

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA

INSTITUT D'AERONAUTIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

pour l'obtention du diplôme

d'Ingénieur d'Etat en Aéronautique

OPTION : Installation

Etude et réalisation d'une interface
graphique du Localizer du système
d'atterrissage aux instruments ILS

Présenté par : M^{lle} **DJOULAH LEILA**

Dirigé par : **M. S. MEGUELATI**
Co.promoteur: **M. N. CHEKHAB**

PROMOTION 2003

DEDICACES

- ✿ *A mes très chers parents, qui ont été omniprésents et pour tous leurs sacrifices et encouragements ; que Dieu les protège,*
- ✿ *A mes très chères frères et sœurs Naima, Amin, Samah et mon poussin Anis,*
- ✿ *A ma très chère sœur et amie SIHAM qui m'a beaucoup apportée durant ces années d'études,*
- ✿ *A mon cher fiancé qui m'a tant réconforté,*
- ✿ *A toute ma famille et belle famille qui m'ont soutenus,*
- ✿ *A toute ma promotion, mes copines Fatima, Amina, Kahina, Nadia, Amina et surtout ma très chère Nabila,*

Je dédie cet ouvrage

D.K. LEILA

REMERCIEMENTS

En premier lieu je tiens à exprimer mes vifs remerciements à mon promoteur M. S.MEGUELATI qui a su me faire profiter de son expérience et pour son suivi attentif tout au long de ce travail.

Je remercie également mon co-promoteur M. N.CHEKHAB pour son aide et patience.

Un grand merci à M. M.YANINA de la tour de contrôle pour son aide précieuse qu'il m'a apportée tout au long mon parcours d'étude.

Je remercie les chefs de services M. BESKERI et M. BELHADI ainsi que tous le personnels du service de radionavigation de la DTNA.

Je remercie aussi Djalel de la salle de navigation aérienne ainsi que mes enseignants de l'IAB.

Je remercie tous ceux qui ont contribué par leur aide et leur soutien à la réalisation de ce projet de fin d'étude.

Résumé

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne l'étude théorique du système d'atterrissage aux instruments en vue de son application pour la simulation des signaux ILS.
Ce logiciel est un outil de simulation des rayonnement IIs, illustrant la partie émission du Localizer .
Divers réglages sont possible afin d'évaluer leurs effets sur le rayonnement, de ce fait ce logiciel est conçu à des fin pédagogique.

Abstract

This work concern the theoretical research of the Instrument Landing System to applicat it for ILS signals simulations.
This software provides simulation of ILS radiation, showing transmission side of Localizer .
Many setting are possible in order to evaluate their effects, also it's primarily designed for pedagogical needs.

ملخص

هذا العمل يندرج في إطار دراسة نظرية لنظام الهبوط بالأجهزة هذه الدراسة تكمن في تطبيق التشبيه النظري لإشارات هذا النظام. إن هذا البرنامج هو أداة التشبيه النظري لاشعاعات هذا النظام ولتوضيح جزء الإرسال لجهاز اللوكاليزر. بإمكاننا التحكم في عدة محاولات للضبط حتى يتسنى لنا تقييم أثرهم على الإشعاع وقد انجز هذا المشروع من أجل أهداف بيداغوجية.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	01
 CHAPITRE I : Les moyens de radionavigation	
I.1 Introduction	02
I.2 Historique	02
I.2.1 Evolution des instruments de navigation aérienne	02
I.3 Les classifications	03
I.3.1 Classification géométrique des systèmes	03
I.3.2 Classification opérationnelle	06
I.4 Quelques définitions des termes de navigation	06
I.5 Radiocompas automatique (ADF)	07
I.5.1 Principes de fonctionnement.....	08
I.6 Radiophare omnidirectionnel VHF (VOR)	08
I.6.1 Principe de fonctionnement	09
I.6.2 Terminologie du VOR	11
I.6.3 Présentation des indications	11
I.7 Equipement de mesure de distance (DME)	13
I.7.1 Définitions	13
I.7.2 Principe de fonctionnement du DME	13
I.7.3 Les caractéristiques du DME	14
I.8 Système d'atterrissage aux instruments (ILS)	15
I.8.1 Introduction	15
I.8.2 Disposition des sous-systèmes	16
I.8.3 Principe de fonctionnement Radiophare d'alignement de piste (Localizer)	17
I.8.4 Principe de fonctionnement Radiophare d'alignement de descente Glide Slope)..	19
I.8.5 Couverture ILS	21
I.8.6 Les radiobornes	22
I.9 Catégories d'ILS	24
I.10 Les phases d'approches et d'atterrissage automatique	24
I.11 Conclusion	27
 CHAPITRE II : Les Antennes	
II.1 Introduction	28
II.2 Propriétés et caractéristiques générales	28
II.2.1 Source ponctuelle isotrope	28
II.2.2 Diagramme de rayonnement – gain et directivité	29
II.2.3 Résistance de rayonnement	32
II.3 Théorème de réciprocité	32
II.4 Influence d'un plan conducteur	33
II.4.1 Principes des images	33
II.5 Les antennes filaires	35
II.6 Rayonnement d'un fil isolé dans l'espace	37
II.7 Alignement de sources équidistantes	39
II.7.1 Introduction	39

II.7.2 Théorie générale élémentaire	39
II.7.3 Influence du déphase ϕ sur les diagrammes.....	42
II.7.4 Distance maximale entre sources. Lobes de réseau.....	43
II.8 Optimisation des diagrammes.....	46
II.9 Gain des alignements.....	47
II.10 Conclusion.....	48

CHAPITRE III : Etude et analyse du système Localizer

III.1 Introduction.....	49
III.2 Génération du signal Localizer	50
III.2.1 Expression du diagramme en champ CSB	50
III.2.2 Expression du diagramme en champ SBO.....	51
III.2.3 Le champ global rayonné.....	51
III.3 Les expressions des taux de modulation	52
III.4 Les expressions de le DDM et SDM	53
III.5 Localizer : cas de 05 antennes	57
III.6 Configuration typique de 13 antennes.....	59
III.6.1 L'expression du champ pour le digramme pair $P(\alpha)$	59
III.6.2 L'expression du champ pour le digramme impair $F'(\alpha)$	60
III.7 génération des signaux Localizer	62
III.8 Les causes d'erreurs dans le système I.O.C.....	63
III.9 Mesures contre les trajets multiples	64
III.10 Conclusion	65

CHAPITRE IV : Simulation

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 du « GUIDE »	67
IV.4 Description générale de l'interface	69

CONCLUSION GENERALE	84
---------------------------	----

Bibliographie	85
---------------------	----

Liste d'abréviation

- **ATM** : Air Traffic Management (Gestion du trafic aérien).
- **LOP**: line of position (lignes de position).
- **ILS**: Instrument Landing System (système d'atterrissage aux instrument).
- **ADF**: Automatic Direction Finder (radio goniomètre automatique).
- **VOR**: Very High Frequency Omnidirectionnel Radio Range (Le radiophare omnidirectionnel VHF).
- **DME**: Distance Measuring Equipment (Equipement de mesure de distance).
- **OACI**: Organisation d'Aviation Civile Internationale.
- **CSB**: Carrier Side Bande (Porteuse + Bande Latérale «P+BL»); où signal de centrage.
- **SBO**: Side Bande Only (Bande Latérale «BL»); où signal d'écart.
- **LOC** : Localizer
- **RAP** : Radioalignement De Piste.
- **GS** : Glide Slope.
- **RAD** : Radioalignement De Descente.

Introduction générale

Introduction générale

La radionavigation est l'ensemble des techniques de guidage qui utilisent des émissions d'ondes électromagnétiques pour déterminer la position d'un avion.

Depuis l'apparition de la radionavigation, les avions furent munis d'équipement de communication leur permettant de recevoir des directives de navigation depuis le sol et d'antennes directionnelles pour capter les relèvements d'émetteurs au sol.

Dans le cadre de fin de cycle d'études d'Ingénierat en Aéronautique, nous sommes intéressés à la réalisation d'une interface graphique du système d'approche et d'atterrissage (ILS).

Le présent manuscrit traite les particularités d'utilisation des groupements d'antennes linéaire pour une bonne maîtrise de ce domaine, moyennant un logiciel d'application comportant les spécifications des paramètres des aériens de l'équipement ILS.

Afin de pouvoir diagnostiquer l'état des antennes élémentaire (dipôles) constituant le système aérien, la simulation des diagrammes de rayonnement est mise en évidence ; de ce fait, ce présent logiciel répondra aux caractéristiques spécifiques de l'ILS.

Dans ce mémoire on s'intéressera surtout à l'étude du système d'atterrissage aux instrument ILS et en particulier au radioalignement de piste (Localizer). Ce mémoire est réparti comme suit :

Le chapitre I donne des généralités sur les moyens de radionavigation ainsi que quelques définitions importantes dans ce domaine.

Alors que le chapitre II cite quelques notions d'antennes, surtout la partie groupement d'antenne qui sera utile dans notre étude.

Dans le chapitre III on présentera une étude et analyse du système de radiophare d'alignement de piste.

Le quatrième et dernier chapitre, sera principalement réservé à la description de notre interface graphique.

*Chapitre I :
Les moyens de radionavigation*

I.1 Introduction

Navigation aérienne, science et technique consistant à relever la position d'un mobile (avion), et à déterminer son itinéraire d'un point à un autre. La pratique de la navigation demande à la fois, une connaissance des théories qui la régissent, une solide expérience et du jugement personnel.

Etant donné que ce travail s'inscrit dans le domaine de la radionavigation, il est nécessaire de faire appel à quelques moyens de radionavigation.

I.2 Historique

I.2.1 Evolution des instruments de navigation aérienne

◆ Génération zéro

Comme son nom l'indique, c'est le début de l'aviation en générale, et à cette époque, le pilote utilisait ses 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 la technologie 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.

◆ Troisième génération (1980)

Dans les années quatre-vingt, avec l'accroissement du trafic aérien les ingénieurs étaient confrontés de plus en plus aux problèmes de gestion de vol tout en assurant un confort aux passagers et à des coûts raisonnables. Donc cette époque était caractérisée par l'utilisation généralisée de l'informatique, de l'automatique et on remarquera les points essentiels suivants :

- L'automatisation complète des systèmes.
- Intégration totale de tous les systèmes de pilotage (guidage, échanges air - sol, surveillance ...etc.).
- Communication NAV (surveillance ...).
- Gestion du trafic aérien «ATM».

Toutes les fonctions sont pilotées par des micro-ordinateurs ou des algorithmes de traitement sont élaborés à partir des modèles approfondis qui peuvent prendre en compte des données concernant le vol.

Un avion de la troisième génération équipé de ces nouveaux systèmes et instruments de navigation aérienne peut assurer les opérations complexes associées, y compris le décollage et l'atterrissage.

Parmi les nouveautés apparus dans la gamme des systèmes de navigation, le système TCAS.

Le système TCAS est un système d'anticollision entre avion / obstacle. Il est à base d'un transpondeur (émetteur / récepteur) ; son principe est basé sur le calcul d'une distance entre l'avion et le reste de flotte ou avec un obstacle. Pour une distance minimale une alarme sonore et un voyant sont déclenchés, donc le pilote doit changer de cap ou d'altitude.

Ce système offre une certaine autonomie à l'équipage de bord dans la gestion du vol.

La révolution du siècle est l'apparition du GPS qui consiste à donner au pilote des paramètres concernant le vol en temps réel. Les informations fournies au pilote sont : la position, le cap, l'attitude, vitesse avion.

En conclusion, on peut dire que les instruments de radionavigation ne cessent d'évoluer, ce qui rend la tâche du pilote moins ardue.

L'avenir va peut être nous réserver de nouvelles découvertes qui vont faciliter d'avantage la navigation aérienne. [1]

I.3 Les classifications

I.3.1 Classification géométrique des systèmes

Tous les systèmes de radionavigation consistent à mesurer des temps de propagation ou des différences de temps de propagation de signaux radioélectriques. D'après la mesure effectuée et la nature géométrique des lignes de position (LOP), on distingue (figure I-1):

i. Système circulaire :

Entre le mobile et la station au sol une mesure de temps de propagation aller-retour donne la distance LOP : cercles centrés sur le point où s'effectue la mesure (sol ou bord), correspondant à un certain temps ;

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

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

ii. Système hyperbolique :

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) :

$$t = \frac{D_1 - D_2}{c}$$

Les LOP $t = \text{cte}$ sont des hyperboles (géodésiques) de foyer des stations.

iii. système angulaire :

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.

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 ; on peut former ce signal soit à la réception, soit à l'émission : d'où des diagrammes de réception ou d'émission directifs.

A la réception : diagrammes mobiles en azimuth utilisés par les radiogoniomètres (VDF, ADF).

A l'émission : diagrammes fixes des radioalignements (ILS) ou diagrammes tournants des radiophares tournants (VOR).

Par ailleurs les mesures peuvent être faites : au sol et retransmises à bord ; systèmes « catamétriques » ; à bord et exploitées directement.

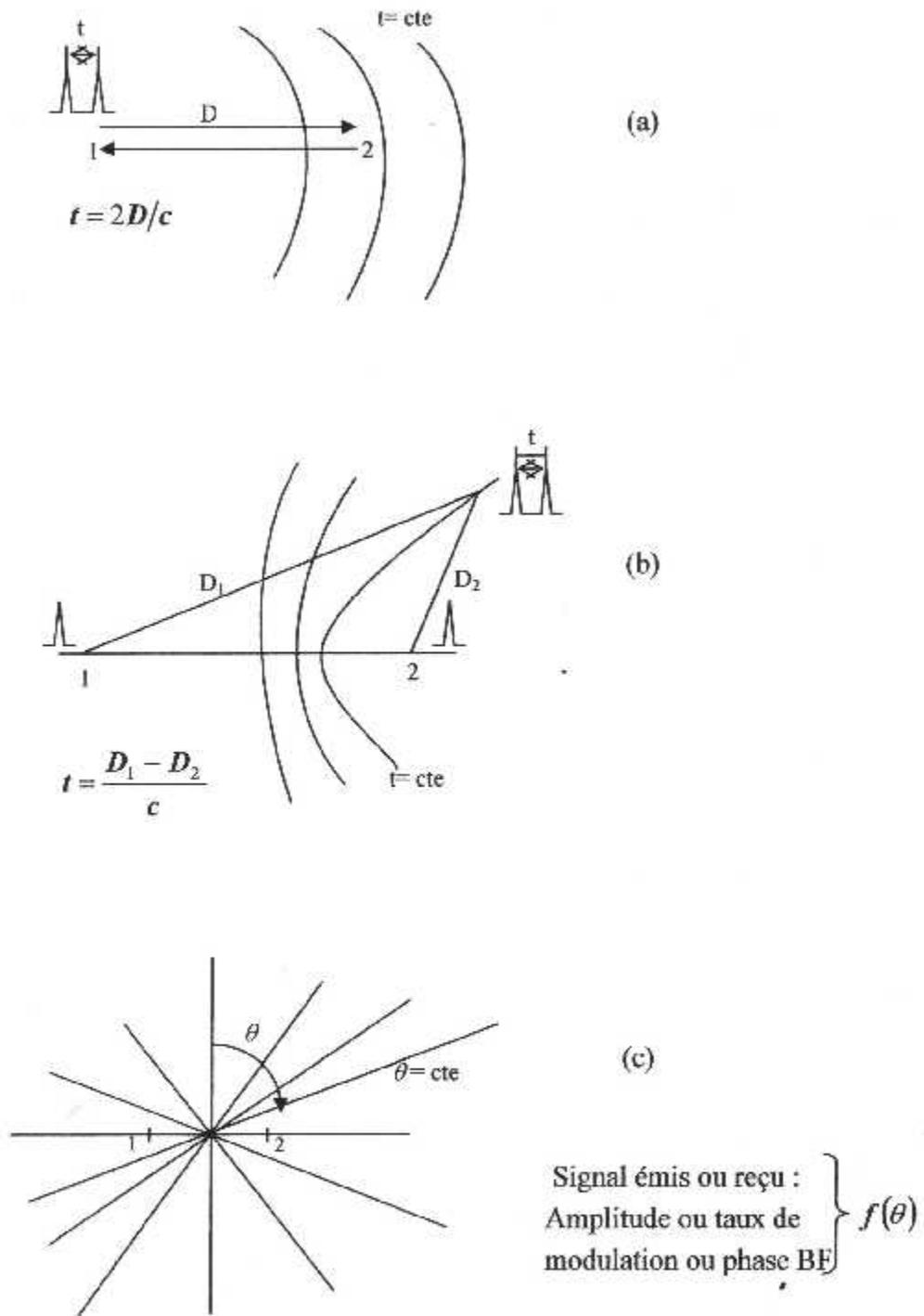


Figure I-1: (a) système circulaire, (b) hyperbolique, (c) angulaire (à base étroite)

I.3.2 Classification opérationnelle

i. Aides à grande distance ($D > 300$ NM) :

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.

ii. Aides à moyenne distance ($D < 300$ NM) :

Utilisées pour la navigation sur routes aériennes et dont la précision doit être de quelques NM ou quelques degrés. Fréquences utilisées : MF (radiophares) mais surtout VHF et UHF (VOR/DME). Dans ce cas la portée est limitée à la visibilité radioélectrique fonction de l'altitude de vol.

iii. Aides à courte distance, approche et atterrissage :

Utilisées dans les régions terminales et au voisinage des aérodromes : les aides à moyenne distance ci-dessus sont utilisées (radiobalises, VOR, DME) mais sont complétées par des aides spécifiques à l'atterrissage (ILS, GCA) capables de précisions supérieures (quelques centaines de mètres, quelques dixièmes de degré).[2]

I.4 Quelques définitions des termes de navigation

Les directions de référence utilisées en aéronautique sont constituées par les directions du nord. On distingue :

Le nord vrai N_v qui est la direction du pôle nord.

Le nord magnétique N_m qui est la direction de la projection horizontale du champ magnétique terrestre.

Le nord compas N_c 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 de 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 . La résolution du *triangle des vitesses* permet d'évaluer la dérive si on connaît la direction et la force du vent.

La figure I-2 récapitule ces définitions.

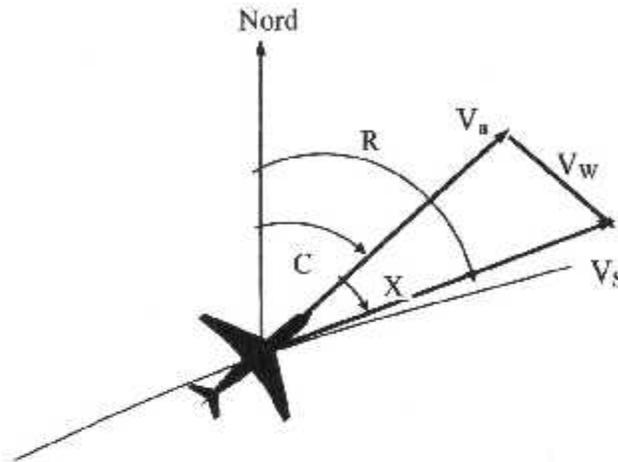


Figure I-2 : Directions relatives à l'aéronef

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, est aussi le relèvement de l'avion par la station.

I.5 Radiocompas automatique (ADF)

Le radiocompas automatique (ADF), aussi appelé radio-goniomètre automatique, est une aide de radionavigation d'usage très courant depuis des années. L'ADF sert à mesurer le relèvement d'un aéronef par rapport à un NDB LF / MF ou une station de radiodiffusion LF / MF assez proche pour produire une forte onde surface. Selon le type de l'indicateur ADF de bord, on obtient un gisement ou un relèvement. Les relèvements sont parfois appelés relèvements ADF ou radiocompas. Le récepteur ADF peut également, être utilisé pour écouter les émissions des stations de radiodiffusion LF / MF ou pour capter les transmissions des radiophares Consol.

I.5.1 Principes de fonctionnement

Cadre mobile

Le rectangle de la figure I-3 représente un cadre d'antenne. Ce cadre, qui peut tourner autour d'un axe verticale, est relié au récepteur ADF de bord. En position A, le NDB est dans le plan du cadre. Les ondes à polarisation verticale du radiophare induisent des tensions alternatives dans les deux branches verticales du cadre.

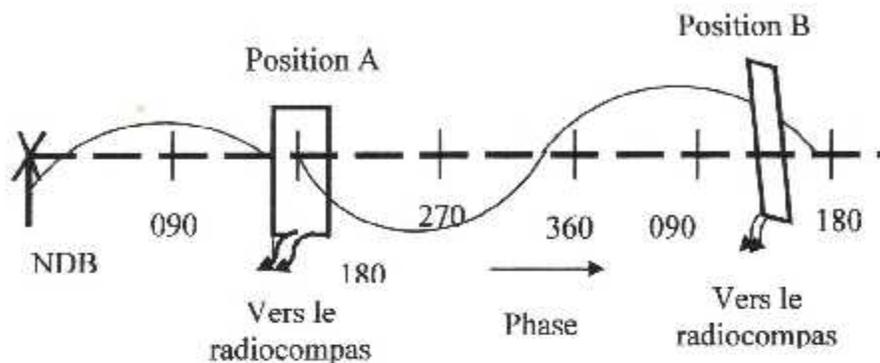


Figure I-3: Cadre mobile

La position du cadre sert donc à mesurer le relèvement de la station. Un circuit électrique reproduit les déplacements du cadre au niveau de l'indicateur du pilote. [3]

I.6 Radiophare omnidirectionnel VHF (VOR)

Le VOR est un système d'aide à la radionavigation, recommandé par l'OACI et reconnu internationalement pour le guidage des avions à courte et moyenne distance. Il peut être commandé et surveillé à distance. Le VOR fournit au pilote les informations suivantes par l'intermédiaire du récepteur embarqué du VOR :

- L'indication d'azimut de la position de l'avion par rapport à la balise au sol, c'est à dire l'angle entre les lignes du nord magnétique passant par le VOR et la direction de la balise au sol vers l'avion.
- le gisement qui indique si l'avion vole à gauche ou à droite de la route présélectionnée (ligne de position) ou s'il la suit exactement.
- L'indication « de/à » qui montre si l'avion se dirige vers la balise VOR ou s'il s'en éloigne.

Le VOR sert pour le balisage des routes aériennes comme le montre la figure I-4

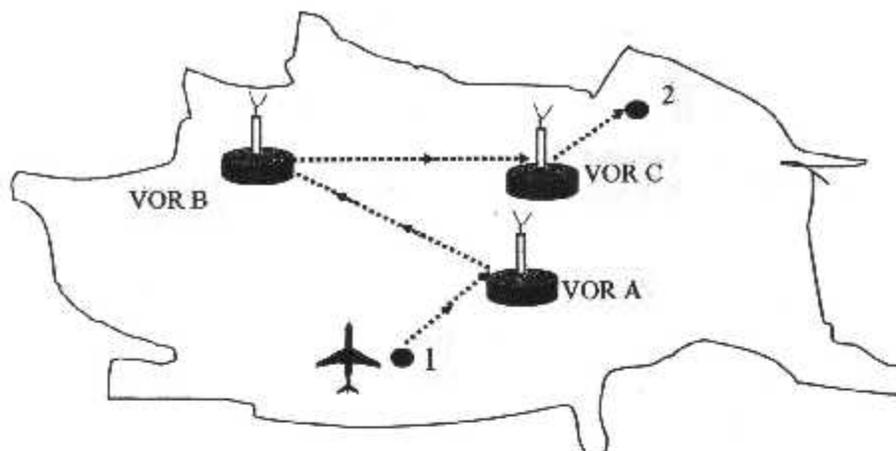


Figure I-4: principe de la navigation en route du VOR

I.6.1 Principe de fonctionnement

Le réseau de trafic aérien actuel se caractérise par un certain nombre de balise VOR au sol fonctionnant dans la gamme de fréquence de 108 à 118 Mhz et ayant une portée allant jusqu'à 300Km.

Le signal R_{i} émis par un VOR est modulé par deux ondes sinusoïdales de 30 Hz. Celles ci ont une position de phase donnée l'une par rapport à l'autre qui dépend de la direction dans laquelle le signal est reçu. Le rapport de phase est identique à l'angle géographique entre le nord et la direction de l'avion par rapport à la balise au sol (azimut). L'une des deux oscillations à 30 Hz est totalement indépendante de l'azimut (30 de référence), alors que le rapport de phase entre la seconde oscillation à 30 Hz et le signal de référence varie avec l'azimut (signal variable).

La fréquence du signal, indépendante de la direction (référence) module (FM) une sous porteuse de $f_0 \pm 9960$ Hz, avec une déviation maximum de fréquence de ± 480 Hz. La sous porteuse est émise en modulation d'amplitude de la porteuse f_0 avec une profondeur de modulation de 30% par une antenne omnidirectionnelle polarisé horizontalement. De plus, la porteuse f_0 est modulée avec un code d'identité (1020 HZ) et également à la fréquence vocale (300 à 3000 Hz).

Le signal variable est émis par deux dipôles croisés. Les dipôles croisés reçoivent des signaux Bandes Latérales en provenance des deux émetteurs Bandes Latérales, caractérisés par une différence de phase de 90° dans l'enveloppe. La porteuse signaux Bandes Latérales est supprimée. Ceci à pour résultat un signal dans l'espace, ayant un « diagramme en huit » effectuant 30 rotations par seconde.

La figure I-5 donne un schéma synoptique de la station VOR au sol.

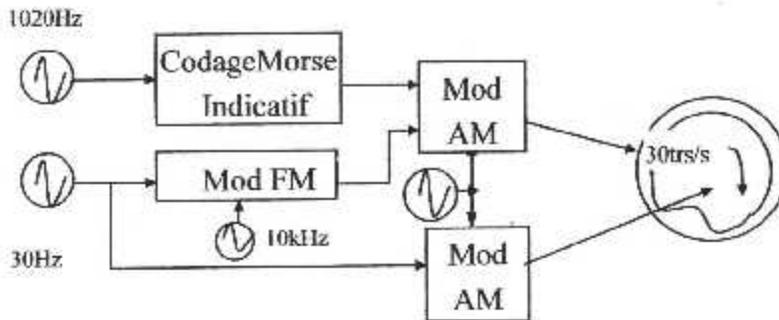


Figure I-5 : Principe de l'émetteur VOR

Etant donné que la porteuse f_0 est émise par un antenne omnidirectionnelle, la superposition de la porteuse et bande latérales à 30 Hz dans le champ (si la phase est correctement ajustée) produit une modulation d'amplitude pure, dont la phase du signal résultant à 30 Hz dépend de l'azimut, par rapport au signal référence à 30 Hz. Les rapports de phase entre le signal de référence et la signal variable, dans plusieurs directions sont les suivants :

Sous un angle d'azimut de 0° (Nord), l'angle de phase entre les deux signaux est de 0° . au Sud (azimut = 180°), l'angle de phase est de 180° , à l'Est (azimut = 90°), il est de 90° et à l'Ouest (azimut = 270°), il est de 270° . Les directions le long desquelles l'angle d'azimut reste constant sont en position radiale par rapport à la balise du VOR (figure I-6). [4]

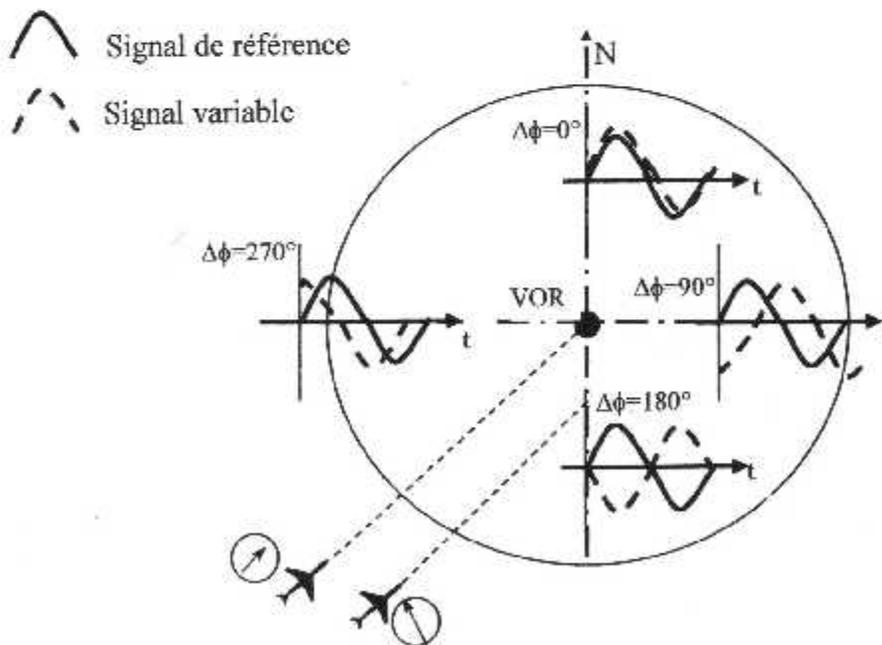


Figure I-6: Angle de phase dans différentes directions.

I.6.2 Terminologie du VOR

La figure I-7 nous montre que la position d'un avion par rapport à une station VOR peut être décrite de plusieurs façons. Etant donné le risque de confusion, il est conseillé d'utiliser la première méthode c'est-à-dire de faire mention d'une radiale «en éloignement» ou «en rapprochement».

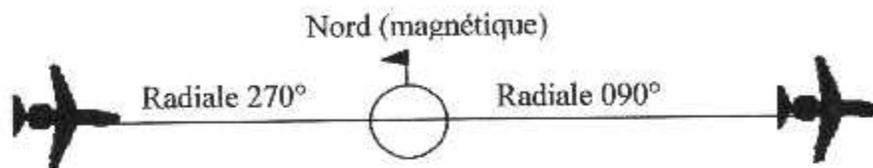


Figure I-7 : Radiales

On peut dire de cet appareil qu'il est :

- a) sur la radiale 270, en rapprochement ;
- b) au 090 vers le VOR ;
- c) en rapprochement du VOR sur une radiale (QDM 090).

On peut dire de cet appareil qu'il est :

- a) sur la radiale 090, en éloignement ;
- b) au 090 du VOR ;
- c) en éloignement sur une radiale VOR (QDR 090).

I.6.3 Présentation des indications

Les indications tirées du signal VOR reçu par l'avion peuvent alimenter soit un directeur de vol, soit les indicateurs plus simples décrit ci-dessous.

Indicateur d'écart VOR/ILS

Comme son nom l'indique, cet instrument affiche des indications VOR ou ILS.

En mode VOR, l'instrument indique l'écart de l'avion par rapport à un relèvement choisi par le pilote au moyen de sélecteur d'azimut, aussi appelé sélecteur OBS, en rapprochement ou en éloignement d'une station VOR.

La figure I-8 montre que le déplacement de l'aiguille dépend de la position angulaire de l'avion par rapport au relèvement choisi, quel que soit le sens dans lequel l'avion se dirige. En d'autres termes, pour une position et un relèvement donnés, le cap de l'avion n'a pas d'effet sur les indications de l'aiguille de l'instrument.

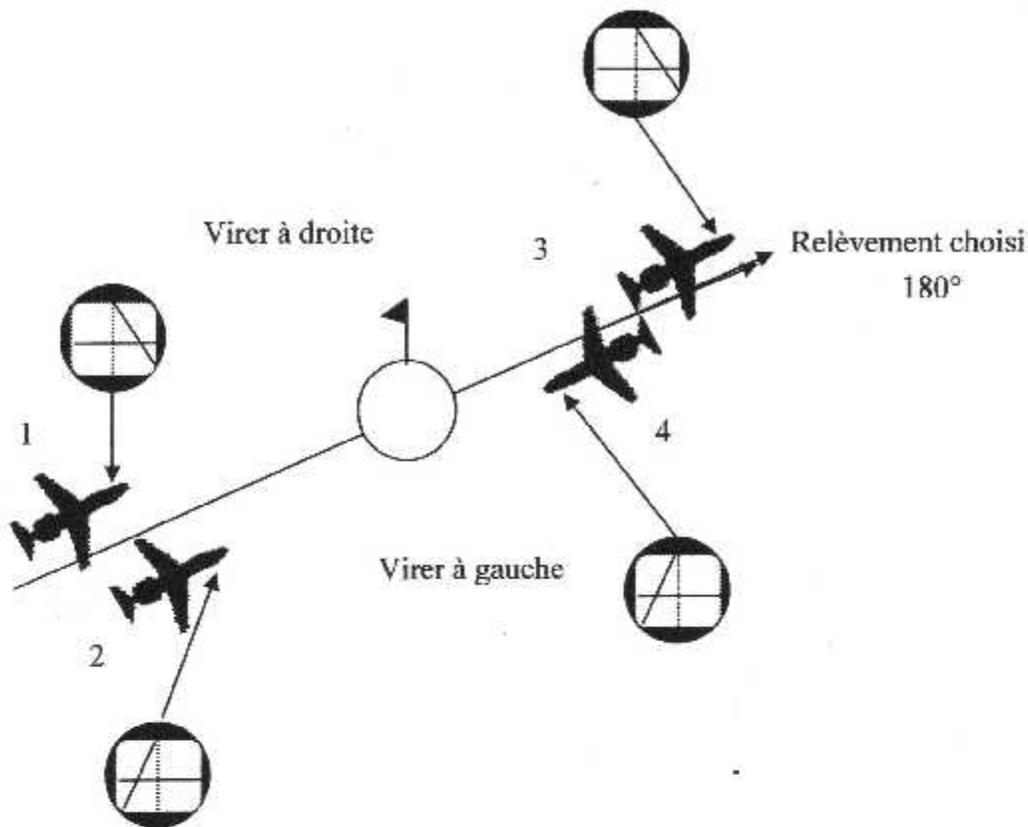


Figure I-8: Indication gauche /droite

La figure I-8 montre que les avions se trouvant aux positions 1 et 3 reçoivent l'indication de virer à droite. (on considère que l'avion est au centre de l'instrument, le relèvement choisi, en direction de la station, étant représenté par l'aiguille, à droite). Si l'avion se trouvait exactement sur le relèvement choisi, en rapprochement ou en éloignement de la station, l'aiguille serait au centre. Les avions aux positions 2 et 4 reçoivent tous deux l'indication de virer à gauche (aiguille à gauche du centre), mais on remarquera que l'avion en position 4 doit tourner à droite pour se rapprocher de l'alignement choisi.

Lorsqu'on se rapproche d'un VOR, sélectionner la route de rapprochement sur l'OBS, de manière à obtenir une indication « TO ».

Lorsqu'on s'éloigne d'un VOR, sélectionner la route d'éloignement sur l'OBS, de manière à obtenir une indication « FROM ».

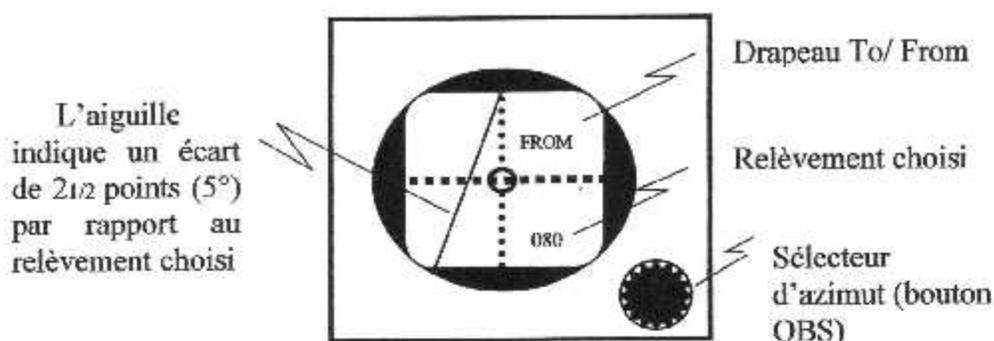


Figure I-9: Indicateur d'écart VOR / ILS

A la figure I-9 le relèvement de 080° que le pilote a sélectionné en tournant le bouton OBS apparaît dans la fenêtre OBS et le drapeau To/From est automatiquement passé sur « From ». Un avion se trouvant aux environs de la position 4, à la figure I-8, obtiendrait ces indications qui signifient que l'avion (quel que soit son cap) se trouve à *droite* d'une route magnétique de 080° partant de la station VOR. Mais le sens de l'aiguille est mauvais pour cet avion, puisque son cap est proche de la réciproque de la route choisie (080°). En d'autres termes, l'avion est en *rapprochement*, alors qu'on a choisi une *en éloignement* sur l'OBS. Nous nous dirigeons vers le radiophare (qui est d'ailleurs assez rapproché), alors que le drapeau de l'instrument est sur *From*. [3]

1.7 Equipement de mesure de distance (DME)

1.7.1 Définition

Le DME est un équipement comprenant une station au sol (le transpondeur) et un équipement de bord permettant de mesurer à tout instant la direction oblique entre l'avion et la station. La station DME est pratiquement toujours couplée à une station VOR (fréquences appariées selon un tableau de l'OACI).

L'information d'azimut du VOR et l'information de distance du DME constituent les coordonnées polaires de l'avion par rapport au repère dont l'origine sont les deux stations.

1.7.2 Principe de fonctionnement du DME

Le principe de fonctionnement se fait par interrogations-réponses. L'émetteur de bord interroge la station sol en lui envoyant des paires d'impulsions UHF répétées *irrégulièrement* que la station sol renvoie sur une autre fréquence avec un retard fixe de 50 microsecondes.

Le récepteur de bord mesure le temps aller-retour des impulsions et en déduit la distance D par la formule suivante : $D = c.t/2$, c étant la vitesse de la lumière et t le temps aller-retour auquel on a retranché le retard fixe de $50\mu s$.

La figure I-10 donne un aperçu du système DME.

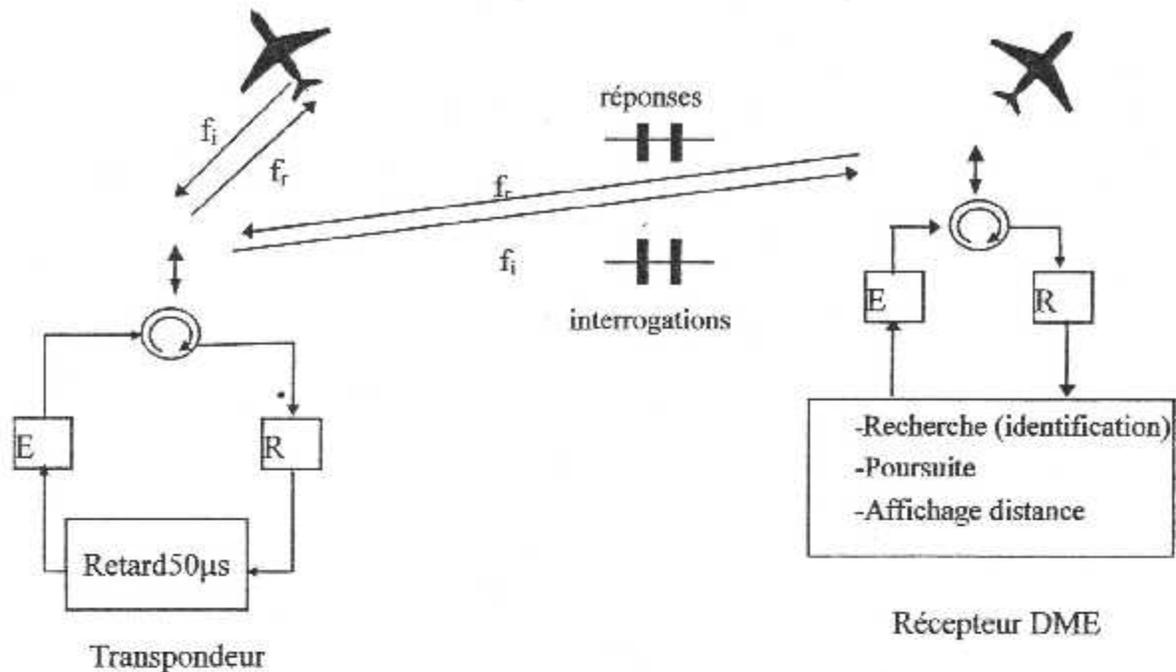


Figure I-10: Synoptique du DME.

Comme on le voit sur la figure I-10, plusieurs avions peuvent interroger simultanément la station qui renvoie les réponses dans toutes les directions : l'avion reçoit donc les réponses à ses propres interrogations, mais aussi les réponses destinées aux autres avions. L'avion doit donc en premier lieu identifier ses propres réponses, cette phase constitue la 'recherche', elle est effectuée à une cadence assez élevée (jusqu'à 150 interrogations/seconde). Cette phase étant terminée, la phase de poursuite peut commencer (cadence autour de 10 interrogations/seconde) qui consiste à suivre l'évolution de la réponse.

Dans les récepteurs modernes, la phase de recherche consiste à émettre 10 interrogations successives et à mémoriser les instants d'arrivée de toutes les réponses pour chaque récurrence. Ensuite, le récepteur cherche la réponse qui présente le même retard par rapport aux instants d'émission : cette réponse est celle destinée à l'avion.

I.7.3 Les caractéristiques du DME

La capacité d'un équipement DME est conçue pour répondre à une centaine d'avions simultanément (95 en poursuite et 5 en recherche), ce qui peut être souvent insuffisant.

Les erreurs de réflexion sont faibles du fait de l'utilisation de fréquences différentes à l'émission et à la réception.

La précision courante est de l'ordre de 0,2NM, ce qui fait du DME, un système assez précis.

I.8 Système d'atterrissage aux instrument (ILS)

I.8.1 Introduction

L'ILS est un système d'aide à la navigation utilisé au niveau international pour l'approche de la piste. Il se compose des éléments suivants : radiophare d'alignement de piste (Localiser), radiophare d'alignement de descente (Glide Slope) et du radioborne à utilisations multiples (Outer Marker (radioborne extérieur) et Middle Marker (radioborne intermédiaire), ainsi Inner Marker (radioborne intérieur) comme cas spécial).

La définition de la trajectoire de descente est une pente de 3 degrés environ passant à 15mètre au dessus du seuil de piste et aboutit à 300 mètres après le seuil ; c'est l'intersection de 2 plans (figure I-11):

- un plan vertical passant par l'axe de piste : le Localizer ou LOC
- un plan oblique perpendiculaire au LOC : le Glide

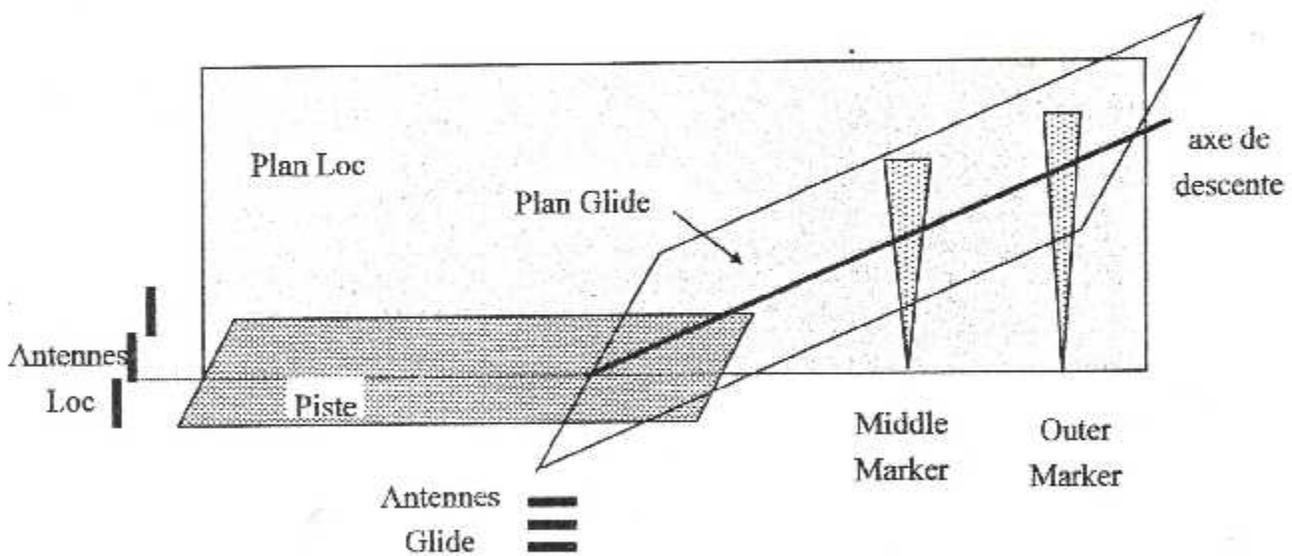


Figure I-11 : Définition de la trajectoire de descente

Les fréquences VHF et UHF allouées au système ILS sont indiquées sur la figure I-12.

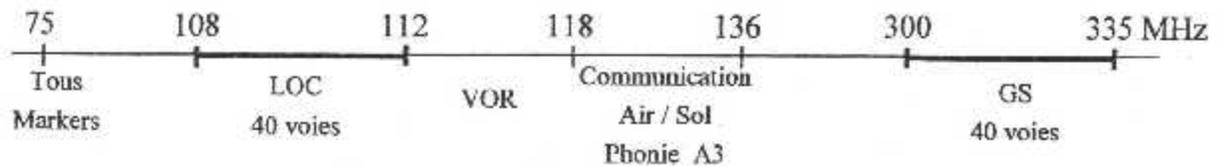


Figure I-12: Plan de fréquences (Mégahertz)

I.8.2 Disposition des sous-systèmes

La disposition des sous-systèmes équipant le système ILS :

- radiophare d'alignement de piste (RAP ou Localiser «LOC »)
- radiophare d'alignement de descente (RAD ou Glide Slope « GS »).
- radioborne (Marker « M »)

sont disposés le long de la piste d'atterrissage selon la figure I-13.

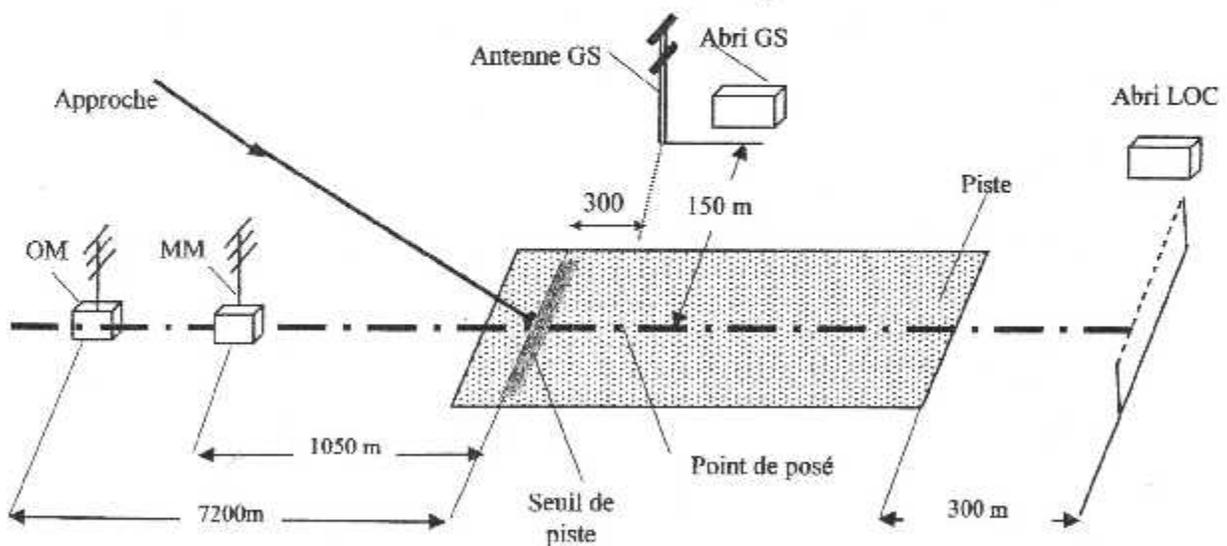


Figure I-13: Disposition des sous-systèmes ILS

Généralement le réseau d'antennes du RAP mesure environ 25 mètres de largeur et se situe à 300 mètres de l'extrémité de piste comme on peut le voir à la figure I-13.

Les aériens du RAD sont montés sur un mât d'environ 9 mètres, généralement situé à 300 mètres en aval du seuil de piste et à 150 mètre 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 450 m (Inner Marker (IM)), 1050 m (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 marqueur médian et le marqueur 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 de différentes possibilités d'implantation comme par exemple :

- antenne DME sur le mât GS (transpondeur d'impulsions DME logée dans l'abri GS)
- antenne DME sur le toit de l'abri LOC (transpondeur d'impulsions DME logée dans l'abri LOC)
- Transpondeur d'impulsions DME logé dans un abri séparé avec antenne DME logée sur le toit de celui-ci.
- Transpondeur d'impulsions logé dans un abri séparé avec antenne DME placée sur un mât séparé.

Les deux dernières dispositions citées seront choisies de préférence pour permettre une approche dans les deux sens de la piste d'atterrissage, à mi-longueur de cette dernière. Dans tous les cas, les différences de temps de transit entre points de poser et le système DME sont incluses, on obtient ainsi un zéro précis au point de poser. [5] .

I.8.3 Principe de fonctionnement Radiophare d'alignement de piste (Localizer)

Ces radiophares émettent dans la bande VHF sur 20 fréquences s'échelonnant entre 108 et 112 MHz, les décimales sont impaires et espacées de 200 KHz (108,1, 108,3, ...).

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

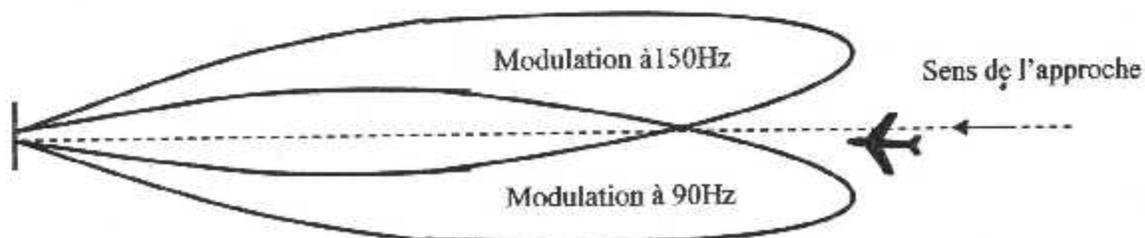


Figure I-14 : Diagramme de rayonnement du Radiophare d'alignement de piste

Le récepteur de bord (figure I-15) compare la force des deux modulations ou, plus 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.

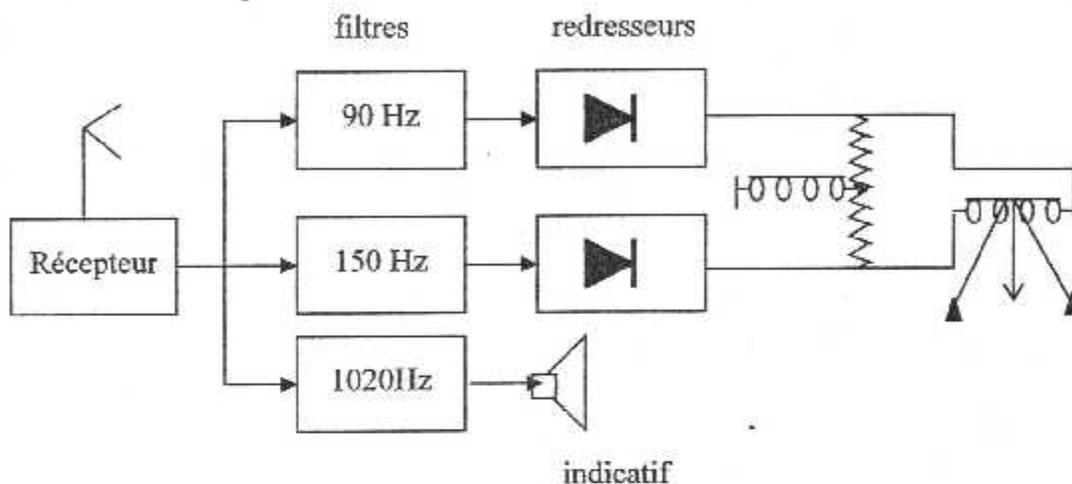


Figure I-15 : Récepteur ILS

Le faisceau du RAP offre un guidage en azimuth grâce à l'aiguille de l'indicateur ILS de bord (ou autre indicateur semblable) comme le montre la figure I-16.

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 gauche, signifiant que l'axe de piste est à droite.

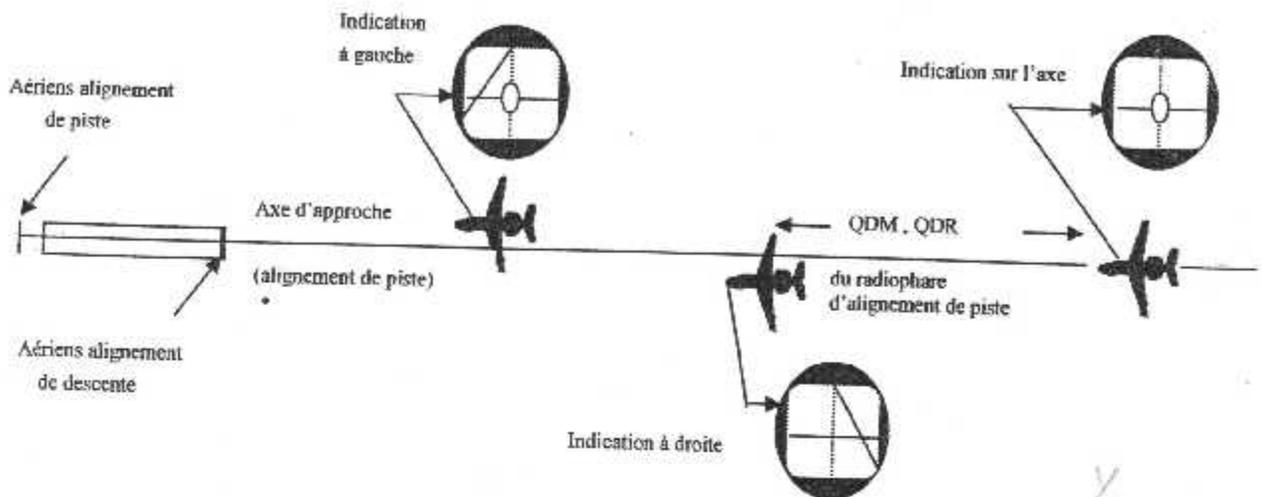


Figure I-16: Vue en plan de l'approche

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

Ces radiophares émettent dans la bande UHF sur 20 fréquences espacées de 300KHz jusqu'à 335 MHz.

Les radiophares 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 recourent dans le plan vertical.

La figure I-17 montre le diagramme que 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 recourent. 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.

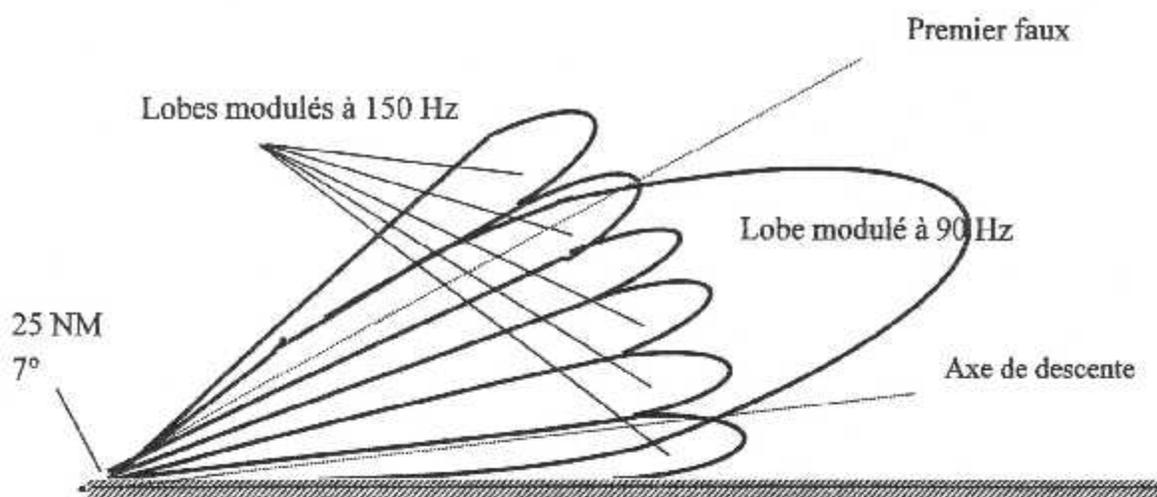


Figure I-17 : Diagramme de rayonnement d'un radiophare d'alignement de piste

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.

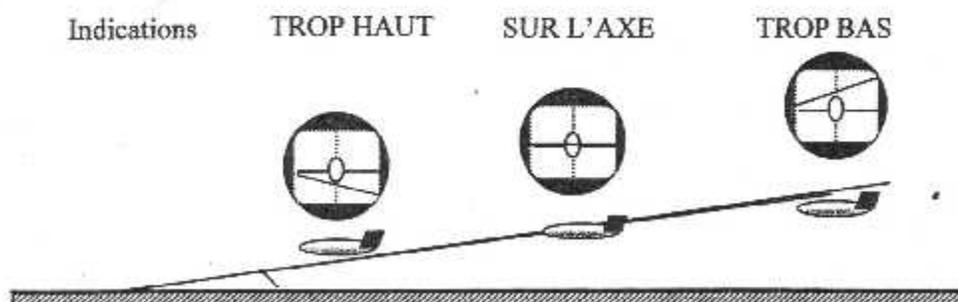


Figure I-18: Vue en profil de l'approche

I.8.5 Couvertures ILS

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

Couverture LOC (figure I-19)

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

La couverture en site va de $\varphi=0$ à $\varphi=7^\circ$

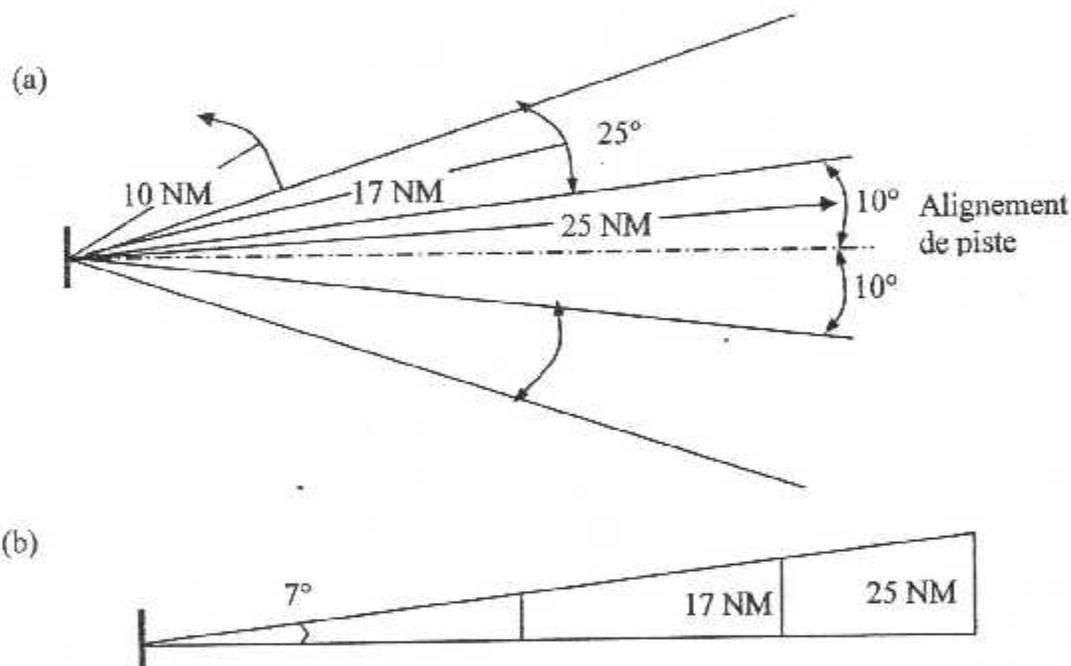


Figure I-19 : Couverture LOC (a) en azimut, (b) en site

■ La couverture en azimut du GS (figure I-20)

Elle s'étend sur un secteur $\pm 8^\circ$ de part et d'autre de l'axe avec une portée minimale de 10 NM. La couverture en site va de $\varphi = 0,45\theta_d$ à $\varphi = 1,75\theta_d$

A l'intérieur de la zone de couverture, les signaux DDM et SDM doivent respecter certaines contraintes, à savoir :

Pour le LOC, le signal DDM du LOC devra toujours être supérieur à 0,155 si l'écart angulaire de l'aéronef est compris entre 10° et 35° .

Le signal SDM, indicateur de la qualité de réception, sera supérieur ou égal à 0,4 dans toute la zone de couverture du LOC.

Pour le GLIDE, le signal DDM devra toujours être supérieur à 0,175 si l'aéronef est en dessous de l'axe de descente avec une position en site θ comprise entre $0,76\theta_d$ et $0,45\theta_d$.

Le signal SDM devra être supérieur ou égal à 0,8 (les taux de modulation des signaux A et B du GLIDE sont plus élevés que ceux du LOC). [6]

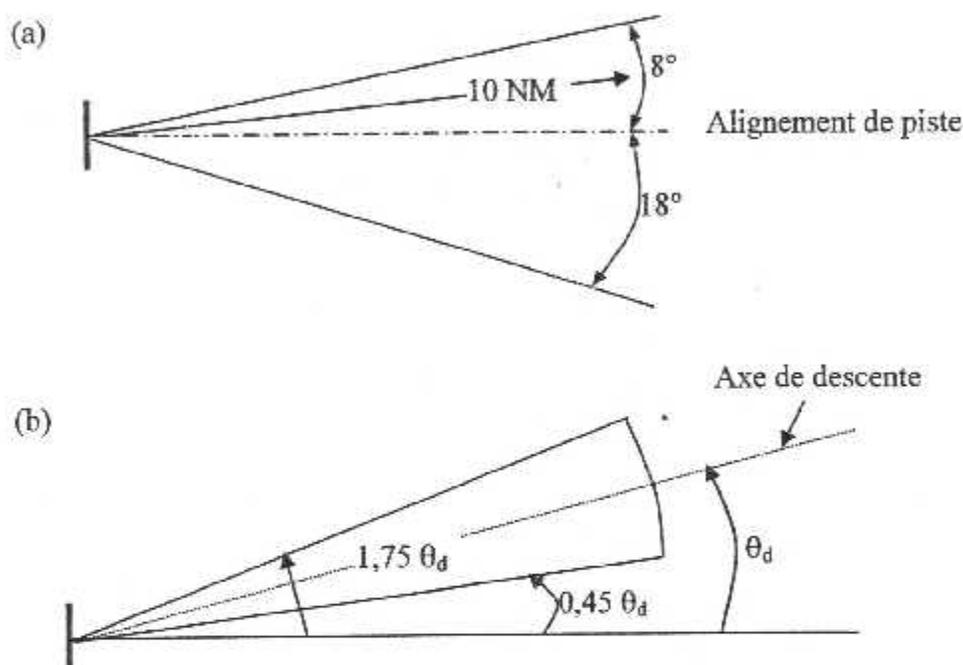


Figure I-20 : Couverture GLIDE, (a) en azimuth, (b) en site

I.8.6 Les radiobornes

Les radiobornes émettent un rayonnement en éventail qui peut être reçu dans un secteur limité à la verticale de l'aérien. Etant donné que le rayonnement est principalement vertical, il est impossible d'effectuer un radioralliement sur une radioborne. Pour la même raison, il y a très peu d'interférences entre les radiobornes, même si elles émettent sur la même fréquence de 75 MHz, dans la bande VHF (modulée en amplitude par l'indicatif).

■ Les récepteurs de radiobornes

Les récepteurs 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.

■ Radiobornes ILS

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 plus que rarement des radiobornes intérieures. En fait, les radiobornes intérieures sont peu utiles, 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 (400 Hz) ; 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 par seconde et la tonalité du signal est moyenne (1300Hz). [5]

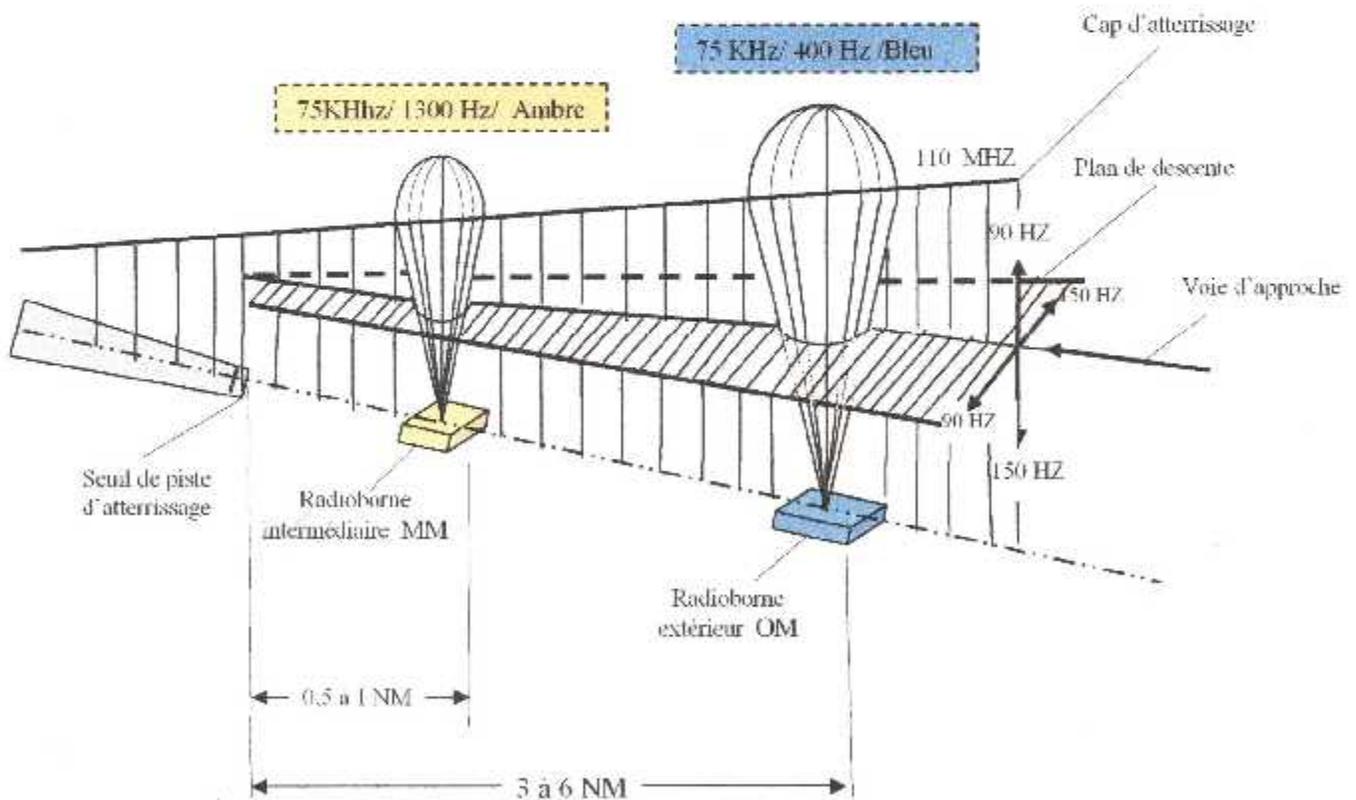


Figure I-21: Schéma de principe de toutes les informations ILS

I.9 Catégories d'ILS

■ 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'à niveau de la piste
- catégories d'exploitation (Annexe 10).

■ 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 guider sur la piste après l'atterrissage. Cette catégorie se divise en trois sous catégories :

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

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

Catégorie III-C: la visibilité 0pieds, 150 pieds RVR, et 0 pieds la hauteur de décision.

Remarque : l'installation au sol n'est pas le seul élément dont dépend l'exploitation jusqu'aux minimums des différents catégories. Plus les minimums sont bas, plus les systèmes de bord doivent être fiables et complexes.

I.10 Les phases d'approches et d'atterrissage automatique

Les procédures d'approches comportes les phases suivantes :

-Descente jusqu'à l'altitude de sécurité (altitude la plus basse pour laquelle l'avion est protégé des obstacles du reliefs de voisinage), arrivé a 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 conditions de capture du faisceau localiser a une distance d'environ 20 ou 30 NM : pilote automatique latérale engagé en mode maintien d'un CAP convergent vers l'axe

du localizer, 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 (LAND) le mode prise de faisceau localizer est armé au pilote automatique latéral et le mode prise de faisceau glide est armé au pilote automatique longitudinal.

- Le pilote automatique latéral réalise la capture du faisceau localizer 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 10 s 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 trains 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.
- 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 d'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 localizer (présence du vent traversier), le pilote automatique latéral réalise la manœuvre d'alignement à environ 100 pieds du sol ou de 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 engager 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 localizer étant encore disponible). [7]

La figure I-22 schématise différentes étapes de l'atterrissage.

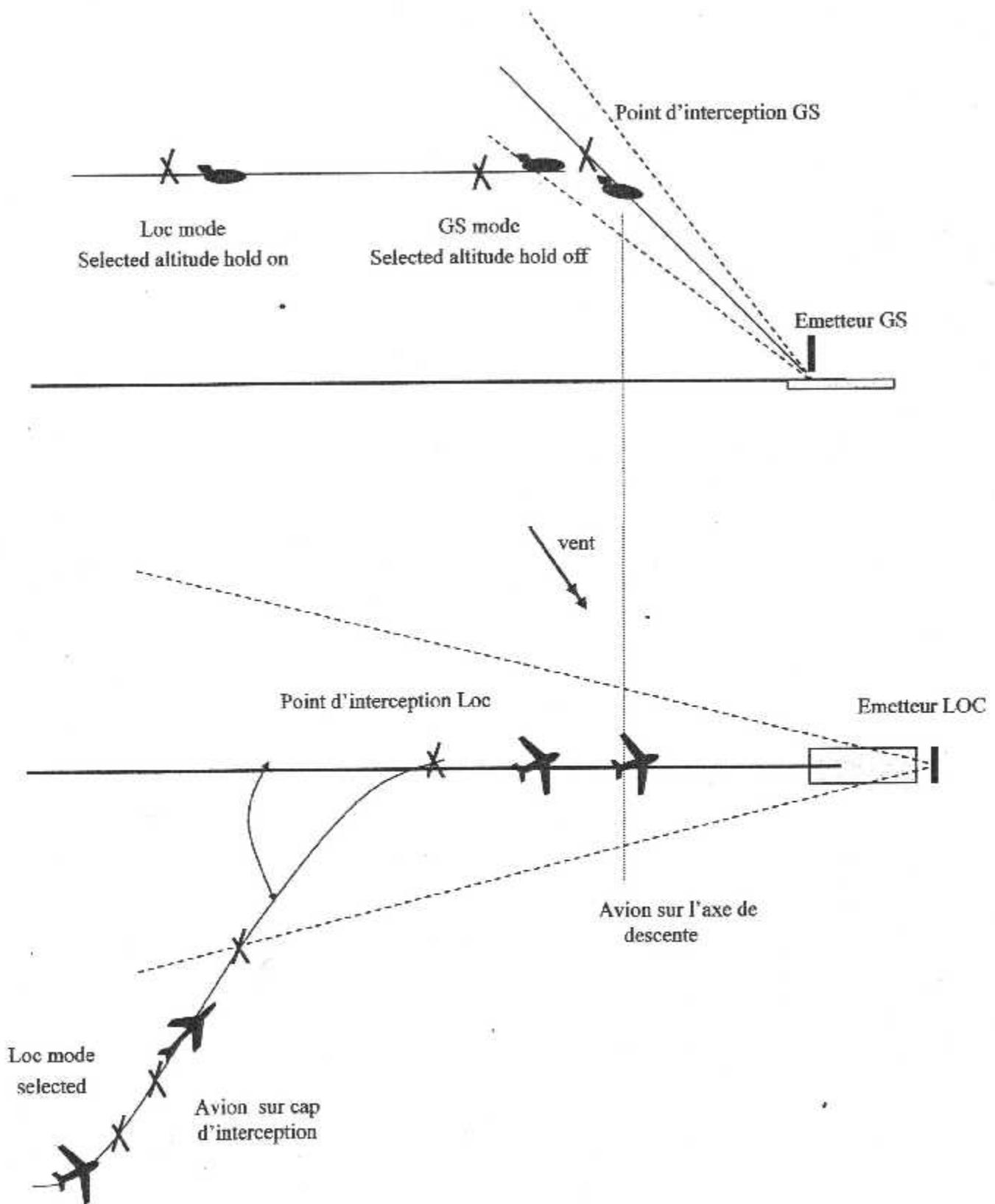


Figure I-22 : Procédure d'atterrissage ILS

I.11 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 indications du signal des équipements.

Concernant l'ILS qui est une aide à la navigation aérienne en approche, utilisé en phase d'atterrissage; il est développé en détaille dans le troisième chapitre de ce mémoire.

On finit par une description de la procédure d'approche et d'atterrissage automatique.

Chapitre 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). De 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'antennes bien distinctes. La même antenne est en effet parfois utilisée simultanément à l'émission et à la réception.

II.2 Propriétés et caractéristiques générales

II.2.1 Source ponctuelle ou isotrope

Imaginons une source rayonnante qui se réduirait à un point, physiquement impossible, et que la puissance alimentant cette source ponctuelle soit intégralement rayonnée et soit P_1 cette puissance. Par raison de symétrie le rayonnement se répartira uniformément dans l'espace et la puissance rayonnée par unité d'angle solide sera:

$$P_1 = \frac{P_1}{4\pi} \quad \text{W/stéradian} \quad \text{II-1}$$

Pour cette raison la source ponctuelle sera également appelée source isotrope. Sur une sphère de rayon R , si $R \gg \lambda_0$, la densité surfacique de puissance rayonnée sera:

$$P_2 = \frac{P_1}{4\pi R^2} \quad \text{W/m}^2 \quad \text{II-2}$$

Sur toute cette sphère le champ électrique de l'onde aura subi un déphasage de propagation de $\frac{2\pi R}{\lambda_0} = kR$ où $k = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ est le nombre d'onde au sens de l'optique et, si E est l'amplitude du

champ en un point quelconque de la sphère de rayon R , on aura :

$$E = \left[\frac{\sqrt{60P_t}}{R} \right] e^{-jkR} \quad \text{V/m} \quad \text{II-3}$$

La sphère est une surface équiphasse et l'on dira que la source rayonne une onde sphérique, émanant de la source ponctuelle qui en est le centre de phase. D'après le théorème de Poyting en effet, si E est l'amplitude du champ sur la sphère de rayon R ,

$$P_t = \frac{1}{2} \frac{E^2}{120\pi} \quad \text{II-4}$$

Soit avec (II-2):

$$E = \frac{\sqrt{60 \cdot P_t}}{R} \quad \text{V/m} \quad \text{II-5}$$

Qui est l'expression de l'amplitude du champ d'une source isotrope à une distance R . On notera que ce champ décroît en raison inverse de la distance si l'espace qui entoure l'antenne ne présente pas d'atténuation propre.

II.2.2 Diagramme de rayonnement – Gain et directivité

La source isotrope est une fiction et les antennes ont toujours certaines dimensions, de sorte que le rayonnement n'est pas uniformément réparti autour de celle-ci. Soit une antenne dont le centre de phase est en O figure (II-1) et soit une direction OM définie par les angles θ et ϕ . Dans cette direction la puissance rayonnée par unité d'angle solide est $P(\theta, \phi)$. Il existe quelque part une direction où cette fonction présente un maximum maximum, soit:

$$P_{\max} = P(\theta_0, \phi_0)$$

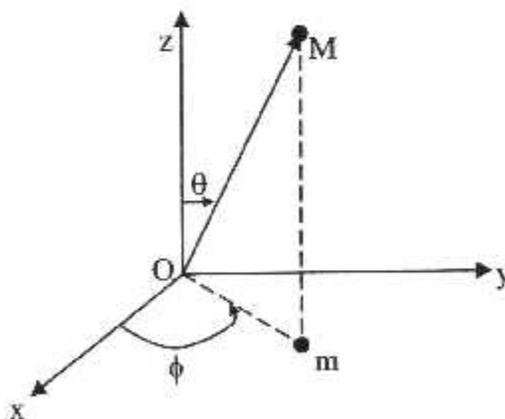


Figure II-1 : Direction de la puissance rayonnée.

Considérons le rapport

$$r(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{\max}} \quad \text{II-6}$$

dont la valeur maximale est l'unité. Par définition, la variation de $r(\theta, \phi)$ en fonction de θ et ϕ est appelée le diagramme de rayonnement de l'antenne. Les coupes de la courbe du diagramme de rayonnement sont des courbes en coordonnées polaires et comme le plus souvent on cherche à concentrer l'énergie dans une direction déterminée, leur allure générale est celle de la figure (II-2), le lobe se trouvant autour de Oz , direction du maximum de rayonnement, est appelé le lobe principal et contient la quasi-totalité de la puissance rayonnée. De part et d'autre de celui-ci apparaissent des lobes secondaires ou latéraux, que l'on s'efforce de réduire au mieux et qui sont séparés par des minima très marqués. On peut vérifier aisément que presque toute la puissance est contenue dans un secteur d'ouverture θ_3 , limité par des directions où $r(\theta, \phi) = 0,5$. Pour cette raison θ_3 est appelée l'ouverture à 3 dB du diagramme ou tout simplement l'ouverture du diagramme. La représentation de la figure (II-2) est adaptée au cas où θ_3 est relativement grande.

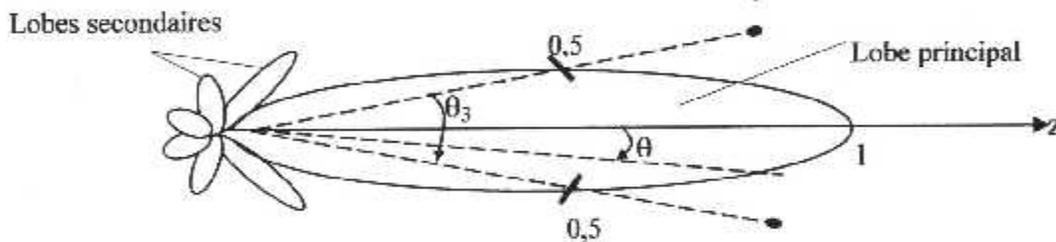


Figure II-2 : Coupe d'une courbe en coordonnées polaires
du diagramme de rayonnement.

Puisque la puissance totale rayonnée P_t n'est pas uniformément répartie, il y a des directions pour lesquelles $P(\theta, \phi)$ est supérieure à celle que l'on aurait avec une source isotrope, et d'autres directions pour lesquelles elle est inférieure. On appelle directivité le rapport:

$$D(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_t} \quad \text{II-7}$$

De (II-1) et (II-7) on tire:

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi.P(\theta, \phi)}{P_i} \quad \text{II-8}$$

En appelant $d\Omega$ l'élément d'angle solide, on a:

$$P_i = \int_0^{4\pi} P(\theta, \phi) d\Omega \quad \text{II-9}$$

Ce qui donne avec (II-8):

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi.P(\theta, \phi)}{\int_0^{4\pi} P(\theta, \phi) d\Omega} \quad \text{II-10}$$

Ce qu'il est intéressant de connaître en Télécommunications et Radar, c'est la directivité D dans la direction du maximum de rayonnement. (II-10) devient alors:

$$D = \frac{4\pi.P_{\max}}{\int_0^{4\pi} P(\theta, \phi) d\Omega} \quad \text{II-11}$$

Ou encore avec (II-6) :

$$D = \frac{4\pi.P_{\max}}{\int_0^{4\pi} P_{\max} r(\theta, \phi) d\Omega}$$

Soit:

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^{4\pi} r(\theta, \phi) d\Omega} \quad \text{II-12}$$

On voit donc que la directivité ne dépend que du diagramme de rayonnement.

Cependant, dans une antenne, toute la puissance d'alimentation P_a n'est pas nécessairement rayonnée: il y a des pertes plus ou moins importantes. On définira le rendement η de l'antenne par:

$$\eta = \frac{P_i}{P_a} \quad \text{II-13}$$

Si, dans la relation (II-8) on remplace P_i par P_a on obtiendra au lieu de $D(\theta, \phi)$ une quantité $G(\theta, \phi)$ appelée gain dans la direction (θ, ϕ) , soit:

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi P(\theta, \phi)}{P_s} = \frac{4\pi P(\theta, \phi)}{P_r} \eta = D(\theta, \phi) \eta$$

(II-11) s'écrit maintenant:

$$G = \frac{4\pi \eta}{\int_0^{4\pi} r(\theta, \phi) d\Omega} \quad \text{II-14}$$

Le gain dépend donc à la fois du diagramme et du rendement de l'antenne. On a très souvent $\eta = 1$ et:

$$G = D \quad \text{II-15}$$

II.2.3 Résistance de rayonnement

Quand une antenne est constituée par un fil ou un groupement de fils, ou encore par des microbandes, il est souvent commode de représenter son rayonnement par une résistance dite résistance rayonnement. En effet une antenne rayonne une énergie réelle: elle peut donc être assimilée à une résistance et si I_M est la valeur efficace du courant en un point M et si P_r est la puissance totale rayonnée, vu de ce point M tout se passe comme s'il y avait une résistance R_M telle que :

$$R_M = \frac{P_r}{I_M^2} \quad \text{II-16}$$

Cependant le courant varie tout le long du fil et il est commode de considérer la résistance de rayonnement ramenée au maximum de courant I_0 , soit :

$$R_0 = \frac{P_r}{I_0^2} \quad \text{II-17}$$

Avec (II-6) et (II-9) ceci donne:

$$R_0 = \frac{P_{\max}}{I_0^2} \int_0^{4\pi} r(\theta, \phi) d\Omega \quad \text{II-18}$$

II.3 Théorème de réciprocité

Le théorème de réciprocité précise que si une f.e.m E est appliquée en un point A d'un réseau électrique uniquement constitué d'éléments passifs, et si, de ce fait, il apparaît un courant I en un autre point B du réseau, réciproquement l'introduction de la f.e.m E en B donnera le courant I en A. ceci découle directement de la linéarité des relations de Kirchhoff.

Puisque les équations de Maxwell sont elles aussi linéaires, la réciprocité s'applique également aux antennes. Considérons deux antennes (1) et (2) figure (II-3), l'une (1) excitée en A par un champ E_A dans sa ligne d'alimentation, et délivrant de ce fait un champ E_B au

point B de la ligne excitée par l'antenne (2), inversement l'antenne (2) excitée en B par E_A délivre le champ E_B au point A.

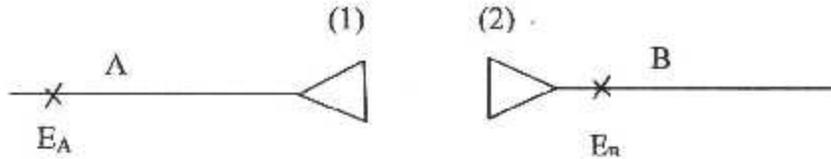


Figure II-3 : Réseau électrique d'antennes.

Conséquences :

L'impédance d'une antenne travaillant en émission ou en réception est la même, de même pour le diagramme de rayonnement. Le comportement d'une antenne est identique en émission et réception : il suffit de connaître ses caractéristiques en émission pour pouvoir l'utiliser en réception.

En réception (en hyperfréquences surtout), une antenne sera caractérisée par sa surface équivalente A_e définie par :

$$P_{\text{captée}} = p \cdot A_e$$

où p est la densité de puissance surfacique au niveau de l'antenne de réception.

Le théorème de réciprocité permet de déterminer une relation très importante reliant le gain maximum de l'antenne et sa surface équivalente :

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

Cette relation permet d'établir l'équation des télécommunications qui donne la puissance captée en espace libre par une antenne de réception de gain G_r située à une distance r d'une antenne d'émission de gain G_e rayonnant une puissance totale P_t :

$$P_{\text{captée}} = P_t \cdot G_e \cdot G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$$

II.4 Influence d'un plan conducteur

II.4.1 Principes des images

Soit une antenne A placée à proximité d'un plan conducteur parfait figure (II-4) ; 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 $k|AM|$ 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 .

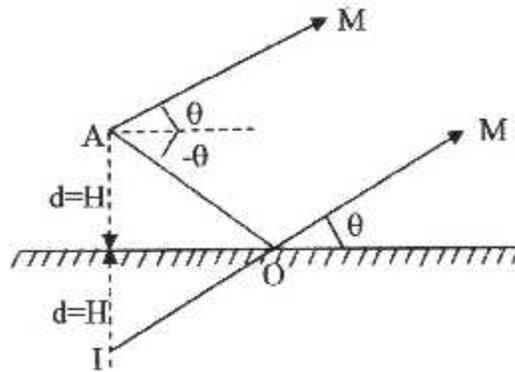


Figure II-4 : Le champ rayonné et réfléchi de l'antenne A.

Deux cas peuvent se présenter :

a) 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-5a) 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.

b) 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-5b) 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.

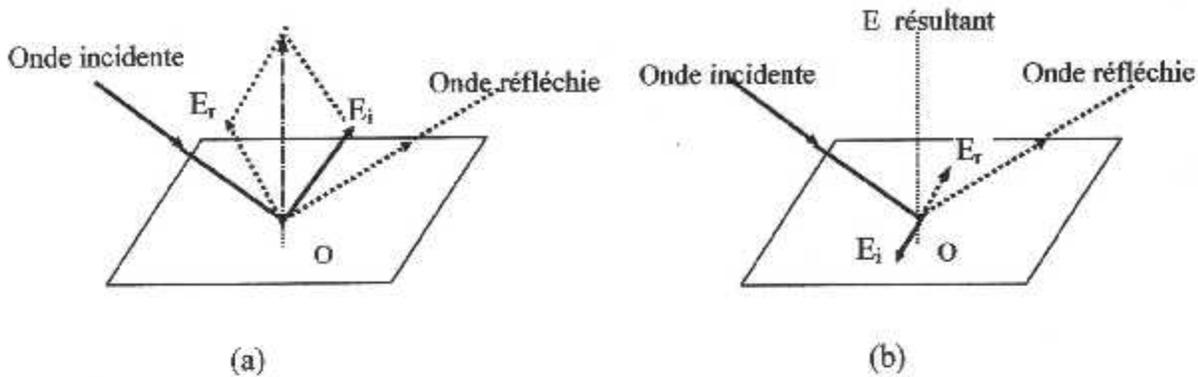


Figure II-5 : la polarisation du champ électrique E.

Dans ces conditions, on peut remplacer le plan conducteur de la figure (II-4) 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.

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 : $E_M = 2|\sin(kH \cos\theta)|$ II-19

Pour la polarisation verticale : $E_M = 2|\cos(kH \cos\theta)|$ II-20

II.5 Les antennes filaires

• Champ du doublet

Une antenne quelconque peut toujours être considérée comme un ensemble d'éléments de courant que l'on peut concrétiser par des fils de longueur $s \ll \lambda_0$, parcourus par un courant I .

Un tel élément de courant est appelé un doublet électrique et la situation est celle de la figure II-6. Le champ électrique E et le champ magnétique H de l'onde ont chacun 3 composantes, soit pour E : E_0 , E_ϕ qui sont transversales à la direction de propagation, et E_R qui est longitudinale. Même remarque pour H .

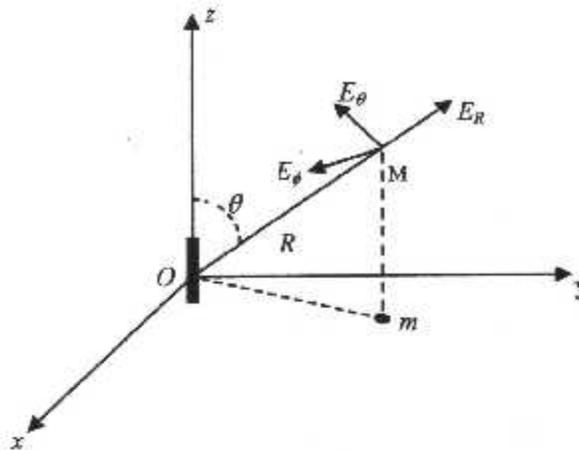


Figure II-6: Le doublet électrique.

A grande distance du doublet ($R \gg \lambda_0$), on trouve :

$$E_R = E_\phi = 0 \quad E_\theta = \frac{60 \pi I_0 s}{\lambda_0 R} \sin\theta \quad \text{II-21}$$

$$H_\theta = H_r = 0 \quad H_\phi = \frac{E_\theta}{120 \pi} \quad \text{II-22}$$

Champ électrique et champ magnétique sont donc orthogonaux et normaux à la direction de propagation: il s'agit donc d'une onde TEM (Transvers Electric Magnetic). D'autre part, ces champs sont en phase entre eux en un point quelconque M.

La polarisation du champ est la direction de E , soit ici E_θ : elle est toujours perpendiculaire à la direction de propagation. Pour un doublet vertical, elle est donc verticale à proximité du sol mais horizontale au zénith. Cette polarisation est dite rectiligne.

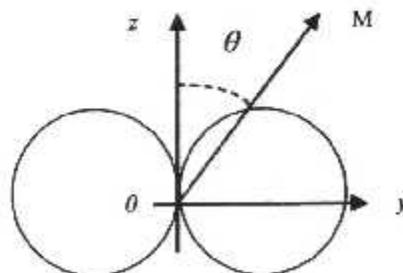


Figure II-7: La polarisation rectiligne.

Le diagramme de rayonnement du doublet est de révolution autour de Oz (figure II-7) de sorte que, d'après (II-15) la directivité est : $D = \frac{2}{\int \sin^2 \theta \sin \theta d\theta} = 1,5$

II.6 Rayonnement d'un fil isolé dans l'espace

On considère un fil de longueur 2L isolé dans l'espace parcouru par un courant I(z) (figure II-8):

$$I(z) = I_0 \sin(\beta(|z| - a)) \quad \text{avec} \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

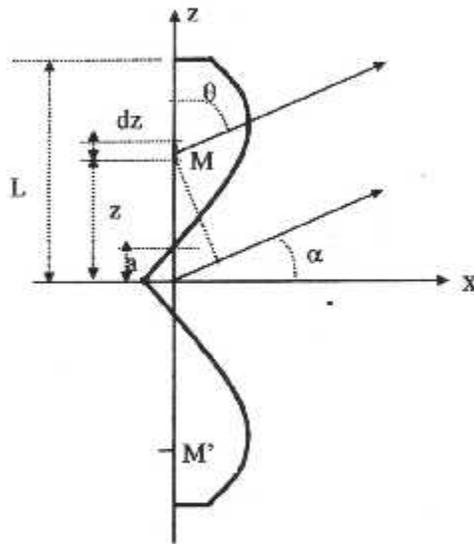


Figure II-8 : Fil rayonnant

On peut considérer l'antenne comme une suite de doublets de longueur dz rayonnant un champ dE :

$$dE = \frac{60\pi I}{\lambda_0 r} z \cos \alpha \cdot dz \cdot e^{j\beta z \sin \alpha} e^{-j\beta r} \quad \text{champ rayonné par M (avance de phase/ O)}$$

$$dE = \frac{60\pi I}{\lambda_0 r} z \cos \alpha \cdot dz \cdot e^{-j\beta z \sin \alpha} e^{-j\beta r} \quad \text{champ rayonné par M' symétrique de M'}$$

$$\text{et } dE + dE' = \frac{120\pi}{\lambda_0 r} \cos \alpha \cdot I_0 \sin(\beta(|z| - a)) \cos(\beta z \sin \alpha) dz \cdot e^{-j\beta r}$$

L'intégration donne (on laisse de côté le déphasage de propagation) :

$$E(\alpha) = \frac{120\pi I_0}{\lambda_0} \cos(\alpha) \int_0^L \sin k(|z|-1) \cos(kz \sin \alpha) dz =$$

$$\frac{30I_0 \cos \alpha}{r} \left\{ \frac{\cos k [(1+\sin \alpha)L-a] - \cos ka}{(1+\sin \alpha)} + \frac{\cos k [(1-\sin \alpha)L-a] - \cos ka}{(1-\sin \alpha)} \right\}$$

En posant $A = \frac{2\pi L}{\lambda_1}$ et B tel que $\pi - B = A - ka$, on a :

$$E(\alpha) = \frac{60I_0}{r} \frac{1}{\cos \alpha} [\cos B \cos(A \sin \alpha) - \sin \alpha \sin B \sin(A \sin \alpha) - \cos(A+B)]$$

En général, on choisit le courant nul aux extrémités ($B=0$) et pour $\alpha=0$, on aura :

$$E(0) = \frac{60I_0}{r} (1 - \cos A)$$

Ce champ est maximum, si on choisit $A=\pi$, c'est-à-dire lorsque $2L = \lambda_1 \cong \lambda_0$, on aura :

$$E_{\max} = \frac{120I_0}{r} = \frac{120}{r} \sqrt{\frac{P_t}{R_r}} = \frac{8,52}{r} \sqrt{P_t} \quad \text{avec ici } R_r \cong 200\Omega \text{ (formule de Van der Pol)}$$

Si on prend $2L = \lambda_0/2$ ($A=\pi/2$)

$$E_{\max} = \frac{60I_0}{r} = \frac{60}{r} \sqrt{\frac{P_t}{R_r}} = \frac{7}{r} \sqrt{P_t} \quad \text{avec } R_r \cong 73,26\Omega \text{ (formule de Van der Pol)}$$

L'antenne demi-onde appelée aussi dipôle 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. Son impédance d'entrée est :

$$Z_e = (73,2 + j42,5)(\Omega)$$

La résonance a lieu pour une longueur $2L < \lambda_0/2$

Le diagramme de rayonnement du dipôle est :

$$E(\alpha) = \frac{60I_0 \cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \alpha\right)}{r \cos \alpha}$$

Sa directivité est $D=G=2,14\text{dB}$.

On utilise aussi l'antenne quart-d'onde posée verticalement sur un plan conducteur. Le principe des images montre que cette antenne est équivalente à une antenne demi-onde de résistance de rayonnement moitié (36Ω).

On a représenté en figure II-9, les diagrammes de rayonnement d'une antenne demi-onde et d'une antenne quart d'onde posée sur un plan métallisé.

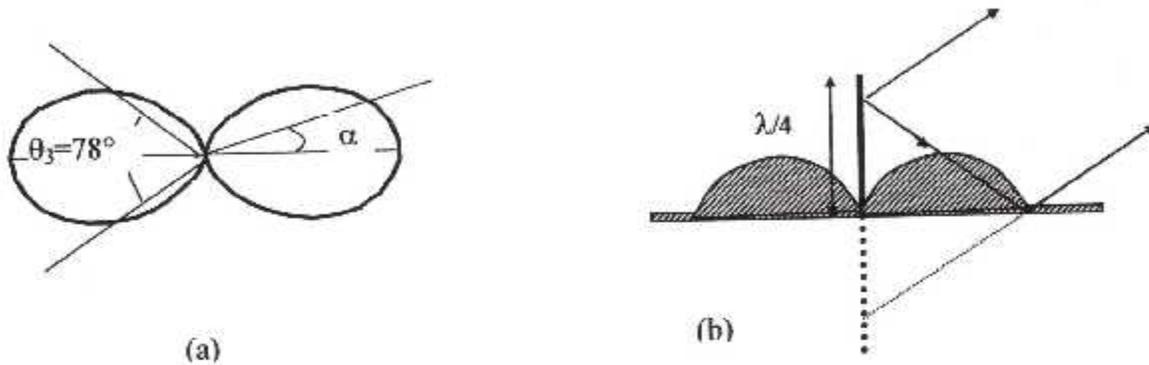


Figure II-9: Diagrammes de rayonnement

(a) Antenne demi-onde en espace libre

(b) Antenne quart-d'onde posée sur un plan métallisé.

II.7 Alignement de sources équidistantes

II.7.1 Introduction

Dans certaines émissions établissant des liaisons « longues distances » entre points fixes, on n'a pas intérêt à utiliser des antennes simples à diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal. Au contraire, pour des raisons de rendement, d'économie et de qualité, on recherche des aériens très directifs. Des groupements d'antennes élémentaires permettent d'obtenir des rayonnements très dirigés (localizer, radar, radiogoniométrie).

Ces assemblages sont aussi utilisés à la réception, car leur gain est beaucoup plus élevé que celui des antennes simples.

II.7.2 Théorie générale élémentaire

Soit un alignement de N sources distantes de (d) les unes des autres, suivant un axe Ox , symétrique de part et d'autre de O . On suppose d'abord qu'il s'agit de la figure (II-10a) ; on se propose de calculer le champ d'interférence dans la direction OM faisant un angle θ avec la normale Oz à l'alignement. Supposons que le signal alimentant une source de rang i ait une amplitude A_i et qu'il avance d'une phase $(i\varphi)$ par rapport à la source centrale en O , prise comme origine des phases. On admet une phase φ et d'amplitude A tel que l'amplitude maximale étant A_0 , et que $A_i = A_{-i}$, ceci est schématisé à la figure (II-10b).

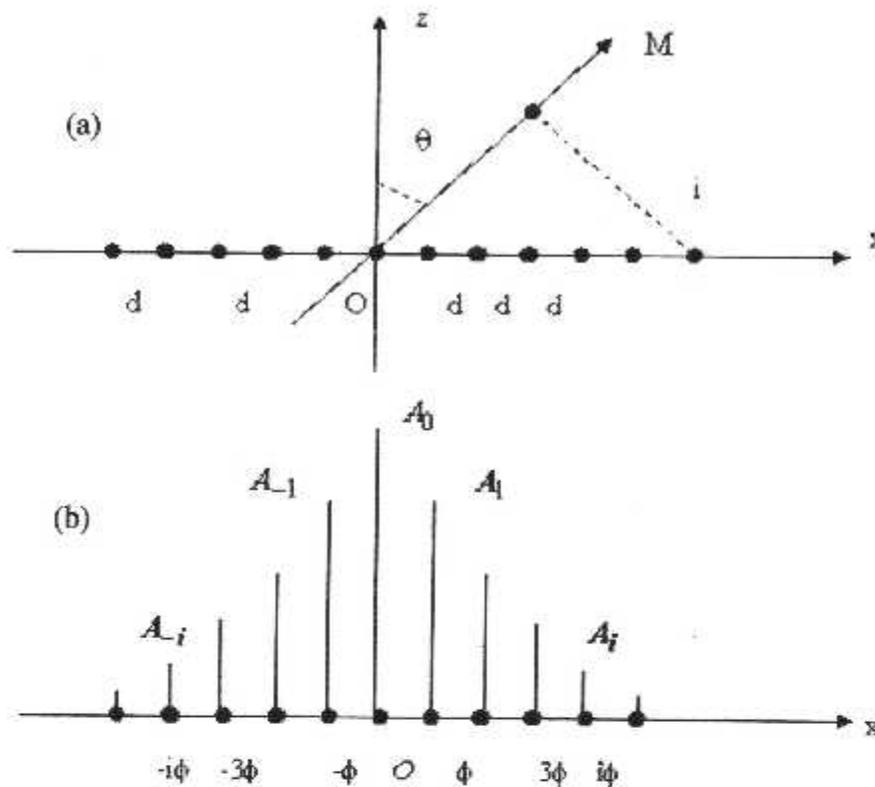


Figure II-10: a) Représentation d'un alignement de N sources.

b) La distribution d'amplitudes et de phases.

Le champ rayonné par un alignement d'éléments identiques de diagramme $F(\theta, \varphi)$ disposés chacune à une distance d_i d'une origine quelconque de l'alignement et alimentés par des courants d'amplitude A_i avec un déphasage de φ_i est donné par la relation suivante :

$$E(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) \left[\sum_1^N A_i e^{j\psi_i} \right] \text{ avec } \psi_i = kd_i \cos \alpha_i + \varphi_i$$

L'application de cette formule à notre cas permet d'écrire l'expression du champ rayonné par l'alignement de sources équidistantes :

$$E_M = A_0 + A_1 e^{j(kd \sin \theta + \varphi)} + A_2 e^{j2(kd \sin \theta + \varphi)} + \dots + A_i e^{ji(kd \sin \theta + \varphi)} + \dots$$

$$+ A_{-1} e^{-j(kd \sin \theta + \varphi)} + A_{-2} \dots e^{-j2(kd \sin \theta + \varphi)} + \dots + A_{-i} e^{-ji(kd \sin \theta + \varphi)} + \dots$$

et en posant : $\psi = kd \sin \theta + \varphi$

II-23

Il vient :

$$E = \frac{A_0}{2} + A_1 e^{j\psi} + A_2 e^{j2\psi} + \dots + A_n e^{jn\psi} + \dots$$

$$+ \frac{A_0}{2} + A_{-1} e^{-j\psi} + A_{-2} e^{-j2\psi} + \dots + A_{-n} e^{-jn\psi} + \dots$$

II-24

Ceci conduit au graphique de la figure II-11 dans lequel \overrightarrow{OA} représente le champ rayonné par la moitié droite et \overrightarrow{OB} le champ rayonné par la moitié gauche. Comme $A_i = A_{-i}$, \overrightarrow{OA} et \overrightarrow{OB} sont symétriques et le champ total de l'alignement $\overrightarrow{OC} = \overrightarrow{OA} + \overrightarrow{OB}$ est constamment sur l'axe XX' de la figure II-11

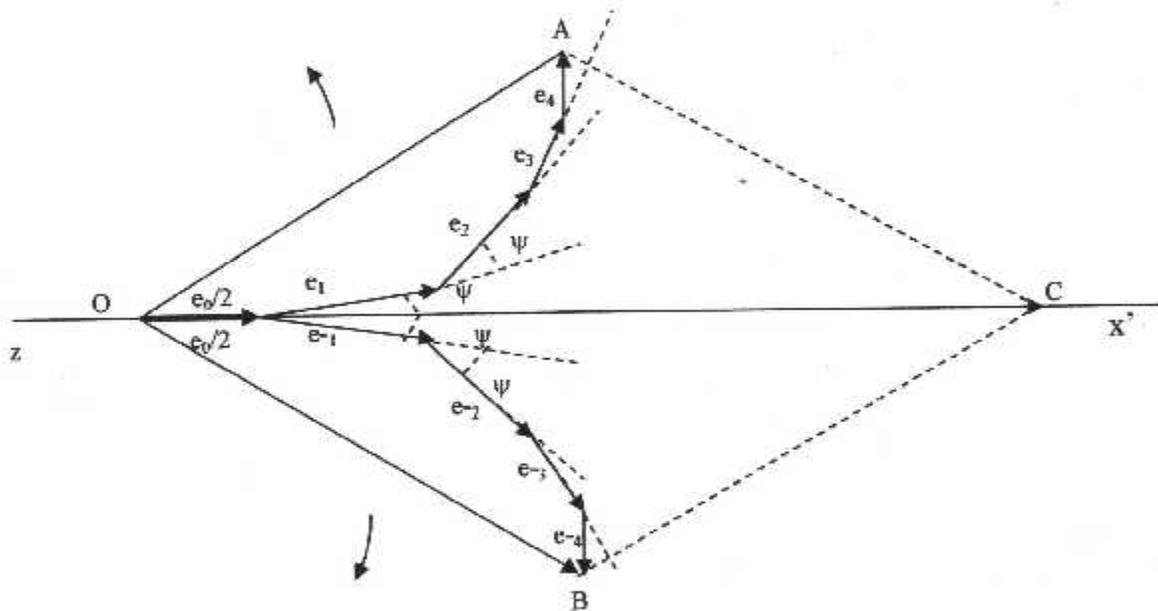


Figure II-11: La représentation graphique des champs.

Conséquences

■ Lorsque θ varie, le champ rayonné par l'alignement atteint la valeur maximale quand $\psi = 0$, ce qui correspond d'après la relation à un angle θ_0 , tel que

$$\sin \theta_0 = \frac{-\varphi}{kd}$$

II-25

de sorte que θ_0 est la direction du maximum de rayonnement de l'alignement.

■ Quand θ varie autour de θ_0 les vecteurs élémentaires e_0, e_1, e_2, \dots s'enroulent les uns par rapport aux autres dans la figure II-11 et les vecteurs \overrightarrow{OA} et \overrightarrow{OB} tournent dans le sens des flèches à partir de l'axe XX' , de sorte que \overrightarrow{OC} diminue de part et d'autre de θ_0 . Pour une certaine valeur θ_1 de θ , \overrightarrow{OA} et \overrightarrow{OB} deviennent perpendiculaires à XX' , et leur résultante \overrightarrow{OC} est nulle : c'est le premier zéro du diagramme de rayonnement. Ensuite \overrightarrow{OA} et \overrightarrow{OB} continuent de tourner, mais est maintenant dirigé suivant OX : de part et d'autre de la direction θ_1 le champ rayonné subit une inversion de sens, c'est-à-dire une variation brutale de phase de π . \overrightarrow{OC} croit donc d'abord, passe par un maximum, diminue et s'annulera quand \overrightarrow{OA} et \overrightarrow{OB} seront à nouveau de sens opposés. On aura alors décrit, dans l'espace, un lobe latéral de rayonnement avec une nouvelle variation de phase de π , \overrightarrow{OC} reviendra dans la direction OX' , et l'on repart pour le lobe secondaire suivant. Et ainsi de suite. Le diagramme de rayonnement est donc constitué par un lobe principal de grande amplitude et par des lobes secondaires successifs d'amplitudes de plus en plus faibles à mesure que les vecteurs élémentaires e_i et e_{-i} s'enroulent sur eux-mêmes.

II.7.3 Influence du déphasage φ sur les diagrammes

La relation II-25 montre que la direction du maximum de rayonnement θ_0 est fonction de φ .

■ Si $\varphi=0$ (alignement équiphase), $\sin\theta_0=0$ et $\theta_0=0$: le maximum se trouve dans la direction Oz de la figure II-10 perpendiculaire à celle de l'alignement, c'est-à-dire à la surface équiphase. Ceci est représenté à la figure II-12a.

■ Si les phases retardent d'une source à la suivante vers les Ox positifs, de sorte que φ soit négatif, (II-25) montre que $\sin\theta_0$ est positif, donc que θ_0 est un angle du premier quadrant : cette situation correspond à la figure II-12b. De même, si les phases avancent de gauche à droite dans la figure II-10, $\varphi>0$, $\sin\theta_0$ est négatif et θ_0 devient un angle du deuxième quadrant II-12c. on voit donc que le faisceau rayonné s'incline, et ceci d'autant plus que $|\varphi|$ augmente et qu'il s'incline du côté où les retardent.

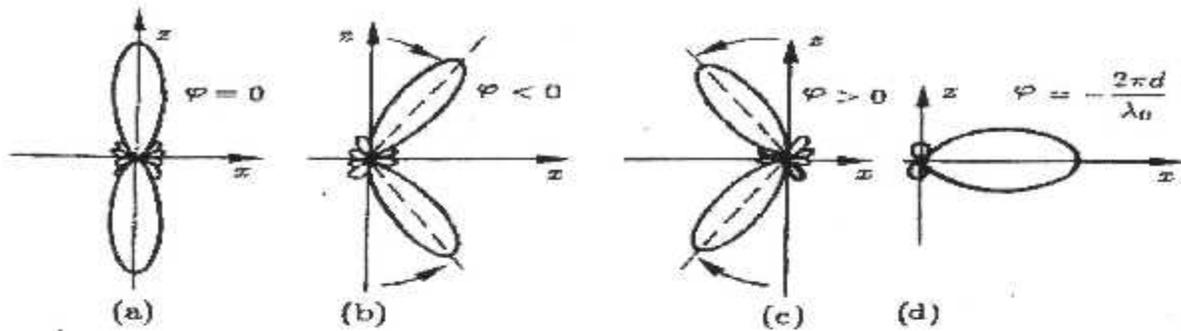


Figure II-12: Influence du déphasage φ sur les diagrammes.

- L'alignement rayonnant en bout (figure d) correspond d'après II-25 à

$$\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda_0} \tag{II-26}$$

Pour ce diagramme, θ_3 est sensiblement plus grand que pour les autres cas.

II.7.4 Distance maximale entre sources. Lobes de réseau

Dans la construction de la figure II-11, l'alignement des vecteurs sur XX' est obtenu chaque fois que ψ est un multiple de (2π) quand $\psi=0$ c'est le cas des sources très proches. Cependant, si les sources sont assez éloignées, la relation II-23 montre qu'il pourra exister des valeurs de θ pour lesquelles $\psi=2\pi m$, m étant un entier non nul, et l'on obtiendra un maximum de rayonnement pour ladite valeur de θ . Supposons donc que la direction θ_0 corresponde à $\psi=2\pi m$, ou m est un entier. Si l'on peut avoir aussi :

$$k d \sin \theta_1 + \varphi = 2\pi(m \pm 1) \tag{II-27}$$

Il y aura un autre maximum pour θ_1 et le diagramme comportera 3 faisceaux identiques, On peut tirer ces trois valeurs de θ de (II-27), qui s'écrit aussi :

$$k d \sin \theta = 2\pi m - \varphi \pm 2\pi$$

Ce qui donne avec (II-25) :

$$\sin \theta = \sin \theta_0 \pm \frac{\lambda_0}{d} \tag{II-28}$$

Pour éviter l'apparition de ces lobes de réseau ou encore faisceaux de second ordre, il suffit de s'arranger pour que (II-28) soit impossible, ce qui est le cas, si :

$$\sin\theta_0 \pm \frac{\lambda_0}{d} > \pm 1$$

Ce qui donne :

$$d < \frac{\lambda_0}{1 + |\sin\theta_0|} \quad \text{II-29}$$

Pratiquement, on est souvent conduit à prendre $d \approx \frac{\lambda_0}{2}$.

On a représenté en figure II-13 le diagramme d'un alignement équiphase en prenant $d/\lambda=5$, on remarque l'existence de deux maximums.

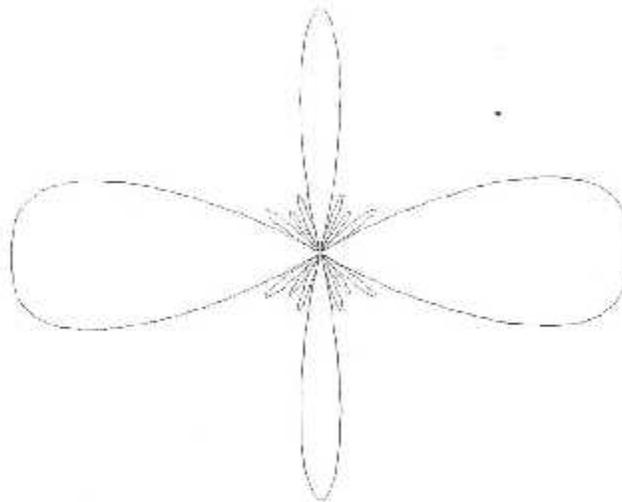


Figure II-13: Diagramme à deux maximums

Cas où les sources sont toutes alimentées avec la même puissance

Ce cas est très important en pratique car il correspond au gain maximal réalisable. Le champ rayonné est E_M , avec $A_i = A_0$ qui peut être mis en facteur, soit :

$$E_M = A_0 \sum_{i=1}^N e^{j(kd \sin\theta - \sin\theta_0) i} \quad \text{II-30}$$

Ce qui donne un champ de la forme :

$$|E_M| = E_0 \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \tag{II-31}$$

Afin de normaliser son maximum à l'unité on prendra comme facteur d'alignement :

$$F_a = \frac{1}{N} \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \tag{II-32}$$

qui correspond au diagramme d'un alignement de sources isotropes. La figure II-14 donne F_a pour des alignements de 2 à 20 sources ;

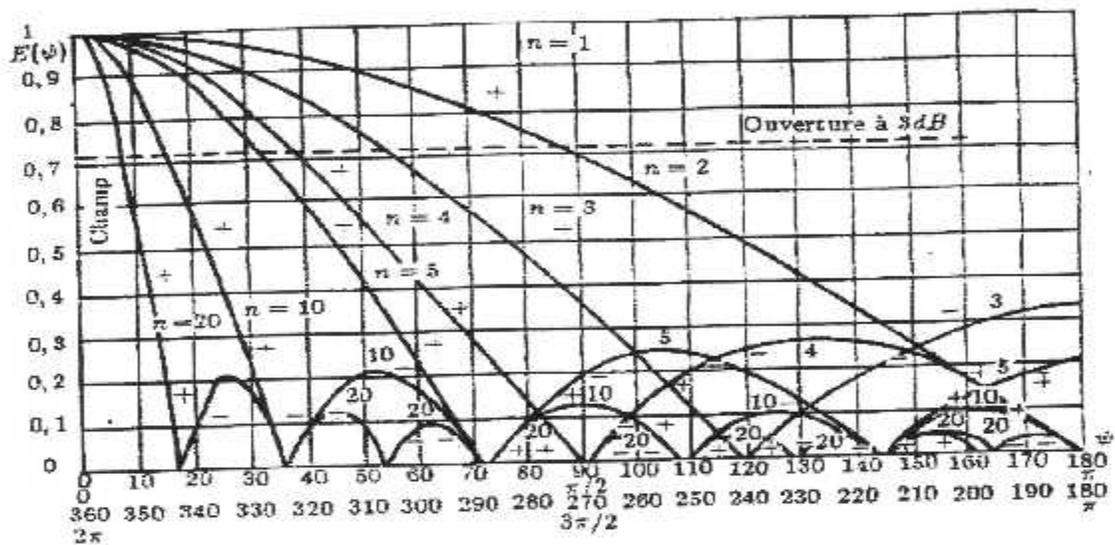


Figure II-14: Diagramme de facteur d'alignement de 20 sources

L'ouverture à 3 dB qui est indiquée correspond au facteur d'alignement ; il faudrait tenir compte de $F(\theta, \phi)$ dans le cas de sources réelles.

La figure II-14 montre que le niveau des lobes secondaires est relativement élevé pour un alignement équiphase, ce qui constitue un inconvénient qui peut être atténué par les méthodes d'optimisation.

II.8 Optimisation des diagrammes

Pour obtenir des diagrammes présentant le maximum de directivité dans une direction donnée et le minimum de lobes secondaires de façon à éviter des réflexions à haute énergie sur des obstacles hors de la direction de rayonnement privilégiée, réflexions qui risqueraient d'interférer avec le rayonnement principal, il faut agir, sur la répartition des amplitudes d'alimentation des sources.

Pour réduire le niveau des lobes secondaires, il faut alimenter l'alignement avec des amplitudes décroissant du centre vers les extrémités : le niveau des lobes secondaires ainsi que l'ouverture du lobe principal seront fonction de la loi de décroissance des amplitudes.

Une méthode de calcul proposée par Dolph permet de déterminer les amplitudes d'alimentation des sources en fonction de leur nombre et du niveau de lobes secondaires voulu.

■ Alimentation de Dolph

La méthode est comparable à la méthode utilisée pour la synthèse des filtres de Tchebychev. Dans cette méthode, le niveau des lobes secondaires est le même et il est réglable. Les ouvertures sont supérieures à celles des alignements équiphases.

■ Alimentation de Taylor

La distribution d'amplitude s'exprime par une fonction de Bessel. Le diagramme est en $\sin(u)/u$. Le niveau des lobes secondaires est réglable. Les ouvertures sont de 15% supérieures à celles obtenues avec la méthode de Dolph.

On a représenté en figure II-15, la forme des diagrammes correspondant à ces deux méthodes.

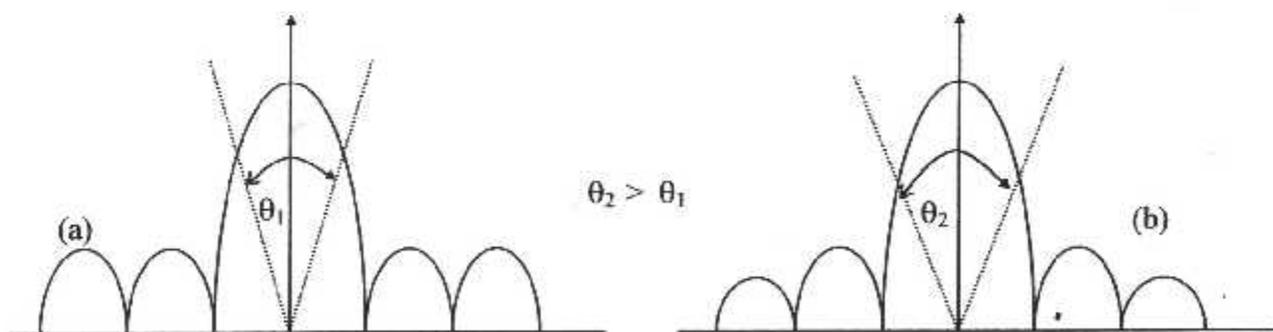


Figure II-15 : Alimentation non uniforme (a) Dolph, (b) Taylor

II.9 Gain des alignements

Soit un alignement de N sources isotropes, d'amplitudes constantes, présentant entre elles un gradient de phase φ . Cet alignement est sans pertes, de telle sorte que la directivité et le gain sont identiques. Il est alimenté par une puissance totale P_t , laquelle est intégralement rayonnée. Sa directivité est donc donnée par (II-11), soit :

$$D_0 G_0 = \frac{4\pi P_{\max}}{P_t} \quad \text{II-33}$$

Si P_i est la puissance alimentant une source de rang (i)

$$P_t = \sum_1^N P_i \quad \text{II-34}$$

Tandis que le champ rayonner par une telle source, à une distance R , à une amplitude donnée par (II-5), soit :

$$|E_i| = \sqrt{\frac{60P_i}{R}} \quad \text{II-35}$$

Dans la direction du rayonnement maximum θ_0 les ψ de la figure (II-11) sont nuls et les champs s'ajoutent arithmétiquement, ce qui donne un champ global :

$$E_0 = \frac{\sqrt{60}}{R} \sum_1^N \sqrt{P_i} \quad \text{II-36}$$

et le vecteur de Poynting correspondant est donné par (II-4) :

$$\Pi = \frac{1}{120\pi} E_0^2 \quad \text{II-37}$$

soit, avec les relations ci-dessus :

$$P_{\max} = \frac{1}{4\pi} \left[\sum_1^N \sqrt{P_i} \right]^2 \quad \text{II-38}$$

D'où la valeur de la directivité tirée de (II-33) :

$$G_0 = \frac{\left[\sum_1^N \sqrt{P_i} \right]^2}{\sum_1^N (\sqrt{P_i})^2} = \frac{\left[\sum_1^N A_i \right]^2}{\sum_1^N (A_i)^2} \quad \text{II-39}$$

si A_i est l'amplitude d'une source de rang (i).

Si les sources élémentaires ne sont pas isotropes mais présentent un gain (g), alors d'après le principe de multiplication des diagrammes, le gain de l'alignement devient :

$$G_i = G_0 \cdot N$$

Dans le cas d'une distribution uniforme, avec $A_i=A_0=\text{constante}$, le gain devient :

$$G_0=N.g$$

On peut considérer que la distribution uniforme est celle qui permet de réaliser la valeur maximale de gain [8].

II.10 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 toute la littérature spécialisée.

Chapitre III :
Etude et analyse du système Localizer

III.1 Introduction

Le système ILS permet le guidage précis d'un avion dans la dernière phase d'approche pour l'atterrissage. A cet effet, l'avion est guidé dans le prolongement de l'axe de la piste et verticalement sous un angle de descente de 3° en règle générale.

La figure III-1 définit les caractéristiques édictées par l'OACI en ce qui concerne le radioalignement de piste qui est l'objet de notre étude. Pour réaliser ce gabarit, nous allons étudier les différents signaux émis par le réseau Localizer.

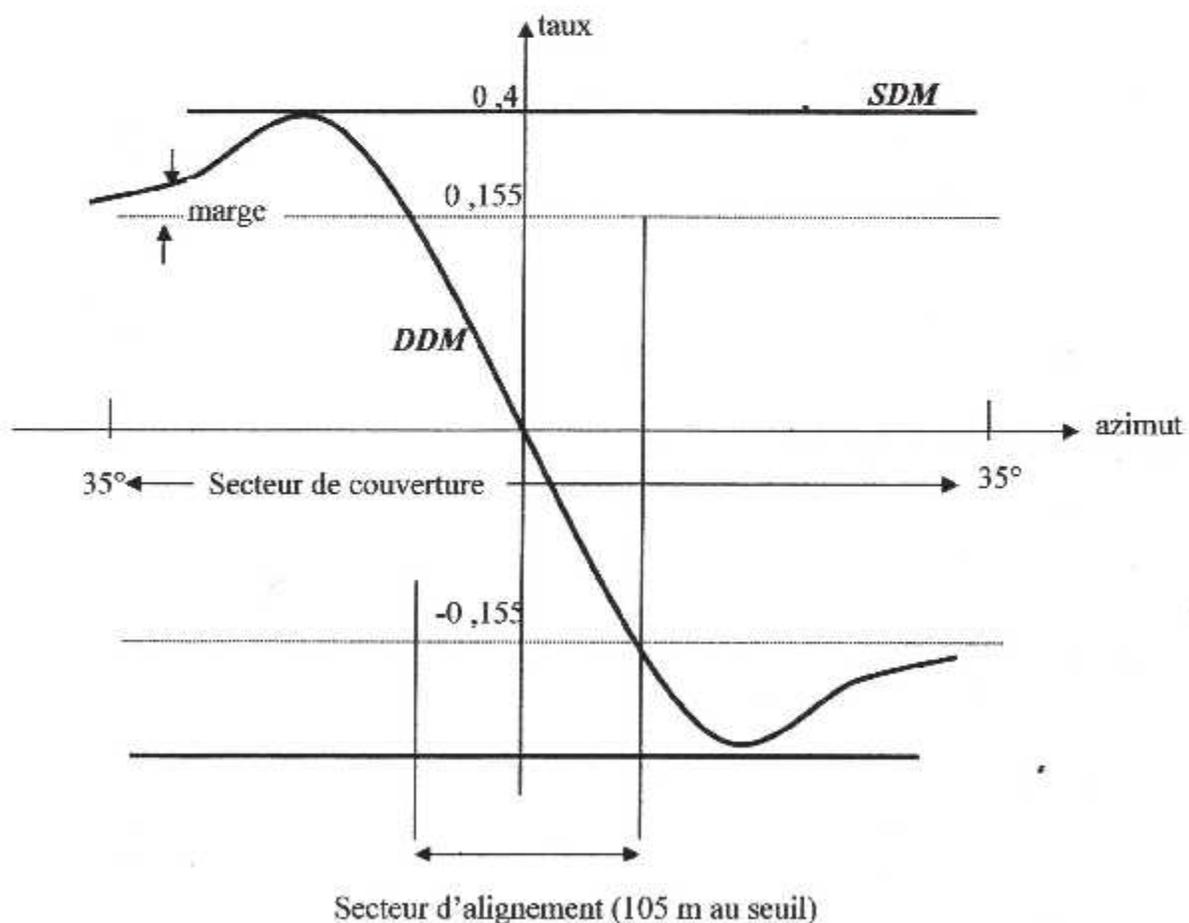


Figure III-1 : Gabarit OACI des valeurs DDM et SDM du LOC

III.2 Génération du signal Localizer

Le fonctionnement d'un LOC se ramène à l'émission de deux types de signaux : le signal CSB et le signal SBO.

III.2.1 Expression du diagramme en champ CSB

Le signal CSB (Carrier Side Band) désigné aussi par P + BL (Porteuse + Bandes Latérales) est un signal modulé en amplitude par du 90 Hz et du 150 Hz et rayonné selon un diagramme pair $P(\alpha)$ par rapport à l'axe de piste ; (où $P(\alpha)$ noté P est le diagramme pair). Le signal d'émission est de la forme :

$$s(t) = \cos \omega t [1 + m_{90} \sin 3\Omega t + m_{150} \sin 5\Omega t] \quad \text{III- 1}$$

$$\Omega = 2\pi \cdot 30 ; \text{ donc } 3\Omega = 2\pi \cdot 90 \text{ et } 5\Omega = 2\pi \cdot 150$$

avec : $m_{90} = m_{150} = 0,2$ (normes O.A.C.I)

Le champ rayonné est alors de la forme :

$$E = \frac{1}{r} \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} r \right) P [1 + m_{90} \sin 3\Omega t + m_{150} \sin 5\Omega t] \quad \text{III- 2}$$

Ou encore : $E = E_r (P + 0,2P \sin 3\Omega t + 0,2P \sin 5\Omega t)$

Et posant : $0,2 \cdot P = F$, on obtient :

$$E = E_r (P + F \sin 3\Omega t + F \sin 5\Omega t)$$

Le signal modulé en amplitude de l'expression III-2 équivaut donc à l'émission simultanée :

- d'un champ de porteuse E_p , rayonné selon le diagramme pair $P(\alpha)$.
- d'un champ de bandes latérales, E_{BL90} , rayonné selon le diagramme pair : $F_{90} = 0,2 \cdot P = F$
- d'un champ de bandes latérales, E_{BL150} , rayonné selon le diagramme pair : $F_{90} = 0,2 \cdot P = F$, donc identique au précédent.

Les 3 champs sont en phase VHF entre eux.

III.2.2 Expression du diagramme en champ SBO

Les signaux SBO (Side Band Only) désignés aussi par BL (Bandes Latérales) sont deux signaux de bandes latérales à 90 Hz et 150 Hz rayonnés selon un diagramme impair $F'(\alpha)$

Le signal d'émission est de la forme :

$$d(t) = k \sin 5\Omega t \cos(\omega t) + k \sin 3\Omega t \cos(\omega t - \pi)$$

ou $d(t) = k \cos \omega t (\sin 5\Omega t - \sin 3\Omega t)$ III- 3

Il existe une égalité des amplitudes d'émission des signaux 90 et 150, mais ils sont en opposition de phase VHF, ce qui entraîne l'égalité en module des deux diagrammes impairs.

Leur opposition de phase est exprimé comme suit :

$$F'_{105} = -F'_{90} = F(\alpha), \quad F(\alpha) \text{ est noté } F'$$

- F'_{150} est en phase VHF avec P à droite de l'axe (et en opposition à gauche, puisque changeant de signe)

- F'_{90} est en phase VHF avec P à gauche de l'axe (et en opposition à droite, puisque changeant de signe). D'où les champs rayonnés :

$$E_{BL,150} = F'_{150} \sin 5\Omega t E_r = F' \sin 5\Omega t E_r$$

$$E_{BL,90} = F'_{90} \sin 3\Omega t E_r = -F' \sin 3\Omega t E_r$$

III.2.3 Le champ global rayonné

Le champ globalement rayonné est donc la somme des champs définis au deux paragraphes cités ci dessus :

$$E = E_p + E_{BL,150} + E_{BL,150} + E_{BL,90} + E_{BL,150}$$

$$\text{ou } E = E_r \left[P + (F - F') \sin 3\Omega t + (F + F') \sin 5\Omega t \right]$$

$$\text{ou } E = E_r P \left[1 + \frac{(F - F')}{P} \sin 3\Omega t + \frac{(F + F')}{P} \sin 5\Omega t \right]$$

On a représenté en figure III-2, les diagrammes CSB et SBO.

La figure III-4 donne un diagramme vectoriel de la DDM :

- En (1), la DDM est nulle,
- En (2), la DDM est négative, on est donc à droite de l'axe et on doit faire une correction à gauche,
- En (3), la DDM est positive, on est donc à gauche de l'axe et on doit faire une correction à gauche,

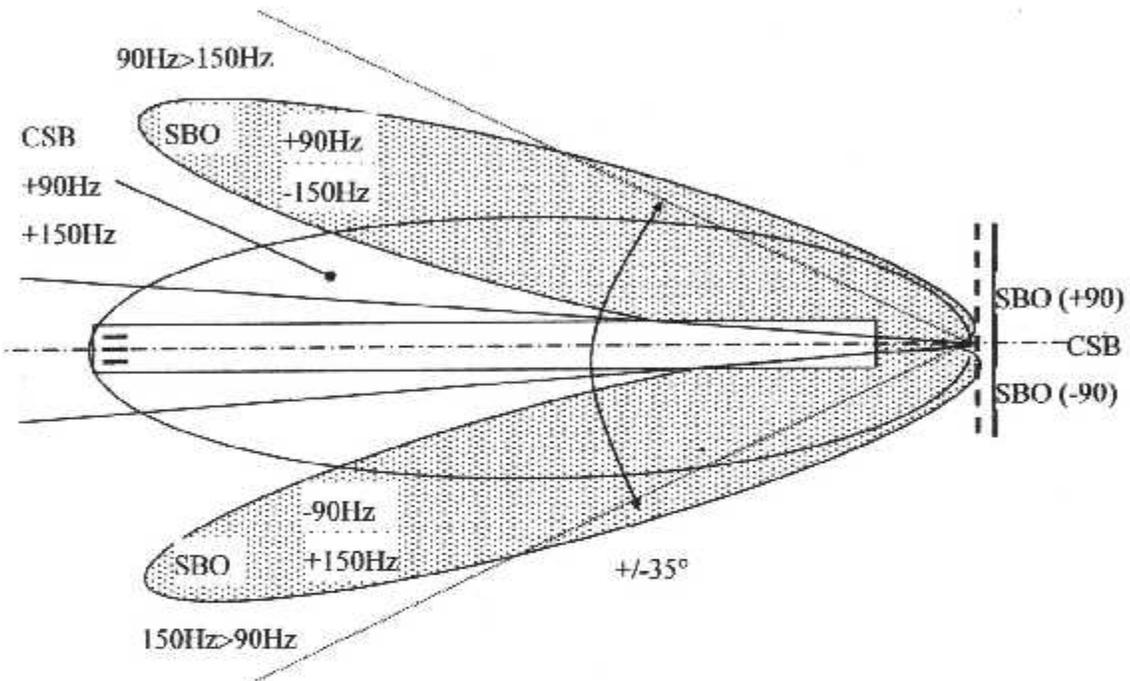


Figure III-2 : Diagrammes CSB et SBO.

III.3 Les expressions des taux de modulation

Le champ total rayonné est comme on l'a vu de la forme :

$$E = E_c P \left[1 + \frac{(F-F')}{P} \sin 3\Omega t + \frac{(F+F')}{P} \sin 5\Omega t \right]$$

Cette expression est donc un signal modulé en amplitude par les signaux 3Ω et 5Ω avec les taux de modulation suivants :

$$M_{90} = \frac{F-F'}{P} = 0,2 - \frac{F'}{P}$$

$$M_{150} = \frac{F+F'}{P} = 0,2 + \frac{F'}{P}$$

On peut remarquer que ces deux taux de modulation apparaissent chacun comme somme de deux taux de modulation partiels :

III.4 Les expressions de la DDM et SDM

Les deux signaux qui sont utilisés par le récepteur de bord pour déterminer sa trajectoire sont la DDM (Somme Des taux de modulation) et SDM (Différence Des taux de modulation). Dans un azimut donné, elles sont définies par :

Les valeurs prises par ces deux paramètres dépendent de F et de F' . Plusieurs cas sont à considérer.

$$DDM(\alpha) = |M_{90}| - |M_{150}|$$

$$SDM(\alpha) = |M_{90}| + |M_{150}|$$

Premier cas : $|F'| < |F|$ (axe et secteur d'alignement en particulier).

$$|M_{90}| = \frac{F-F'}{P} = 0,2 - \frac{F'}{P} = 0,2 \left(1 - \frac{F'}{F}\right)$$

$$|M_{150}| = \frac{F+F'}{P} = 0,2 + \frac{F'}{P} = 0,2 \left(1 + \frac{F'}{F}\right)$$

Pour la DDM, on a :

$$DDM(\alpha) = \Delta = -2F'/P = -2M.F'/F = -0,4F'/F$$

Comme F' est négatif à gauche de l'axe, DDM y est positive ; elle est au contraire négative à droite de l'axe.

Pour la SDM, on a :

$$SDM(\alpha) = \Sigma = 2F/P = 2M = 0,4 \text{ quantité toujours positive.}$$

Deuxième cas : $|F'| > |F|$

• **A gauche de l'axe :** M_{150} est négatif et $|M_{150}| = \frac{F+F'}{P}$; $|M_{90}| = \frac{F-F'}{P}$

Pour la DDM, on a :

$$DDM(\alpha) = 2F/P = 2M = 0,4$$

Pour la SDM, on a :

$$SDM(\alpha) = \Sigma = -2F'/P = -2M.F'/F = 0,4F'/F$$

• **A droite de l'axe** : M_{90} est négative et $|M_{90}| = \frac{F-F'}{P}$; $|M_{150}| = \frac{F+F'}{P}$.

Pour la DDM, on a :

$$\text{DDM}(\alpha) = \Delta = -2F/P = -2M = 0,4$$

Pour la SDM, on a :

$$\text{SDM}(\alpha) = 0,4.F'/F$$

• **Remarques :**

Ces diverses relations fondamentales de l'ILS, montrent que les taux de modulation M_{90} et M_{150} , ne dépendent que du rapport $\frac{F'(\alpha)}{F(\alpha)}$, c'est-à-dire du rapport d'amplitude existant entre le diagramme pair de BL et le diagramme impair de BL.

La définition tout à fait générale d'un LOC par la combinaison diagrammes pairs / diagrammes impairs, n'empêche pas que chacun de ceux-ci peut être somme d'un certain nombre de diagrammes pairs ou impairs partiels.

$$F(\alpha) = F_1 + F_2 + \dots + F_i + \dots + F_n = \sum_{i=1}^{i=n} F_i(\alpha)$$

$$F'(\alpha) = F'_1 + F'_2 + \dots + F'_i + \dots + F'_n = \sum_{i=1}^{i=n} F'_i(\alpha)$$

On aura alors :

$$M_{90} = 0,2 \left(1 - \frac{F'_1 + F'_2 + \dots + F'_i + \dots + F'_n}{F_1 + F_2 + \dots + F_i + \dots + F_n} \right) = 0,2 \left(1 - \frac{\sum_{i=1}^{i=n} F'_i(\alpha)}{\sum_{i=1}^{i=n} F_i(\alpha)} \right)$$

$$M_{150} = 0,2 \left(1 + \frac{F'_1 + F'_2 + \dots + F'_i + \dots + F'_n}{F_1 + F_2 + \dots + F_i + \dots + F_n} \right) = 0,2 \left(1 + \frac{\sum_{i=1}^{i=n} F'_i(\alpha)}{\sum_{i=1}^{i=n} F_i(\alpha)} \right)$$

$$\text{et donc : } \text{DDM} = -0,4 \left(\frac{F'_1 + F'_2 + \dots + F'_i + \dots + F'_n}{F_1 + F_2 + \dots + F_i + \dots + F_n} \right) = -0,4 \left(\frac{\sum_{i=1}^{i=n} F'_i(\alpha)}{\sum_{i=1}^{i=n} F_i(\alpha)} \right)$$

$$\text{SDM} = 0,4$$

résultat valable quand : $|\Sigma F_i| < |\Sigma F_j|$. Δ et Σ s'échangent lorsque $|\Sigma F_i| > |\Sigma F_j|$.

On a représenté en figure III-3, un exemple de DDM et SDM.

La figure III-4 est un diagramme vectoriel de la DDM :

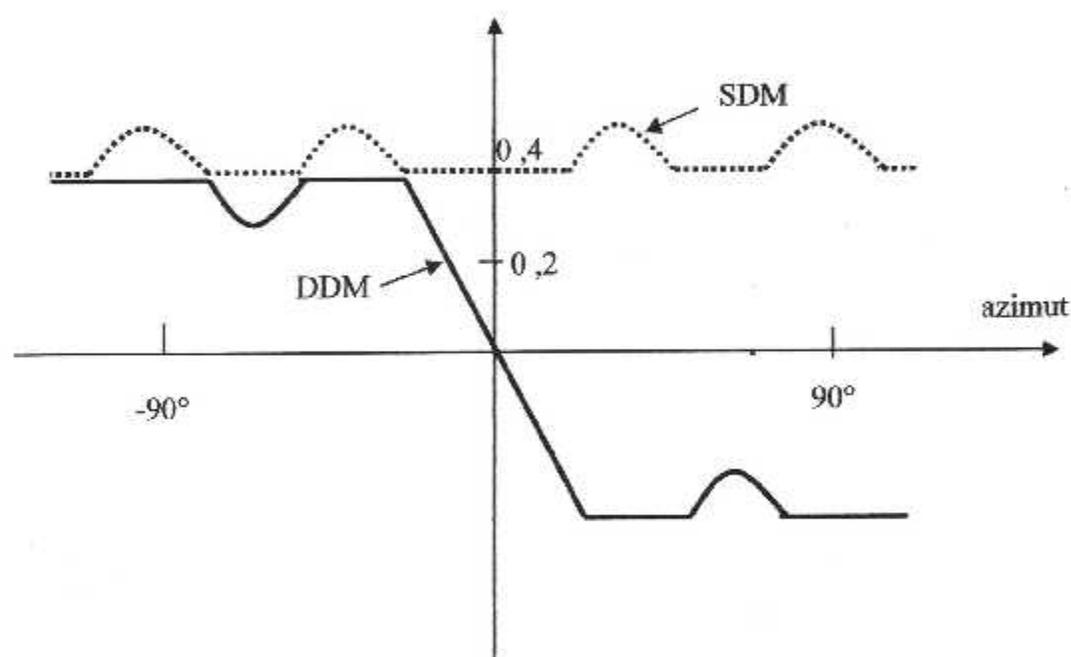


Figure III.3 : Exemples de Signaux DDM et SDM

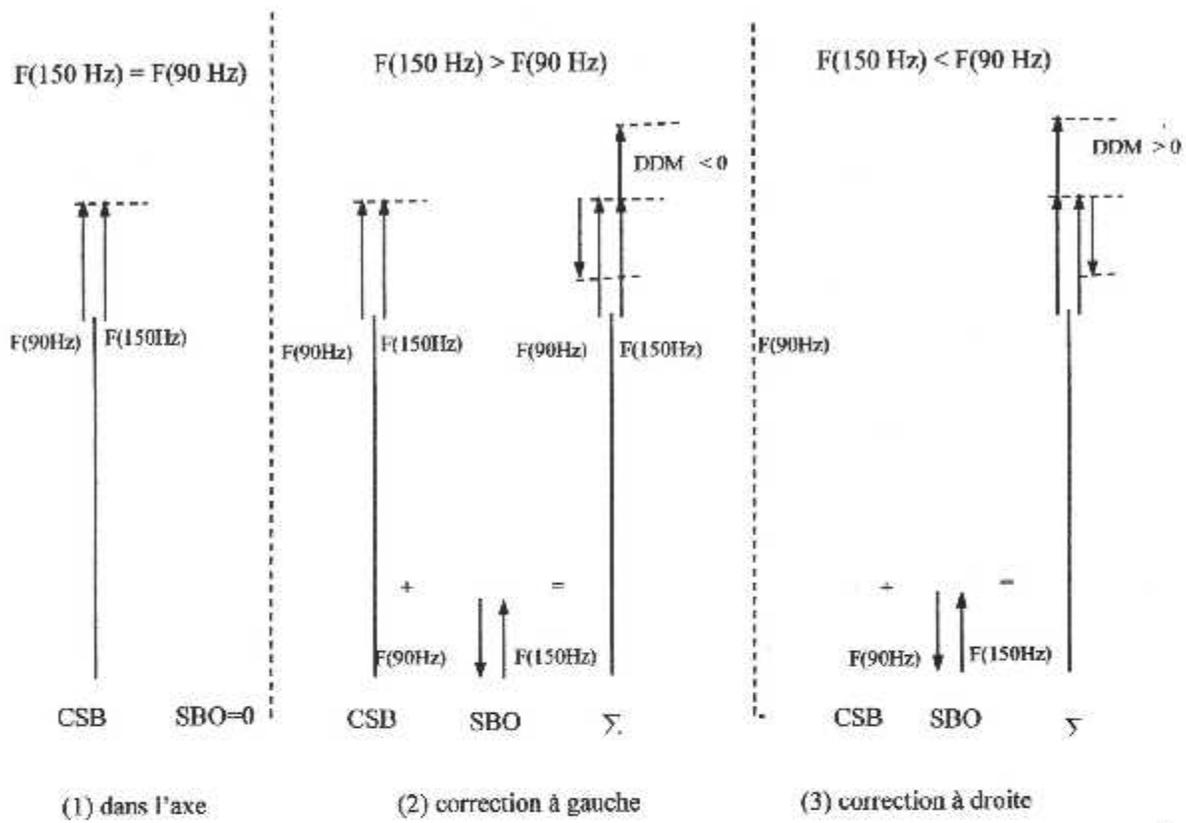


Figure III.4 : Diagramme vectoriel DDM.

• Valeur maximale du rapport $\frac{F'}{F}$

Pour que l'ensemble du système RAP ne surmodule pas (ce qui altérerait la qualité des signaux 90 et 150 de navigation), il faut que la somme des taux de modulation : indicatif + phonie + $M_{90} + M_{150} \leq 1$

$$\text{soit : } 0.1 + 0.3 + 0.4 \frac{F'}{F} \leq 1 \quad \text{d'où : } \frac{F'}{F} \leq 1.5$$

III.5 Localizer : cas de 5 antennes

L'étude d'un réseau de 3 antennes montre qu'il est impossible de respecter les conditions imposées par l'OACI, à savoir une DDM=0,155 au seuil de piste. En effet le demi secteur d'alignement défini à l'aide de 3 antennes est tel que :

$$DDM=0,155=2k\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\frac{\alpha_s}{2}\right)$$

ce qui donne $\alpha_s/2 \approx 7^\circ 2$ (pour $k=0,25$), valeur trop élevée, puisque $\alpha_s/2$ est normalisé en valeur limite supérieure à 3° ; la longueur de piste correspondante est d'environ 500 mètres seulement (figure III-5). Si on veut diminuer l'angle α_s , il faudrait augmenter la valeur de k , ce qui entraînerait une surmodulation.

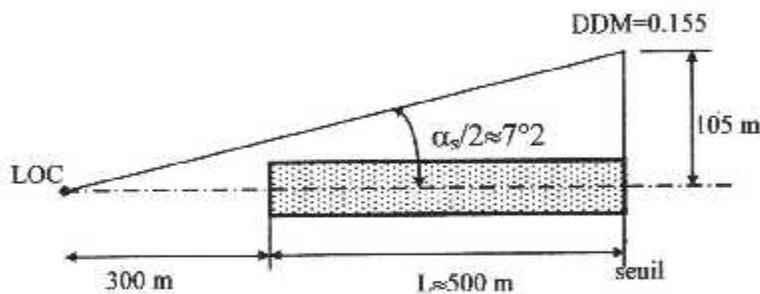


Figure III-5 : Réseau 3 antennes

Pour améliorer les performances du système, il faut augmenter le nombre d'antennes. La figure III-6 montre un réseau constitué de 5 éléments L_2 , L_1 , C , L'_1 et L'_2 .

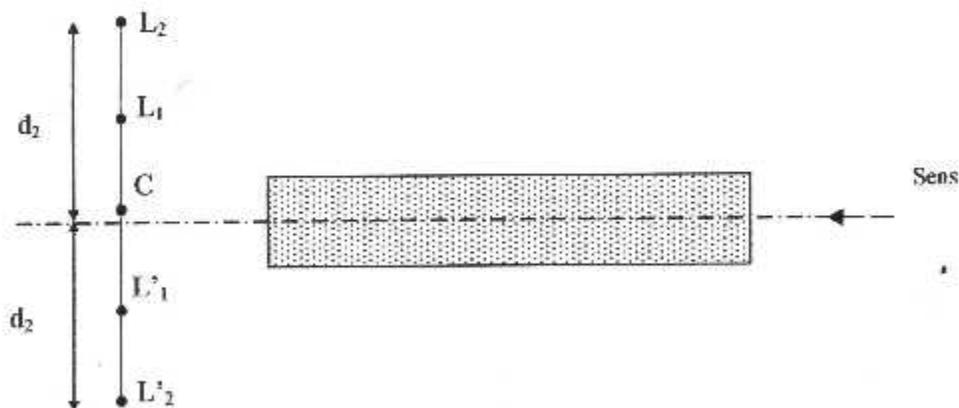


Figure III-6 : Réseau 5 antennes

Le tableau suivant indique les caractéristiques par les différentes antennes.

		Phase			Amplitude	
L_2	$+\pi/2$	$-\pi/2$		$k_2/2$	$k_2/2$	
L_1	$+\pi/2$	$-\pi/2$		$k_1/2$	$k_1/2$	
C	0	0	0	0.2	0.2	1
L'_1	$-\pi/2$	$+\pi/2$		$k_1/2$	$k_1/2$	
L'_2	$-\pi/2$	$+\pi/2$		$k_2/2$	$k_2/2$	
	BL 90	BL 150	Porteuse	BL 90	BL 150	Porteuse

Tableau III-1 : Caractéristiques du réseau 5 antennes

Les expressions de F et F' sont données par :

$$F'_{150} = \left(\frac{k_1}{2} F_{g_1} + \frac{k_2}{2} F_{g_2} \right) F(\alpha) = F'_{150} + F'_{250} = F'$$

$$F'_{90} = - \left(\frac{k_1}{2} F_{g_1} + \frac{k_2}{2} F_{g_2} \right) F(\alpha) = F'_{150} + F'_{250} = -F'$$

d'où les expressions de la DDM et de la SDM :

$$DDM = 2 \left[k_1 \sin \left(\frac{2\pi d_1}{\lambda} \sin \alpha \right) + k_2 \sin \left(\frac{2\pi d_2}{\lambda} \sin \alpha \right) \right]$$

$$SDM = 0,4$$

Valeur du secteur d'alignement

En choisissant les valeurs :

$$k_1 = 0,25 \quad \text{et} \quad 2d_1 = 0,8 \lambda$$

$$k_2 = 0,12 \quad \text{et} \quad 2d_2 = 0,12 \lambda$$

On obtient un demi angle de secteur $\alpha_s/2$ de l'ordre de 3° pour une DDM de 0,155.

En réalité, 5 antennes constituent un réseau minimum et il faut augmenter ce nombre.

III.6 Configuration typique de 13 antennes

On va étudier dans cette partie un réseau réel, le réseau de 13 antennes monofréquence THCSF 381 qui servira pour la réalisation de notre interface graphique.

C'est un ensemble de 13 sources primaires (figure III-7) disposées devant un plan réflecteur. Les (2 x 6) antennes latérales sont équidistantes et espacées de $2d=2,20$ m. Une antenne centrale est située au centre du réseau. Le plan réflecteur situé à 0,68 m de l'alignement des sources est constitué d'une nappe de fils horizontaux. Les antennes élémentaires, toutes identiques, sont des antennes cadre de périmètre ($1 \times \lambda$).

On associe à ce réseau l'ensemble des circuits de distribution VHF situés dans un coffret au pied des antennes.

L'alimentation de ces aériens permet la formation du diagramme pair $P(\alpha)$ et du diagramme impair $F'(\alpha)$.

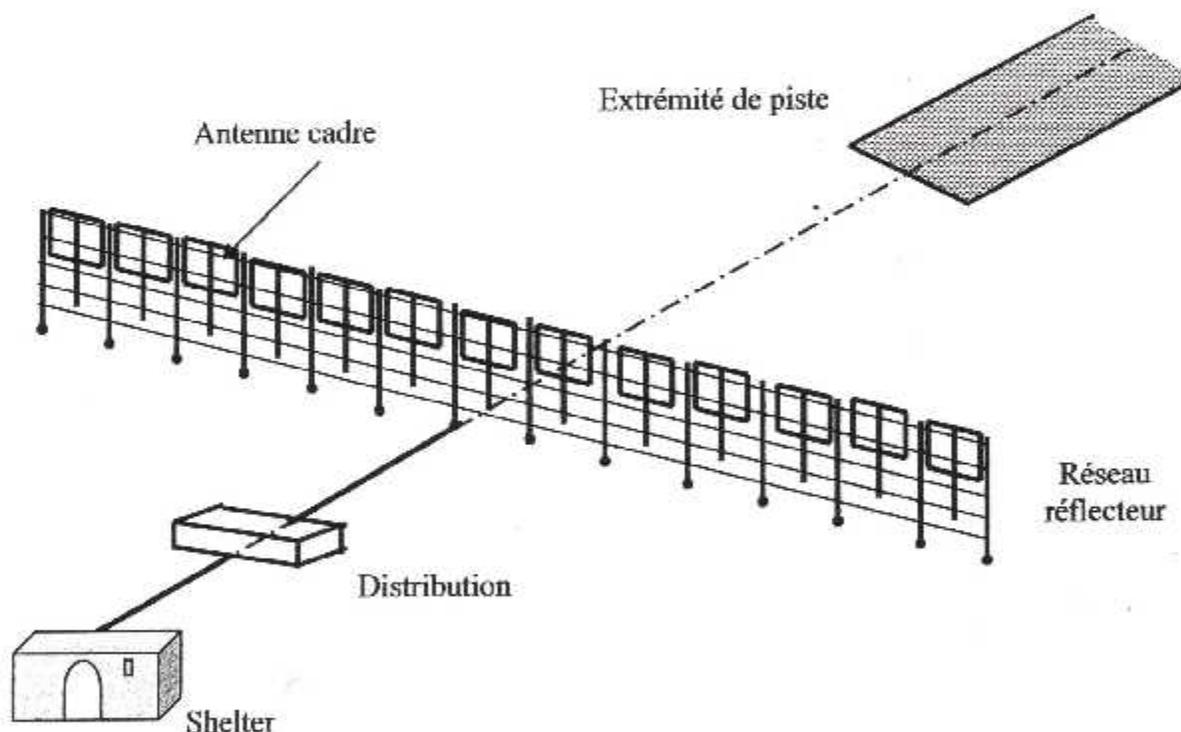


Figure III.7 : Configuration du réseau 13 antennes

III.6.1 L'expression du champ pour le diagramme pair $P(\alpha)$

$s(t) = \cos \omega t [1 + 0,2 \sin 3\Omega t + 0,2 \sin 5\Omega t]$ est rayonné suivant $P(\alpha)$.

$P(\alpha)$ est obtenu par le groupement de 11 antennes alimentées en phase :

$$P(\alpha) = f(\alpha) \left[A_0 + 2 \sum_{i=1}^5 A_i \cos(2i-1)u \right]$$

$$P(\alpha) = f(\alpha) \left[\underbrace{A_0}_C + \underbrace{2A_1 \cos u}_{L_1 L'_1} + \underbrace{2A_2 \cos 3u}_{L_2 L'_2} + \underbrace{2A_3 \cos 5u}_{L_3 L'_3} + \underbrace{2A_4 \cos 7u}_{L_4 L'_4} + \underbrace{2A_5 \cos 9u}_{L_5 L'_5} \right]$$

avec $P(\alpha) \cong \cos(\alpha)$ est le diagramme de l'antenne cadre élémentaire et $u = \frac{2\pi A_i}{\lambda} \sin \alpha$

A_i sont les coefficients d'alimentation donnés en décibels représentés dans le tableau III-2. Ils sont obtenus par des techniques de synthèse de réseaux d'antennes.

III.6.2 L'expression du champ pour le diagramme impair $F'(\alpha)$

$d(t) = k \cos \omega t (\sin 5\Omega t - \sin 3\Omega t)$ est rayonné suivant le diagramme impair $F'(\alpha)$.

$F'(\alpha)$ est obtenu par le groupement de 12 antennes alimentées par pair en position de phase.

B_i sont les coefficients d'alimentation donnés en décibels. Voir tableau ci-dessous.

$$F'(\alpha) = f(\alpha) \sum_{j=1}^6 2B_j \sin(2j-1)u$$

$$F'(\alpha) = f(\alpha) \left[\underbrace{2B_1 \sin u}_{L_1 L'_1} + \underbrace{2B_2 \sin 3u}_{L_2 L'_2} + \underbrace{2B_3 \sin 5u}_{L_3 L'_3} + \underbrace{2B_4 \sin 7u}_{L_4 L'_4} + \underbrace{2B_5 \sin 9u}_{L_5 L'_5} + \underbrace{2B_6 \sin 11u}_{L_6 L'_6} \right]$$

Pour la réalisation des diagrammes pair P et impair F' on a les données suivantes :

$$f = 110 \text{ MHz}$$

$$\lambda = 2,7 \text{ m}$$

$$2d = 2,20 \text{ m} \cong 0,8 \lambda$$

Avec : f : la fréquence émise pour le LOC.

λ : la longueur d'onde.

$2d$: la distance entre deux antennes.

III.7 Génération des signaux Localizer

Nous allons décrire un exemple de réalisation de générateur représenté en figure III-8. Le rôle des différents blocs est le suivant :

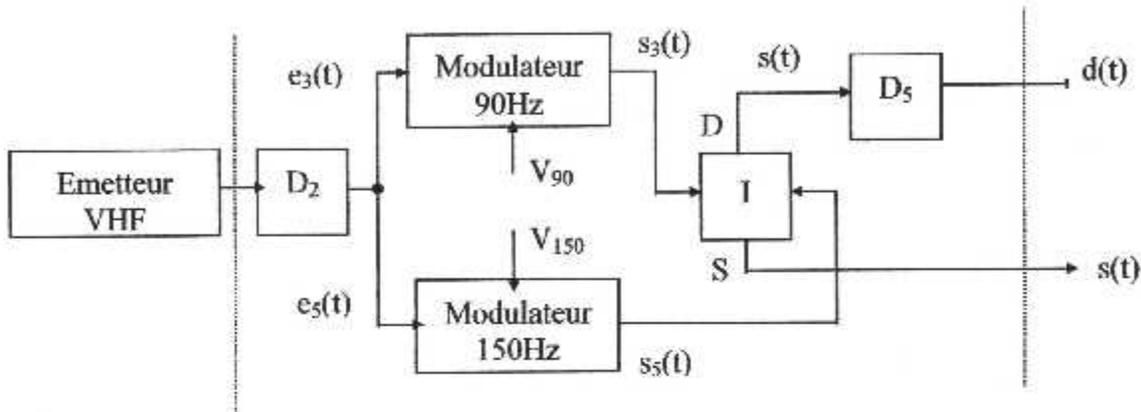


Figure III-8 : Générateur signaux LOC

- L'émetteur VHF délivre le signal « VHF porteuse pure » $e(t) = E_p \cos(\omega t)$
- Le diviseur de puissance D_2 répartit la puissance porteuse en 2 fractions rigoureusement égales destinés à attaquer les étages modulateurs :

$$e_3(t) = A_3 \cos(\omega t) \quad e_5(t) = A_5 \cos(\omega t)$$

- 2 oscillateurs délivrant les signaux de modulation :

$$V_{90} = 2M_{90} \sin 3\Omega t (1-K) + 2k.M_{150} \sin 5\Omega t$$

$$V_{150} = 2M_{150} \sin 5\Omega t (1-K) + 2k.M_{90} \sin 3\Omega t$$

- 2 étages modulateurs fournissent les signaux :

$$s_3(t) = A_3 \cos \omega t (1 + 2M_{90} \sin 3\Omega t (1-K) + 2M_{150} K \sin 5\Omega t)$$

$$s_5(t) = A_5 \cos \omega t (1 + 2M_{150} \sin 5\Omega t (1-K) + 2M_{90} K \sin 3\Omega t)$$

- Un circuit de recombinaison I délivrant à sa sortie S la somme des signaux d'entrée :

$$s(t) = \frac{\cos \omega t}{\sqrt{2}} \{ (A_3 + A_5) + 2M_{90} (A_3 + K(A_5 - A_3)) \sin 3\Omega t + 2M_{150} (A_5 + K(A_3 - A_5)) \sin 5\Omega t \}$$

Cette expression générale se simplifie considérablement avec

avec $A_3 = A_5 = \frac{E_p}{\sqrt{2}}$ et $M_{90} = M_{150} = 0,2$ et devient :

$$s(t) = E_p \cos \omega t (1 + 0,2 \sin 3\Omega t + 0,2 \sin 5\Omega t)$$

qui représente le signal CSB, indépendant du paramètre de réglage k.

en sortie D du circuit de recombinaison I, on obtient la différence des signaux d'entrée :

$$d(t) = \frac{\cos \omega t}{\sqrt{2}} \left\{ (A_5 - A_3) + 2M_{90}(K(A_5 + A_3) - A_3) \sin 3\Omega t + 2M_{150}(-K(A_5 + A_3) + A_3) \sin 5\Omega t \right\} \text{ avec}$$

$$A_3 = A_5 = \frac{E_p}{\sqrt{2}} \quad \text{et} \quad M_{90} = M_{150} = 0,2 \quad , \quad d(t) \text{ devient :}$$

$$d(t) = E_p \cos \omega t \cdot 0,2 \cdot (1 - 2k[\sin 5\Omega t - \sin 3\Omega t])$$

qui représente le signal SBO. On peut en jouant sur le paramètre k, faire varier l'amplitude du champ impair sans affecter l'amplitude du champ pair. [9]

III.8 Les Causes d'erreurs dans le système LOC

Les erreurs sont dues principalement à :

- Erreur de station, plutôt fixe et donnant un certain décalage de l'axe moyen, due par exemple au déséquilibre des taux de modulation, aux déphasages, aux dérèglages des antennes,...
- Erreurs de réflexion parasite (de site, de multitrajet), plutôt variable dans l'espace et se traduisent par des écarts plus ou moins périodiques de l'axe radio appelés coudes (figure III-9).

Le résultat de l'interférence dépend de la relation de phase direct-réfléchi, donc des différences de chemin, variables en fonction de l'avancement de l'avion, d'où une périodicité de l'erreur visible sur l'enregistrement du courant de l'indicateur de bord d'un avion maintenu sur l'axe théorique (figure III-10)

La qualité d'un axe LOC est essentiellement déterminée par son décalage moyen et ses amplitudes de coude. Ces paramètres sont normalisés par l'OACI ET servent à classer LES LOC en catégories.

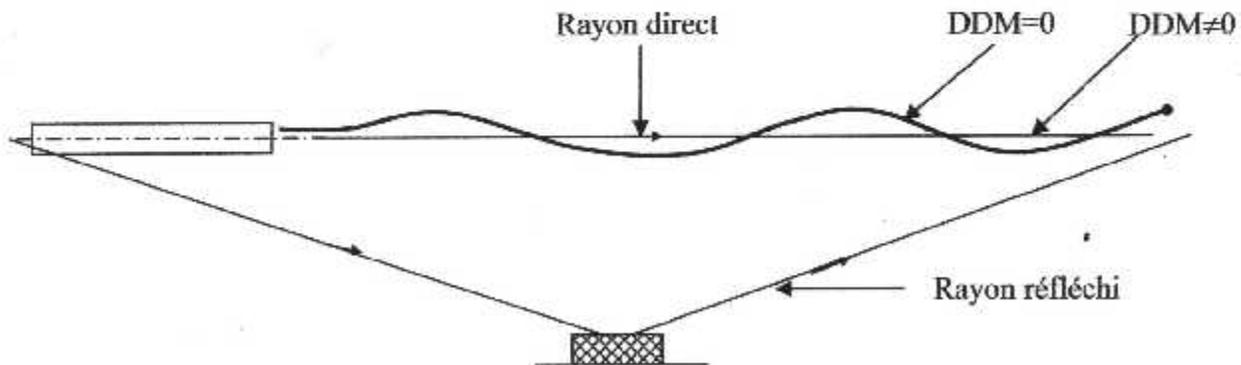


Figure III-9 : Effet de interférences sur la DDM

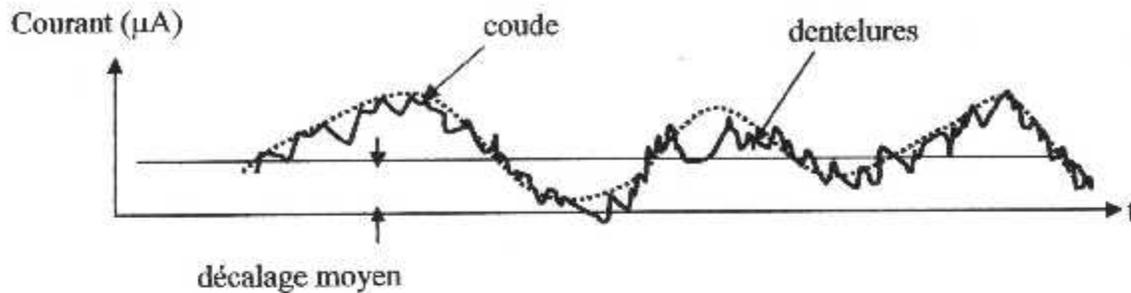


Figure III-10 : Enregistrement signal DDM sur l'axe

III.9 Mesures contre les trajets multiples

Pour lutter contre les interférences dues aux multitrajets, on utilise la technique bifréquence. Inventé vers 1950, elle offre une solution efficace mais. Elle repose sur l'utilisation de deux fréquences f_1 et f_2 qui diffèrent de quelques kilohertz (9 KHz), mais qui sont toutes deux dans la bande passante des récepteurs de bord.

L'ILS n°1 à la fréquence f_1 équipé d'antennes très directives avec très faibles lobes secondaires, assure le service dans le secteur d'alignement de piste et un peu en dehors. L'autre à la fréquence f_2 couvre la région extérieure, ce diagramme est appelé diagramme « clearance ».

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. On a représenté en figure III-11 le diagramme d'antenne d'un système LOC 2F. Il est composé du signal direct et de signaux parasites très faibles réfléchis par les obstacles latéraux éclairés par les lobes secondaires du CSB et SBO. Le signal à la fréquence f_2 , plus faible, comprend un rayon direct qui apporte la même information que le signal n°1 et des signaux réfléchis par les obstacles, d'amplitude assez grande puisque l'ILS n°2 doit rayonner une puissance suffisante pour assurer la couverture dans le secteur où se trouvent ces obstacles. Mais du fait de l'effet de capture, l'amplitude de ces signaux parasites reçus dans le secteur d'alignement à la fréquence f_1 est réduite dans un bon rapport.

Tout se passe à peu près comme si le radiophare directif existait seul. En dehors du secteur d'alignement, c'est le signal f_2 qui est reçu. [10]

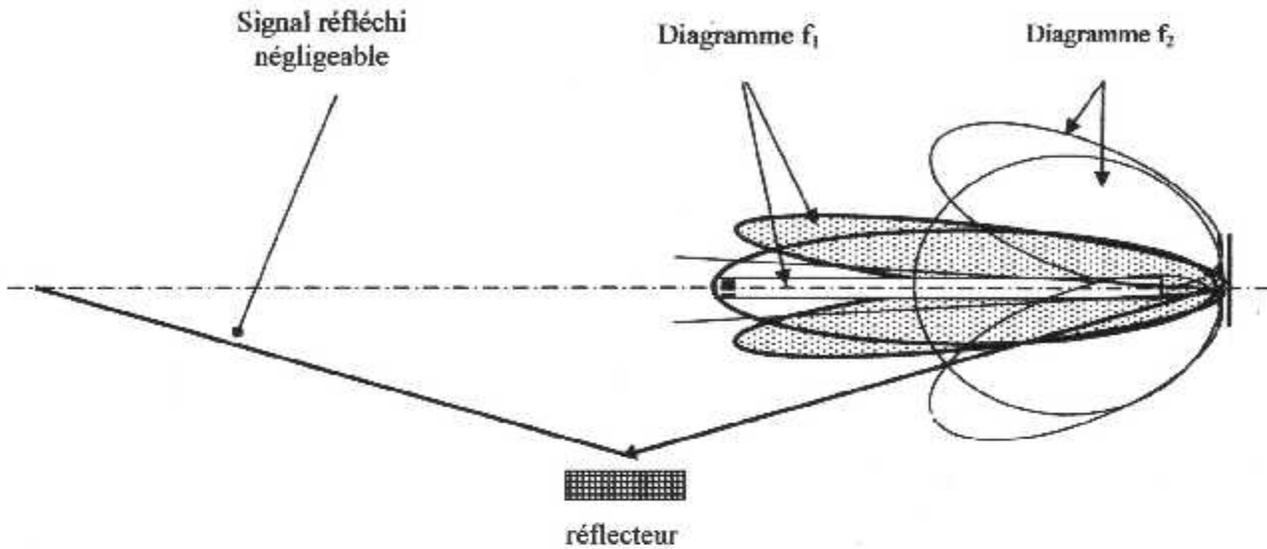


Figure III-11 : Système bifréquence

III.10 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les expressions des signaux permettant d'obtenir les diagrammes pair et impair du système LOC ainsi que les expressions générales de la DDM et de la SDM, signaux utilisables à bord. Nous avons vu, que pour respecter les normes OACI, il fallait des systèmes avec un grand nombre d'antennes et que pour lutter contre le phénomène des multitrajets on pouvait utiliser des systèmes bifréquences.

Chapitre IV :
Simulation

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 Localizer d'approche et d'atterrissage de l'ILS.

IV.2 Qu'est ce qu'une simulation

IV.2.1 Définition

La simulation telle qu'elle est définie généralement 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.

L'évolution des performances du système est prise d'après son quantitatif c'est à dire :

lié à démontrer les propriétés du comportement du système, ainsi que sa compréhension à partir de son aspect fonctionnel.

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 différentes 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 :

- L'alimentation (amplitude et phase)
- Distance entre antennes (espacement horizontal)
- L'augmentation du nombre d'antenne
- Distance entre antenne et plan réflecteur

Le changement de ces paramètres peut donner des variations :

Dans le bon sens :

- Avoir une bonne directivité
- Diminution des lobes secondaires
- DDM convenable dans le secteur d'alignement

Dans le mauvais sens :

- Distorsion des diagrammes
- Dissipation de l'énergie vers d'autres directions que celle voulue (privilège)

Donc en changeant les entrées d'une manière correcte on obtient des résultats qui répondent exactement aux besoins (résultats donnés par le constructeur c'est-à-dire DDM convenable dans les 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 :

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

■ 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 du « 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, le 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 modifiables telles que la taille, le nom, la position, le titre, la couleur, etc.

• Les contrôles

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

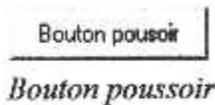
Sous une interface graphique, la communication avec l'utilisateur est généralement établie à l'aide des « contrôles » tels que les groupes d'options, cases à cocher, bouton de commande, textes statiques et textes modifiables. Ainsi, les programmes offrent une meilleure convivialité, car il suffit d'un 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 par mis ces derniers :

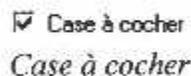
- ***Bouton poussoir**

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.



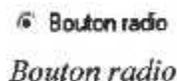
- ***Case à cocher**

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'ils 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**

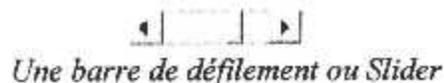
Les boutons radio ou bouton d'options offrent à l'utilisateur la possibilité de choisir entre plusieurs alternatives exclusives. Comme les cases à cocher, les boutons radio se comportent comme des interrupteurs indiquant leur état d'activation. La seule différence est qu'ils doivent être programmés comme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



List popup

*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

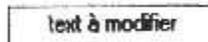
Une désignation, que l'utilisateur ne peut modifier, est utilisée pour afficher un texte. Il s'agit normalement d'un titre ou d'une brève explication. La de cctte zone peut être modifiée par programmation.

text statique

Zone de texte statique

• 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 utiliser par l'application.



Zone de texte éditable

* les cadres ou frames

Ce sont des rectangles que l'on dessine autour de différents contrôles pour les répartir en groupes logiques, dans un but d'esthétique ou de fonctionnalité.[11]



frames ou cadres

IV.4 Description générale de l'interface

Notre interface graphique est constituée de 2 fenêtres :

- ♦ La première fenêtre est utilisée pour la lecture des données relatives aux antennes du LOC.

Nous avons tenté de la rendre la plus claire possible. Elle rassemble les données suivantes pour un réseau maximum de 13 antennes :

- amplitudes du réseau pair (une zone de texte éditable)
- phases du réseau pair (une zone de texte éditable)
- amplitudes du réseau impair (une zone de texte éditable)
- phases du réseau impair (une zone de texte éditable)
- positions relatives des antennes par rapport au centre (une zone de texte éditable)

La fenêtre contient aussi une zone éditable pour chacun des paramètres suivants :

- longueur d'onde,
- distance entre antenne (2d),
- distance du réflecteur par rapport au réseau,
- longueur de piste,
- distance moyen de l'obstacle par rapport à l'axe de piste,

L'interface présente un dessin de la piste et du réseau d'antennes afin de faciliter son utilisation.

Les données sont rentrées par l'utilisateur dans les cases correspondantes. La lecture des données s'effectue à l'aide d'un bouton poussoir.

La figure IV-1 donne une illustration de la fenêtre.

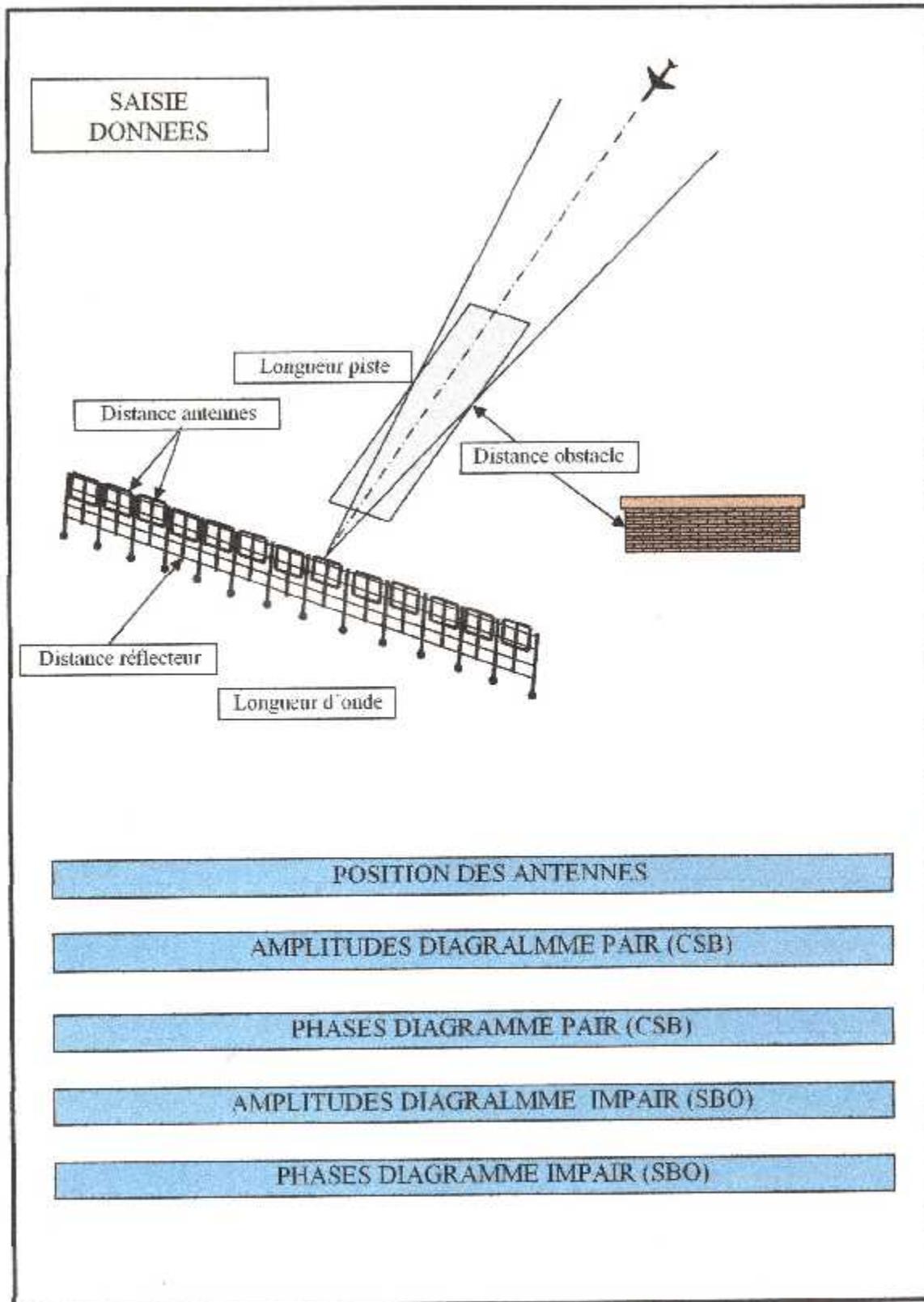


Figure IV-1 : Fenêtre graphique N°1 : de saisie des données.

- ◆ La seconde fenêtre est réservée pour exécuter les différentes fonctions du logiciel ainsi que pour la visualisation des diagrammes et des signaux.

Les fonctions sont les suivantes :

- Tracé du diagramme cartésien général,
- Tracé du diagramme pair et impaire cartésien,
- Tracé du diagramme pair et impair polaire,
- Tracé des taux de modulation,
- Tracé DDM et SDM,
- Simulation des interférences multitrajets,
- Simulation de l'indicateur de la DDM du LOC en phase d'atterrissage,

Un espace est prévu dans la fenêtre pour la visualisation des signaux et tracés.

L'exécution des programmes se fait par une liste « popup » en sélectionnant le programme désiré.

Une illustration de la fenêtre est donnée dans la figure IV-2.



Figure IV-2: fenêtre graphique N°2 : Exécution des programmes.

IV.5 Les organigrammes

◆ Première interface graphique

- **Programme** : pour la réalisation de la première interface graphique (DONNEE)
L'organigramme est décrit dans la figure IV-3.

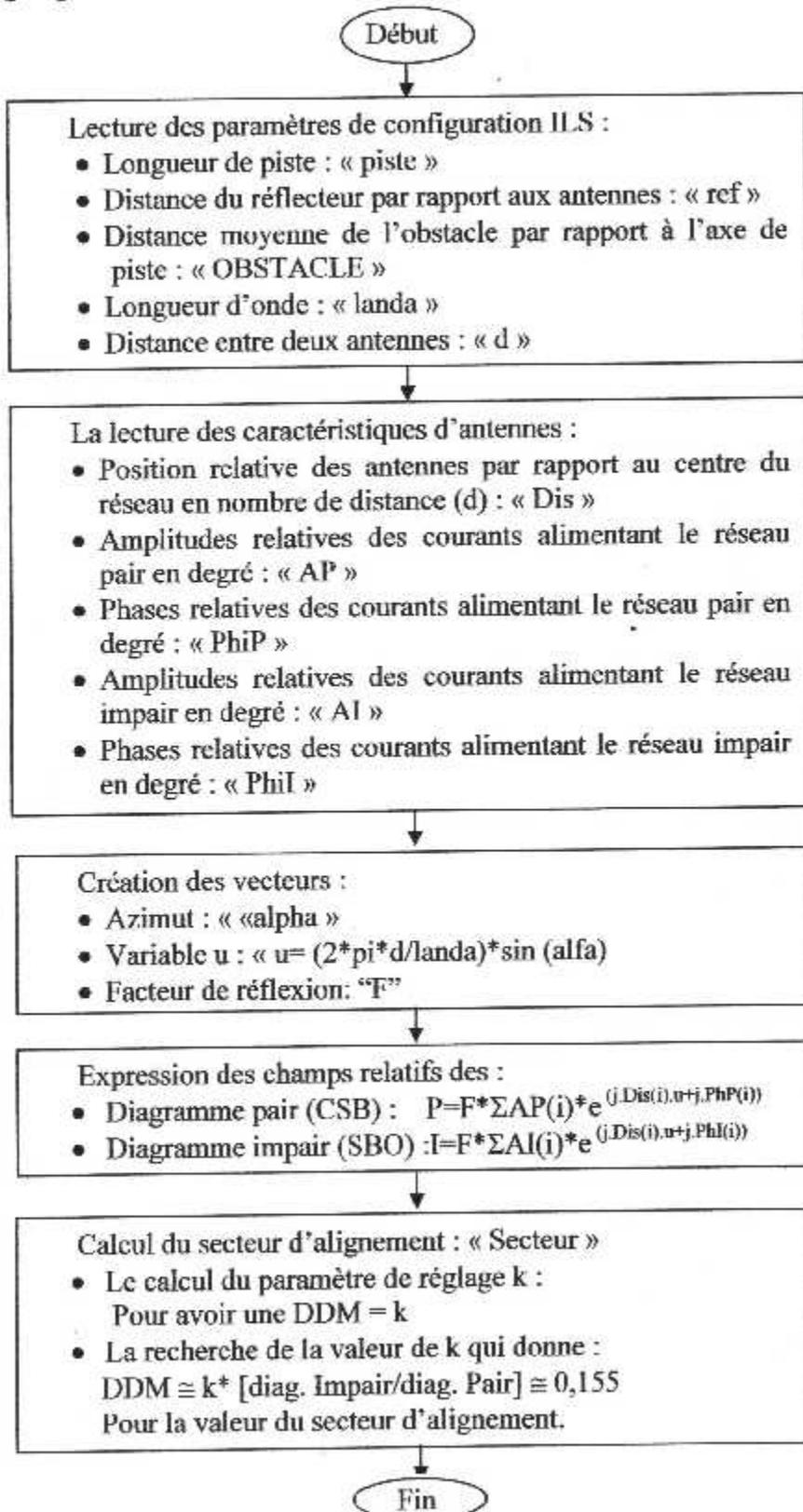


Figure IV-3 : Organigramme de l'interface graphique N° 1.

♦ *Deuxième interface graphique*

- **Programme :** pour la réalisation de la 2^{ème} interface graphique (exécution des programmes)

Le programme principal est donné en figure IV-4, les sous-programmes en figure IV-6 et IV-7.

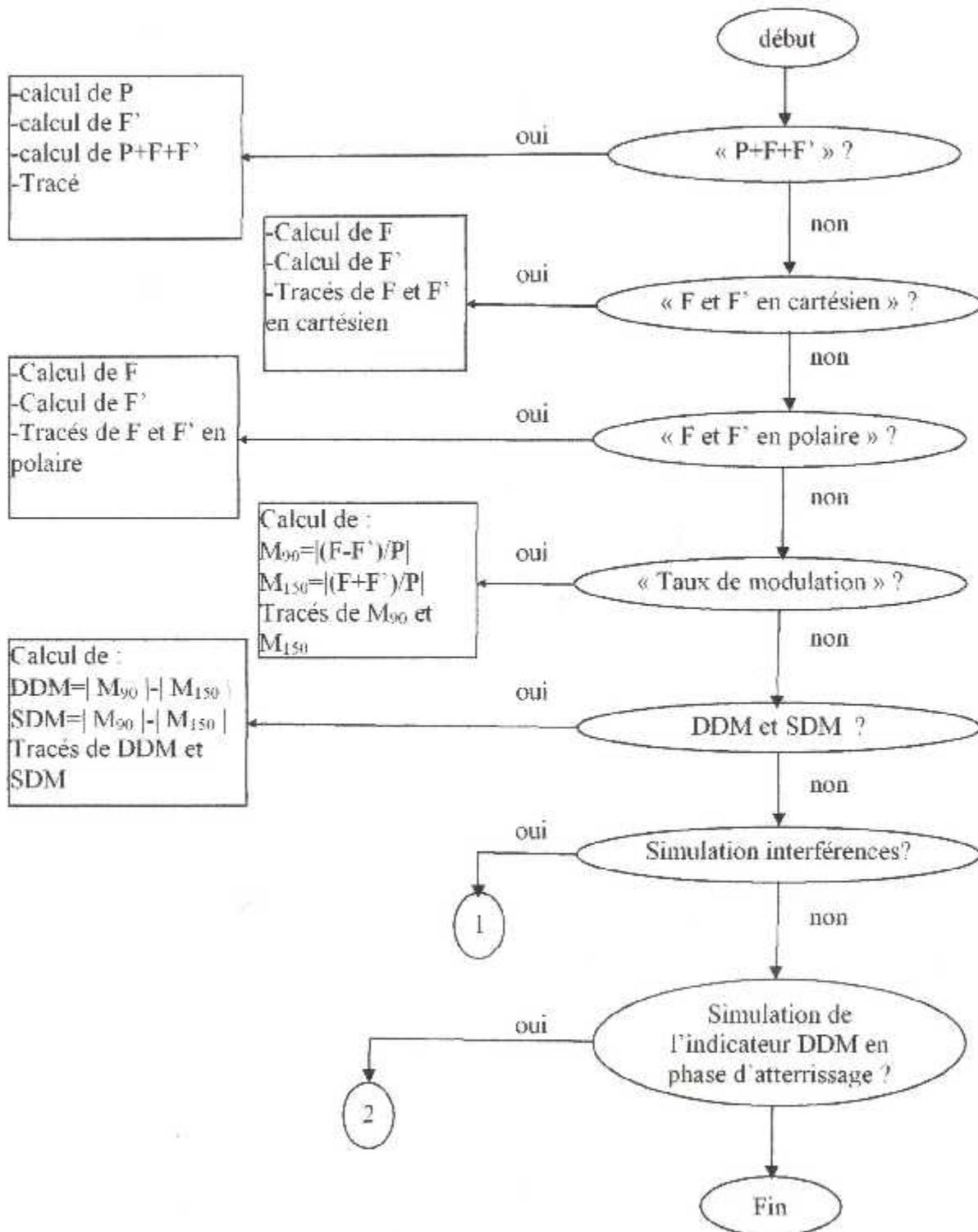


Figure IV-4: Organigramme du programme principal fenêtré N°2.

◆ Sous-programme de simulation des interférences multitrajets

Les sous programmes sert à simuler la DDM reçue par l'avion sur l'axe de piste en présence d'obstacle la figure IV-5 schématise le cas donc :

- r : la position initiale de l'avion par rapport au Localizer
- v : la vitesse
- d : la distance d'obstacle par rapport à l'axe de piste

on a : $r_1 = OA + AB$
 $r = r_0 - vt$
 avec: r est la position de l'avion sur l'axe

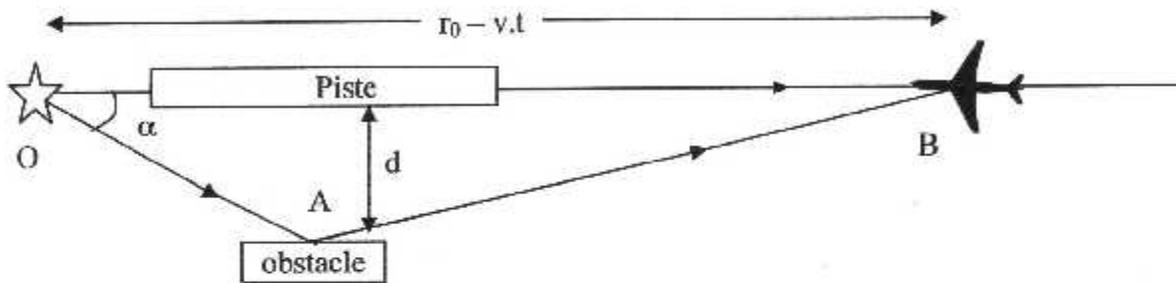


Figure IV-5 : Les interférences multitrajets.

Le signal reçu par l'avion c'est la somme du signal direct et du signal réfléchi pour les diagrammes pair et impair.

Le signal pair P_1 reçu par l'avion (en présence de l'obstacle) est :

$$P_1 = \underbrace{P_1(0) \cdot e^{-jkr}}_{\text{signal direct}} + \underbrace{P_1(\alpha) \cdot e^{-jkr_1}}_{\text{signal réfléchi}}$$

Le signal impair F'_1 reçu par l'avion (en présence de l'obstacle) à pour expression :

$$F'_1 = \underbrace{F'_1(0) \cdot e^{-jkr}}_{\text{signal direct}} + \underbrace{F'_1(\alpha) \cdot e^{-jkr_1}}_{\text{signal réfléchi}}$$

la DDM en présence de l'obstacle s'écrit :

$$|DDM| = |M_{1/90}| - |M_{1/150}|$$

avec :

$$M_{1/90} = 0,2 - k(F'_1/P_1)$$

$$M_{1/150} = 0,2 + k(F'_1/P_1)$$

Le sous-programme (1) est représenté dans la figure IV-6 :

Le sous-programme (1) est représenté dans la figure IV-6 :

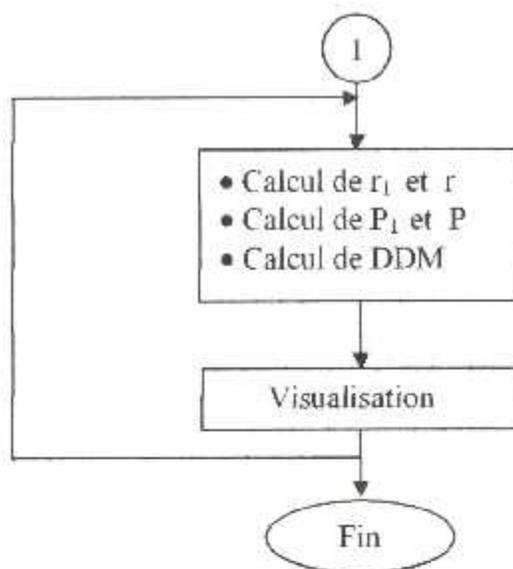


Figure IV-6: Organigramme du sous programme (1).

Le sous-programme (2) est représenté dans la figure IV-7:

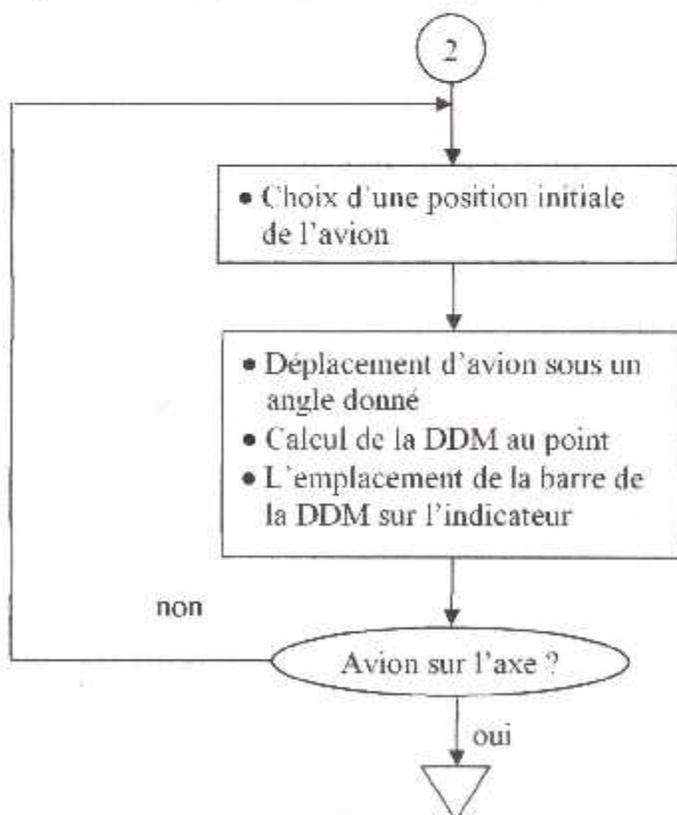


Figure IV-7 : Organigramme du sous programme (2).

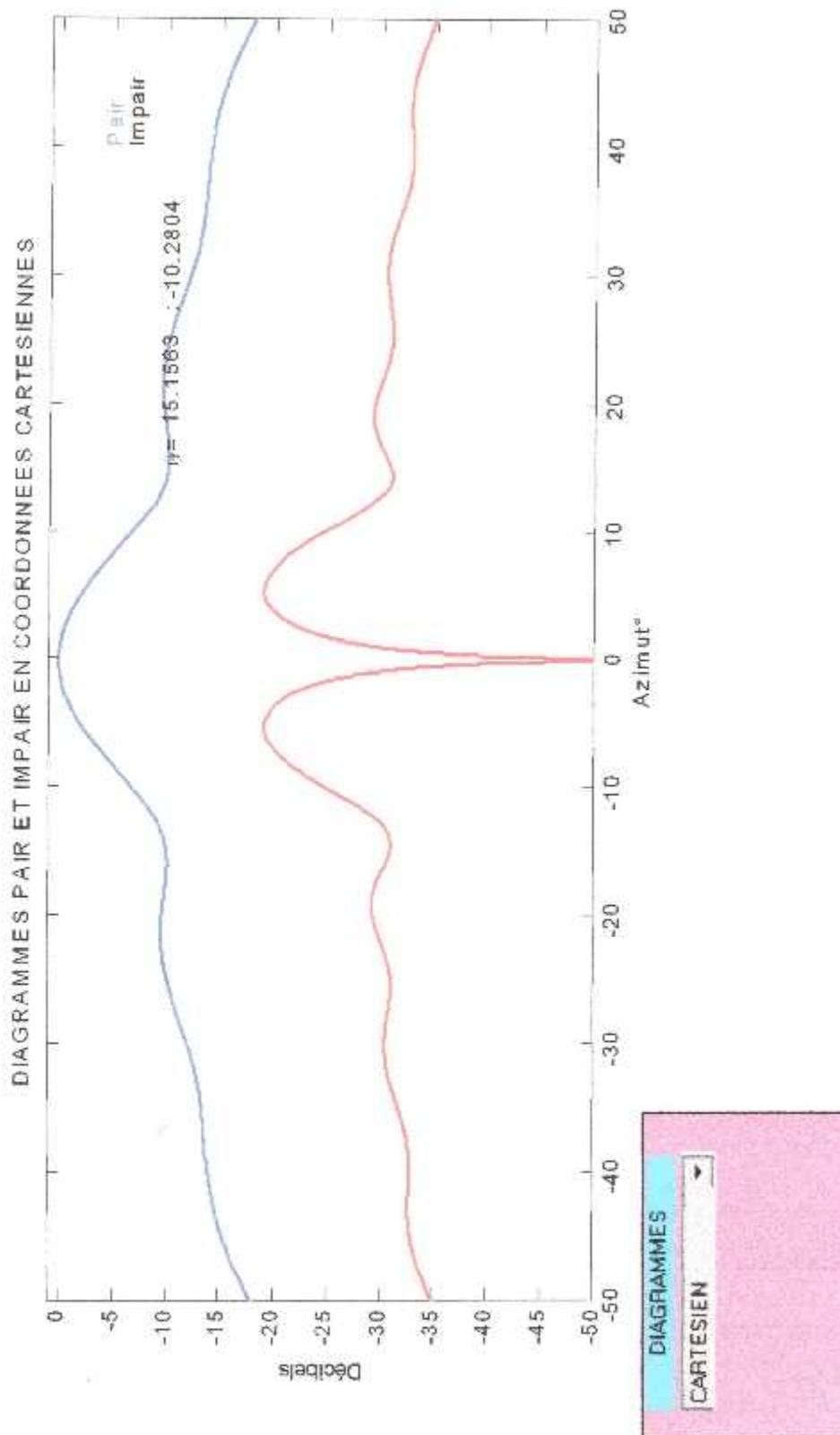


Figure IV-8: Diagrammes pair et impair en cartésien (dB).

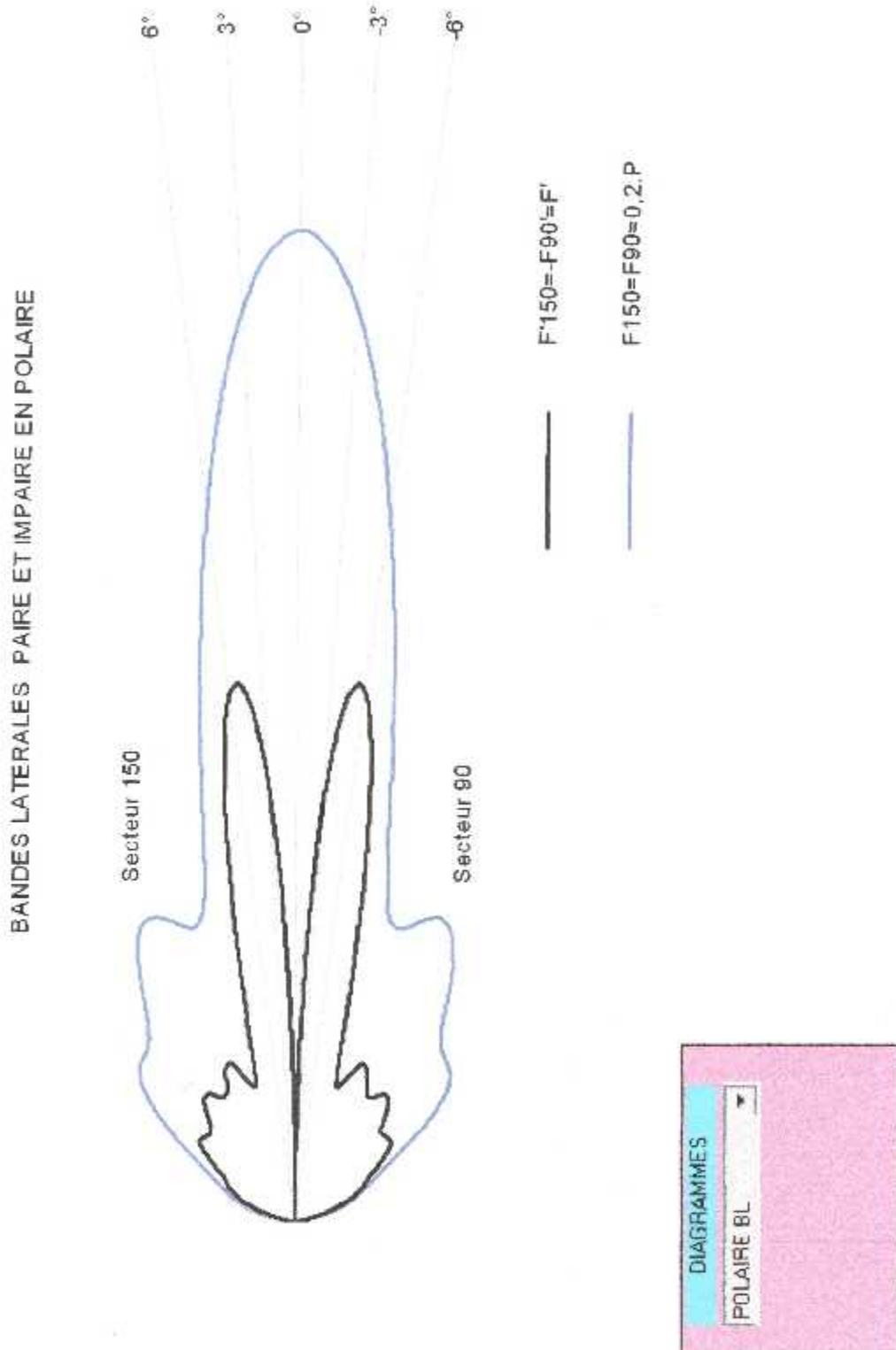


Figure IV-9 : Diagrammes pair (F) et impair (F') en polaire

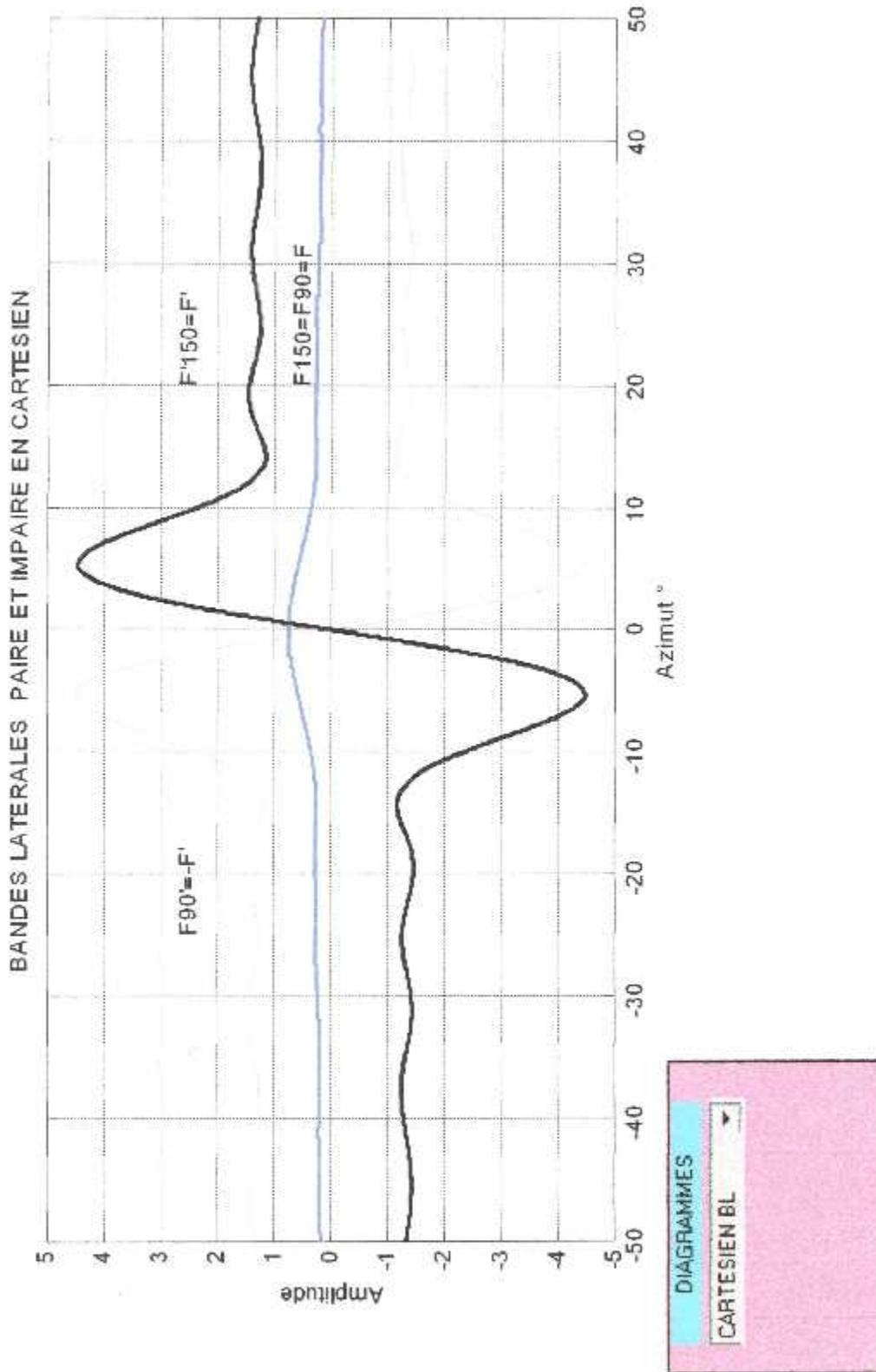


Figure IV-10 : Diagrammes pair (F), impair (F'_{150}) et impair (F'_{90}) en cartésien.

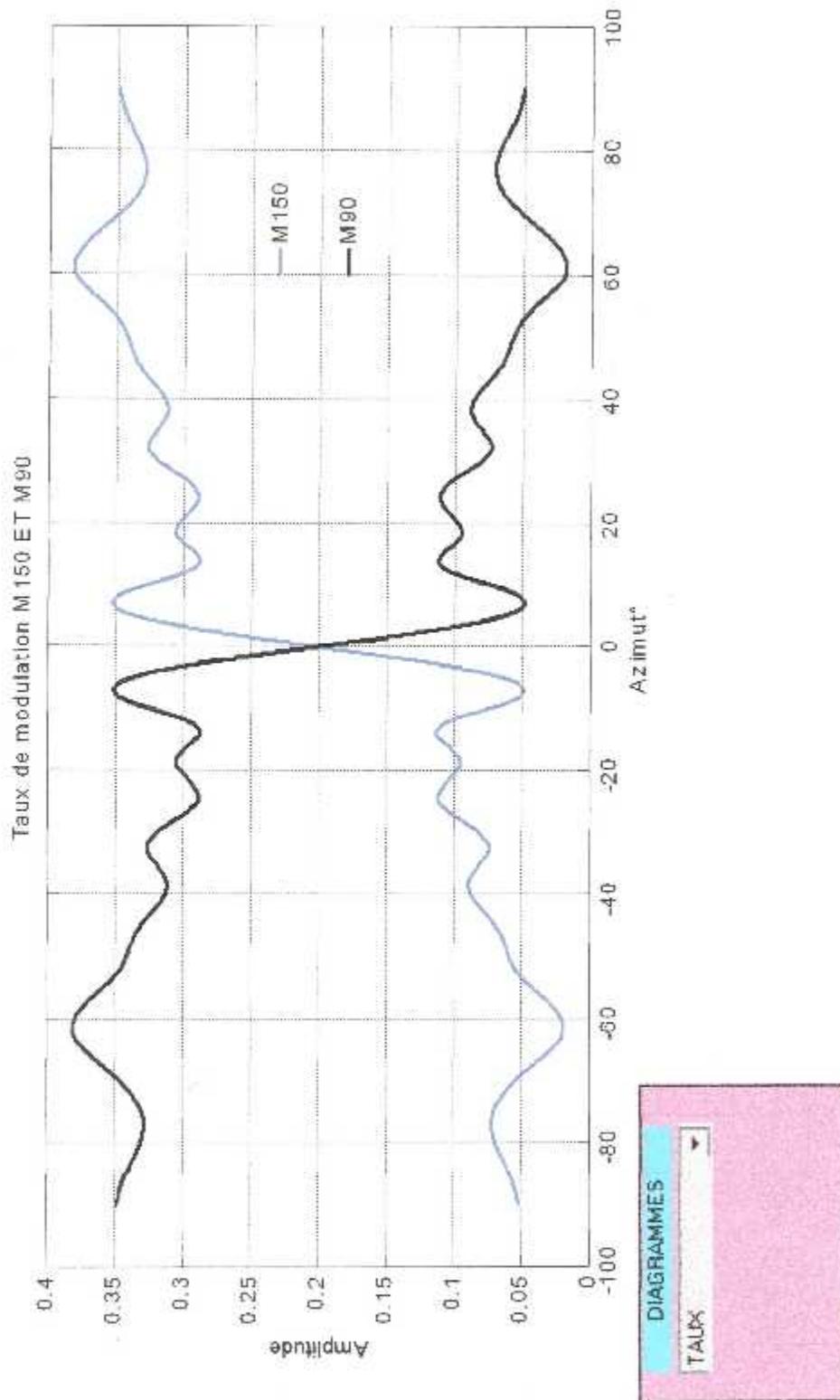


Figure IV-11: Taux de modulation.

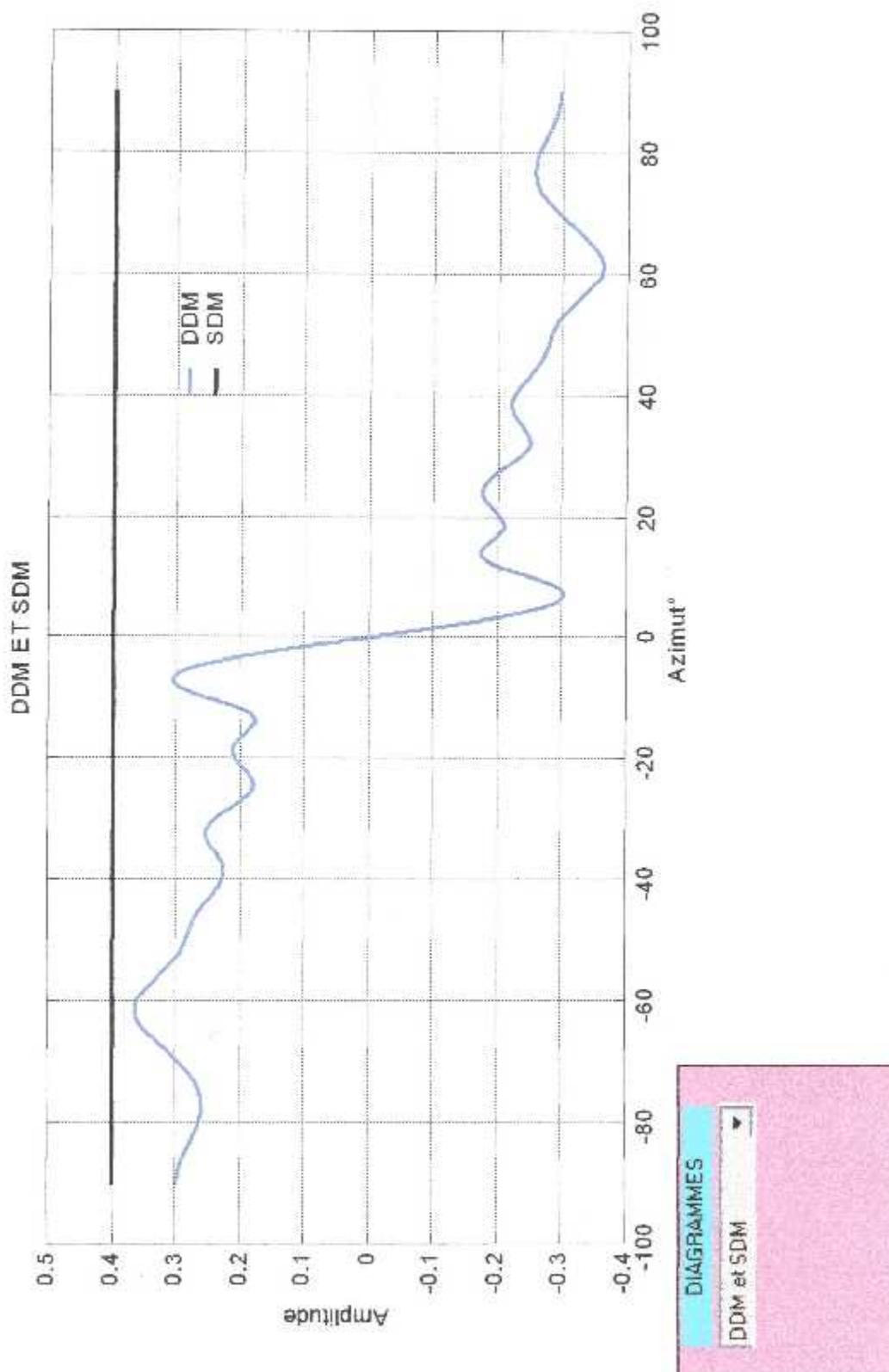


Figure IV-12 : Somme et différence des taux de modulation

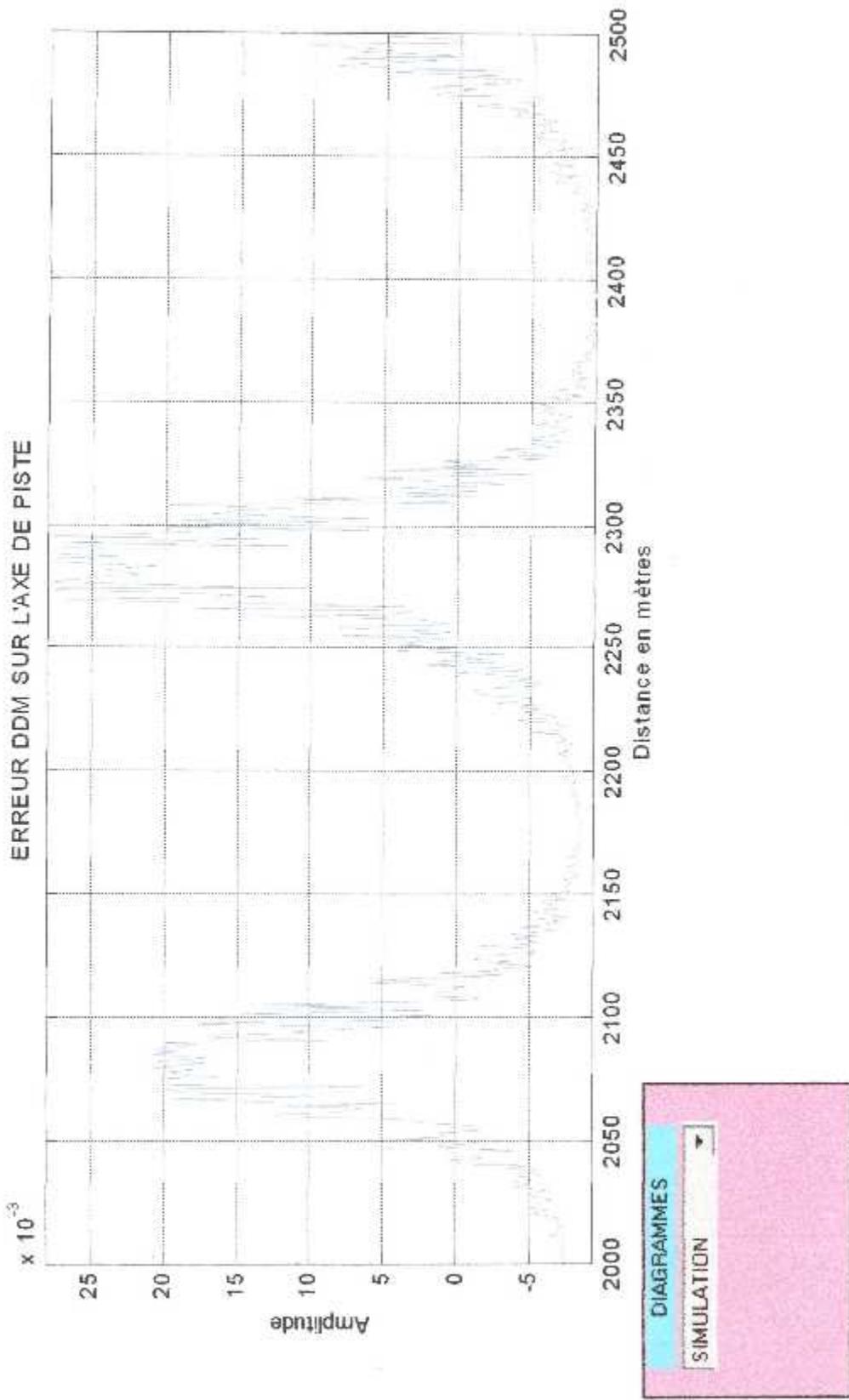


Figure IV-13 : Visualisation.

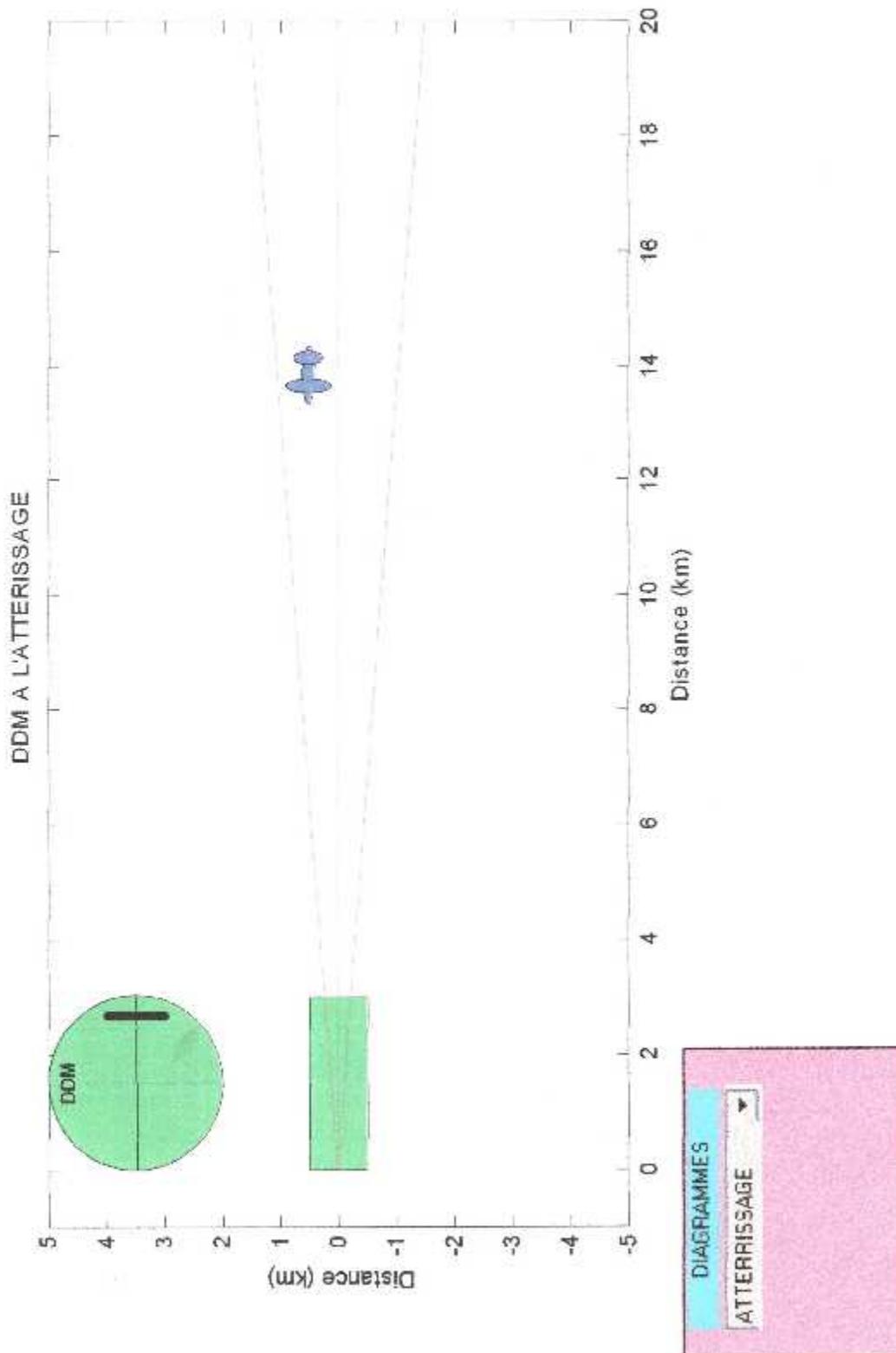


Figure IV-14 : Visualisation de la DDM à l'atterrissage.

Conclusion générale

Conclusion générale

Pour les atterrissages aux instruments, les pilotes ont recours au système ILS. Les instruments de bord indiquent la déviation, d'un côté ou de l'autre, par rapport à un faisceau de localisation conduisant directement vers la piste, et des informations de guidage provenant du faisceau de la courbe d'approche précisent si l'avion est trop haut ou trop bas dans son approche, laquelle peut commencer à quelques kilomètres de l'aéroport.

Nous avons réalisé une interface graphique qui peut visualiser de nombreux diagrammes de rayonnements de Localizer.

Le principal avantage de cette interface c'est la visualisation des différents diagrammes du réseau, avec un nombre d'antenne quelconque, il présente aussi une facilité de modification des paramètres du réseau d'aérien, un autre avantage que peut présenter cette interface, c'est la possibilité de la simulation en présence d'obstacle (problème d'interférence), de ce fait elle est utilisée à des fins pédagogiques.

D'après notre étude du système d'atterrissage aux instruments (ILS) et précisément le réseau d'antennes R.A.P (Radiophare d'Alignement de Piste), on a constaté qu'il existe des paramètres spécifiques du réseau (courant d'alimentation et les distances entre antennes) qui doivent être fixés avec précision pour le bon fonctionnement du système ILS.

Si on a des modifications pour le réseau d'antennes R.A.P concernant le nombre d'antennes (insuffisance du nombre d'antenne) ou encore une variation dans l'alimentation on aboutira à une déformation au niveau des diagrammes champs rayonnés, et une DDM qui ne répond pas aux recommandations de l'OACI.

Le diagramme de rayonnement du système monofréquence (1F) est moins directif que celui de la bifréquence, ce dernier est étroit qui nous conduit à une bonne précision.

On peut envisager une perspective pour ce projet :

- Réalisation d'une carte d'interface entre l'émetteur et un micro-ordinateur qui utilisera ce logiciel afin de simuler au mieux le rayonnement réel des deux réseaux RAD et RAP.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Polycopie de la radionavigation de l'IAB.
- [2] Claude Alari "Instruments de radionavigation", Ecole National de l'Aviation Civile. 6^{ème} édition 1992.
- [3] Jean-Pierre Quijano et Didier Féminier "Navigation aérienne des aides radio", Modulo Editeur Nov. 1987.
- [4] Notice descriptive "Indications générales à VOR ", THALES.
- [5] Manuel Technique LOC 4000 " Description de l'équipement" , tome 1.
- [6] Michel Combes "Avionique (de la navigation aérienne)", Cepaducs_editions Mai 1997.
- [7] L. Hadjadj, "Etude et simulation d'un auto atterrissage dans le plan latéral", Thèse d'ingénieur d'état, IAB, université de Blida.
- [8] Léo Thourel " Les Antennes" Tome II. Cepaducs-editions, Septembre 1990.
- [9] MM.Eydoux et Jonquiere "ILS radioalignement de piste" Tome II, 1^{ère} édition, 1982.
- [10] P. Fombonne " Radionavigation – Radiolocalisation", Masson 1983.02
- [11] M.Mokhtari et A.Mesbah " Apprendre et maîtriser MATLAB", versions 4 & 5et simulink.