme bandes latérales SBO devient :

$$F'_D(\theta) = k \left[-\sin\left(\frac{\pi \theta}{2 \theta_d}\right) + 2 \sin\left(\pi \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin\left(\frac{3\pi \theta}{2 \theta_d}\right) \right]$$

Le courant SBO alimente l'antenne A₁ et l'antenne A₃ avec une amplitude moitié et une phase opposée au courant SBO sur A₂.

Le coefficient k permet de régler le niveau SBO/CSB pour satisfaire les spécifications sur la DDM.

Ce diagramme est représenté en figure III-17.

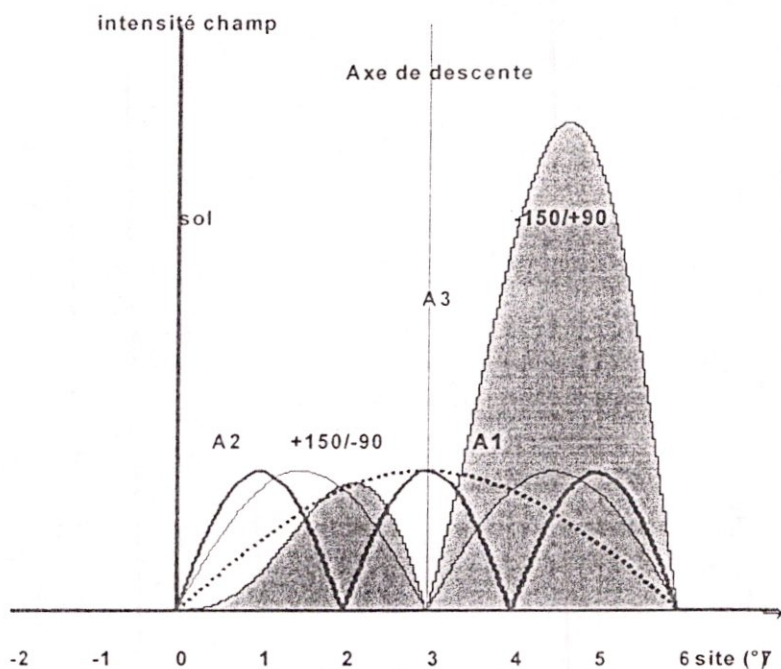


Fig. III-17 : Diagramme SBO

III.7.3. Champ de couverture Clearance CL

Il faut assurer une information de couverture basse, à l'aide d'un rayonnement auxiliaire d'un signal « clearance » sur une fréquence porteuse f₂.

Le champ rayonné est de la forme :

$$CL(\theta) = \left[c_1 \sin\left(\frac{\pi \theta}{2 \theta_d}\right) + c_2 \sin\left(\pi \frac{\theta}{\theta_d}\right) + c_3 \sin\left(\frac{3\pi \theta}{2 \theta_d}\right) \right]$$

L'amplitude du champ doit être faible à proximité de l'axe et dans la zone du secteur d'alignement de descente (Fig.III.18)

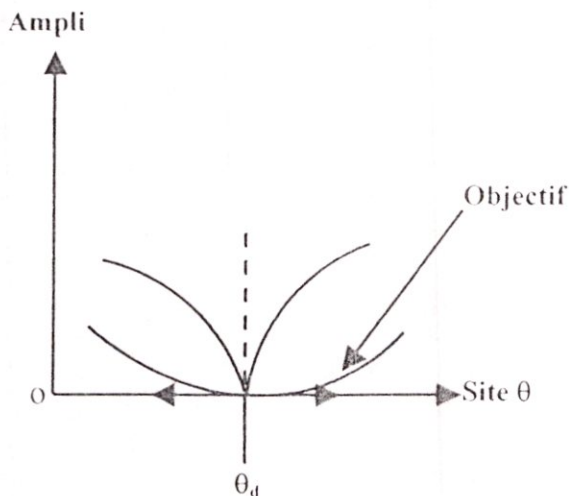


Fig. III-18 : Calcul de c₁, c₂ et c₃

On doit avoir un nul de champ sur l'axe et tangente horizontale en $\theta = \theta_d$

$$CL(\theta_d) = \left[c_1 \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) + c_2 \sin(\pi) + c_3 \sin\left(\frac{3\pi}{2}\right) \right] = 0$$

$$CL(\theta_d) = c_1 \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) + c_2 \sin(\pi) + c_3 \sin\left(\frac{3\pi}{2}\right) = 0 \quad \text{soit } c_1 = c_3$$

$$\text{et } \frac{d}{d\theta} [CL(\theta)]_{\theta=\theta_d} = \frac{\pi}{2\theta_d} c_1 \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\theta}{\theta_d}\right) + \frac{\pi}{\theta_d} c_2 \cos\left(\pi \frac{\theta}{\theta_d}\right) + \frac{3\pi}{2\theta_d} c_3 \cos\left(\frac{3\pi}{2} \frac{\theta}{\theta_d}\right) = 0$$

$$\text{soit } c_2 = 0$$

Ce diagramme est représenté en figure III-19.

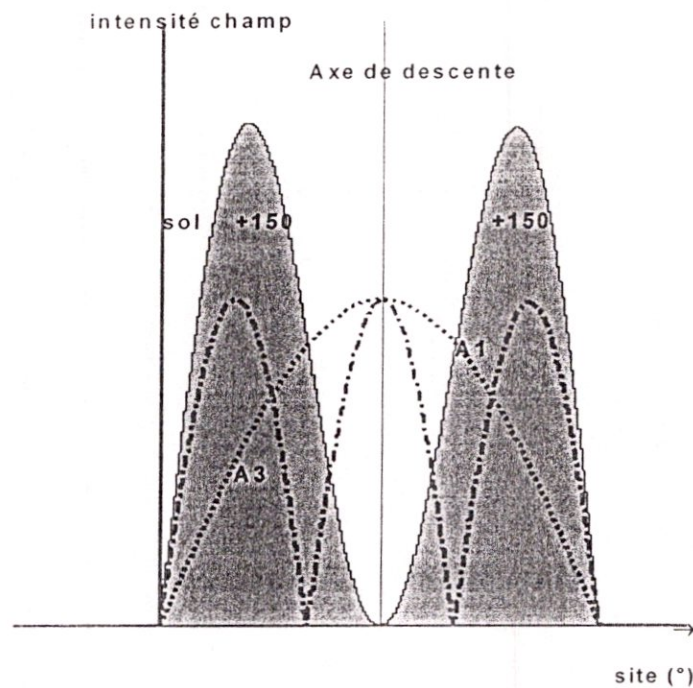


Fig. III-19 : Diagramme CL

L'expression du diagramme devient :

$$CL(\theta) = \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\theta}{\theta_d}\right) + \sin\left(\frac{3\pi}{2} \frac{\theta}{\theta_d}\right) \right]$$

Le signal clearance alimente seulement les antennes A_1 et A_3 avec des courants égaux en amplitude et phase.

La représentation en coordonnées polaires des diagrammes SBO, CSB et CL est donnée en figure III-620.

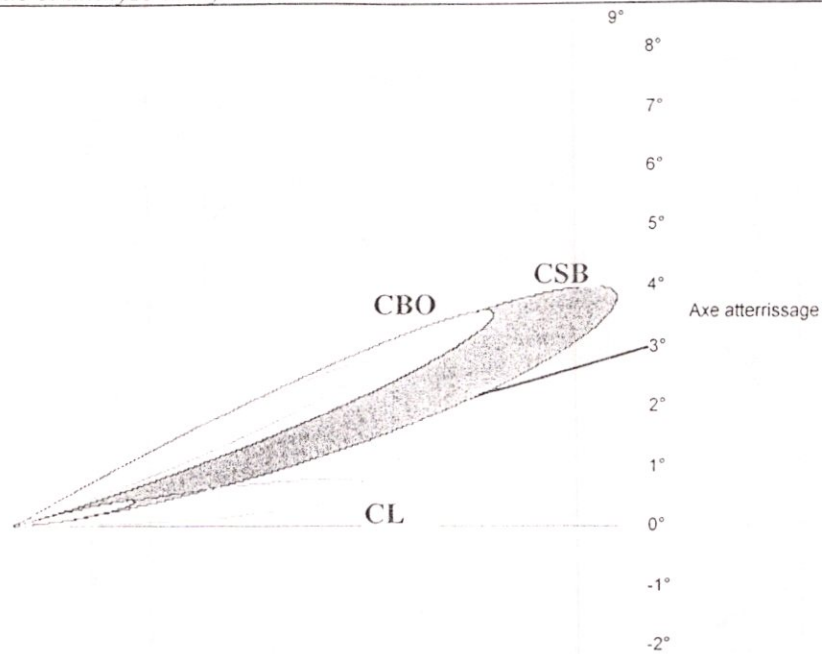


Fig. III-20 : Diagrammes S de rayonnement du glide Type M

Les distributions des courants sur les antennes sont récapitulés dans le tableau suivant.

Signal Antenne			CSB	SBO	CL
A ₃	3h	$\sin\left(\frac{3\pi \theta}{2 \theta_d}\right)$		-1	+1
A ₂	2h	$\sin\left(\pi \frac{\theta}{\theta_d}\right)$	-1	+2	
A ₁	h	$\sin\left(\frac{3\pi \theta}{2 \theta_d}\right)$	+2	-1	+1

Tableau des distribution des courants

III.8. Expression de la DDM et SDM du Glide Type zéro référence

Le signal reçu est de la forme suivante :

$$A(t) = s(t) \cdot P(\theta) + d(t) \cdot F(\theta)$$

Dans ce type de Glide on a les diagrammes CSB, SBO de la forme suivante :

$$P(\theta) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)$$

$$P(\theta) = F(\theta) = \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)$$

On remplace chaque fonction par sa valeur dans l'expression de $A(t)$:

$$A(t) = \cos(\omega + \Delta\omega)t \cdot \left[1 + 0.4 \sin(3\Omega t) + 0.4 \sin(5\Omega t) \right] \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) +$$

$$+ \cos(\omega + \Delta\omega) \cdot \left[\sin(5\Omega t) - \sin(3\Omega t) \right] \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)$$

$$A(t) = \cos(\omega + \Delta\omega)t \cdot \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + 0.4 \sin(3\Omega t) \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + 0.4 \sin(5\Omega t) \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) \right.$$

$$\left. + \sin(5\Omega t) \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin(3\Omega t) \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) \right]$$

$$A(t) = \cos(\omega + \Delta\omega)t \cdot \left[\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + \sin(3\Omega t) \left(0.4 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) \right) + \right.$$

$$\left. \sin(5\Omega t) \left(0.4 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) \right) \right]$$

$$A(t) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) \cdot \cos(\omega + \Delta\omega)t \cdot \left[1 + \frac{\left(0.4 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) \right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)} \sin(3\Omega t) + \right.$$

$$\left. \frac{\left(0.4 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) \right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)} \sin(5\Omega t) \right]$$

On a écrit $A(t)$ à l forme suivante :

$$A(t) = \cos(\omega + \Delta\omega) \cdot \left[1 + M_{90} \cdot \sin(3\Omega t) + M_{150} \cdot \sin(5\Omega t) \right]$$

$$M_{90} = \frac{0.4 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)}$$

$$M_{150} = \frac{0.4 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)}$$

$$\text{DDM}(\theta) = M_{150} - M_{90} = 2 \cdot \frac{2 \sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{\theta_d}\right)}{\sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right)} = \frac{2 \cdot 2 \sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right)}{\sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right)} = 4 \cos\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right)$$

$$\text{DDM}(\theta) = 4 \cos\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right)$$

$$\text{SDM}(\theta) = M_{150} + M_{90} = \frac{0.8 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right)}{\sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right)} = 0.8$$

$$\text{SDM}(\theta) = 0.8$$

III.9. Expression de la DDM et SDM du Glide type M

Le signal reçu est de la forme suivante :

$$A(t) = s(t) \cdot P(\theta) + d(t) \cdot F(\theta)$$

On remplace chaque fonction par sa valeur :

$$A(t) = \cos(\omega + \Delta\omega) t \cdot [1 + 0.4 \sin(3\Omega t) + 0.4 \sin(5\Omega t)] \cdot \left[2 \sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) - \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) \right] + \\ + \cos(\omega + \Delta\omega) \cdot [\sin(5\Omega t) - \sin(3\Omega t)] \cdot \left[-\sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) + 2 \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin\left(\frac{3\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) \right]$$

$$A(t) = \cos(\omega + \Delta\omega) \cdot \left[2 \sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) - \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + 0.8 \sin(3\Omega t) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) - 0.4 \sin(3\Omega t) \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + \right. \\ \left. + 0.8 \sin(5\Omega t) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) - 0.4 \sin(5\Omega t) \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin(5\Omega t) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) + \right. \\ \left. 2 \sin(5\Omega t) \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin(5\Omega t) \cdot \sin\left(\frac{3\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) + \sin(3\Omega t) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) + \right. \\ \left. - 2 \sin(3\Omega t) \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + \sin(3\Omega t) \cdot \sin\left(\frac{3\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) \right]$$

$$A(t) = \cos(\omega + \Delta\omega) t \cdot \left[2 \sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) - \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + 1.8 \sin(3\Omega t) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) - 2.4 \sin(3\Omega t) \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + \right. \\ \left. + \sin(3\Omega t) \cdot \sin\left(\frac{3\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) - 0.2 \sin(5\Omega t) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) + 1.6 \sin(5\Omega t) \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + \right. \\ \left. - \sin(5\Omega t) \cdot \sin\left(\frac{3\pi \cdot \theta}{2 \cdot \theta_d}\right) \right]$$

$$A(t) = \left(2 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) \right) \cdot \cos(\omega + \Delta\omega)t \cdot \left[1 + \frac{1.8 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - 2.4 \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + \sin\left(\frac{3\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)}{2 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)} \cdot \sin(3\Omega t) + \frac{-0.2 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + 1.6 \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin\left(\frac{3\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)}{2 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)} \cdot \sin(5\Omega t) \right]$$

On a écrit $A(t)$ à l forme suivante :

$$A(t) = k \cdot \cos(\omega + \Delta\omega) \cdot [1 + M_{90} \cdot \sin(3\Omega t) + M_{150} \cdot \sin(5\Omega t)]$$

Donc :

$$M_{90} = \frac{1.8 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - 2.4 \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + \sin\left(\frac{3\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)}{2 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)}$$

$$M_{150} = \frac{-0.2 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + 1.6 \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin\left(\frac{3\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)}{2 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)}$$

$$DDM = M_{150} - M_{90} = 2 \cdot \frac{-\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) + 2 \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin\left(\frac{3\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)}{2 \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)} = \frac{2 \cdot F(\theta)}{P(\theta)}$$

$$DDM = \frac{2 \cdot F(\theta)}{P(\theta)}$$

$$SDM(\theta) = M_{150} + M_{90} = \frac{1.6 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right) - 0.8 \sin\left(\pi \cdot \frac{\theta}{\theta_d}\right)}{P(\theta)}$$

Après simplification en en posant $\Delta\theta$, l'écart angulaire par rapport à l'axe de descente, on trouve :

$$DDM((\Delta\theta)) = 4k \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{\Delta\theta}{\theta_d}\right)$$

On peut faire les observations suivantes :

- DDM nulle sur l'axe de descente θ_d .
- Symétrie rigoureuse de la loi de variation de la DDM autour de $\theta = \theta_d$.
- Loi identique à celle du Glide « Null Référence ».
- Bonne linéarité si θ_d est petit.

La DDM est représentée en figure III-21.

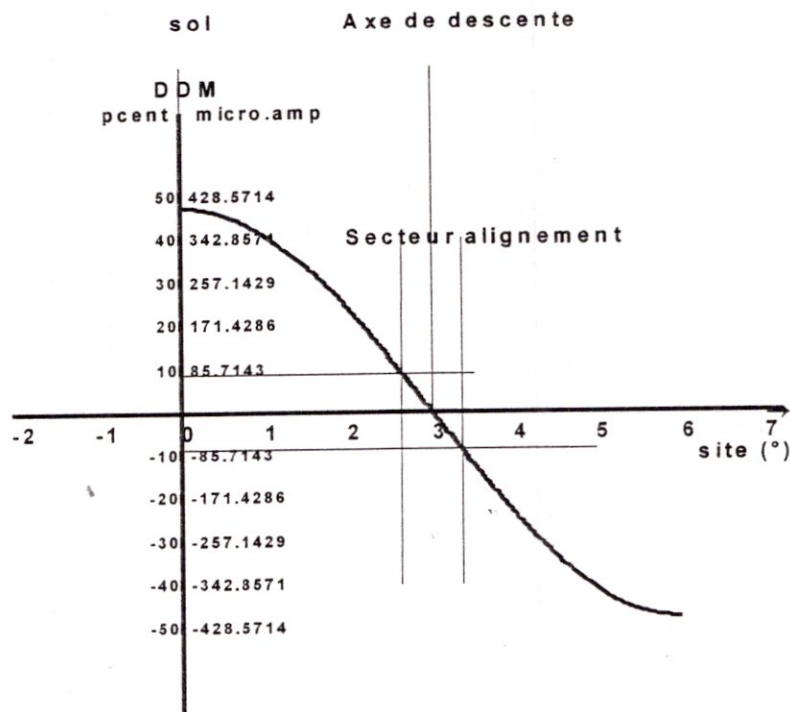


Fig. III-21 Variation de la DDM du glide Type M

III.10. L'effet de l'emplacement du mât d'antenne Glide sur la DDM

Les coordonnées du site de l'antenne Glide dépendent de la hauteur du seuil souhaitée (H) et l'angle de descente souhaité.

La figure III-22 montre à titre d'exemple la distance entre le seuil de la piste et le mât d'antenne en fonction de l'angle de descente et la hauteur de seuil et la distance entre l'axe de la piste et le mât d'antenne.

Lorsque la hauteur H est donnée, ainsi que la distance RWY et l'angle de descente, on peut calculer la distance mat-seuil de piste par :

$$THR = \sqrt{\frac{H^2}{\text{tg}^2 \theta_d} - RWY^2}$$

Pour des hauteurs H l'ordre de 15, des distances RWY de l'ordre de 150 m, et des pentes θ_d de l'ordre de 3°, on trouve des distances THR de 300 m.

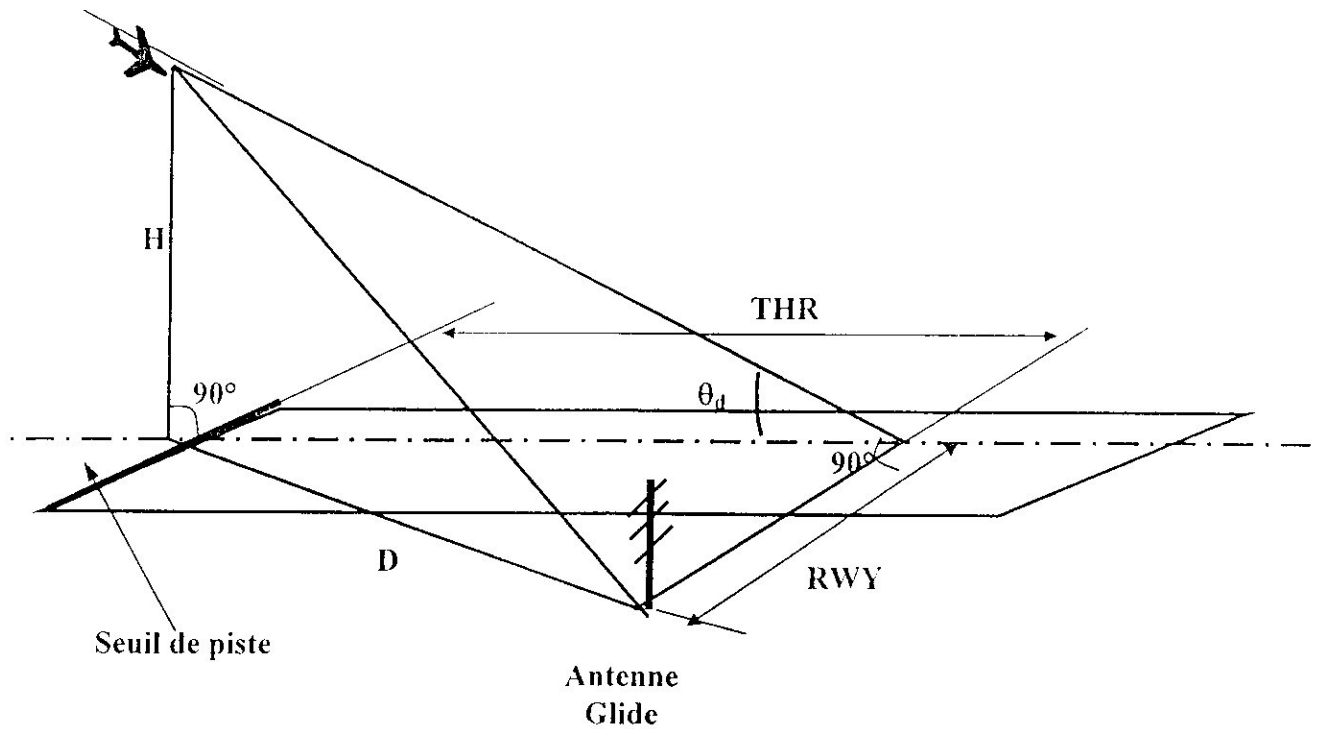


Fig. III-22 : Calcul de la distance entre le seuil et le mât d'antenne

Compte tenu que les antennes du Glide ne soient pas situées sur l'axe de la piste, le lieu de DDM=0 est un cône de révolution ayant pour axe, le mat des antennes, et demi-ouverture au sommet de $90^\circ - \theta_d$. le plan de descente est donc non part une droite mais une branche hyperbolique dont le point le plus bas se situe à environ 7,5 m au-dessus de la piste (Fig.III-23).

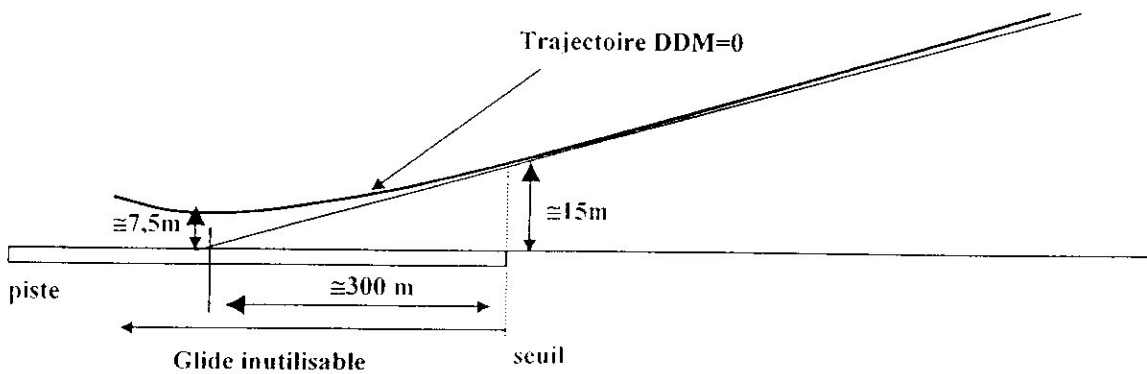


Fig.III-23 : Axe DDM au voisinage du seuil

III.11. Effet de la pente longitudinale du terrain

On a considéré dans notre travail le cas d'un terrain de pente longitudinale positive ou négative et nous avons déterminé les nouvelles hauteurs des antennes et les nouveaux facteurs de directivité des trois antennes (Fig. III-24).

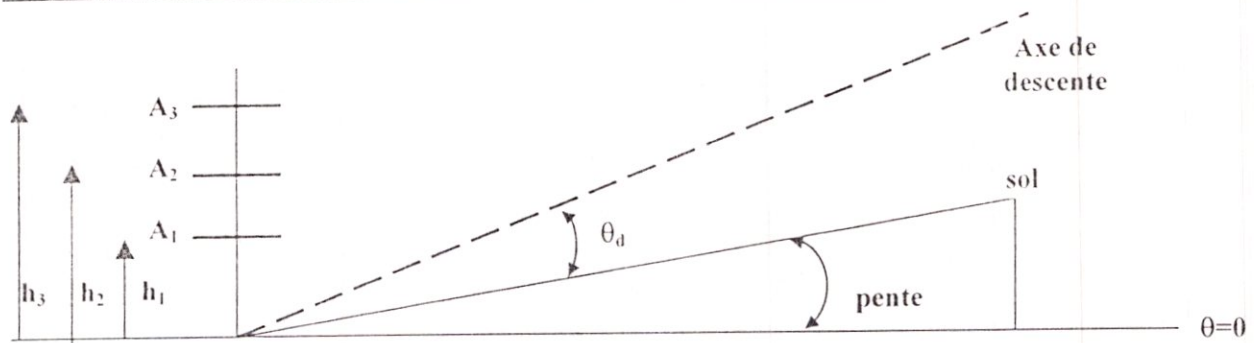


Fig.III-23 : Terrain en pente

Pour tenir compte de la pente, on doit remplacer dans les facteurs de directivité des antennes, θ par $(\theta-p)$ où p est la pente du terrain.

Les hauteurs des antennes seront divisées par $\cos(p)$.

III.12. Conclusion

Nous avons présenté et démontré dans ce chapitre les expressions permet d'obtenir les :

- Facteur, de directivité.
- les hauteurs des antennes.
- les diagrammes des réseaux dipôle.
- les diagrammes en champ CSB, SBO, CL (pour le type bifréquence).
- Les expressions des DDM et SDM.
- La distance du mât du Glide par rapport au seuil de la piste
- Les relations permettant de tenir compte de la pente longitudinale du terrain.

Nous avons vu, que pour respecter les normes OACI, il fallait choisir le site et le type du Glide qu'on doit utiliser puis l'installation précise du mât et des réseaux d'antennes.

CHAPITRE VI

*Interface
graphique de
simulation du
Glide*

D A B



IV. INTERFACE GRAPHIQUE DE SIMULATION DU Glide Path

IV.1. Introduction

On décrit dans cette partie la description de l'interface graphique réalisée pour la simulation et la visualisation des diagrammes et signaux du système Glide Path d'approche et d'atterrissage de l'ILS.

IV.2. Qu'est ce qu'une simulation

IV.2.1. Définition

La simulation est un outil de prédiction permettant d'étudier et d'analyser le comportement des systèmes complexes afin de prendre des décisions de façon plus objective et scientifique.

En simulation, le système est modélisé par un ensemble de structures de données interconnectées et un ensemble de procédures qui opèrent sur ces structures définissant ainsi la dynamique du système.

IV.2.2. Objectifs de la simulation

◆ *Analyse*

La comparaison des différentes exécutions d'une simulation est utilisée pour étudier l'effet de changement des variables d'entrées en fonction des sorties obtenues.

Les résultats des différences exécutions permettent d'orienter les prochaines simulations selon les objectifs attendus.

Ceci est réalisé en changeant les politiques, en proposant des modifications.

A cet effet, le présent logiciel est réalisé par le fait de changer l'un des paramètres (entrées) suivants :

- La hauteur de la trajectoire par rapport au seuil
- l'angle de descente
- La distance du mât du glide par rapport à l'axe de la piste
- La fréquence du signal porteuse
- La pente du terrain (l'inclinaison de terrain)

Le changement de ces paramètres peut donner des variations :

Dans le bon sens :

- Avoir le bon amplement du mat d'antenne
- Avoir les hauteurs d'antenne convenable
- Avoir une bonne directivité
- Diminution des lobes secondaires
- DDM convenable dans le secteur d'alignement

Dans le mauvais sens :

- Mauvais emplacement du mat d'antenne
- Des hauteurs des antennes non convenables
- Distorsion des diagrammes
- Dissipation de l'énergie vers d'autres directions que celle voulue (privilégie)

Donc on changeant les entrées d'une manière correcte (dans notre interface nous avons mis des intervalles pour la variation des données) on obtient des résultats qui répondent exactement aux besoin (résultats données par le constructeur c'est à dire l'emplacement du mat d'antenne, les hauteurs des antennes, DDM convenable dans le secteurs d'alignement).

◆ **Prédiction**

La simulation peut être utilisée dans le but de déterminer l'état du système en certains points du temps futur.

D'après certains cas, des résultats obtenus dans l'analyse (cas de mauvais résultats qui sont dus à des pannes) on peut prédire l'état du système :

- Mauvaise installation
- Défaillance de l'antenne
- Mauvaise réflexion qui est signalée par une alarme au niveau de la baie (émetteur)
- Les obstacles

◆ **E.A.O (Enseignement Assisté par Ordinateur)**

La troisième application pédagogique consiste à donner des informations sur le fonctionnement du système (enseignement) et c'est bien notre but.

IV.3. Fonctionnement « GUIDE »

En plus des caractéristiques exceptionnelles de MATLAB pour le calcul scientifique et technique, l'utilisateur peut créer, pour ces applications, ses propres interfaces graphiques à l'aide de l'outil GUIDE (GUI : Graphical User Interface).

En effet, MATLAB prévoit un ensemble de commandes et fonctions dont l'utilisation est relativement aisée pour la création et la manipulation d'objets graphiques (fenêtres, menus, boutons de commande, cases à cocher, etc.)

L'élément de base d'une interface est la fenêtre. Elle permet de grouper des outils graphiques dans un même cadre dans un but de clarté et de manipulation facile. A une fenêtre, sont associées des propriétés modifiable telles que la taille, le nom, la position, le titre, la couleur, etc.

IV.3.1. Les contrôles

Les contrôles sont des objets graphiques qui provoquent une action lorsqu'ils sont manipulés par la souris ou la clavier.

Sous une interface graphique, la communication avec l'utilisateur est généralement établie à l'aide des « contrôles » tels que les groupes d'options, cases à cocher, bouton de commande, textes statique et textes modifiables. Ainsi, les programmes offrent une meilleure convivialité, car il suffit d'un simple clic avec le pointeur de la souris pour définir, par exemple, de nouvelles valeurs.

◆ *Les types de contrôles*

On trouve différents types de contrôles parmis ces derniers :

- Bouton poussoir

Le bouton poussoir est aussi connu sous l'appellation bouton de commande. Il contient généralement le texte « OK » ou « annuler ». Une action précise s'exécute dès que l'utilisateur effectue un clic sur ce bouton.

- Case à cocher

Les cases à cocher permettent à l'utilisateur de sélectionner une ou plusieurs options parmi plusieurs alternatives. Ces cases à cocher se comportent comme des interrupteurs, indiquant s'il sont actionnés ou non. Par convention, ces cases à cocher sont indépendantes les unes des autres. On peut en cocher n'importe quel nombre, l'état de l'une d'entre elles ne doit pas influencer sur celui des autres.

- Bouton radio

Les boutons radio ou bouton d'options offrent à l'utilisateur la possibilité de choisir entre plusieurs alternatives exclusives. Comme les cases à cocher, les boutons radio se comportent comme des interrupteurs indiquant leur état d'activation. La seule différence est qu'ils doivent être programmés comme étant mutuellement exclusifs. On peut pas en activer qu'un seul parmi un ensemble des boutons proposés.

- Les barres de défilement (Slider)

Les barres de défilement permettent à l'utilisateur de choisir une valeur appartenant à un intervalle donné.

Ce sont des objets graphiques disposant d'un indicateur mobile qui représente la position relative de la valeur courante dans l'intervalle autorisé. La propriété « valeur de la barre de défilement » peut être modifiée soit par déplacement de l'indicateur mobile, soit par les flèches disposées à chaque extrémité de l'objet graphique.

- List popup

La liste « popup » est une liste d'option qui permet de faire un choix parmi plusieurs possibilités. On ne peut pas activer qu'un seul parmi un ensemble de choix proposés.

- Les zones de textes

On distingue deux types de zones de texte : une zone pour le texte statique, une autre pour le texte éditable

- Zone de texte statique

On désigne, que l'utilisateur ne peut modifier, est utilisée pour afficher un texte. Il s'agit normalement d'un titre ou d'une brève explication. La de cette zone peut être modifiée par programmation.

- Zone de texte éditable (ou champ d'édition)

C'est une zone de texte que l'utilisateur peut modifier. Elle présente un véritable éditeur de texte. Sa valeur est une chaîne de caractères (d'une ou plusieurs lignes) qui sera utilisée par l'application.

- Les cadres ou frames

Ce sont des rectangles que l'on dessine de différents contrôles pour les répartir en groupes logiques, dans un but d'esthétique ou de fonctionnalité.

IV.4 Description générale de l'interface

Notre interface graphique est constituée de 7 fenêtres :

Pour la visualisation de ces fenêtres on a créé des icônes (THEME, INIT, RESEAU, A1A2A3, GP, SIMU, HELP), on explique brièvement l'utilisation de chaque fenêtre :

IV.3.2. Page intitulée : Thème du projet « THEME »

Cette page présente le titre du projet.

IV.3.3. Page intitulée: Panneau entrée paramètres du glide « INIT »

Cette page à deux fonctions :

♦ *Entrée 5 paramètres du Glide*

Qui sont dans l'ordre :

- Hauteur de la trajectoire par rapport au seuil de la piste.
- Angle de descente.
- Distance du mât du Glide par rapport à l'axe de piste.
- La fréquence du signal porteuse.

Cliquer sur le bouton OK

Affiche :

- La distance du mât du Glide par rapport au seuil de piste.
- Les hauteurs des antennes.

IV.3.4. Page intitulée : Diagramme réseau dipôle

Cette page a deux fenêtres :

♦ *RESEAU*

Cette page offre une liste de trois diagrammes de rayonnement du réseau d'antenne à dipôles grâce à un bouton Popup

- Sélection du premier : affichage du diagramme de rayonnement en site du réseau d'antenne en coordonnées polaires.
- Sélection du deuxième : affichage du diagramme de rayonnement en azimut du réseau d'antenne en coordonnées polaires.
- Sélection du troisième : affichage du diagramme de rayonnement en 3 dimensions du réseau d'antenne en coordonnées polaires.

♦ *A1A2A3*

Cette page offre trois possibilités de choix de diagrammes :

- Sélection du premier : affichage du diagramme de rayonnement de l'antenne A1 en coordonnées polaires
- Sélection du premier : affichage du diagramme de rayonnement de l'antenne A2 en coordonnées polaires

- Sélection du premier : affichage du diagramme de rayonnement de l'antenne A3 en coordonnées polaires

IV.3.5. Page intitulée : Choix du Glide «GP »

On a deux choix (deux fenêtres):

◆ *GLIDE BIFREQUENCE*

Cette fenêtre contient plusieurs boutons :

- Les slider pour régler les amplitudes
- Le bouton SBO : pour voir le diagramme en champ SBO en coordonnées cartésien.
- Le bouton CSB : pour voir le diagramme en champ CSB en coordonnées cartésien.
- Le bouton CL : pour voir le diagramme en champ CLEARANCE en coordonnées cartésien.
- Le bouton POL : pour voir tout les diagrammes en champ SBO, CSB, CL en coordonnées polaires.
- Le bouton DDM : pour voir la trajectoire du DDM.

◆ *GLIDE MONOREQUENCE*

- Les slider pour régler les amplitudes
- Le bouton SBO : pour voir le diagramme en champ SBO en coordonnées cartésien.
- Le bouton CSB : pour voir le diagramme en champ CSB en coordonnées cartésien.
- Le bouton POL : pour voir tout les diagrammes en champ SBO, CSB en coordonnées polaires.
- Le bouton DDM : pour voir la trajectoire du DDM.

IV.3.6. Page intitulée : Trajectoire «SIMU »

Cette fenêtre permet de visualiser la trajectoire réelle DDM=0 ainsi que la simulation d'un atterrissage.

IV.4. Les organigrammes

On a représenté si-dessous sous forme d'organigramme les différents éléments de programme permettant de faire fonctionner l'interface.

FENETRE 1

Affichage du thème du projet de fins d'études

FENETRE 2

Lecture des données des paramètres du Glide :

- Hauteur de la trajectoire par rapport au seuil de la piste.
- Angle de descente.
- Distance du mât du Glide par rapport à l'axe de piste.
- La fréquence du signal porteuse.
- La pente du terrain.

Affichage des paramètres d'installation du glide

- Distance du mat par rapport au seuil de piste
- Les hauteurs des antennes

FENETRE 3

Affichage des diagrammes des réseaux à dipôles

En fonction du choix :

- Diagramme site
- Diagramme en azimut
- Diagramme 3D

FENETRE 4

Affichage des diagrammes antennes

En fonction du choix :

- Diagramme antenne A_1
- Diagramme antenne A_2
- Diagramme antenne A_3

FENETRE 5
Simulation du Glide

Affichage en fonction de coefficients introduits à l'aide des sliders :

Pour le choix du glide monofréquence :

- Représentation schématique du circuit de distribution
- Diagramme SBO
- Diagramme CSB
- DDM

Pour le choix du glide bifréquence :

- Représentation schématique du circuit de distribution
- Diagramme SBO
- Diagramme CSB
- Diagramme Clearance
- DDM

FENETRE 6

- Affichage trajectoire DDM=0 et simulation atterrissage
- Affichage automatique de la DDM=0
- Simulation par commande du bouton poussoir.

Les figures de IV.1 à IV.7 montrent les différentes fenêtres de notre application.

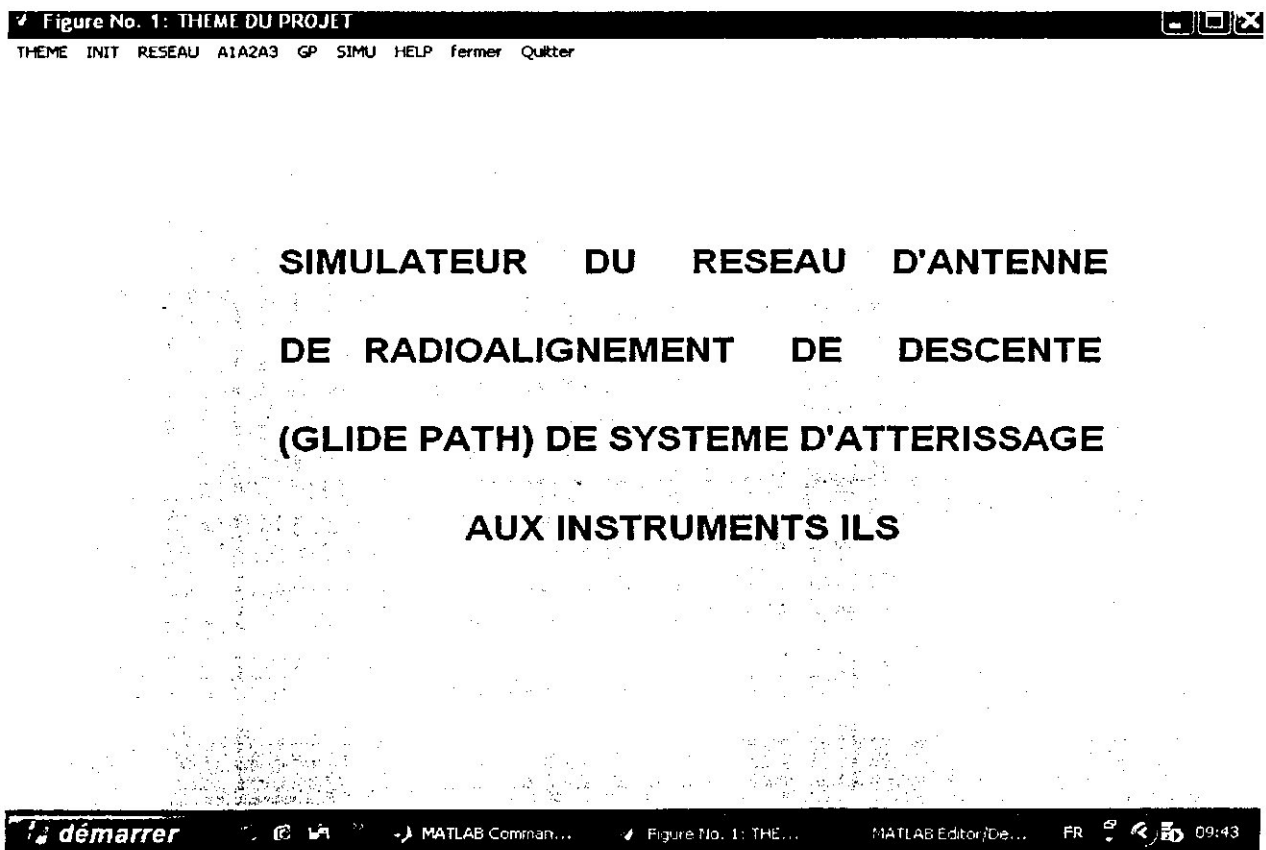


Fig. IV.1

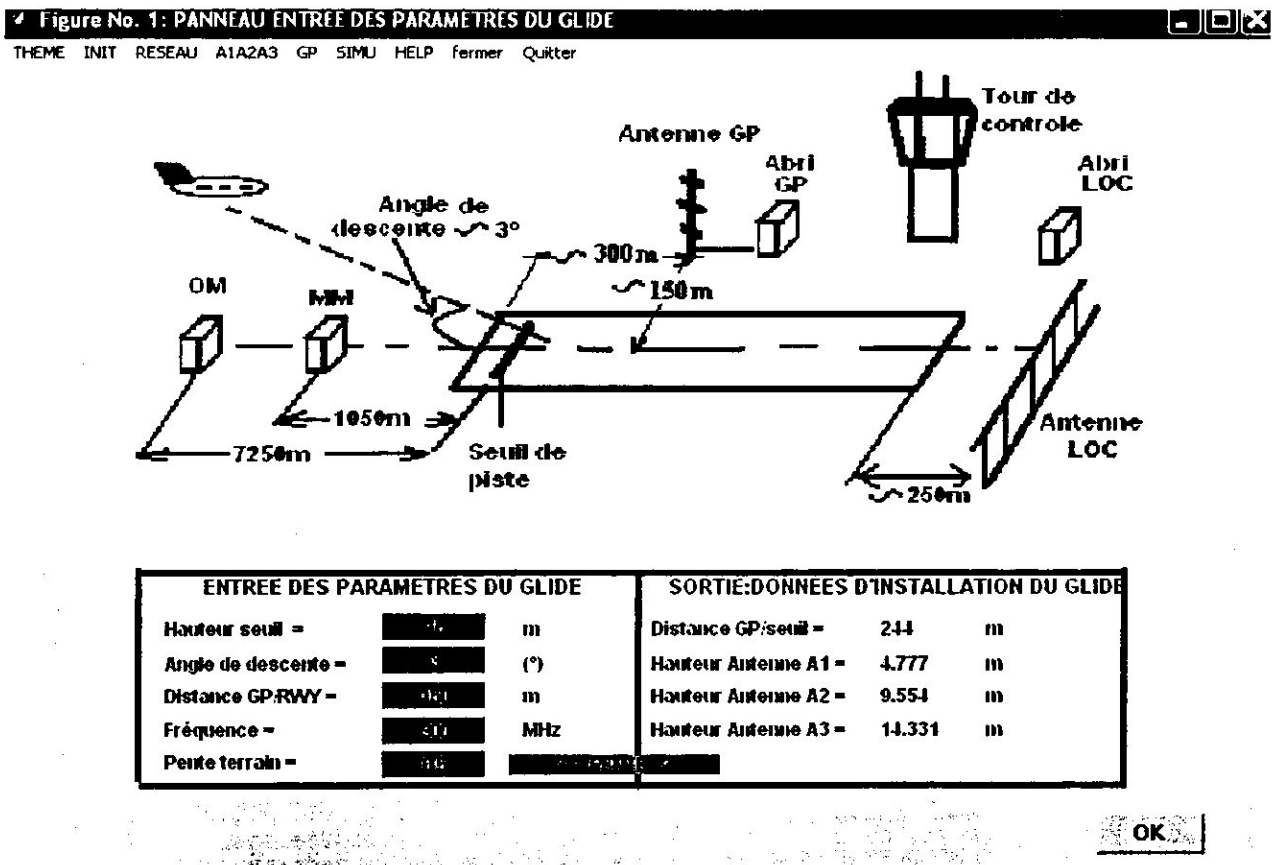


Fig. IV.2

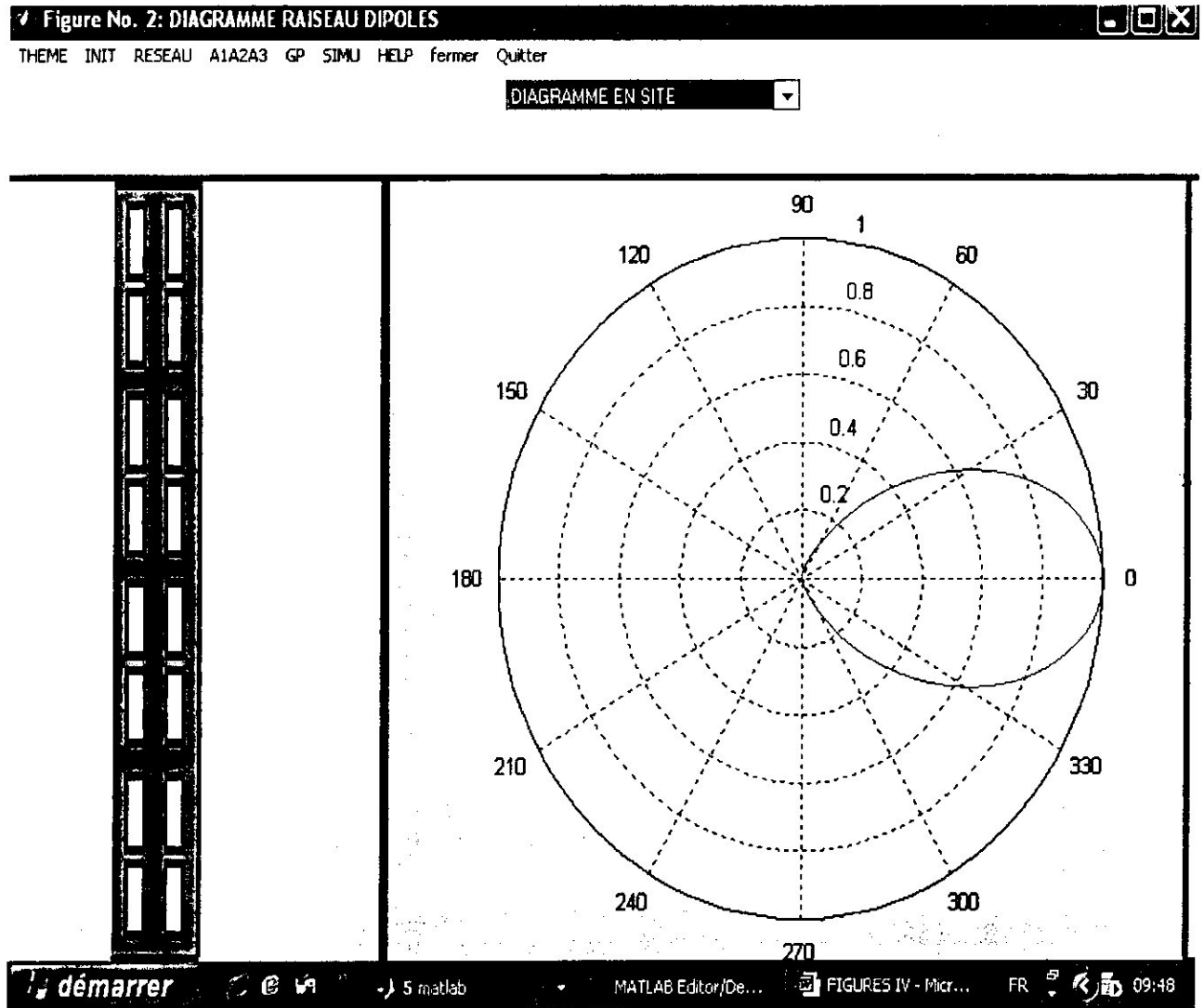


Fig. IV.3

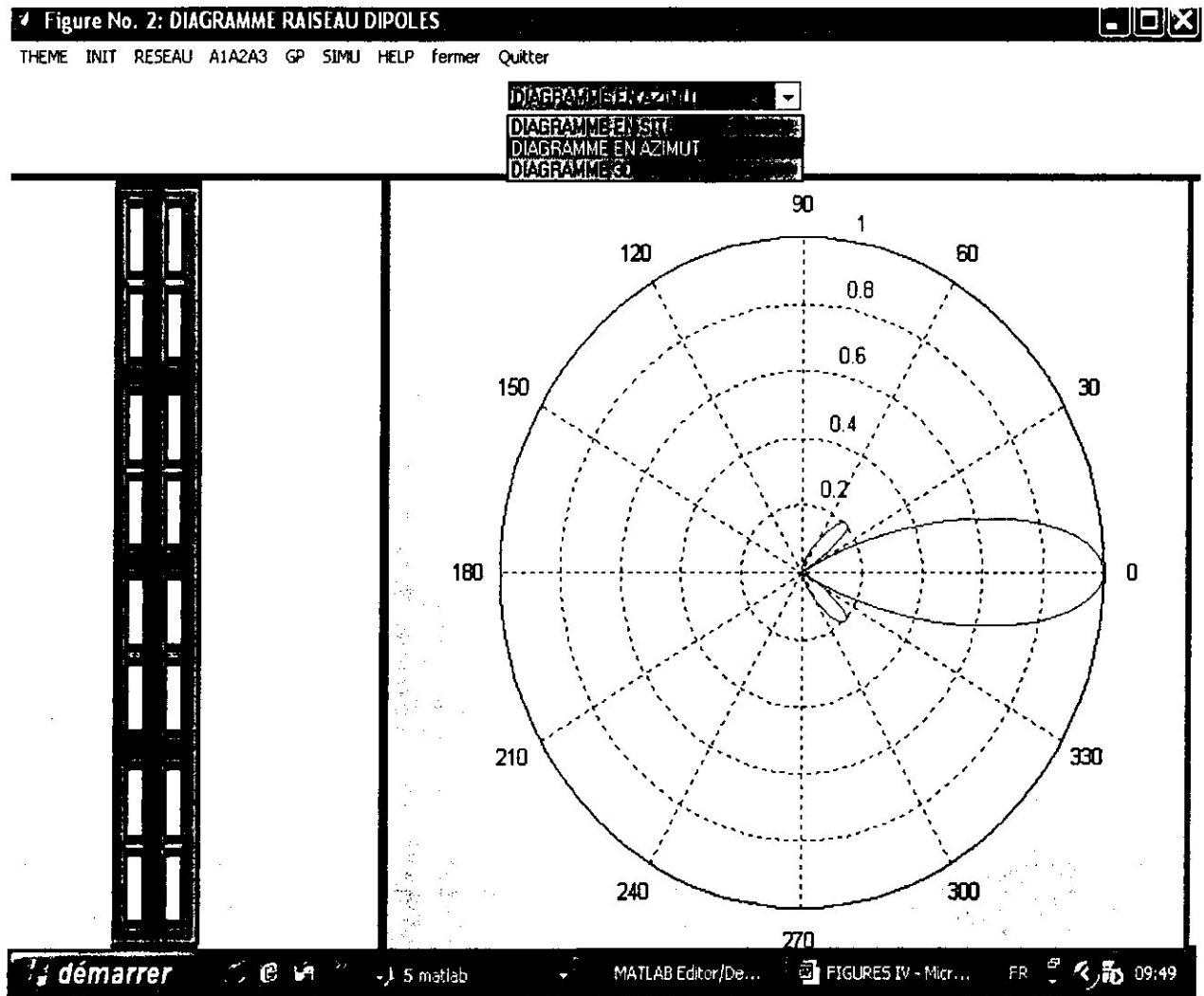


Fig. IV.4

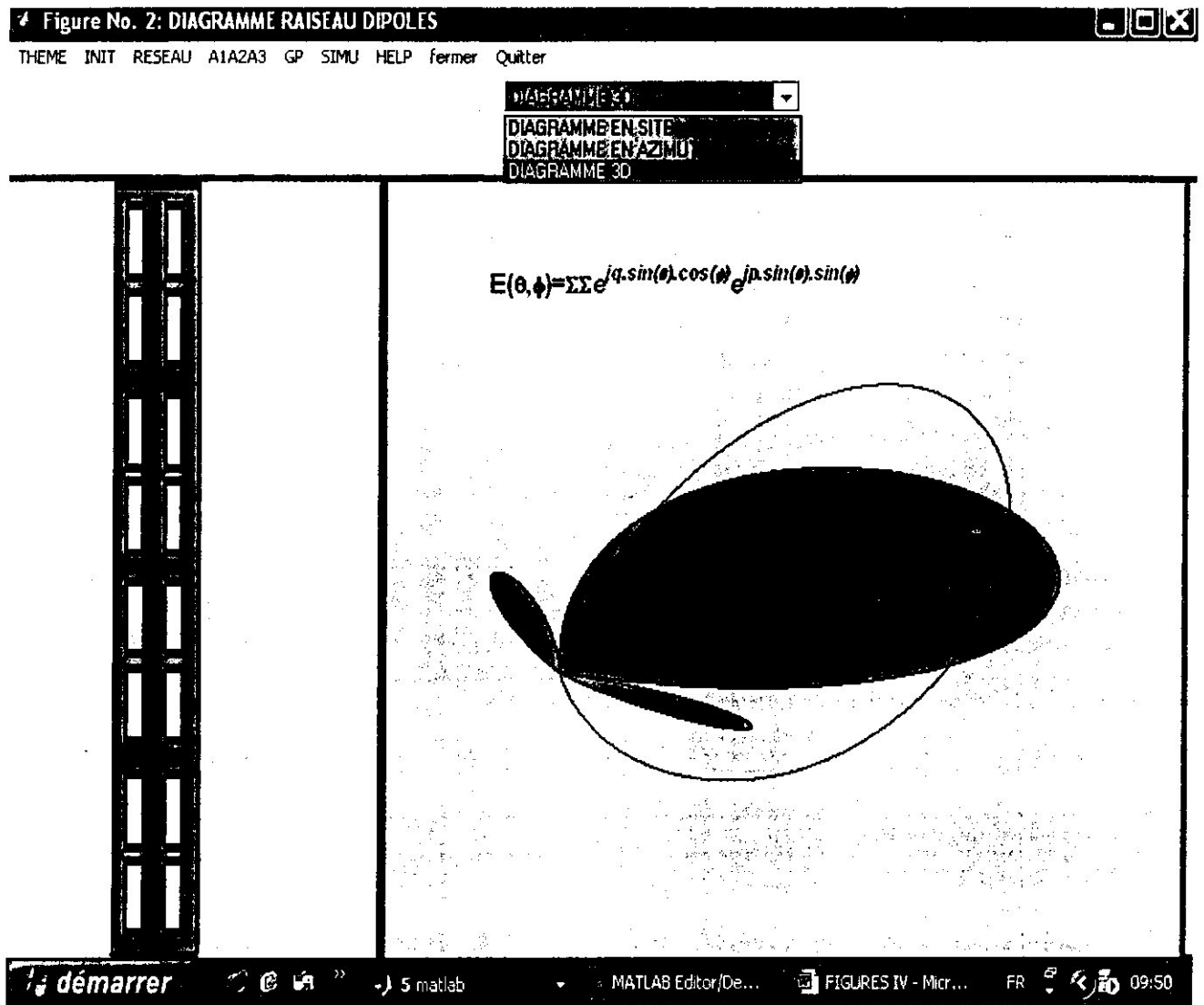


Fig. IV.5

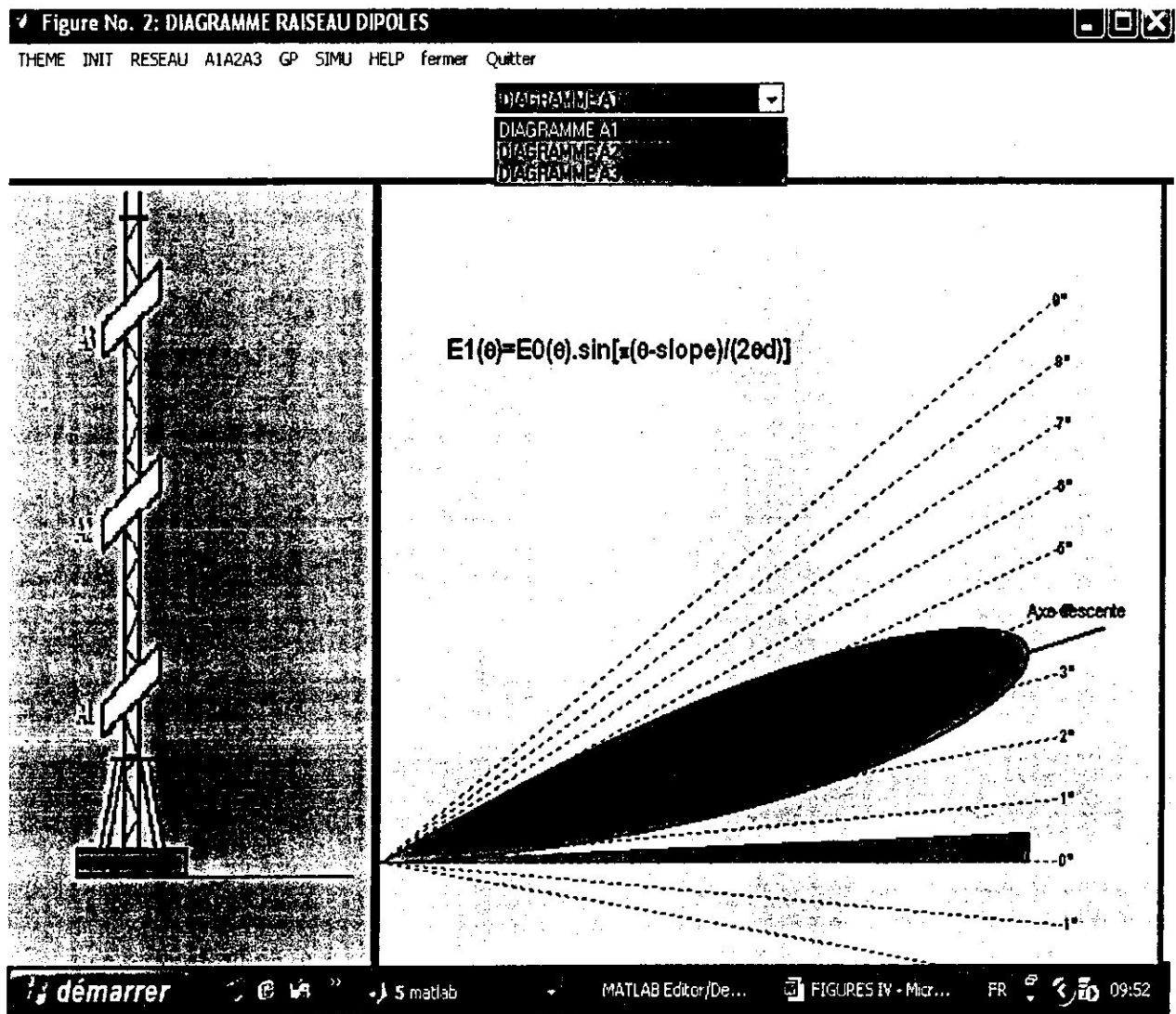


Fig. IV.6

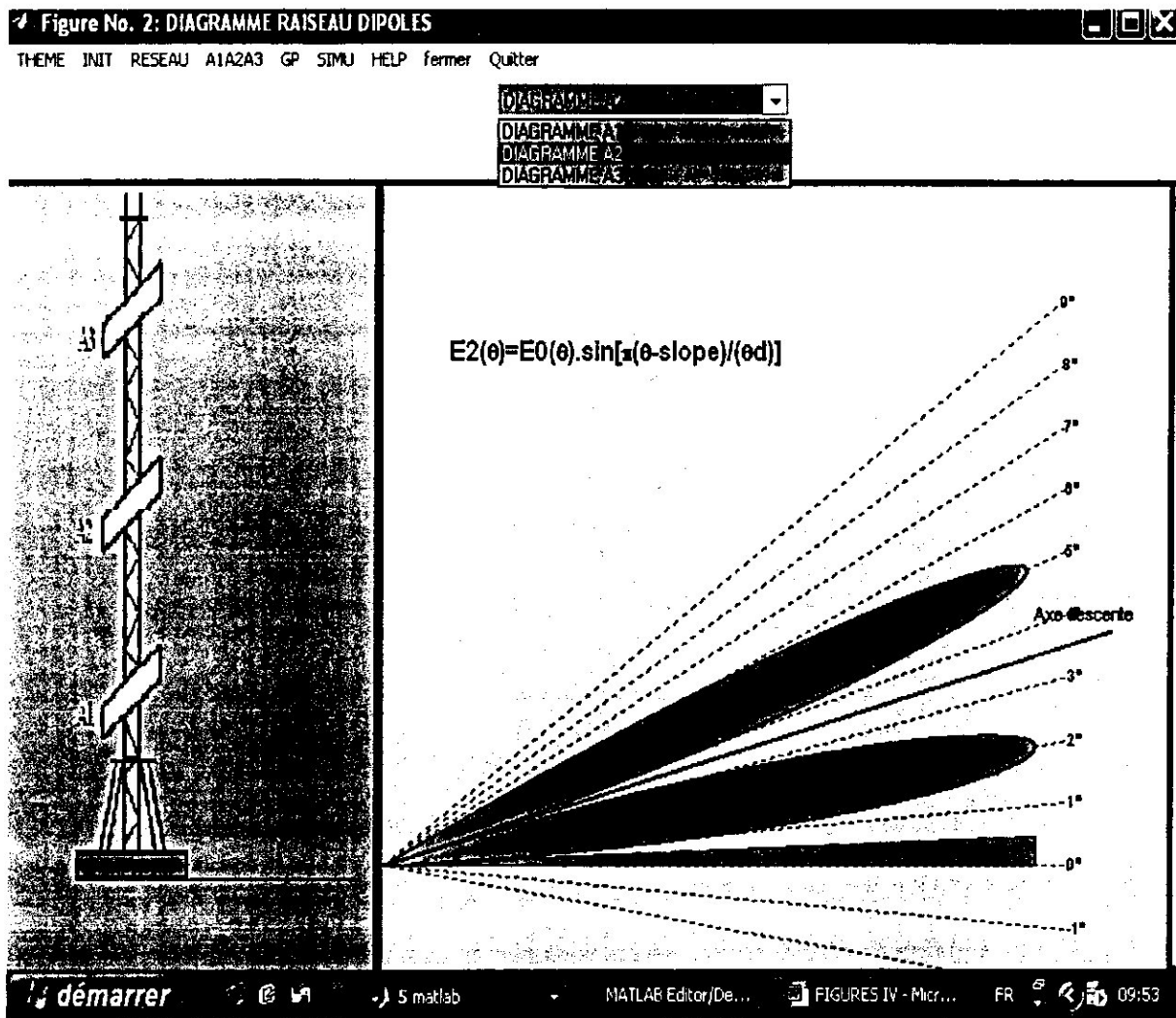


Fig. IV.7

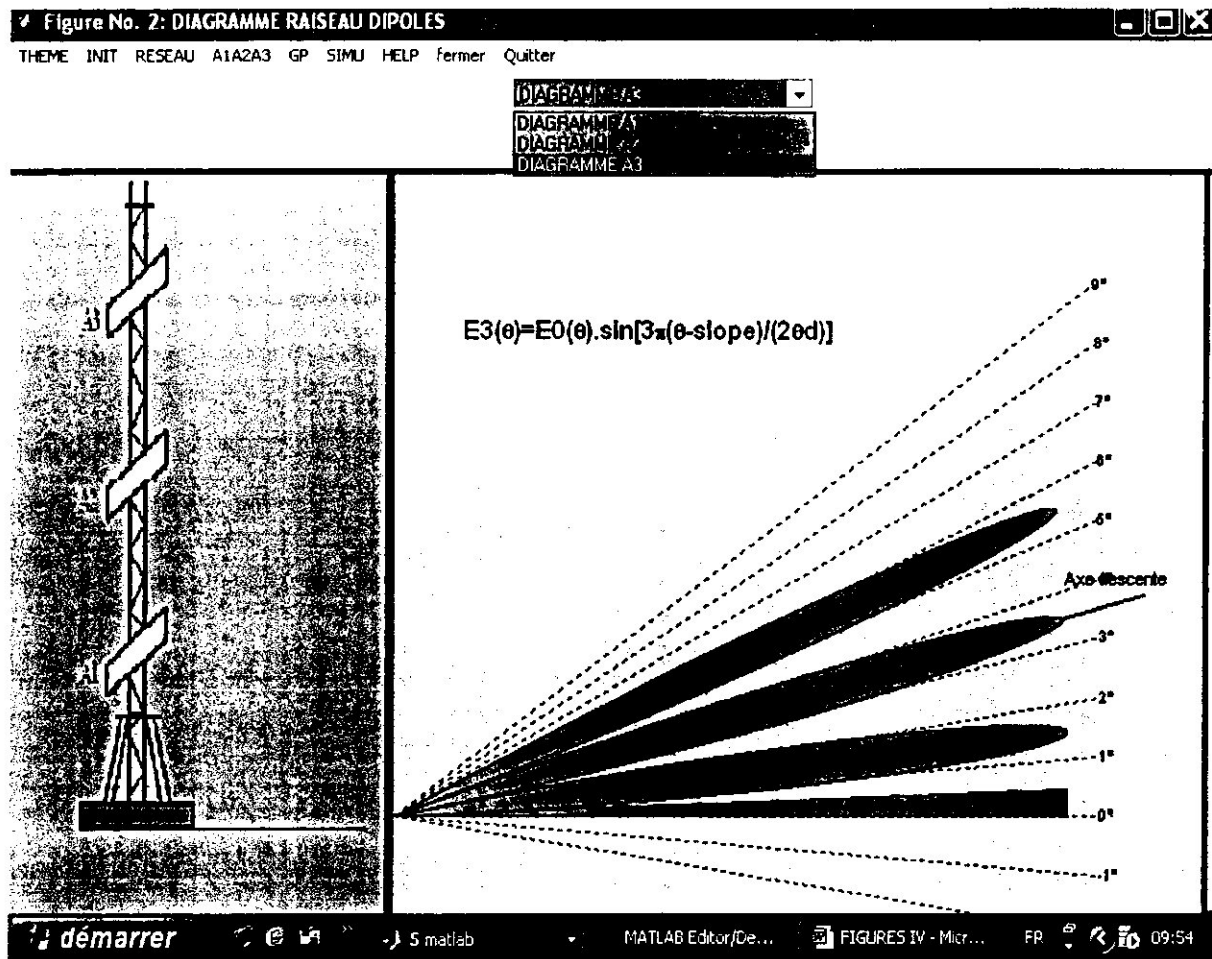


Fig. IV.8

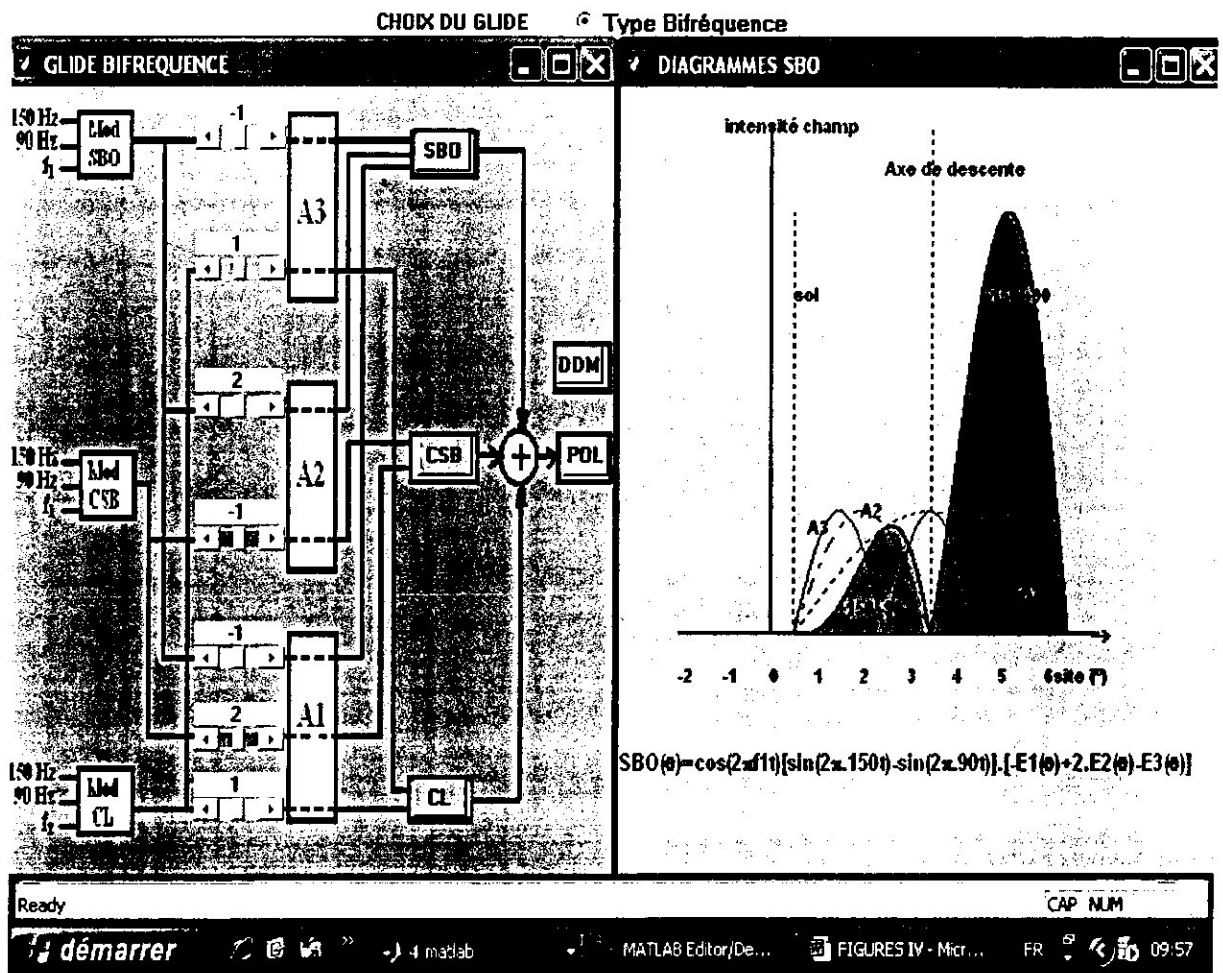


Fig. IV.9

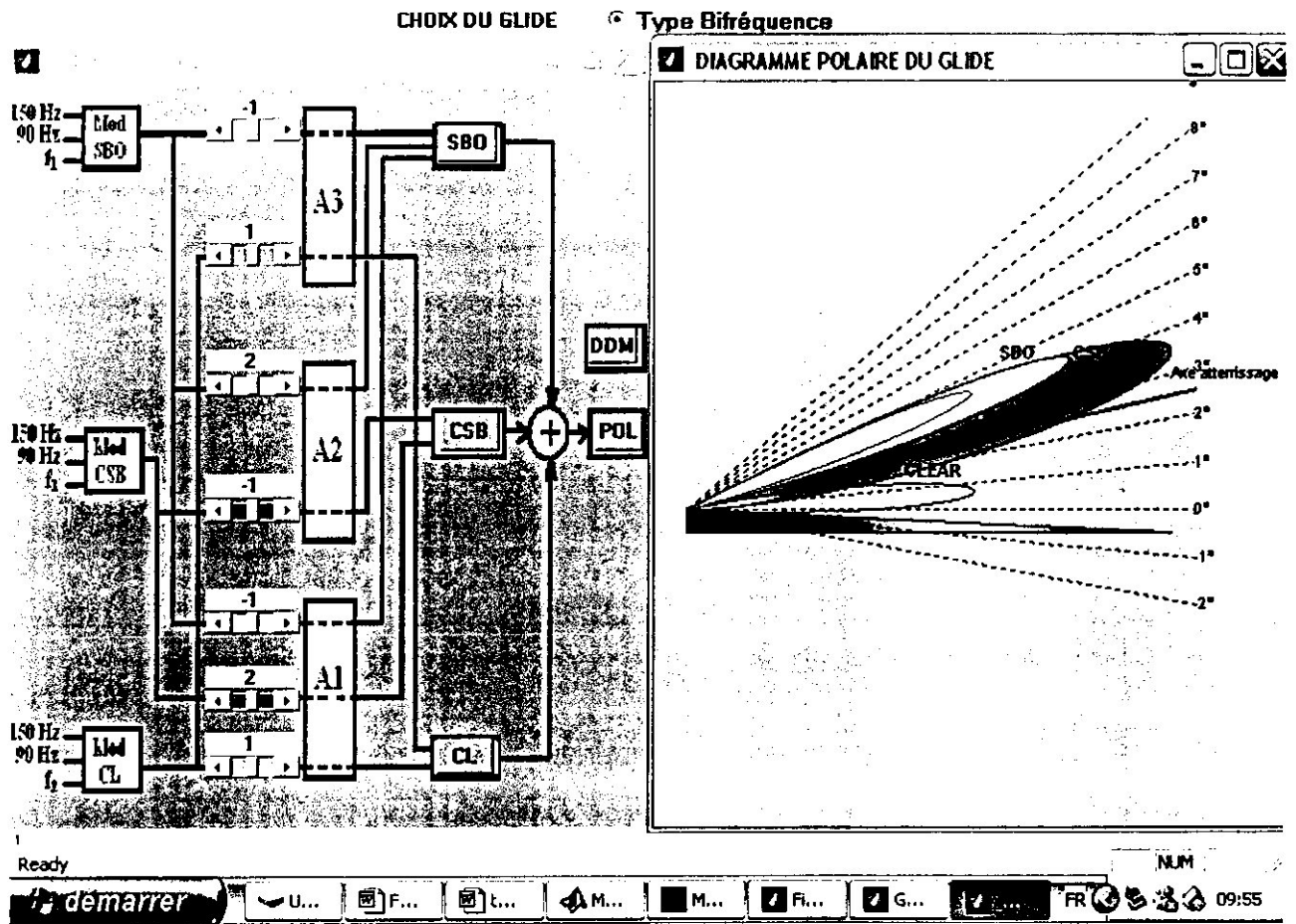


Fig. IV.10

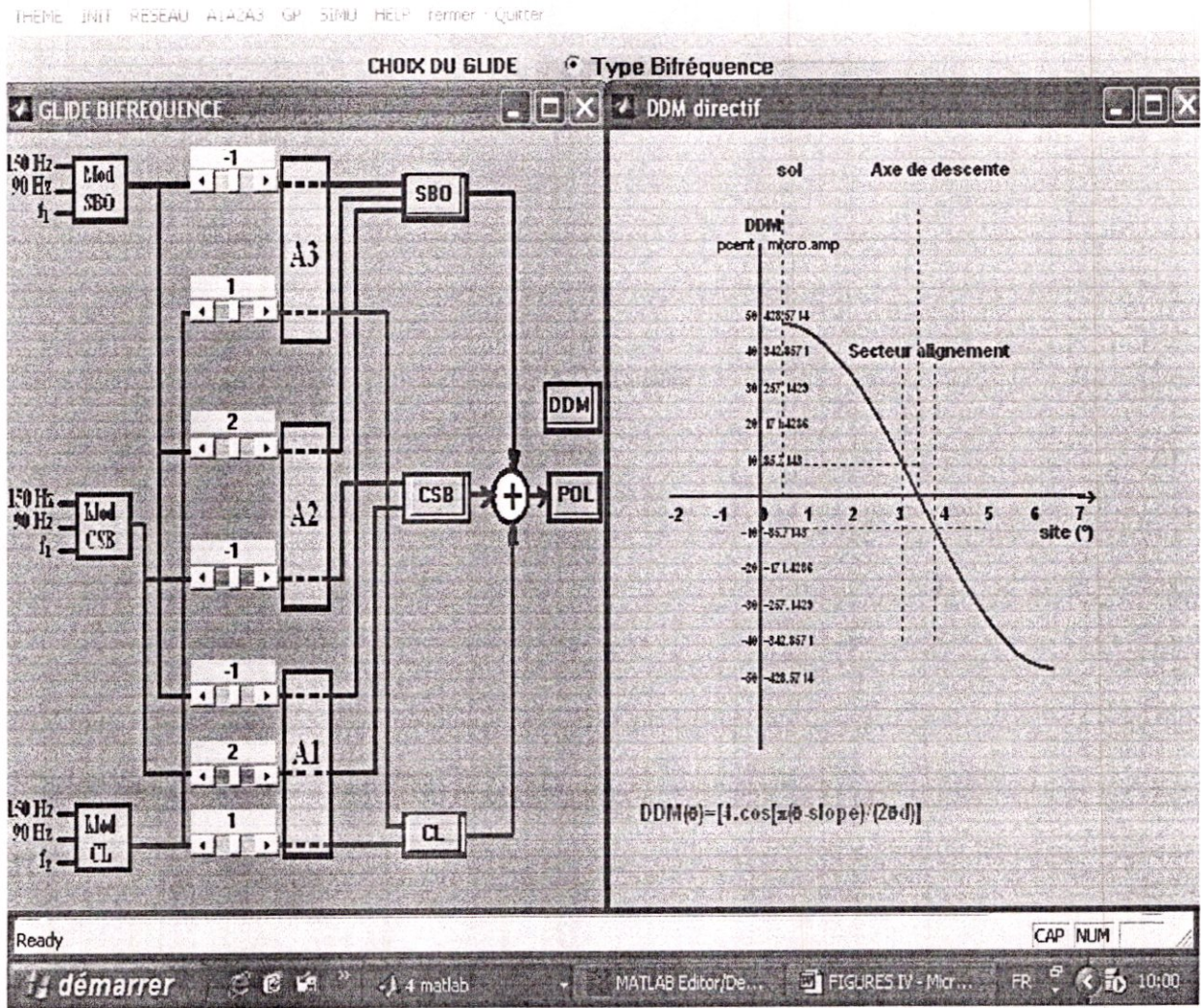


Fig. IV.13

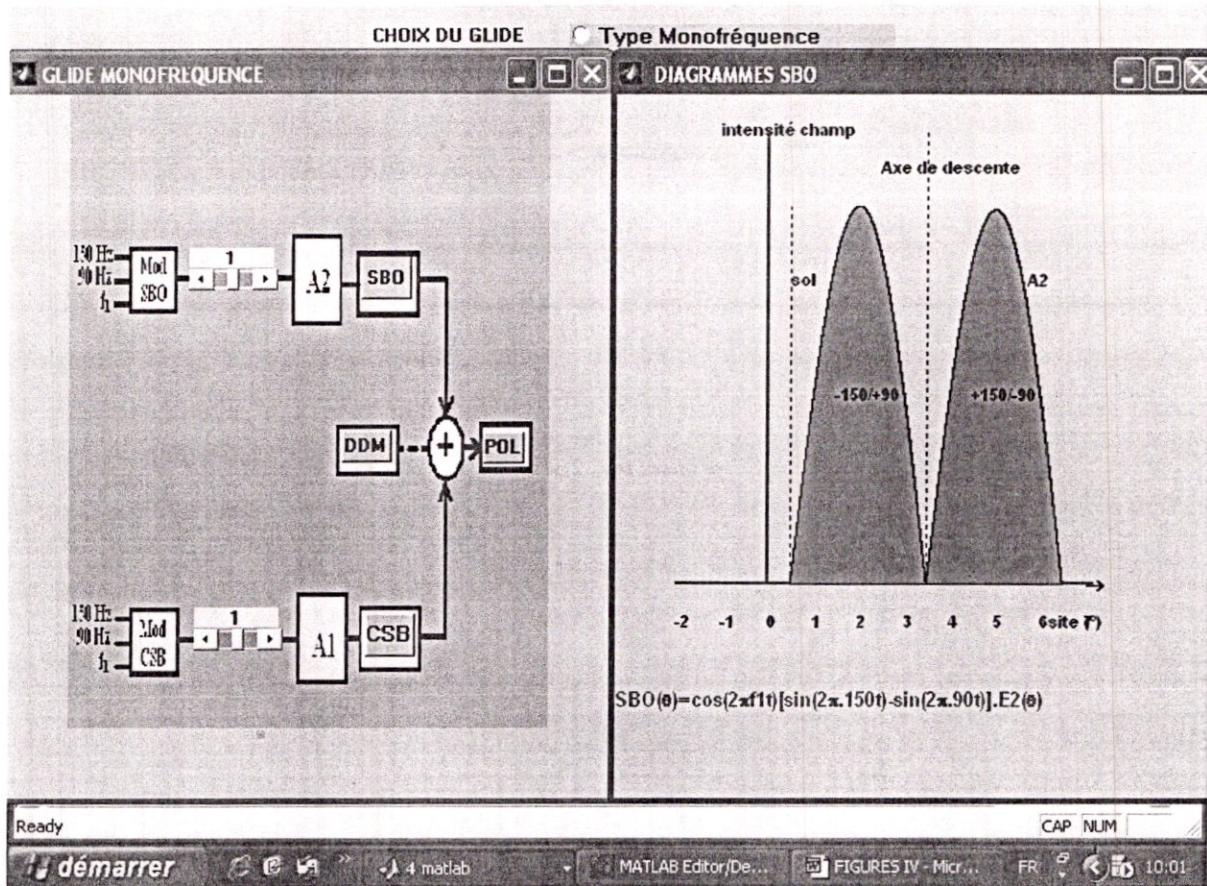


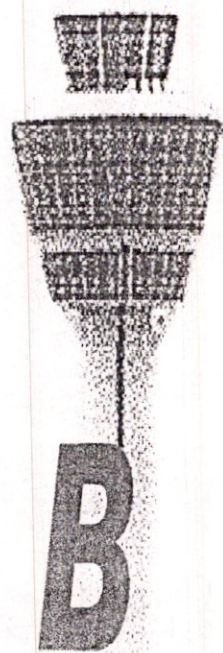
Fig. IV.12

IV.5. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'essentiel de notre travail qui a consisté à réaliser cette interface qui permet d'une manière que nous avons voulu simple d'utilisation, de comprendre le fonctionnement du Glide.

*Conclusion
Générale*

D A B



CONCLUSION GENERALE

Dans le cadre du projet de fins d'études du cycle Ingénieur, Option Installations, de l'Institut d'aéronautique de Blida, nous avons dans notre mémoire intitulé « Interface graphique de simulation du Glide Path ».

Nous nous sommes intéressé à ce système, vu l'importance de la phase d'atterrissage qui est toujours une source d'accidents d'avions. Cette phase nécessite des instruments de guidage très performants pour obtenir des précisions très grandes afin d'assurer un guidage parfait.

Nous avons vu que l'élément au centre de l'installation Glide est le réseau d'antennes qui permet grâce à des réglages adéquats de satisfaire les spécifications définies par l'OACI.

Nous avons aussi vu, comment on a pu apporter une solution aux problèmes des signaux parasites grâce à l'effet de capture et à l'introduction d'une troisième antenne.

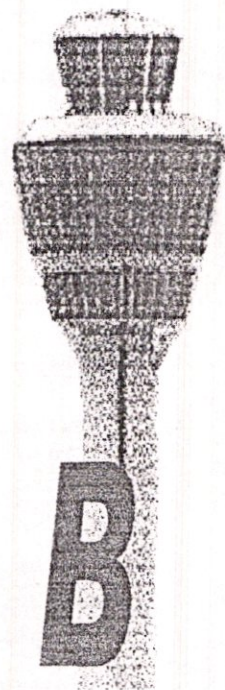
L'interface graphique que nous avons réalisée peut être un moyen didactique pour expliquer tous les aspects du Glide, car elle permet de modifier certains paramètres et d'observer leurs effets sur la DDM et donc sur la précision du système.

Ce projet nous a permis aussi d'améliorer notre connaissance dans le domaine de la programmation. Informatique.

Nous espérons que ce travail sera utile pour toutes les personnes désireuses d'approfondir leurs connaissances sur les systèmes de radionavigation.

Bibliographie

D A B



BIBLIOGRAPHIE

- [1] P. Fombonne- Massson « *adionavigation. Radiolocalisation* »,1983
 - [2] M Combes « *vionique* » ENAC 1997
 - [3] JL. Jonquière « *Radioalignement de descente à effet de capture Réseau M* » ENAC,1991
 - [4] JL. Jonquière « *Radioalignement de descente. Surveillance du rayonnement* », ENAC61991
 - [5] L Thourel « *Les antennes tome 2* », CEPAD1990
 - [6] J-P Quijano et D- Féminer « *Navigation aérienne* », Novembre 1987.
 - [8] Thales , « *Manuel technique CVOR 431* » ,2004
 - [9] THALES , « *Manuel technique DME 415/435* » ,2000
 - [10] THALES , « *Manuel technique LOC 421* » ,2002
 - [11] THALES , « *Manuel technique Glide Path 422* » ,2003
 - [12] L-Thourel, « *Les Antennes* »,Tomes II, édition 1990.
 - [13] J.C.GILLE, « *Les Antennes Propriétés générales* » ,1985.
 - [14] L. Djoulah , « *Etude et réalisation d'une interface graphique ...* », 2003
 - [14] C.ALARI, « *Instruments de radionavigation* »,ENAC 1992
 - [15] J.L. JPNQUIERE, « *ILS Généralités* », ENAC 1991
 - [14] M.Mokhtari et Mesbah « *Apprendre et maîtriser Matlab et Simulink* »
-