

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

18/87

وزارة التعليم و البحث العلمي  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Aee

## ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

TECHNIQUE AVANCEE  
DE RECHERCHE DE DIRECTION EN VHF/UHF

Proposé Par :  
M. ZERGUERRAS Ahmed

Etudié par :  
M. REBAINE Djemaa  
M. MOBAREK Mohamed

Dirigé par :  
M. ZERGUERRAS Ahmed

PROMOTION : Janvier 1987



## DEDICACES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Je dedie ce memoir

- A mon pere
- A ma mere
- A mes freres et soeurs
- A tous mes proches et amis

Mohamed

Je dedie ce memoir.

- A mes parents
- A toute ma famille
- A tous mes amis

R. Djemaa.

## REMERCIEMENTS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à notre promoteur Monsieur A. ZERGUERAS pour son aide bibliographique et ses précieux conseils et pour nous avoir orienté durant notre projet

Nous remercions également Monsieur R. AKSAS pour son aide dévouée et ses précieux conseils.

Que les enseignants et les étudiants de l'I.N.E.L.E.C trouvent ici nos sincères reconnaissances pour l'intérêt et l'aide portés à notre travail

Nous remercions vivement Monsieur J. DRAGUTIN enseignant à l'Institut Supérieur de Bou-Ismaïl sans oublier M<sup>lle</sup> N. BOUDEFFA pour son aide bibliographique.

Que tous les enseignants qui ont contribué à notre formation trouvent ici notre profonde gratitude.

TABLE DES MATIERES

|  |    |
|--|----|
| Chapitre I. Sommaire sur la radio navigation                   | 2  |
| I.1 Buts et moyens de la radio navigation                      | 2  |
| 1.1 Définition et problèmes                                    | 2  |
| 1.2 Procédés généraux de la radionavigation                    | 2  |
| 1.2.1 Nécessité de liaison entre le mobile et l'infrastructure | 2  |
| 1.2.2 Navigation à l'estime.                                   | 2  |
| 1.2.3 Navigation par localisation                              | 3  |
| 1.2.4 Importance de la localisation                            | 3  |
| I.2 La radio navigation  | 3  |
| 2.1 Continuité et nouveauté                                    | 3  |
| 2.2 Caractéristiques des signaux de liaison.                   | 4  |
| 2.3 Les mesures en radio navigation.                           | 4  |
| 2.3.1 Référentiels intermédiaires.                             | 4  |
| 2.3.2 Mesures de distances.                                    | 4  |
| 2.3.3 Énoncés et utilisation de l'effet Doppler                | 5  |
| Chapitre La propagation en VHF/UHF.                            | 6  |
| II.1 Introduction  | 6  |
| II.2 Paramètres d'un champ électromagnétique sinusoïdal        | 6  |
| II.3 L'environnement Terrestre                                 | 7  |
| 3.1 Constituants de l'environnement                            | 7  |
| 3.1.1 Le sol   | 8  |
| 3.1.2 La troposphère.  | 13 |
| 3.2 Anomalies et caractéristique de la troposphère             | 13 |
| 3.2.1 Anomalies dans la troposphère                            | 13 |
| 3.2.2 Indice de refraction du milieu                           | 13 |
| II.4 La propagation en VHF/UHF dans l'environnement Terrestre  | 14 |
| 4.1 Les modes de propagation d'ondes hertziennes               | 14 |

|  |    |
|--|----|
| 4.1.1 Liaison par onde directe                                   | 14 |
| 4.1.2 Liaison par dispersion troposphérique                      | 15 |
| 4.2 Influence de l'indice de réfraction sur la propagation       | 15 |
| 4.3 Diffusion et absorption par les hydrométéores                | 17 |
| 4.4. Les trajets multiples                                       | 18 |
| <br>   |    |
| Chapitre III La recherche de direction d'une onde radio.         | 23 |
| III.1 Introduction   | 23 |
| III.2 La radiogoniométrie  | 23 |
| 2.1 Principes.   | 24 |
| 2.2 Principe du radiogoniomètre "à extinction"                   | 24 |
| III.3 Antenne Adcock   | 26 |
| III.4 Défauts des radiogoniomètres à antenne mobile              | 27 |
| III.5 Performances   | 28 |
| III.6 Radiogoniomètres à antenne fixe                            | 28 |
| 6.1 Le chercheur radiogoniométrique                              | 28 |
| 6.2 Erreurs du radiogoniomètre Adcock                            | 30 |
| 6.3 Radiogoniomètre à lecture instantanée et automatique.        | 30 |
| III.7 Exploration du champ de phase                              | 31 |
| 7.1 Exploration circulaire - Principe.                           | 31 |
| 7.2 Radiogoniomètre Doppler                                      | 32 |
| <br>   |    |
| Chapitre IV. Technique avancée de recherche de direction VHF/UHF | 33 |
| IV.1 Introduction  | 33 |
| IV.2 Description et principe de fonctionnement du système        | 33 |
| IV.3 Détermination de la direction d'arrivée.                    | 36 |
| 3.1 Énoncé du principe d'interférométrie                         | 36 |
| 3.2 Processus de détermination de la différence de phase.        | 38 |
| 3.3 Détermination des distances $d_i$ .                          | 39 |
| 3.4 Lever de l'ambiguïté.  | 40 |

|       |  |    |
|-------|--|----|
| IV. 4 | Precision des mesures                          | 41 |
| 4.1   | Precision sur la mesure de $\phi$              | 41 |
| 4.2   | Precision sur l'angle d'arrivée $\theta$       | 45 |
| 4.3   | Erreurs dues aux chemins multiples.            | 50 |
| 4.4   | Calibrage du système de recherche de direction | 50 |
| IV. 5 | Organigramme                                   | 52 |
|       | Conclusion                                     | 57 |
|       | Bibliographie                                  | 59 |

## INTRODUCTION

Le besoin fondamental pour l'obtention de la direction d'arrivée de l'information dans la bande VHF/UHF avec une haute précision, a été un problème complexe durant les années passées.

De nos jours, les besoins opérationnels exigent aux systèmes de recherche de direction d'opérer sur des largeurs de bande de plusieurs octaves et de fournir une précision de  $1^\circ$  ou moins. En plus, tous ces systèmes doivent être capables de traiter des signaux faibles et de courtes durées, et de fournir la direction d'arrivée de l'information sans ambiguïté sur un champ relativement large. Des progrès significatifs ont été accomplis récemment dans le développement des systèmes de recherche de direction VHF/UHF. Le système qui fait l'objet de cet étude a été publié comme article sur la revue "Micro wave Systems News" (Volume 14 - N° 3 - Mars 1984).

Utilisant le principe d'interférométrie, ce système repose sur l'évaluation de la différence de temps d'arrivée qui sera traduite par un déphasage entre deux éléments dipôles. L'orientation matérielle a été remplacée par une orientation logicielle; l'antenne de ce système étant fixe, après traitement des signaux reçus par elle-ci, on obtient la direction d'un émetteur quelconque. Avant d'aborder le vif du sujet nous avons jugé utile de traiter la propagation en VHF/UHF et quelques principes des radiogoniomètres.

L'existence le long des côtes de nombreux radio phares VHF/UHF certains initialement destinés à la recherche de direction en navigation aérienne et maritime. Grâce à deux relevements ou plus il nous est possible de faire le point (position géographique).



# CHAPITRE I

## SOMMAIRE SUR LA NAVIGATION

### I.1 Buts et moyens de la radionavigation

#### 1.1. Définition et problèmes

La navigation, c'est l'art de faire parvenir un mobile à sa destination tout en tenant compte des exigences techniques et économiques, avec des moyens et des conditions données. De ce fait, deux problèmes se posent; celui du point et de la route (relative à l'itinéraire). La réponse à ce dernier n'est pratique que si l'on connaît la vitesse du mobile.

#### 1.2 Procédés généraux de la navigation

##### 1.2.1 Nécessité de liaison entre le mobile et l'infrastructure.

Pour répondre au problème du point et de la route, il est nécessaire d'établir des liaisons entre le mobile et l'infrastructure (le ou les points de référence), dont les liens sont définis par des angles et des distances. On souligne au passage que la navigation classique et la radionavigation diffèrent seulement par la nature des liaisons, mais font appel aux mêmes procédés généraux qui se divisent en deux grandes catégories.

##### 1.2.2 Navigation à l'estime.

Connaissant le point de départ, ce procédé utilise en premier lieu la mesure de la vitesse instantanée dans le référentiel qui sert à décrire l'itinéraire, de là, il déduit la position (le point), la vitesse étant connue. Le problème de la route est ainsi résolu.

### 1.2.3 Navigation par localisation.

Dans cette catégorie, les procédés donnent en premier lieu la position (le point). On distingue trois procédés:

- Par corrélation: Dans ce procédé on fait la corrélation entre des repères naturels ou artificiels qu'on voit et de ce que l'on devrait voir. Quand la corrélation est parfaite, le problème du point est résolu, mais il demande que la vitesse soit calculée par un autre moyen indépendant.

- Localisation pure: Ce procédé consiste à faire plusieurs observations, et par combinaison de ces dernières, on en déduit la position. Si le déplacement du mobile est négligeable, on peut dire que l'on a la position quasi-instantanément, de là, on déduira la vitesse moyenne entre deux points proches. Par contre si le déplacement du mobile est important, la combinaison de ces observations doit se faire avec une estime à court terme pour que ces résultats soient extrapolés à des points plus éloignés.

- Jalonnement: ce procédé donne d'avance l'écart par rapport à un itinéraire jalonné. Dans ce cas, la vitesse sera calculée par un autre moyen.

### 1.2.4 Importance de la localisation.

Le procédé de recherche de position par intégration de la vitesse tend à accumuler les erreurs. Il est plus intéressant de rechercher des surfaces et des lignes de position. On procède souvent par localisation pure.

## I.2. La radionavigation

### 2.1 Continuité et nouveauté.

L'avènement de la navigation spatiale a ouvert un champ

propre à la radionavigation, qui par ailleurs partage avec la navigation traditionnelle le domaine de la navigation terrestre.

## 2.2. Caractéristiques des signaux de liaison.

Les liaisons radioélectrique nous ont permis de prolonger le spectre des liaisons optique. Cependant dans cette gamme de fréquence, les modes de propagation sont variés. Aux basses fréquences le mode de propagation est tout à fait différent de celui en optique qui est rectiligne. Vers 1940, on a pu produire des ondes radioélectrique de fréquence stable avec une bonne cohérence de phase qu'on a su manipuler plus tard.

## 2.3 Les mesures en radionavigation.

### 2.3.1 Référentiels intermédiaires.

La navigation traditionnelle donne directement la position géographique par des mesures d'angles par rapport à des astres qui servent à définir le référentiel géographique. Par contre la radionavigation utilise des référentiels intermédiaires (stations émettrices fixes, ou mobiles dont on connaît l'évolution). Puis, par un calcul on passe au référentiel géographique ou tout autre référentiel choisi pour la navigation.

### 2.3.2 Mesures de distances.

Les moyens radioélectrique nous ont permis de mesurer des distances, et des différences de distance entre le mobile et les points de références par des mesures de déphasage, plus tard, par des mesures de temps de propagation devenu possible grâce à des techniques nouvelles.

### 2.3.3 Enoncés et utilisation de l'effet Doppler.

Soient deux points E et R de vitesses respectives,  $\vec{v}_E$  et  $\vec{v}_R$ , dans un référentiel inertiel. On définit la fréquence  $f_r$  reçue en R, de l'émetteur E par :

$$f_r = f_e \left\{ 1 + \frac{1}{c^2} (\phi_E - \phi_R) + \frac{1}{2} \left( \frac{v_R^2}{c^2} - \frac{v_E^2}{c^2} \right) + \frac{\vec{k}}{c} \cdot (\vec{v}_E - \vec{v}_R) \right\}$$

Où  $\phi$  : potentiel de gravitation.

$\vec{k}$  : vecteur unitaire allant de E vers R.

c : célérité de la lumière.

Le terme en  $\phi$  provient de la théorie de la relativité générale. Le suivant s'obtient par transformation de Lorentz de la relativité restreinte. On ne tient compte de ces deux termes que dans le cas des systèmes de navigation par satellites. Le troisième terme est l'effet Doppler classique, dont on tient compte dans la majorité des cas.

$$f_D = f_e - f_r = f_e \frac{U}{c}$$

Où U est la vitesse radiale.

On met en pratique cet effet (qui n'existe que parce que les signaux sont cohérents) pour la mesure de vitesses et de distances.

# CHAPITRE II

## LA PROPAGATION EN VHF/UHF

### II.1. Introduction.

Un système de radiolocalisation est un système de transmission d'une information et comporte essentiellement un émetteur et un récepteur entre lesquels se propage un champ électromagnétique porteur de signaux plus ou moins complexes, constituant l'information.

La propagation de ce champ peut s'effectuer dans différents milieux, qui par leurs caractéristiques physiques perturbent l'évolution de l'onde électromagnétique.

Dans ce chapitre on étudiera en particulier la propagation des ondes en VHF/UHF et voir par la suite son effet sur la précision du système qui fait l'objet de notre étude.

### II.2 Paramètres d'un champ électromagnétique sinusoïdal.

L'équation d'onde est donnée par la relation:

$$\nabla^2 \vec{E} + \epsilon_0 \mu_0 \omega^2 (\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}) \vec{E} = 0.$$

où  $\epsilon_r$ ,  $\mu_r$  et  $\sigma$  définissent le milieu où la propagation s'effectue.

En posant  $\gamma = \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}$  où  $\gamma$  constante diélectrique complexe

et  $k^2 = \gamma \epsilon_0 \mu_0 \omega^2$   $k$  est le nombre d'onde.

On pose  $k = \alpha - j\beta$  où  $\alpha$  et  $\beta$  sont réelles.

En combinant ces deux dernières relations, on obtient après avoir défini l'angle de perte :

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon}$$

Constante d'atténuation  $\alpha = \omega \left( \frac{\epsilon_r}{\cos \delta} \right)^{1/2} \sin \delta/2$

$$\beta = \omega \left( \frac{\epsilon_r}{\cos \delta} \right)^{1/2} \cos(\delta/2)$$

Et la vitesse de propagation  $v = \left( \frac{\cos \delta}{\epsilon_r} \right)^{1/2} / \cos(\delta/2)$

Avec  $\gamma = \gamma_r \gamma_0$  et  $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$

Remarque: tous les milieux dans lesquels l'onde de radionavigation se propage présentent une perméabilité relative égale à l'unité

Dans ce cas on écrira:

$$\tan \delta = 2c^2 10^{-7} \frac{\sigma}{f \epsilon_r}$$

$$\alpha = \frac{2\pi f}{c} \left( \frac{\epsilon_r}{\cos \delta} \right)^{1/2} \sin(\delta/2)$$

$$\vartheta = c \left( \frac{\cos \delta/2}{\epsilon_r} \right)^{1/2} \frac{1}{\cos \delta/2}$$

On définit aussi l'indice de réfraction par le rapport:

$$n = \frac{c}{v} = \left( \frac{\epsilon_r}{\cos \delta} \right)^{1/2} \cos \delta/2$$

Si le milieu n'est pas dispersif on prendra:

$$v_{\text{phase}} = v_{\text{groupe}}$$

Dans le cas contraire ces deux vitesses seront liées par la relation.

$$v_g = \frac{v_p}{1 + f/n \frac{\partial n}{\partial f}} = \frac{c}{n + f \frac{\partial n}{\partial f}}$$

## II.3 L'environnement Terrestre

### 3.1. Constituants de l'environnement

Les milieux de propagation dans lequel se font les liaisons de la

radionavigation sont : le sol, la troposphère, la stratosphère, l'atmosphère proprement dite (qui est siège de phénomènes météorologiques terrestres, éclairs, nuages...) et l'ionosphère. On s'intéressera particulièrement au sol, à l'atmosphère proprement dite et la troposphère.

### 3.1.1 Le sol

Le sol Terrien présente divers milieux de caractéristiques physiques différentes dépendantes de la fréquence de l'onde qui se propage. Les principaux milieux sont ; l'eau de mer, sol humide, sol très sec et la glace.

Le Tableau ci-dessous, nous renseigne sur les caractéristiques physiques de ces quelques milieux typiques pour les fréquences entre 10 kHz et 10 GHz.

|              |              |           |                     |                     |                   |
|--------------|--------------|-----------|---------------------|---------------------|-------------------|
| eau de mer   | $\sigma$     | 5         | 5                   | 5                   | 17                |
|              | $\epsilon_r$ | 70        | 70                  | 70                  | 60                |
| Sol humide   | $\sigma$     | $10^{-2}$ | $10^{-2}$           | $1,5 \cdot 10^{-1}$ | 3                 |
|              | $\epsilon_r$ | 30        | 30                  | 30                  | 12                |
| Sol très sec | $\sigma$     | $10^{-4}$ | $10^{-4}$           | $1,5 \cdot 10^{-4}$ | $5 \cdot 10^{-2}$ |
|              | $\epsilon_r$ | 3         | 3                   | 3                   | 3                 |
| glace à 20°C | $\sigma$     | $10^{-5}$ | $2,3 \cdot 10^{-5}$ | $2,5 \cdot 10^{-4}$ | $2 \cdot 10^{-3}$ |
|              | $\epsilon_r$ | 3         | 3                   | 3                   | 3                 |
| fréquences   |              | 10 kHz    | 10 MHz              | 1 GHz               | 10 GHz            |

Ce tableau nous offre une idée sur la pénétration de l'onde électromagnétique. Quel que soit le milieu le caractère métallique augmente avec la fréquence (augmentation de  $\sigma$ ) alors que celui diélectrique diminue (diminution de  $\epsilon$ ) excepté l'eau de mer l'augmentation de ces paramètres n'apparaît qu'à la fréquence 10 GHz.

Les courbes (fig 3.1 et 3.2) donnant le module et la phase du coefficient de reflexion de l'eau de mer pour des frequences variees (30MHz a 1000MHz) en fonction de l'angle d'incidence. Les courbes representees sur les figures 3.3 et 3.4 sont relatives aux coefficients de reflexion du sol sec, pour differents angles d'incidence

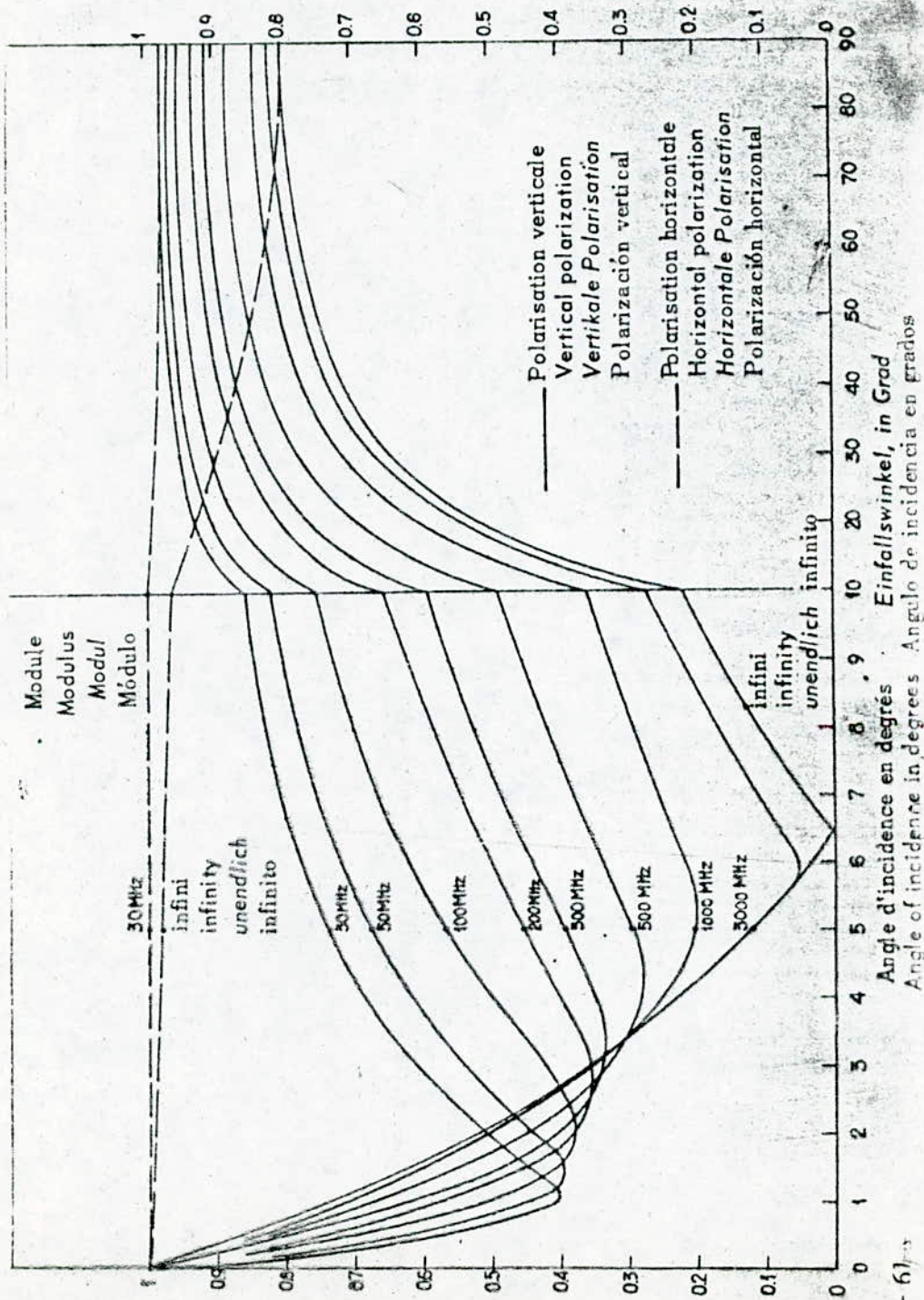
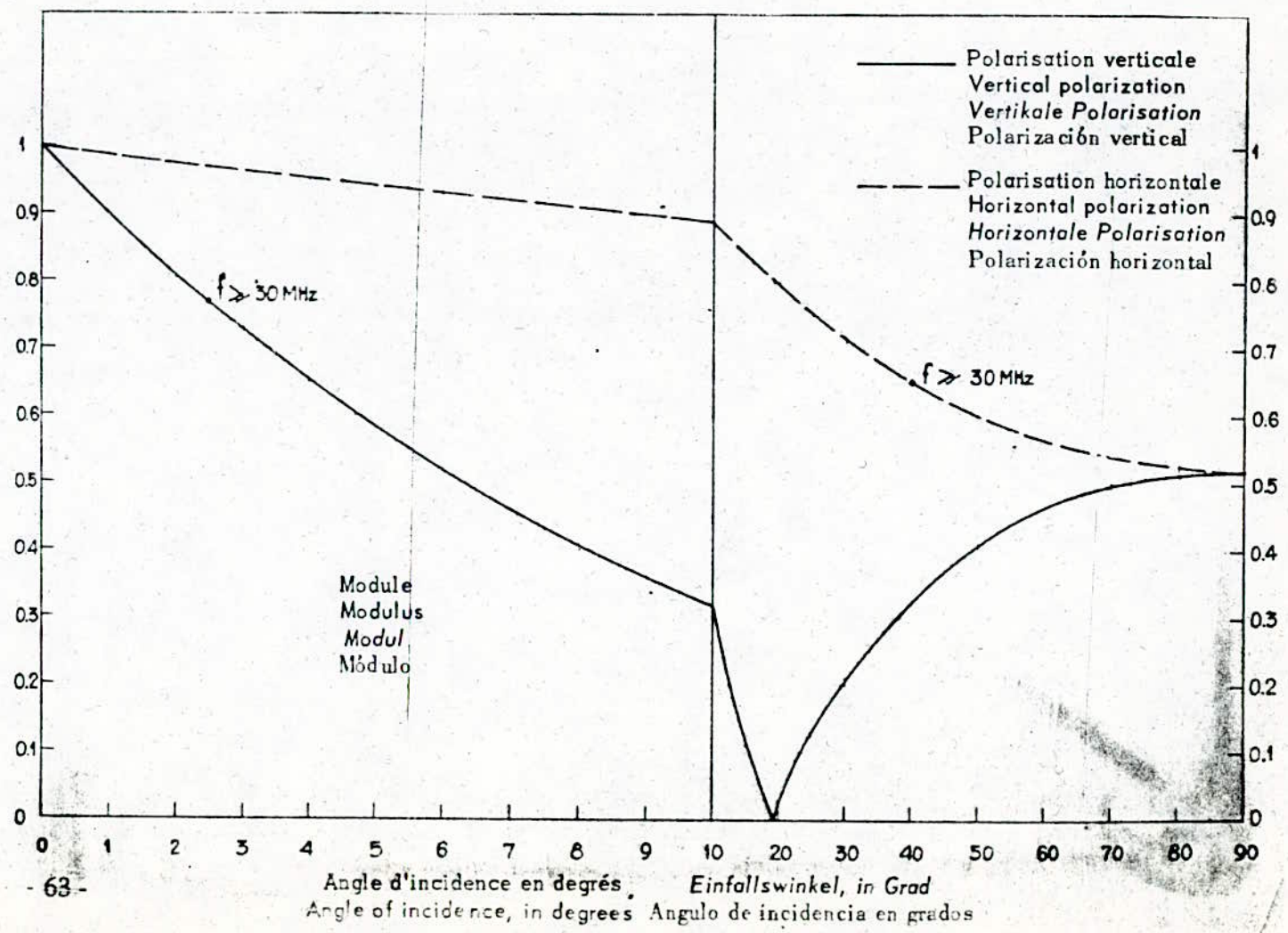


FIG. 3.1 Coefficient de reflexion de l'eau de mer





FIG 3.3 Coefficient de reflexion du sol Sec



R. 2

COEFFICIENT DE REFLEXION DU SOL SEC  
REFLECTION COEFFICIENT OF DRY GROUND  
REFLEXIONSKOEFFIZIENT FÜR TROCKENEN BODEN  
COEFICIENTE DE REFLEXION DEL SUELO SECO

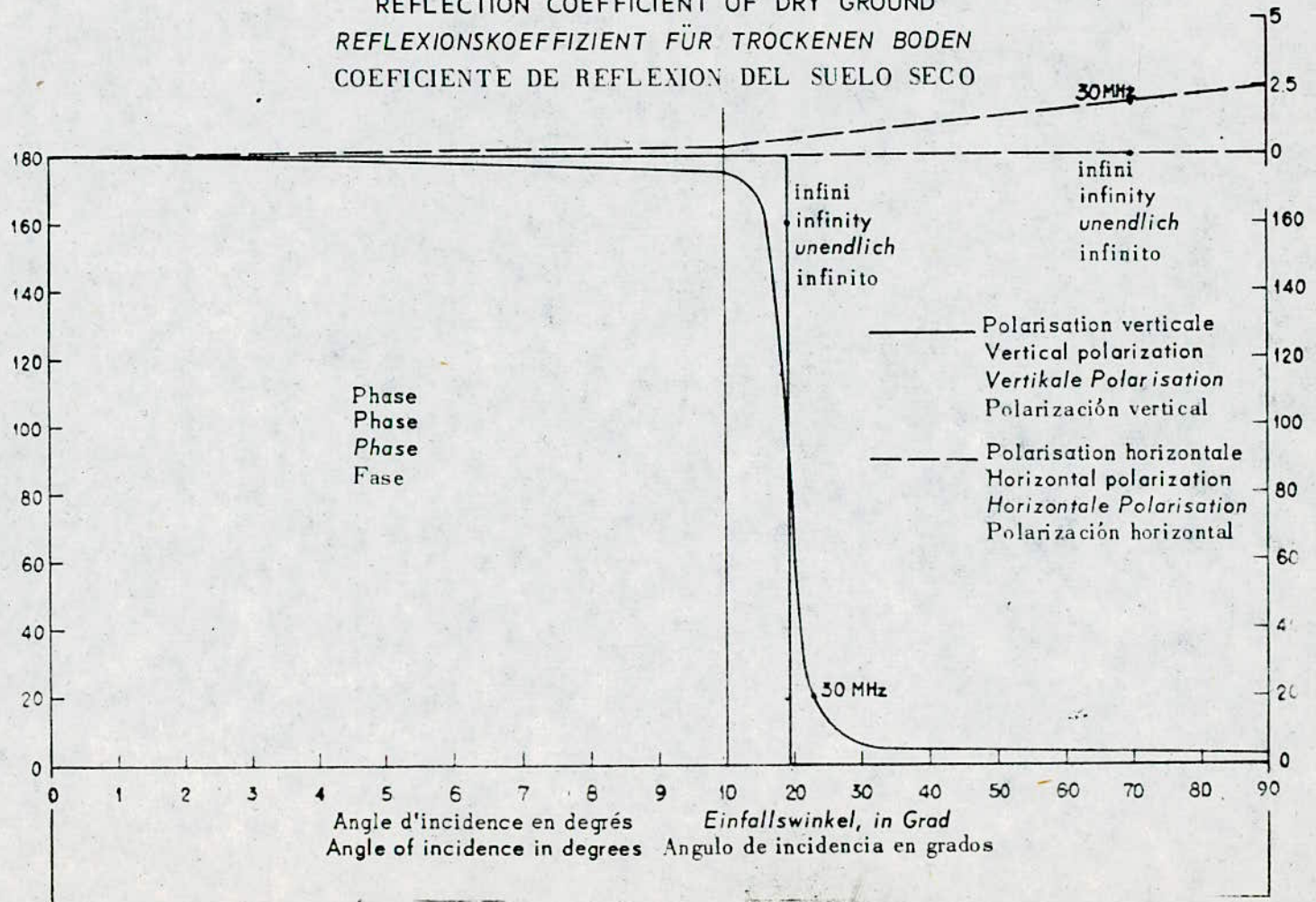


FIG. 3.4.

### 3.1.2 . La troposphère ( 10 à 15 km du sol)

C'est un milieu stratifié quasiment non dispersif . L'atténuation qu'elle peut causer par ses constituants eux mêmes ou par les corps étrangers qu'elle peut contenir, croît en général lentement avec la fréquence . Dans ce milieu , quand on augmente en altitude , la température diminue et de même pour la pression . C'est en cette région aussi où se déroulent les perturbations météorologiques .

### 3.2 Anomalies et caractéristique de la troposphère .

#### . 3.2.1 Anomalies dans la troposphère

On doit mentionner l'existence d'importantes anomalies temporaires dues généralement à la présence des couches d'inversion dont la température croît avec l'altitude .

#### 3.2.2 Indice de réfraction du milieu .

L'indice de réfraction varie en fonction de plusieurs paramètres .

\* Dans l'atmosphère standard , on définit cet indice par la relation :

$$n = n_0 - \beta h$$

avec  $n_0 = 1,0003$  et  $\beta = 3,9 \cdot 10^{-5}$  deux constantes .

et  $h$  la hauteur en km .

\* Dans l'atmosphère de référence il est donné par la relation :

$$n = 1 + 315 \cdot 10^6 \exp(-0,136 h)$$

On définit souvent les variations aux moyens du coïncide donné par :

$$N = (n - 1) \cdot 10^6$$

\*  $N$  donné en fonction des caractéristiques locales .

$$N = \frac{77,6}{T} \left( P + 4810 \frac{e}{T} \right)$$

Où  $P$  est la pression en mb ,  $e$  la tension de vapeur en mb et  $T$  la température en Kelvins .

La concentration d'eau en  $\text{mg}/\text{m}^3$  est liée à  $e$  (tension de vapeur d'eau) et à  $T$  (température) par :

$$\rho = 216,7 \frac{e}{T} [\text{mg}/\text{m}^3]$$

\* Interpretation :

Comme on le sait l'atmosphère terrestre est animée de mouvements permanents qui sont dus aux variations de pression de température et d'humidité, d'un point à un autre. Donc l'indice de réfraction de l'air en un point quelconque varie dans le temps de façon aléatoire autour de sa valeur moyenne. L'atmosphère se comporte alors comme un milieu trouble qui diffuse dans toutes les directions une partie de l'énergie qui la traverse.

## II. 4 La propagation en VHF/UHF. Dans l'environnement Terrestre

### 4.1 Les modes de propagation d'ondes hertziennes

Les ondes radio sont destinées à mettre en liaison un récepteur et un émetteur, de ce fait la propagation peut se faire de diverses manières, suivant le choix de la fréquence d'émission; par onde de sol, par onde de ciel (réflexion ionosphérique), par onde directe ou par dispersion troposphérique.

Notre but est de voir comment se propagent les ondes métriques et centimétriques dans l'environnement Terrestre.

#### 4.1.1 Liaison par onde directe.

Plus on augmente en fréquence et plus l'onde radioélectrique s'approche de la propagation rectiligne comme celle de l'onde optique. En VHF/UHF, la liaison par onde directe ne peut se faire que si l'émetteur et le récepteur sont en vue directe, sur Terre. Donc la portée en est limitée. La distance maximale entre l'émetteur et le

récepteur pour que leur antennes soient en vue directe est donnée par la relation :

$$D = \sqrt{2R} (\sqrt{h_e} + \sqrt{h_r})$$

Où  $R$  est le rayon de la Terre,  $h_e$  hauteur de l'antenne émettrice et  $h_r$  celle de l'antenne réceptrice. Cette relation ne sera valable que si l'on suppose que la géométrie de la Terre est une sphère de rayon  $R$ .

#### 4.1.2 Liaison par dispersion troposphérique.

Comme on l'a vu l'atmosphère terrestre, particulièrement la troposphère est animée de mouvements permanents, dus aux variations de l'indice de réfraction. Ces variations brusques diffusent l'énergie incidente d'une onde radio dans des directions diverses, l'information peut-être réfractée ou réfléchie plusieurs fois avant de retomber aux différents endroits sur Terre.

L'inconvénient majeur qui découle de ce mode de propagation est l'évanouissement d'ondes (fading) par suite des interférences entre les rayons dispersés.

Ce mode de propagation est nuisible dans notre cas du fait que nous voulons déterminer la direction d'un émetteur, il serait à craindre que notre antenne détecte un rayon autre que celui émis directement par l'émetteur et donc relever une direction qui ne sera pas du tout celle de l'émetteur. Il faudrait peut-être que les antennes émettrices soient hautement directives en site et donc ne rayonnant qu'en azimut sur un champ de 360°.

#### 4.2. Influence de l'indice de réfraction sur la propagation.

Dans le vide comme on le sait l'indice de réfraction est égal à l'unité. Dans ce chapitre paragraphe II.2, On a vu que

l'indice dépendait de la fréquence et des paramètres physique caractérisant le milieu où a lieu la propagation. En remplaçant dans cette expression  $\mu$  par 0 et  $\epsilon$  par 1 (caractéristiques du vide), on trouve que l'indice dans ce milieu est égal à l'unité. Donc dans le vide la propagation se fait en ligne droite.

Les caractéristiques physique de l'air sont autres que celles du vide et donc l'indice de refraction de l'air est différent de celui du vide, et par conséquent dépend de la fréquence.

Plus on augmente en fréquence et plus l'indice se rapproche de 1 (pour les mêmes caractéristiques physique), ce qui explique que plus on augmente en fréquence et plus l'onde suit une trajectoire rectiligne, et donc moins la courbure est importante.

Voyons maintenant l'indice donné par les conditions météorologiques. Nous est-il possible de connaître en chaque instant la distribution de cet indice dans toutes les parties de l'atmosphère où a lieu la propagation? Du point de vue pratique il nous est impossible de le connaître en tout point, et même si on le connaissait, le calcul serait d'une complexité le rendant innavigable. Par contre il serait peut-être possible de faire une extrapolation de tous les indices se trouvant dans la zone où a lieu la propagation et donc estimer comment a eu lieu la propagation du signal que l'on a recueilli.

En conclusion, puisque le système que nous allons étudier fonctionne dans la gamme VHF/UHF, la courbure des rayons définissant l'onde émise ne sera pas très importante sur une aussi courte distance (portée limitée au-delà de l'horizon) et donc l'erreur sur la direction de l'émetteur ne sera pas elle aussi très importante.

### 4.3. Diffusion et absorption par les hydrometeors

Les hydrometeors sont des particules de petites dimensions telle que les gouttes d'eau (pluie) et les cristaux de glace (neige ou la grêle). D'après les courbes donnant l'atténuation en dB/km en fonction de la fréquence pour des intensités différentes de pluie, on en conclut que cette atténuation ne devient importante qu'au-delà de 1 à 1,5 GHz (fig 4.3.1).

Remarque: La pluie peut devenir gênante mais en ce qui concerne les VHF/UHF son influence n'est pas aussi importante sur la propagation. L'atténuation par les brouillards et les nuages (gouttes de dimensions inférieures à 0,1 mm) vient toute de l'absorption. On évalue cette atténuation par l'expression  $A = 5 \cdot 10^{-4} M f^2$  (dB/km)

où  $f$  la fréquence en [GHz] et  $M$  concentration d'eau en [g/m<sup>3</sup>]

Si  $d_v$  est la distance de visibilité (en metre) par temps de brouillard;

$$d_v = 53 M^{-2/3}$$

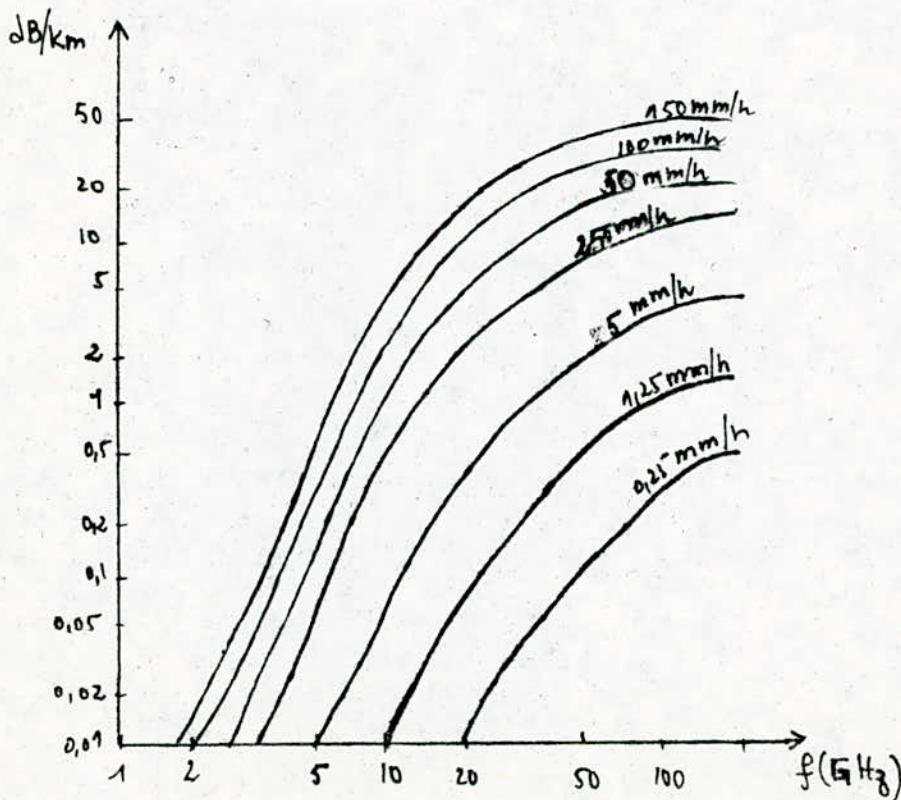


fig 4.3.1



#### 4.4. Les trajets multiples (mutipath)

. Aucune antenne ne présente une directivité infinie, donc il nous est impossible de recevoir un signal unique que l'on veut détecter; il parvient au récepteur plusieurs signaux perturbateurs réfléchis ou diffusés par les obstacles, et un signal direct. Ces trajets multiples émis par les obstacles (naturels ou artificiels) constitueront des parasites perturbant le signal direct (dans la gamme VHF/UHF).

C'est dans les bandes VHF/UHF que les trajets multiples ont été particulièrement étudiés à cause des perturbations qu'ils apportent au fonctionnement de nombreux systèmes de navigation.

Considérons deux rayons à la même fréquence, d'amplitudes  $A_1$  et  $A_2$  et de phases respectives  $U$  et  $V$ :

$$V_1 = A_1 \exp(j(\omega t + U))$$

$$V_2 = A_2 \exp(j(\omega t + V))$$

Avec :

$$U = k(x \sin \alpha_1 \cos \Delta_1 + y \cos \alpha_1 \cos \Delta_1 + z \sin \Delta_1)$$

$$V = k(x \sin \alpha_2 \cos \Delta_2 + y \cos \alpha_2 \cos \Delta_2 + z \sin \Delta_2)$$

Où  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ .

L'origine du repère  $(0, x, y, z)$  a été choisie de façon que les deux signaux soient en phase en ce point. Les angles  $\alpha_1, \alpha_2$  représentent les azimuts relatifs à l'axe  $oy$  et  $\Delta_1, \Delta_2$  sont les angles d'élévation relatifs au plan horizontal. Les deux ondes se déplacent dans l'espace déterminé par  $x, y$  et  $z$  positifs, vers l'origine  $O$  du repère.

Le signal composite défini par les deux signaux est donné par:

$$V_1 + V_2 = A_3 \exp[j(\omega t + \Psi)]$$

D'où nous tirons le module:

$$A_3 = [A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos(U-V)]^{1/2} \quad (1)$$

et la phase:

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{A_1 \sin U + A_2 \sin V}{A_1 \cos U + A_2 \cos V} \quad (2)$$

Les surfaces à amplitude constante sont données par  $A_3 = \text{cte}$  et les surfaces de phase constante par  $\psi = \text{cte}$ .

\* Surfaces à amplitude constante:

Les surfaces à amplitude constante à un instant donné sont les surfaces où la différence des phases est constante:

$$U - V = \text{constante.}$$

c'est-à-dire  $ax + by + cz = d$

où  $a = \sin \alpha_1 \cos \Delta_1 - \sin \alpha_2 \cos \Delta_2$

$$b = \cos \alpha_1 \cos \Delta_1 - \cos \alpha_2 \cos \Delta_2$$

et  $c = \sin \Delta_1 - \sin \Delta_2$

L'amplitude correspondante est:

$$A_3 = (A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos(kd))^{1/2}$$

Les surfaces à amplitude constante sont des plans parallèles; elles interceptent le plan horizontal en lignes droites parallèles données par:

$$ax + by = d$$

où  $m = -\frac{a}{b}$  la pente

En remplaçant  $a$  et  $b$  par leur expressions:

$$m = \frac{\sin \alpha_2 \cos \Delta_2 - \sin \alpha_1 \cos \Delta_1}{\cos \alpha_1 \cos \Delta_1 - \cos \alpha_2 \cos \Delta_2}$$

Pour le cas particulier où  $\Delta_1 = \Delta_2$  et  $\alpha_1 \neq \alpha_2$  on peut écrire:

$$m = \frac{\sin \alpha_2 - \sin \alpha_1}{\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2} = \frac{2 \cos \left(\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}\right) \sin \left(\frac{\alpha_2 - \alpha_1}{2}\right)}{-2 \sin \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \sin \left(\frac{\alpha_1 - \alpha_2}{2}\right)} = \operatorname{cotg} \left(\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}\right)$$

Pour le cas particulier où maintenant  $\Delta_1 \neq \Delta_2$  et  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$

$$m = -\operatorname{tg} \alpha.$$

L'amplitude est maximale quand:

$$\frac{2\pi}{\lambda}(ax+by+cz) = 2\ell\pi \quad \text{avec } \ell \in \mathbb{Z}$$

Ces résultats ne sont valables que si le coefficient de réflexion du sol est égal à zéro, dans le cas contraire, on obtient: pour le rayon direct.

$$V_d = A \exp\{j(\omega t + U)\}$$

et pour le rayon réfléchi:

$$V_r = A \Gamma(\Delta) \exp\{j(\omega t + U')\}$$

où  $\Gamma(\Delta)$  est le coefficient de réflexion complexe, pour un angle  $\Delta$  donné.

Avec 
$$U' = U - 2kz \sin \Delta.$$

Le rayon composite est donné par:

$$V = V_d + V_r = A \left\{ 1 + \Gamma(\Delta) \exp(-2jkz \sin \Delta) \right\} \exp\{j(\omega t + U)\}$$

Les lignes d'amplitudes constantes sur le plan  $z = z_0$  pour deux rayons incidents peuvent être représentées par:

$$ax + by = d(z_0)$$

C'est à dire que la constante  $d$  varie maintenant avec  $z$ . Les constantes  $a$  et  $b$  ne seront pas affectées, parce que elles dependent seulement que des directions d'arrivée des rayons et non de leurs amplitudes ou de leurs phases. Par conséquent nous avons des lignes d'amplitudes constantes sur n'importe quel plan horizontal, mais les surfaces ne sont pas necessairement planes.

Pour un coefficient de réflexion nul, pour le cas où  $A_1 > A_2$ , l'amplitude  $A_3$  fluctue entre deux limites fixées par  $(A_1 + A_2)$  et  $(A_1 - A_2)$ .

L'amplitude effective de chacun des rayons doit être substituée dans ces expressions quand le coefficient de réflexion est différent de zéro.

\* Surfaces d' phase constante.

De l'équation 2 on tire l'expression:

$$A_1 \sin(U - \psi) + A_2 \sin(V - \psi) = 0 \quad (3)$$

Les surfaces à phase constante ( $\psi = \text{cte}$ ), peuvent être tracées en calculant  $U$  pour des valeurs fixées de  $V$ , ou inversement. Pour n'importe quel plan horizontal donné, exple  $z=0$ ,  $x$  et  $y$  peuvent être calculées par  $U$  et  $V$ . On note que les paires de valeurs de  $U$  et de  $V$  qui satisfont l'équation 3 peuvent être employées pour le tracé des courbes pour des valeurs variées des angles d'arrivée. La figure 4.4.1 montre le graphe des lignes d'amplitude constante et celles à phase constante, pour deux rayons arrivant par un angle d'élévation nul, le plus énergétique le long de l'axe  $ox$  et le plus faible d'un azimut de  $80^\circ$ . Les amplitudes sont données par des unités arbitraires.

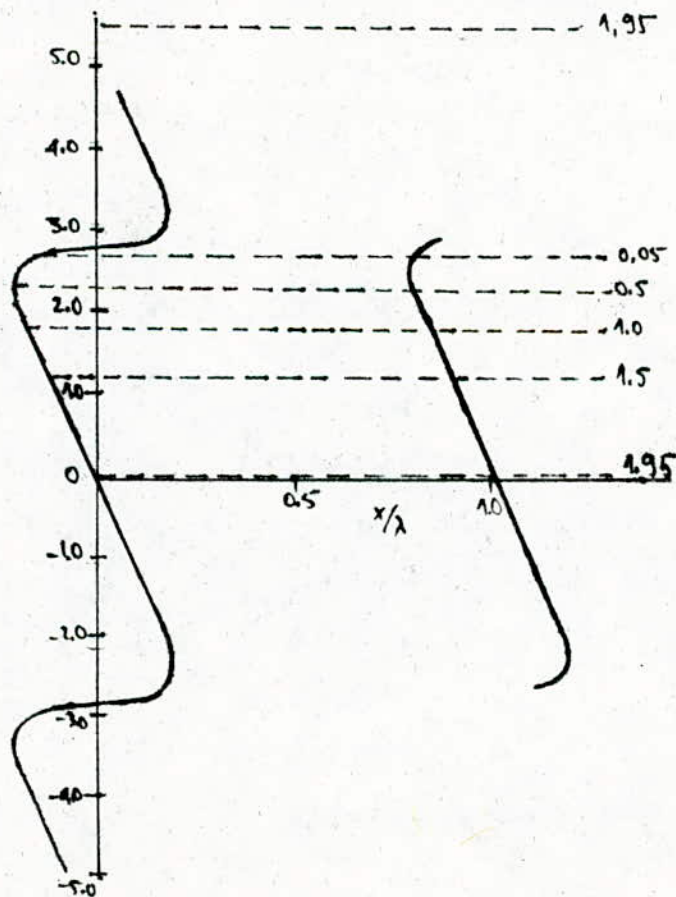


fig. 4.4.1

En conclusion, ces trajets multiples affectent les systèmes de recherche de direction (particulièrement en VHF/UHF) du fait que le front d'onde n'est plus un plan droit, en présence de deux ou plusieurs rayons.

# CHAPITRE III

## LA RECHERCHE DE DIRECTION D'UNE ONDE RADIO

### III. 1 Introduction.

Le but de ce chapitre est d'énoncer brièvement quelques principes de recherche de direction radio. La recherche de direction idéale doit être capable d'opérer sur une large bande de fréquence,  $360^\circ$  en azimut et  $90^\circ$  en élévation, de détecter toute forme de modulation et de donner une précision et des résultats fiables. Dans n'importe quel cas, la recherche de direction doit être observée comme un dispositif qui détermine la direction d'arrivée du signal radio et non la direction de l'émetteur.

On parlera de certaines techniques de recherche de direction telles que la radiogoniométrie, l'exploration circulaire et le radiogoniomètre à effet Doppler.

### III. 2 La radiogoniométrie

Son idée est apparue dès la naissance de la radioélectricité. En 1893 Hertz découvrit les propriétés directionnelles de l'antenne à boucle. Faisant tourner le cadre (ou la boucle) après l'avoir connecter à un récepteur, on parvenait à déterminer le relèvement d'un émetteur à quelques degrés près dans les meilleurs cas en cherchant les minima de réception.

La radiogoniométrie fut pendant plusieurs années le procédé de base de la radionavigation. Les premiers radiogoniomètres VHF apparurent peu avant 1939 et furent beaucoup utilisés pendant la guerre qui suivit.

Aujourd'hui, la radiogoniométrie survit néanmoins à bord des

navires et de nombreux avions, et est employée comme moyen de secours pour localiser un mobile en détresse.

## 2.1 Principes.

Lorsque plusieurs ondes parasites (de faibles amplitudes) et l'onde directe interfèrent, les surfaces d'onde des ondes parasites ont pour orientation moyenne celle des plans d'onde de l'onde directe. La radiogoniométrie classique repose sur cette remarque; elle consiste à chercher l'orientation moyenne des surfaces d'onde au moyen d'une antenne directive orientable.

Pour la détermination de la direction d'arrivée d'une onde on peut procéder soit par la détection d'un maximum, ou par la détection d'un minimum ("extinction"), ou par la solution classique, celle du radiogoniomètre à "équisingnal".

## 2.2 Principe du radiogoniomètre "à extinction".

L'antenne de réception comporte une antenne verticale et une boucle qui peut être circulaire, rectangulaire, triangulaire..., et dont les dimensions sont très faibles par rapport à la longueur d'onde reçue. En fait cette boucle est une bobine de plusieurs spires. Pour expliquer le principe de détection de ce type d'antenne, considérons que la boucle ne présente qu'une seule spire dont la géométrie est un cadre. Positionné verticalement, ce cadre permet la détection des ondes polarisées verticalement (champ  $\vec{E}$ ). Le vecteur champ électrique  $\vec{E}$  est parallèle au plan du cadre, à ce champ est associé le vecteur champ magnétique  $\vec{H}$ . Les variations de  $\vec{H}$ , situé dans le plan perpendiculaire au cadre, introduit une f.e.m induite :

$$e = -\frac{d\phi}{dt} = -\frac{d\vec{B} \cdot \vec{n}_s \cdot S}{dt} = -\gamma \frac{d\vec{H} \cdot \vec{n}_s \cdot S}{dt}$$

Où  $\vec{n}_s$  la normale à la surface  $S$  du cadre et  $\gamma$  perméabilité de l'air.

Si l'angle que fait  $\vec{H}$  avec la normale à la surface  $S$  du cadre est  $\theta$  (fig. 2.2.1), la f.e.m induite sera donnée par la relation :

$$e = -\gamma S \frac{dH}{dt} \cos \theta$$

Dans les directions  $\theta = 0$  ou  $\pi$ , on aura  $e_{\max} = \left| \pm \gamma S \frac{dH}{dt} \right|$

Le plan du cadre est parallèle à la direction de l'émetteur

Et dans les directions  $\theta = \frac{\pi}{2}$  ou  $\frac{3\pi}{2}$ , on aura  $e_{\min} = 0$ . Le plan du cadre est perpendiculaire à la direction de l'émetteur.

D'après ce qui a été énoncé, si on fait tourner le cadre cela nous permet de connaître la direction de l'émetteur, en choisissant l'orientation qui peut être déterminée avec précision au niveau du récepteur. Seulement on ne saura pas dans quel sens se trouve l'émetteur. Pour lever l'ambiguïté, on est amené à joindre au cadre une antenne verticale qui sera située sur le prolongement de l'axe vertical du cadre. Cette antenne est appelée antenne de sens ou de levée de doute. Le diagramme de rayonnement de l'ensemble antenne verticale plus cadre, est un cardioïde, (fig 2.2.2).

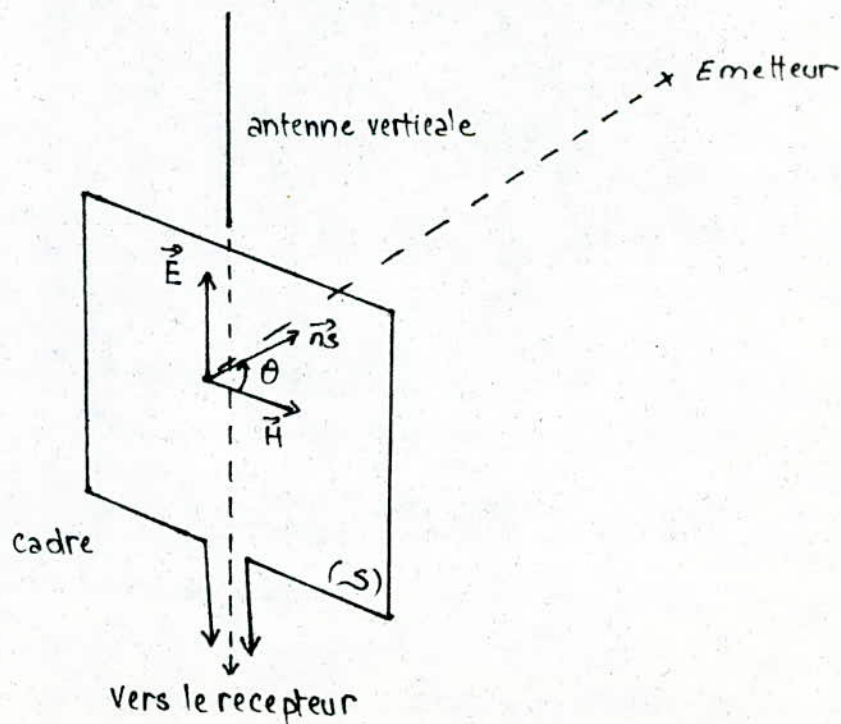


fig 2.2.1



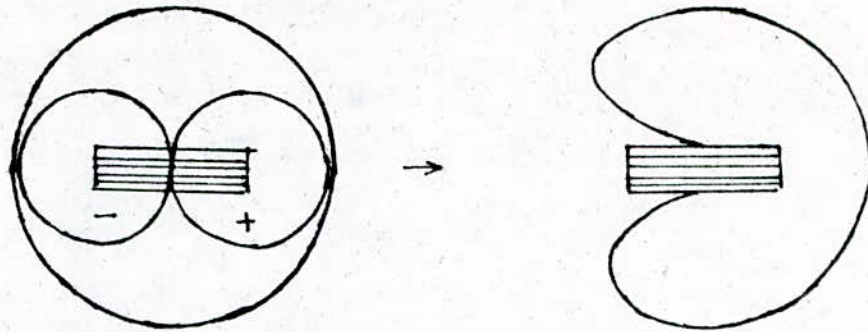


diagramme de rayonnement du cadre et de l'antenne verticale

diagramme de rayonnement resultant en forme de cardioïde

fig 2.2.2 Diagramme de rayonnement de l'antenne gonio.

### III 3. Antenne Adcock (fig 3.1)

c'est une antenne formée de deux brins alimentant en opposition un récepteur commun, et d'une antenne de levée de doute. Cette antenne n'est sensible qu'au champ électrique. Le principe d'exploitation de celle-ci reste identique à celui du cadre.

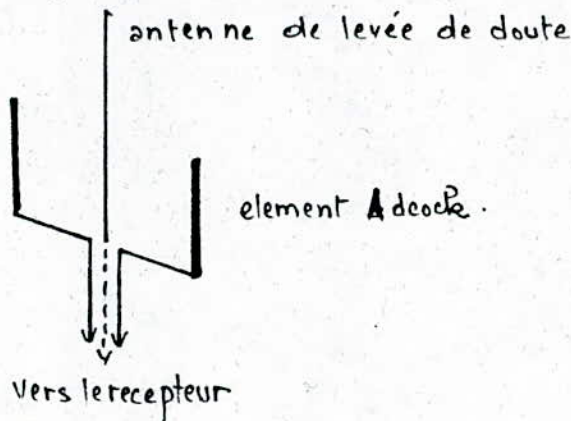


fig 3.1 antenne Adcock.

### III.4 Defauts des radiogoniometres a'antenne mobile

En presence d'ondes parasites, ces radiogoniometres peuvent donner lieu a' des erreurs importantes, vu que leur antenne de reception presente une faible directivite'.

Pour un ecart  $\alpha$  entre les directions d'arrivee du signal direct et d'un signal parasite (d'amplitude relative  $\epsilon$ ) et en supposant que les deux signaux sont en phase ou en opposition de phase, l'erreur de relevement est donnee par :

$$\alpha_0 = \text{Arctg} \frac{\epsilon \sin \alpha}{1 + \epsilon \cos \alpha}$$

Pour un rapport d'amplitudes  $\epsilon$  de -6dB l'erreur atteint  $30^\circ$  quand les directions d'arrivee font un angle de  $60^\circ$ , ceci dans le cas ou les signaux sont en opposition de phase. Pour ce qui est de l'influence du bruit, la mesure sur l'appréciation d'un minimum est defavorable.

Le rayonnement des courants induits par le champ incident dans les masses conductrices avoisinantes perturbe ces appareils. Ce phenomene observe sur les navires et les avions a ete la cause de nombreuses etudes.

Dans le cas ou l'antenne se trouve dans le plan de symetrie du vehicule et si  $\lambda$  est grande par rapport aux dimensions de celui-ci, on observe une erreur quadrantale qui depend peu de la de la frequence. Pour attenuer cette erreur on utilise des boucles ou des fils de compensation fixes, judicieusement disposes au voisinage du radiogoniometre.

L'effet d'antenne propre au cadre, vient de ce que ce dernier et les circuits qui le relie au recepateur sont legerement sensibles au champ électrique E et cela a cause de dissymetries diverses. De ce fait les directions d'extinction ne sont plus tout a fait dans le prolongement l'une de l'autre. On remedie a cet effet par des circuits de compensation ou en blindant le cadre.

Parmi les defauts du radiogoniometre a'cadre, on mentionne

l'effet de nuit particulièrement car rien ne peut le corriger. Dans la bande MF, HF une onde émise en polarisation verticale peut donner naissance après réflexion sur l'ionosphère à des composantes polarisées horizontalement qui parviennent au cadre suivant des sites non négligeables, cela se produit particulièrement de nuit avec des émetteurs situés à quelques centaines de km. Il semble que c'est Eckersley qui a le premier vers 1920 compris l'origine de l'effet de nuit.

La solution a été apportée par l'antenne Adcock, qui théoriquement est insensible aux composantes horizontales. Mais il a fallu attendre les années 1925-1930 pour en faire une application pratique réussie, après avoir éliminé tous les effets parasites des composantes horizontales, en particulier sur les connexions reliant l'antenne au récepteur.

### III.5 Performances.

Le radiogoniomètre à cadre orientable convient aux bandes MF et HF vu que les dimensions de la partie mobile peuvent être assez faibles. La portée en est limitée par l'apparition des ondes ionosphériques, non seulement à cause des composantes horizontales parasites éventuelles, mais aussi parce que les ondes ionosphériques peuvent en se propageant quitter le plan du grand cercle qui joint l'émetteur au récepteur, si la couche réfléchissante est inclinée.

Le radiogoniomètre Adcock est mieux adapté à la bande VHF, la portée en est alors limitée à l'horizon.

### III.6 Radiogoniomètres à antenne fixe.

#### III.6.1 Le chercheur radiogoniométrique

Pour l'amélioration de la sensibilité de réception, dans les débuts de la radiogoniométrie on fut tenté d'accroître les dimensions des cadres, mais il est incommode de faire tourner un trop grand cadre.

En 1907 Bellini et Tossi, remédie à cet inconvénient en inventant le chercheur radiogoniométrique (fig 6.1.1).

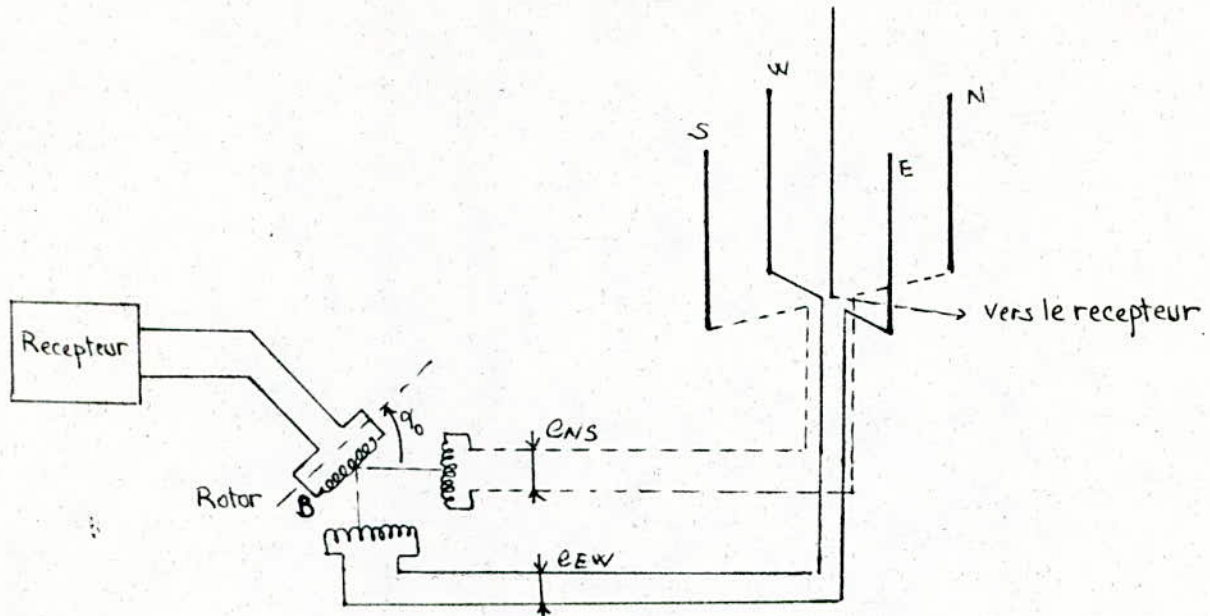


fig 6.1.1 Le chercheur radiogoniométrique.

Les bobines NS et EW forment deux stators orthogonaux, reliés aux antennes. La bobine B représente le rotor qui tourne sous l'action d'un moteur entre les deux stators. La tension résultante fournie par le rotor, varie en fonction de la direction d'arrivée de l'onde  $\gamma$  et de la position  $\alpha_0$  du chercheur:

$$e = e_{NS} \cos \alpha_0 - e_{EW} \sin \alpha_0$$

Si l'on prend deux éléments Adecok, alimentant en opposition un récepteur, la f.e.m varie comme :

$$e' = \cos \gamma \sin \left( \frac{\pi d \cos \gamma \sin \gamma}{\lambda} \right)$$

Où  $\gamma$  est l'angle d'élevation et  $d$ , la distance qui sépare deux éléments Adecok. Il s'en suit :

$$e = \cos \gamma \sin \left( \frac{\pi d \cos \gamma \sin \gamma}{\lambda} \right) \cos \alpha_0 - \cos \gamma \sin \left( \frac{\pi d \cos \gamma \cos \gamma}{\lambda} \right) \sin \alpha_0$$

On fait tourner la bobine B de façon à annuler  $e$ , l'extinction a lieu en deux positions à  $180^\circ$  l'une de l'autre qui sont données par :

$$0 = \cos \gamma \sin \left( \frac{\pi d \cos \gamma \sin \gamma}{\lambda} \right) \cos \alpha_i - \cos \gamma \sin \left( \frac{\pi d \cos \gamma \cos \gamma}{\lambda} \right) \sin \alpha_i$$

où  $\alpha_i$  est la position du rotor pour laquelle le signal reçu est nul.

$$\operatorname{tg} \alpha_i = \frac{\sin \alpha_i}{\cos \alpha_i} = \frac{\sin \left( \frac{\pi d \cos \alpha_i \sin \alpha}{\lambda} \right)}{\sin \left( \frac{\pi d \cos \alpha_i \cos \alpha}{\lambda} \right)}$$

Si  $\frac{d}{\lambda} \ll 1$  l'équation précédente se réduit à :

$$\operatorname{tg} \alpha_i = \frac{\sin \alpha_i}{\cos \alpha_i} \approx \operatorname{tg} \alpha$$

Pour le levé de doute, on procédera de la même manière que précédemment en positionnant l'antenne verticale qui se trouve au centre du carré. Souvent l'ensemble est appelé radiogoniomètre Adcock.

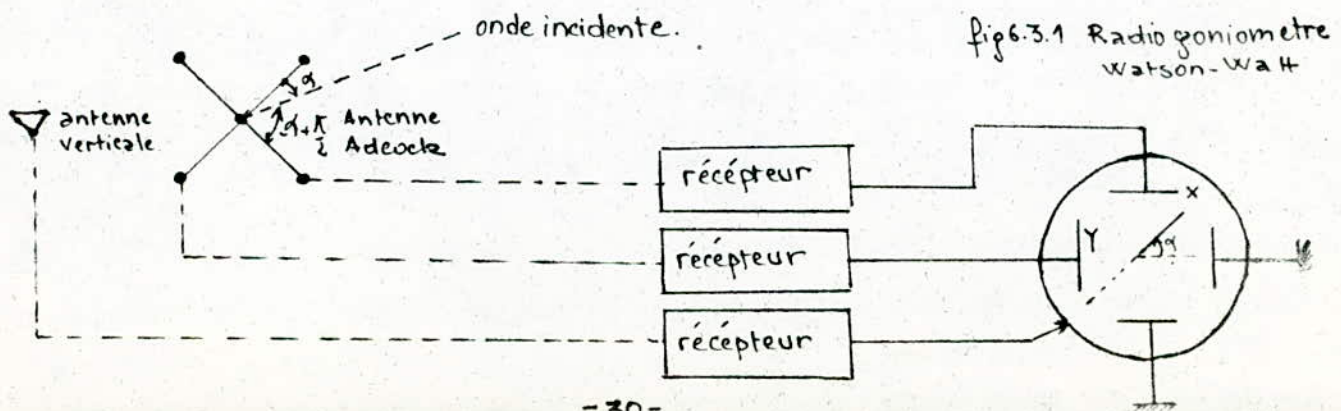
## 6.2 Erreurs du radiogoniomètre Adcock

Parmi ces erreurs on mentionne les erreurs instrumentales qui sont dues aux tensions parasites induites dans les cables, aux défauts de fabrication ou de réalisation du chercheur qui est un organe très délicat, à l'environnement proche...

## 6.3 Radiogoniomètre à lecture instantannée et automatique.

Les signaux provenant de deux antennes Adcock sont traités séparément dans trois récepteurs dont les sorties seront appliquées aux plaques d'un oscilloscope, de façon à faire décrire au spot un diamètre décliné de  $\alpha$ . Au moyen du signal reçu par l'antenne de levé de doute, on obtient sur l'écran un rayon par lequel on connaitra la direction de la cible.

Le système représenté sur la fig 6.3.1 est l'un des plus anciens systèmes dû à Watson-Watt.



### III - 7 Exploration du champ de phase

#### 7.1 Exploration circulaire. Principe.

Soient  $n$  éléments antenne fixes disposés suivant un cercle de rayon  $R$  dans le plan  $xOy$  (fig 7.1.1). La phase d'une onde qui provient d'une élévation  $\gamma$  et d'un azimut  $\alpha$  est donnée par :

$$\phi(\theta_i) = \frac{2\pi R}{\lambda} \cos(\theta_i - \alpha) \cos \gamma.$$

L'origine des phases est située au point  $O$ .

En traçant la courbe  $\phi(\theta_i)$  ( $\theta_i$  angle que fait le rayon relatif à  $\theta_i$  avec la direction  $\vec{Ox}$ ,  $i$  désignant le  $i$ ème élément) dont le déphasage par rapport à  $\cos \theta_i$  donne directement l'azimut d'arrivée  $\alpha$ .

S'il y a manifestation d'ondes parasites, la courbe va être un peu distordue. Mais rien ne s'oppose à ce qu'on fasse l'exploration le long d'un cercle de très grand diamètre.

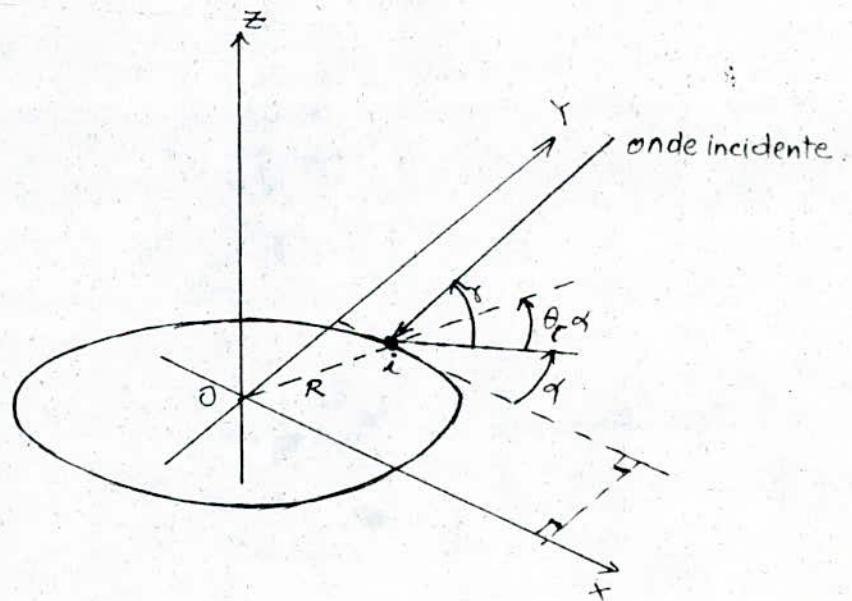


fig 7.1.1 Exploration circulaire.

## 7.2 Radiogoniometre Doppler

Au lieu d'explorer le champ de phase avec  $n$  antennes fixes, on peut imaginer de le faire avec une seule antenne tournant à  $\frac{1}{T}$  tours/seconde. Le signal reçu s'écrit pour une élévation nulle :  $\gamma = 0$

$$\cos(\omega t + \phi(\theta)) = \cos\left(\omega t + \frac{2\pi R}{\lambda} \cos\left(\alpha - \frac{2\pi t}{T}\right)\right)$$

En dérivant la phase on obtient la fréquence :

$$\frac{d\phi(\theta)}{dt} = \frac{2\pi R}{\lambda T} \sin\left(\frac{2\pi t}{T} - \alpha\right)$$

$$f = \frac{\omega}{2\pi} + \frac{2\pi R}{\lambda T} \sin\left(\frac{2\pi t}{T} - \alpha\right) = \frac{\omega}{2\pi} + \frac{v}{\lambda} \sin\left(\frac{2\pi t}{T} - \alpha\right) \text{ où } v = \frac{2\pi R}{T}$$

Cette fréquence est modulée par suite de l'effet Doppler, avec une déviation maximale égale à  $\frac{v}{\lambda}$ ,  $v$  étant la vitesse de déplacement de l'antenne le long du cercle. Après démodulation du signal, on obtient une onde à la fréquence  $\frac{1}{T}$  dont la phase est égale à l'azimut d'arrivée  $\alpha$ .

Sur ce principe on a effectivement réalisé des radiogoniomètres avec une antenne tournante réelle.

## Technique avancée de recherche de direction VHF/UHF

## IV-1-Introduction.

La technique de recherche de direction qui sera décrite sur ce qui suit réunie à la fois le principe d'interférométrie dû à la différence du temps d'arrivée (TDOA), et une utilisation sophistiquée du microprocesseur dans la distribution des processus à travers le système. Moyennant certains calculs et un calibrage automatique du système de recherche de direction, le système peut fournir un relevement (Angle d'arrivée) avec une précision meilleure que  $1^\circ$ , sur une bande de fréquence allant de 20 à 1000 MHz.

## IV-2- Description et principe de fonctionnement du système

Le système (fig II-1) consiste, en une antenne de recherche de direction (ADF); un processeur RF large bande; un récepteur RF superhétérodyne; une unité centrale de traitement et du control/affichage.

L'antenne de recherche de direction est formée par un réseau de quatre dipôles (fig II-2). Puisque le système fonctionne sur une large bande de 20 à 1000 MHz, on divisera celle-ci en trois bandes dont on affectera pour chacune une antenne DF dont les éléments seront distant de  $d_i$  ( $i=1,2,3$ ); avec  $d_i \leq \frac{\lambda}{2}$ .





Pour une antenne DF(i); les dipôles A, B et C seront destinés à la mesure de la direction d'arrivée de l'information, alors que l'élément D est utilisé pour la réception.

L'unité de calcul de processus principale (CPU) située dans l'unité centrale contrôle tous les processeurs satellites distribués à travers le système. L'antenne DF alimente le processeur RF, qui consiste en des banques de commutateurs d'état et en une unité de processus RF; Ces éléments sont contrôlés numériquement par le CPU. Le CPU assure le réglage du récepteur; le filtre de sélection la FI; et le mode de détection via une interface série IEEE488. La tension continue couplée au signal audio, et la CAG aux sorties du récepteur alimente un processeur à données analogiques (ADP) qui sous le contrôle du CPU intègre et digitalise les deux signaux d'entrée. Si le système est en mode de mesure de relevement seule la tension de CAG est convertie; alors qu'en mode de réception l'ADP ne convertit que le signal audio. Moyennant le programme de traitement correspondant le CPU traite ces données et renvoie les résultats à l'unité du tableau de bord (FPU: Front Panel Unit) et autres unités comme, une imprimante, une console de visualisation; etc...

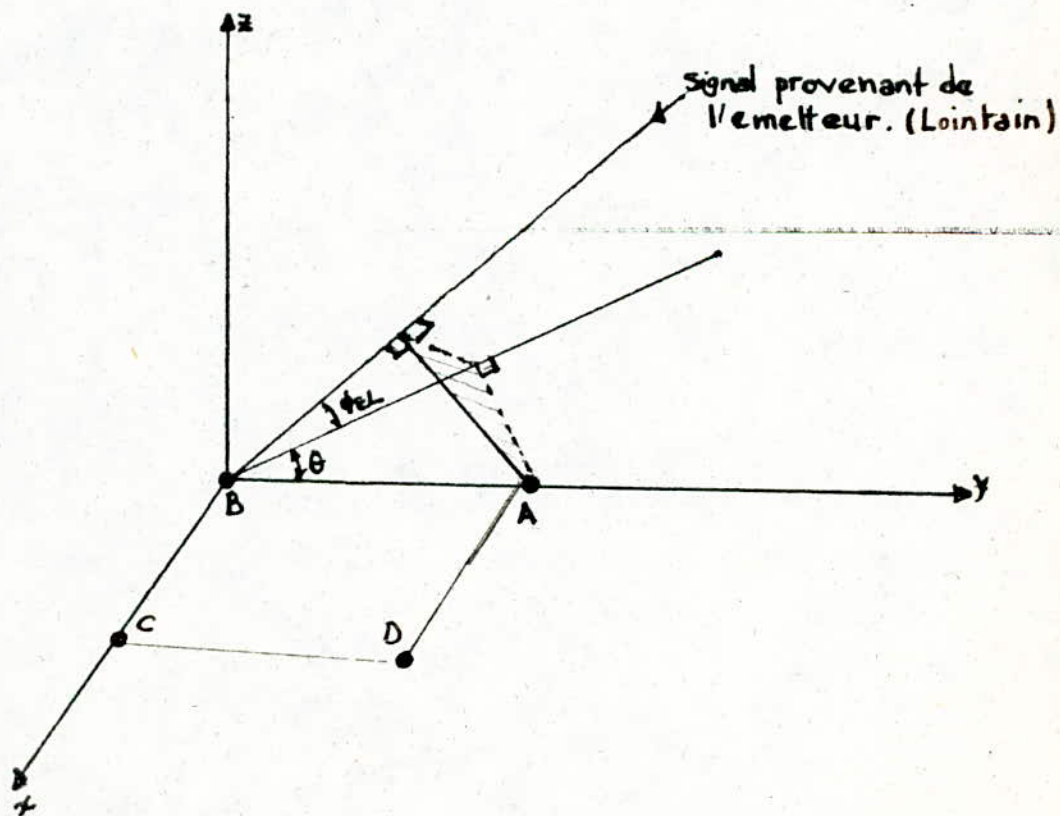
Le FPU est un terminal contenant un microprocesseur à part; pour permettre un interfacement homme/machine très élaboré. Le FPU est connecté au CPU contenu dans l'unité centrale via une interface série RS232 qui permet au FPU de se déconnecter de l'unité principale quand il s'avère nécessaire.

Cette arrangement de distribution de processus maximise la capacité du système en même temps permet un assemblage efficace. Un processeur spécialisé est utilisé pour l'exécution rapide des opérations et fonctions mathématiques usuelles.

Tous les sous ensembles (RS232 ; IEEE ; Communication RF) sont des mécanismes à très faible bruit maintenant les branchements d'interface avec une réduction du bruit dans le CPU principal.

#### IV-3- Détermination de la direction d'arrivée.

##### 3-1. Énoncé du principe d'interférométrie. (fig III-1)



( fig: III. 1 )

L'interférométrie repose sur la mesure de la différence de temps d'arrivée du front d'onde entre deux éléments d'antenne ; et qui se traduit par un déphasage électrique aux niveaux des tensions induites par le front d'onde qui frappe ces éléments.

On désigne par  $\theta$  l'angle entre la ligne de base BA et la projection de la direction d'arrivée sur le plan horizontal ; et par  $\phi_{EL}$  l'angle d'élevation de l'émetteur par rapport à l'élément B. l'antenne C forme une seconde ligne de base avec l'élément B.

La différence de temps d'arrivée entre A et B soit  $\Delta t_{AB}$  est donnée par :

$$c \Delta t_{AB} = d \cos \theta \cos \phi_{EL} \quad (1)$$

ou :  $d =$  distance entre A et B  
 $c =$  vitesse de propagation de l'onde

De l'équation (1) on en déduit la différence de temps d'arrivée entre B et C soit.

$$c \Delta t_{BC} = d \sin \theta \cos \phi_{EL} \quad (2)$$

En faisant le rapport de l'équation (2) sur (1)

On obtient :

$$\frac{\Delta t_{BC}}{\Delta t_{AB}} = \operatorname{tg} \theta \quad (3).$$

### 3-2: Processus de détermination de la différence de phase

La porteuse RF réceptionnée par chacune des antennes A et B (fig 3-1) se traduit par:

$$V_A(t) = E_m \cos(\omega t) = E_m \underline{0^\circ} \quad (4)$$

$$V_B(t) = E_m \cos(\omega t - \phi_1) = E_m \underline{-\phi_1} \quad (5)$$

avec  $\phi_1 > 0$  de détermination de la différence de phase

La somme des deux antennes

$$V_\Sigma = E_m + E_m [\cos(-\phi_1) + j \sin(-\phi_1)]$$

$$|V_\Sigma|^2 = E_m^2 [1 + \cos \phi_1]^2 + E_m^2 \sin^2 \phi_1$$

$$\text{d'où } |V_\Sigma|^2 = 2 E_m^2 (1 + \cos \phi_1)$$

$$V_\Delta = E_m \underline{0^\circ} - E_m \underline{-\phi_1}$$

$$\text{on trouve } |V_\Delta|^2 = 2 E_m^2 (1 - \cos \phi_1).$$

$$\text{Soit: } K_1 = \frac{|V_\Sigma|^2 - |V_\Delta|^2}{|V_\Sigma|^2 + |V_\Delta|^2} = \cos \phi_1 \quad (6)$$

En déphasant  $V_B(t)$  de  $90^\circ$  on aura.  $V_B(t) = E_m \underline{-\phi_1 + 90^\circ}$

$$V_{\Sigma_{90}} = E_m \underline{0^\circ} + E_m \underline{-\phi_1 + 90^\circ}$$

$$|V_{\Sigma_{90}}|^2 = 2 E_m^2 (1 + \sin \phi_1)$$

$$|V_{\Delta_{90}}|^2 = 2 E_m^2 (1 - \sin \phi_1).$$

$$\text{d'où } K_2 = \frac{|V_\Sigma|_{q_0}^2 - |V_\Delta|_{q_0}^2}{|V_\Sigma|_{q_0}^2 + |V_\Delta|_{q_0}^2} = \sin \phi_1 \quad (7)$$

### 3-3 Détermination des distances di.

Pour pouvoir lever l'ambiguïté du champs que nous verrons après,  $|\phi_1|$  doit être inférieur ou égale à  $\pi$ . Cette condition nous permettra de connaître le signe du déphasage entre deux éléments dans le cas général.

dans le cas où  $K_2 \geq 0 \Rightarrow \phi_1 \geq 0$

pour  $K_2 < 0 \Rightarrow \phi_1 < 0$

en remplaçant dans l'équation (1)  $\Delta t_{AB}$  par  $\frac{\phi_1}{\omega}$

$$\phi_1 = \frac{2\pi f d}{c} \cos \theta \cos \phi_{EL}$$

$$|\phi_1|_{\max} = \frac{2\pi f_{\max} d}{c} \leq \pi$$

$$\text{d'où } d \leq \frac{c}{2f_{\max}}$$

l'auteur donne le tableau suivant:

| d (m)  | $f_\lambda = c/2d$ MHz | Bandes MHz |
|--------|------------------------|------------|
| 0,786  | 191                    | 20 - 140   |
| 0,269  | 557,6                  | 140 - 500  |
| 0,0814 | 1842,75                | 500 - 1000 |

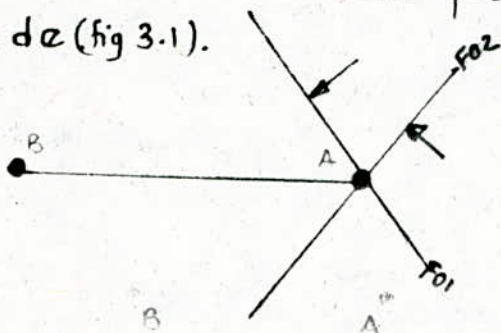
### 3-4. Lever de l'ambiguïté

d'après l'équation (6) et (7) :

$$K_1 = \cos \phi_1$$

$$K_2 = \sin \phi_1$$

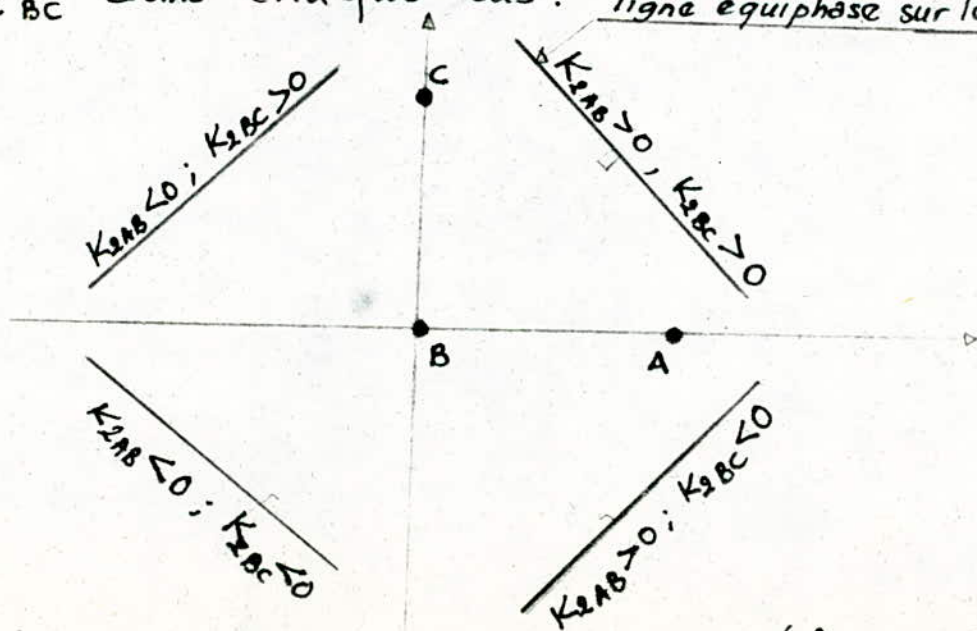
Si  $K_2$  est positif on aura deux possibilités d'arrivée du front d'onde (fig 3.1).



(fig. 3.1)

d'où la nécessité de lever cette ambiguïté. Pour cela on sélectionne la paire BC c'est à dire on commutent de l'élément A à l'élément C.

En partageant l'espace en quatre quadrants (fig 3.2) on peut mentionner le signe de  $K_{2AB}$  et  $K_{2BC}$  dans chaque cas.



(fig 3.2)

## IV-4-Precision des mesures

### 4-1. Precision sur la mesure de $\phi_1$

Il existe deux possibilités pour déterminer  $\phi_1$  soit par  $K_1$  ou  $K_2$ . L'examen de la courbe sinus indique une variation pratiquement linéaire pour des angles compris entre  $\pm 45^\circ$  à partir de 0. Cette linéarité nous permet d'extraire  $\phi_1$  avec une meilleure résolution.

Pour extraire  $\phi_1$  on doit tester alors le rapport  $\frac{K_2}{K_1}$

$$\text{si } \left| \frac{K_2}{K_1} \right| \leq 1 \quad \Rightarrow \quad \phi_1 = \text{Arc sin } K_2 \quad (8)$$

$$\text{si } \left| \frac{K_2}{K_1} \right| > 1 \quad \Rightarrow \quad \phi_1 = \text{Arc cos } K_1 \quad (9)$$

Le déphasage  $\phi_1$  est relevé avec une certaine précision. Cette précision dépend de l'erreur sur la phase du front d'onde ; qui est due ; d'une part au milieu de propagation est d'autre part au rapport (S/N) du système de recherche de direction.

L'erreur sur la phase du front d'onde ; due aux bruits est donnée par :

$$\Delta\phi = \frac{1}{(2 S/N)^{1/2}} \quad (\text{rd}) \quad (10)$$

Cette erreur peut être réduite par de multiples mesures l'erreur pour N mesures est définie par

$$\Delta\phi_{N(\text{EQA})} = \frac{\Delta\phi}{\sqrt{N}} \quad (\text{rd}) \quad (11)$$



Soit  $\tau$  le temps en secondes pour effectuer une seule mesure de  $\phi$ .

Si  $B_T$  est la bande passante de la FI du système  
alors  $\tau \geq \frac{1}{2B_T}$

à la limite ce temps de mesure  $\tau$  comprend la mesure des grandeurs  $|V_e|$ ;  $|V_a|$ ;  $|V_e|_{q_0}$ ;  $|V_a|_{q_0}$ .

Soit  $\tau_m$  le temps de mesure pour chaque grandeur

$$\text{soit } \tau = 4 \tau_m$$

$$\tau_m \text{ est alors égale à } \frac{1}{8B_T}$$

---

$\tau_m$  définit la période d'échantillonnage soit  $f_e = 8B_T$

Le système de recherche de direction permet à l'opérateur de sélectionner la marge de temps de traitement

Si  $T$  est le temps de traitement sélectionné;  $N_T$  mesures peuvent être entreprises.

$$N_T = \frac{T}{\tau} = 2BT \quad (12)$$

$$\text{d'où } \Delta \phi_{N(EQM)} = \frac{1}{\sqrt{2S/N} \cdot \sqrt{2BT}} \quad (\text{rd}) \quad (13)$$

$$\Delta \phi_{N(EQM)} = \frac{28,6}{\sqrt{BT} \cdot \sqrt{S/N}} \quad (\text{degré}) \quad (14)$$

Le signal détecté est traité à travers des filtres de bandes très étroites (Intégrateur) qui réduisent d'avantage le bruit.

Le rapport S/N effectif sera définie par

$$S/N \text{ effectif} = S/N \cdot \sqrt{\frac{B_I}{2B_V}} \quad (15)$$

où  $B_I$  est la bande passante de la FI.

$B_V$  est la bande passante de l'intégrateur.

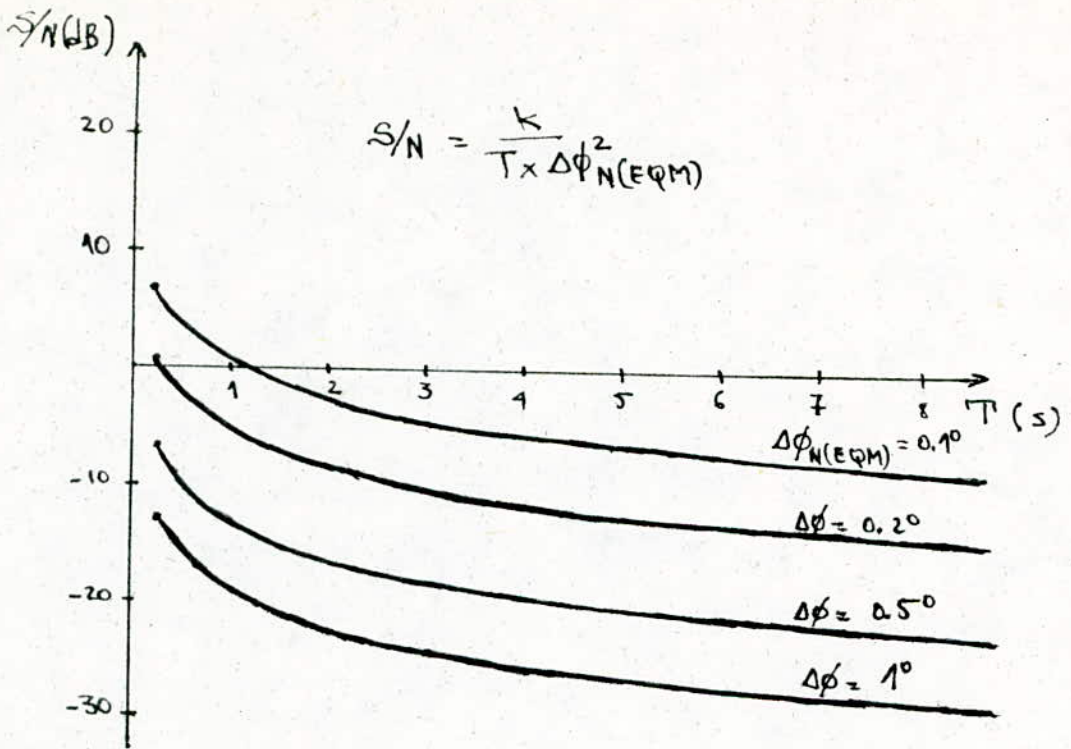
L'équation (14) devient:

$$\Delta\phi_{N(EQM)} = \frac{28,6}{\sqrt{B_I T} \cdot \sqrt{(S/N)} \sqrt{\frac{B_I}{2B_V}}} \quad (16)$$

$$\text{d'où } (S/N) = \frac{(28,6)^2}{B_I T \sqrt{\frac{B_I}{2B_V}} \cdot \Delta\phi_{N(EQM)}^2}$$

$$(S/N) = \frac{(28,6)^2}{T \sqrt{\frac{B_I^3}{2B_V}} \cdot \Delta\phi_{N(EQM)}^2} \quad (17)$$

La figure (V-1) représente le rapport S/N en fonction du temps de mesure choisis ; pour différentes valeurs de  $\Delta\phi_{N(EQM)}$ . La largeur de bande FI est de 10 KHz et la largeur de bande de l'intégrateur est de 100 Hz.



fig(IV - 1).

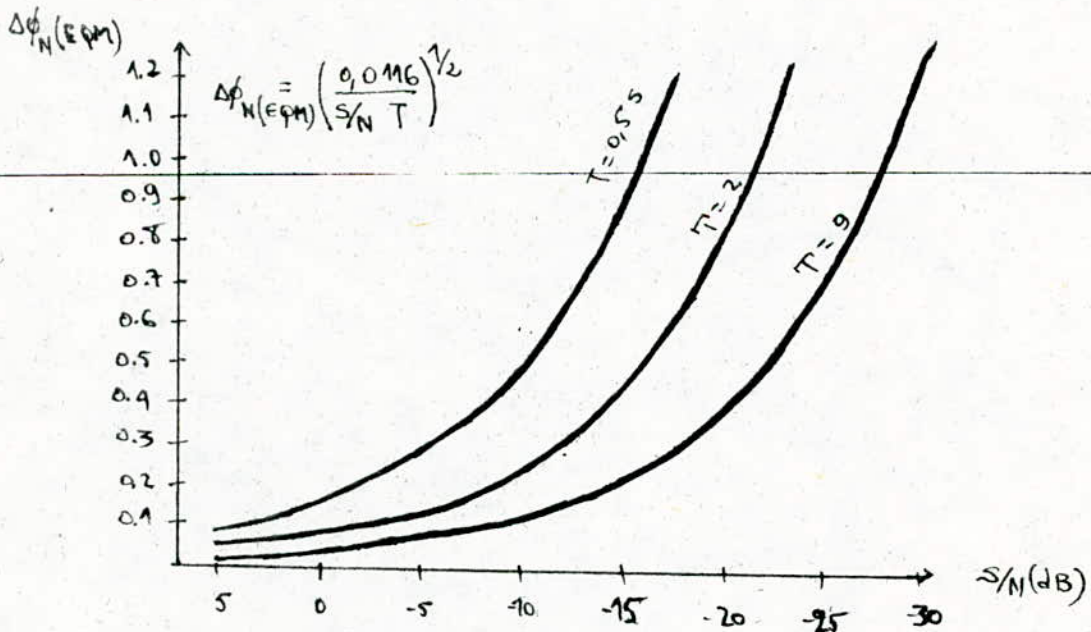


fig (IV - 2)

La figure (IV-2) traduit la relation entre  $\Delta\phi_{N(EQM)}$  et le rapport S/N ; pour un temps de mesure fixé.

Pour n'importe quelle courbe (T fixé); une faible erreur sur la phase exige directement un grand rapport S/N.

Pour une erreur de phase fixée; La recherche de direction pour les signaux de faibles niveaux est accomplie par l'augmentation du temps de mesure T.

Jusque ici nous avons parlé de l'effet du rapport S/N sur la phase du front d'onde. Cette phase est relevée après la mesure de quatre tensions  $|V_{z1}|; |V_{01}|; |N_{z1q}|$  et  $|N_{01q}|$ . Pour cela le système de recherche de direction doit être capable de mesurer le voltages associé au minimum désiré de  $\phi_N$  (moyen).

Le système de recherche de direction (fig II-1) utilise un convertisseur A/D contenu dans l'ADP. Ce convertisseur à 12 bits permet la mesure du voltage avec plus ou moins  $4,88 \cdot 10^{-4}$  Volts; (1 bit pour le signe).

#### 4-2. Précision sur l'angle d'arrivée $\theta$ .

l'équation (3) donne 
$$\text{tg}\theta = \frac{\Delta t_{BC}}{\Delta t_{AB}}$$

On appellera  $\phi_{AB} = \phi_1$  le déphasage entre A et B  
et par  $\phi_{BC} = \phi_2$  le déphasage entre B et C.

Ce qui conduit à 
$$\Delta t_{BC} = \omega \phi_2$$
  
et 
$$\Delta t_{AB} = \omega \phi_1$$

avec  $\omega = 2\pi f$  :  $f$  étant la fréquence de l'émetteur

$$\text{d'où } \tan \theta = \frac{\phi_2}{\phi_1} \quad (18)$$

d'après l'équation (1) et (2) on obtient

$$\phi_1 = \frac{2\pi f d}{c} \cos \theta \cos \phi_{EL} \quad (19)$$

$$\phi_2 = \frac{2\pi f d}{c} \sin \theta \cos \phi_{EL} \quad (20)$$

En différentiant l'équation (18) on trouve l'erreur sur  $\theta$  donnée par l'équation (21)

$$\Delta \theta_{(rd)} = \frac{c}{2\pi f d \cos \phi_{EL}} (|\sin \theta| \Delta \phi_2 + |\cos \theta| \Delta \phi_1) \quad (21)$$

pour  $\Delta \phi_1 = \Delta \phi_2 = \Delta \phi$ .

et en majorant  $|\cos \theta| + |\sin \theta| < \sqrt{2}$

L'erreur sur  $\theta$  quelque soit  $\theta$  devient:

$$\Delta \theta_{(rd)} \leq \frac{\sqrt{2} c}{2\pi f d \cos \phi_{EL}} \Delta \phi \quad (22)$$

on remarque d'après l'équation (22) que l'erreur sur  $\theta$  est :

- 1/ inversement proportionnelle à  $\cos \phi_{EL}$
- 2/ inversement proportionnelle à  $d$  et  $f$
- 3/ directement proportionnelle à  $\Delta \phi$

Dans le cas où  $\phi_{EL} = 0$ , l'erreur sur  $\theta$  calculer à partir de l'équation (18); est minimiser seulement dans ce cas particulier; il est possible de calculer  $\theta$  avec l'équation (19) ou (20) en remplaçant  $\phi_{EL}$  par zéro.

le calcul de  $\theta$  à partir de l'équation (19) ou (20) réduit le temps de traitement de moitié par rapport au calcul fait à partir de l'équation (18). Pour cette raison, dans le cas où l'émetteur est à une élévation faible devant la distance qui le sépare du système de recherche de direction; soit  $\phi_{EL} \approx 0$ .

$$\phi_i = \frac{2\pi f d}{c} \cos\theta \quad (\text{rd}) \quad (23)$$

$$\phi_i = \frac{360 d}{\lambda} \cos\theta \quad (\text{deg}) \quad (24)$$

de l'équation (24) on en déduit  $\theta$ :

$$\theta = \text{Arc cos} \left( \frac{\lambda}{360 d} \phi_i \right) \quad (25)$$

L'examen de l'équation (25) montre que pour  $\phi_i$  positif ou négatif; il existe deux solutions pour  $\theta$ :

$$\begin{aligned} \text{pour } \phi_i \geq 0 & \Rightarrow \theta \in [-90^\circ, 90^\circ] \\ \text{pour } \phi_i < 0 & \Rightarrow \theta \in \{ ]90^\circ, 180^\circ] \cup [-180^\circ, -90^\circ[ \} \end{aligned}$$

On rappelle que l'angle d'arrivée  $\theta$  est donnée par rapport au segment qui joint les éléments B et A.

L'ambiguïté due à la dualité de la solution de l'équation (25) est relevée grâce à la paire BC qui est perpendiculaire à BA; le signe de  $\phi_{BC}$  détermine la vraie solution.

En différentiant l'équation (25) on obtient une relation entre l'erreur sur le retard de phase  $\Delta\phi$  et l'erreur sur l'angle d'arrivée  $\theta$ , donnée par (26).

$$\Delta\theta = \frac{\lambda}{360d \sin\theta} \Delta\phi \quad (26)$$

où  $\Delta\theta$  est en degrés

d'après l'équation (26) on s'aperçoit que l'erreur sur l'angle d'arrivée  $\theta$  est:

1) Directement proportionnelle à l'erreur sur le retard de phase  $\Delta\phi$ .

2) Inversement proportionnelle à l'espacement des éléments  $d$ .

3) Inversement proportionnelle au sinus de l'angle d'arrivée  $\theta$ .

La figure (IV-3) traduit l'équation (26) pour des valeurs de  $\lambda$ ,  $d$ , et  $\Delta\phi$  fixées.

Pour une longueur d'onde donnée  $\lambda = \frac{c}{f}$ ; l'espacement entre deux des éléments est donné par le tableau du paragraphe 3-3. De ce fait il est intéressant de voir sur la figure (IV-3); que l'erreur sur  $\theta$  augmente quand l'émetteur est sur la parallèle à la ligne de base. Par contre l'erreur sur  $\theta$  diminue quand l'objectif est perpendiculaire à la ligne de base. Par conséquent il est utile d'éviter de relever des mesures indiquant une position de la ligne de base

de 0° jusqu'à environ 45° par rapport à l'émetteur.  
 Par exemple si la paire BA indique un angle d'arrivée inférieur à 45°, on doit commuter sur la paire BC pour effectuer un relèvement plus précis.

L'erreur sur  $\theta$  devient :

$$\Delta\theta = \frac{\lambda}{360d \cos\theta} \Delta\phi$$

Remarque: L'angle  $\theta$  est toujours l'angle d'arrivée sur le plan horizontal donné par rapport à la ligne de base BA.

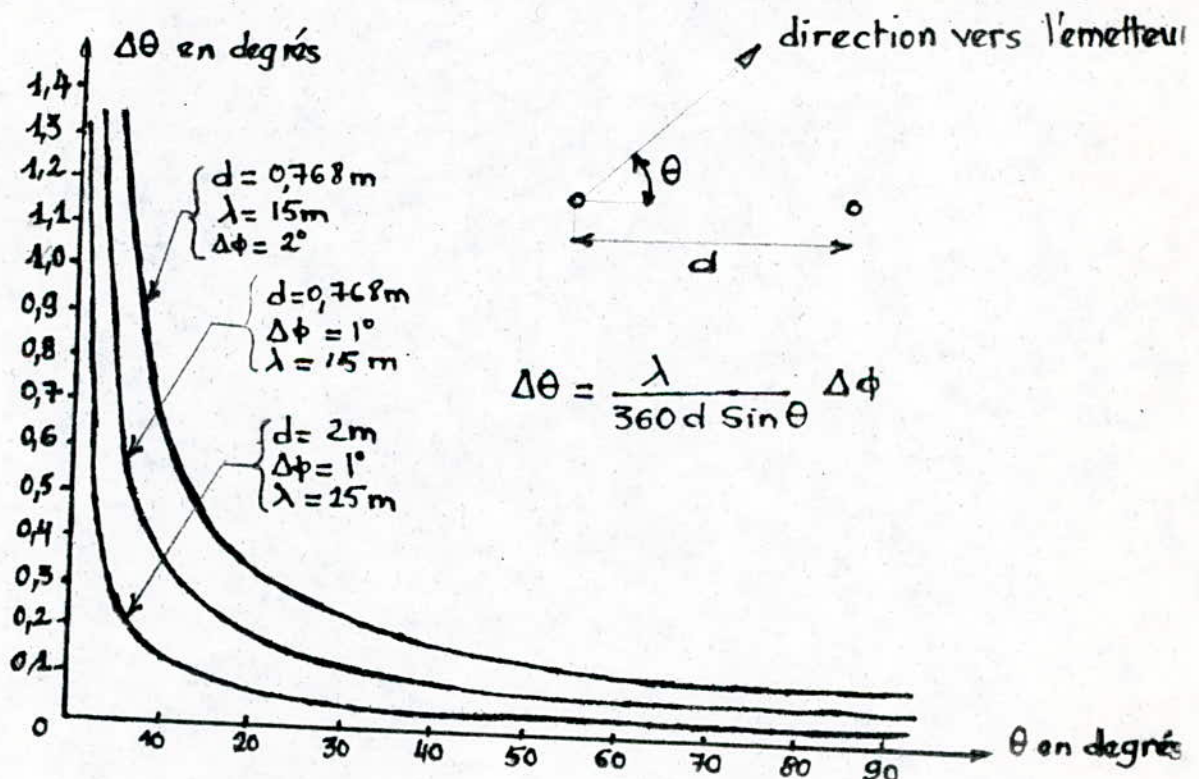


fig: IV - 3.



### 4-3. Erreurs dues aux chemins multiples

Les chemins multiples sont dus aux réflexions sur d'éventuels obstacles. Le signal réfléchi se superpose au signal direct provenant de l'émetteur, provoquant une distorsion du signal direct et change la phase relative du signal reçu.

Les réflexions sont provoquées dans l'espace par les montagnes, les arbres, les maisons, etc., aussi bien que par les objets en mouvements comme les voitures, les bateaux etc....

le paragraphe 4-4 du chapitre II concrétise l'idée sur ses phénomènes.

### 4-4 Callibrage du système de recherche de direction.

Nous avons cité plus haut les chemins multiples dus à l'environnement. D'autres "chemins multiples" sont causés par la structure elle-même de l'antenne.

Les distorsions provoquées par cette dernière sont constante dans l'espace et dans le temps.

Cette caractéristique nous permet de les vaincre par callibrage.

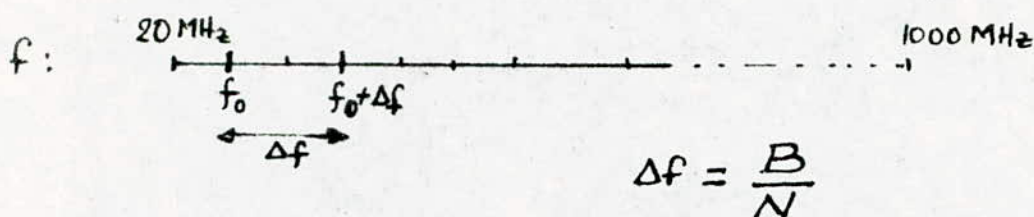
Le callibrage consiste dans la collection d'un nombre fini d'échantillon; ce nombre dépend de la précision désirable sur la mesure de l'angle d'arrivée  $\theta$ .

Une fois les échantillons recueillis, ils seront stockés dans des EPROMs, ce qui va permettre un callibrage automatique du système.

un échantillon consiste dans l'extraction des fluctuations sur la phase à mesurer pour différentes valeurs de  $\theta$ ; de la fréquence, et pour les différentes polarisations rectiligne; circulaire et elliptique.

Pour relever ces échantillons, on dispose d'une source émettrice très directive qu'on place avec le récepteur dans un milieu largement isolé des effets de réflexions. la source émettrice étant fixe; les différentes directions d'arrivée sur  $360^\circ$  sont simulées par la rotation du récepteur.

pour une polarisation donnée; on divise la bande de fréquence en  $N$  petites bandes, et le champs de vision en  $M$  secteurs.



Par exemple pour une polarisation verticale, On fixe  $f_0$  et on fait varier  $\theta$  à partir de  $0^\circ$ ; par pas de  $\Delta\theta$ . En compare la valeur mesurée par le système avec la valeur vraie de  $\theta$  ( $\theta_{Er} = \theta_v - \theta_m$ ). On stock  $\theta_{Er}$  dans une adresse de l'EPROM.

Pendant l'exécution d'un relevement; d'un émetteur de fréquence  $f_i$ ; le système mesure la direction  $\theta_j$ .

A  $f_i$  et  $\theta_j$  correspond un échantillon  $\theta_{Er(i,j)}$  que l'on ajoute à la valeur de  $\theta_j$  mesurée. Le nombre d'échantillon est égal à  $3N \cdot M$ .

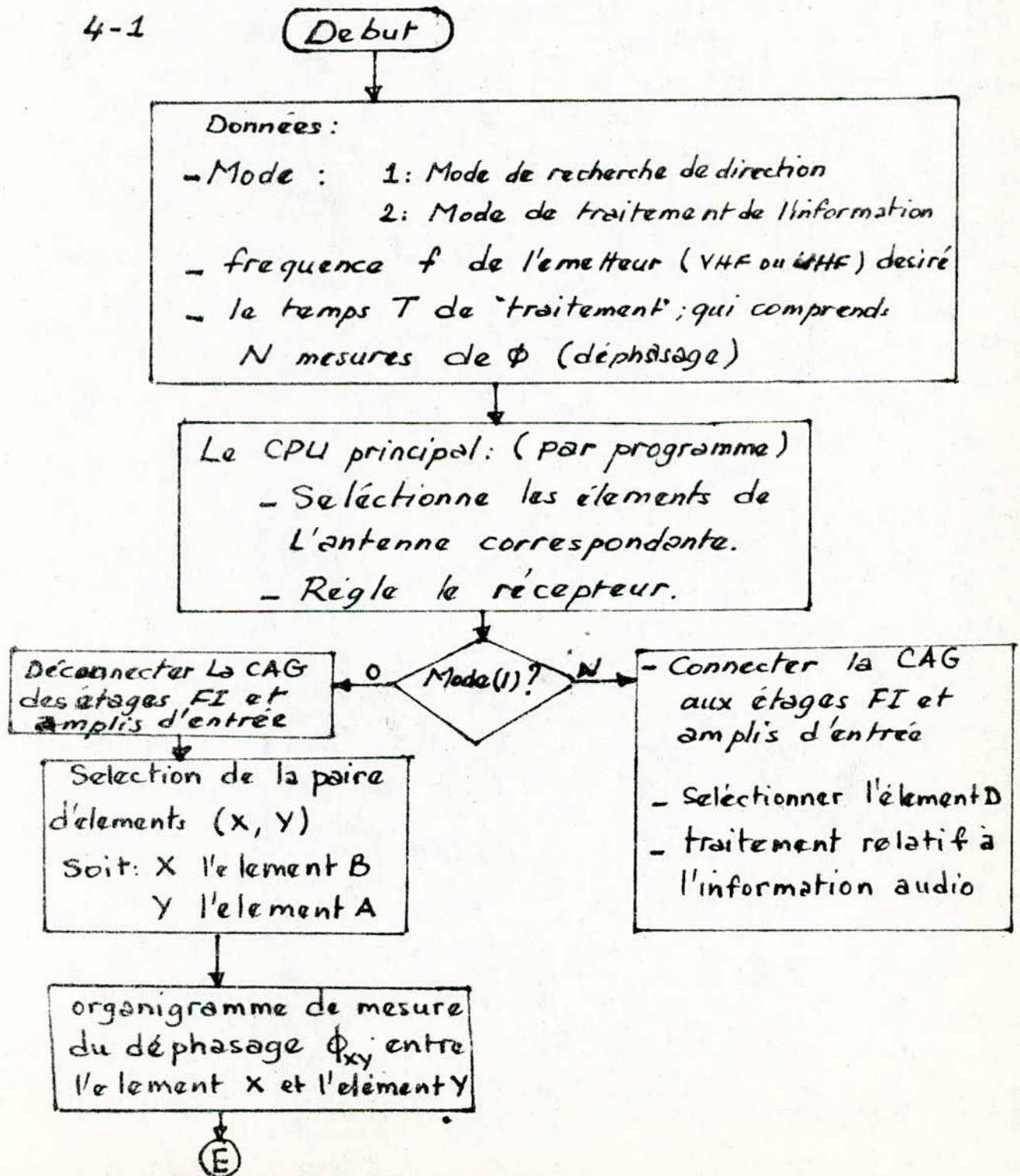
#### IV-4 Organigramme.

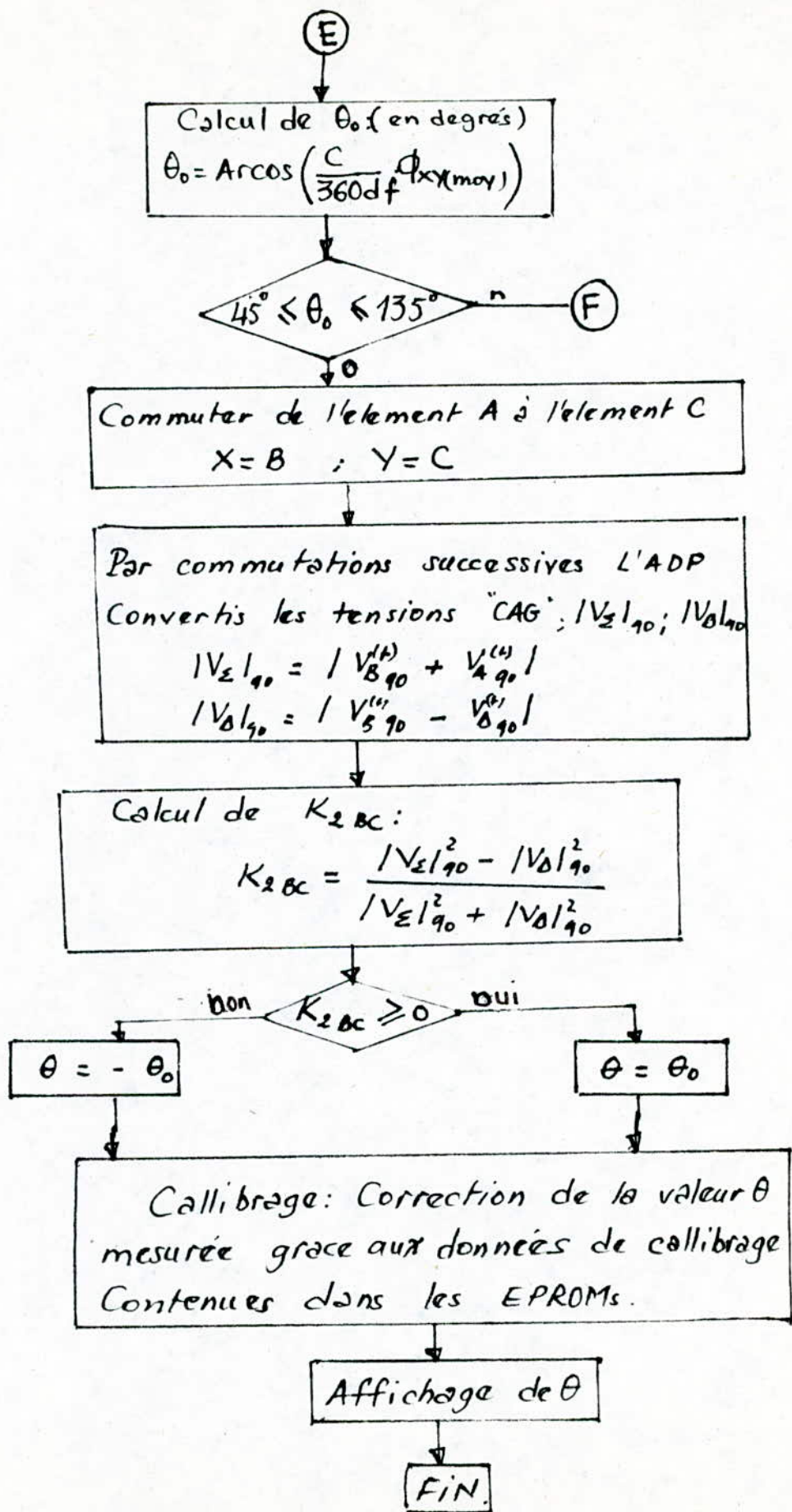
Détermination de la direction définie par  $\theta$  dans le cas où l'élevation de l'émetteur est prise égale à zéro ( $\phi=0$ ).

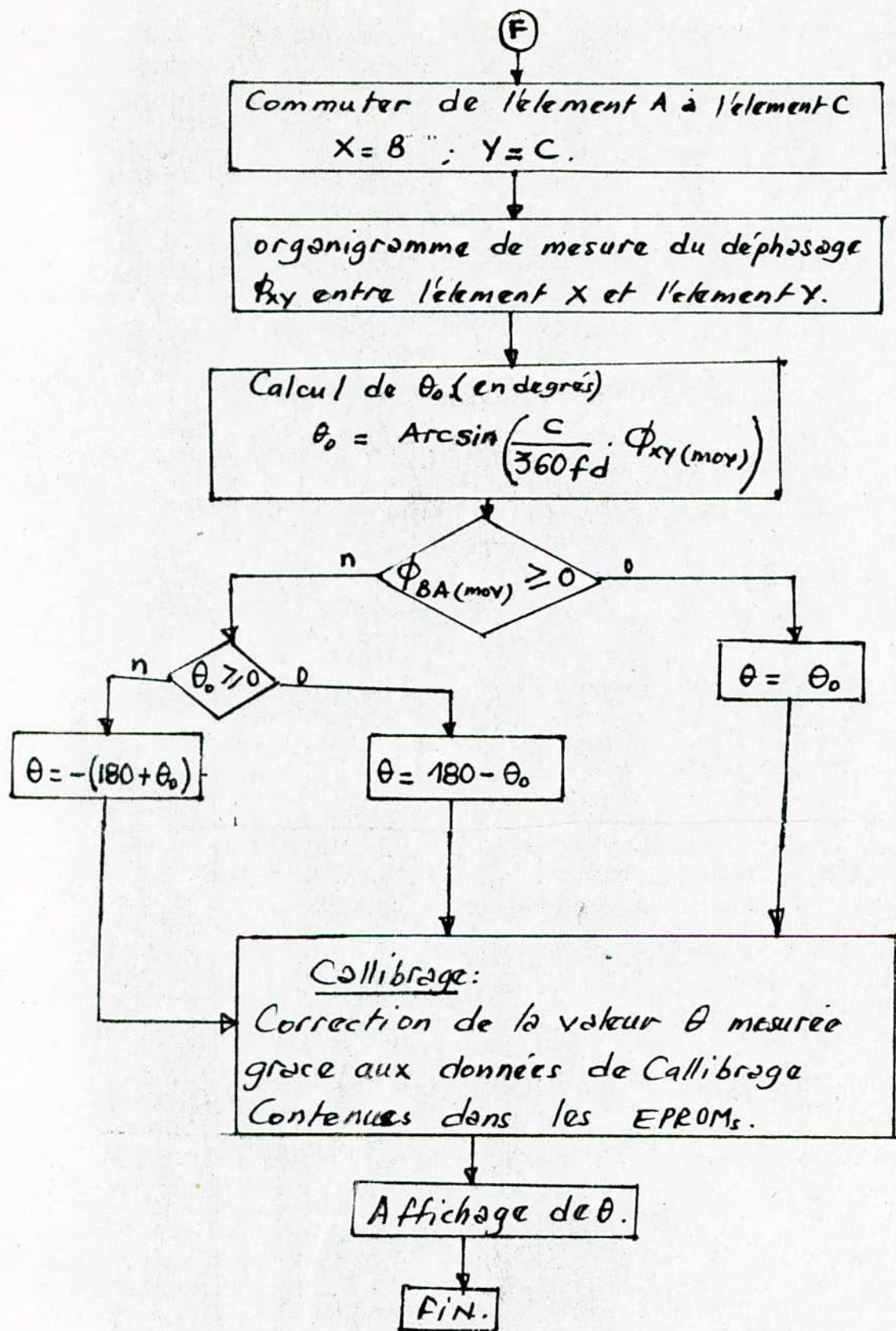
4-1 Organigramme principal

4-2 Organigramme pour la mesure du déphasage.

4-1







4-2

Debut

Soit  $(X, Y)$  le couple qui définit la paire d'éléments sélectionnés.

$X$  étant l'élément  $B$

$Y$  étant l'élément  $A$  ou  $C$ .

Initialiser un compteur  $I$   
 $I = 1$

R

Par commutation successives L'ADP  
Convertis les tensions "CAG";

$|V_{\Sigma}|$  ;  $|V_{\Delta}|$  ;  $|V_{\Sigma}|_{90}$  ;  $|V_{\Delta}|_{90}$

avec :

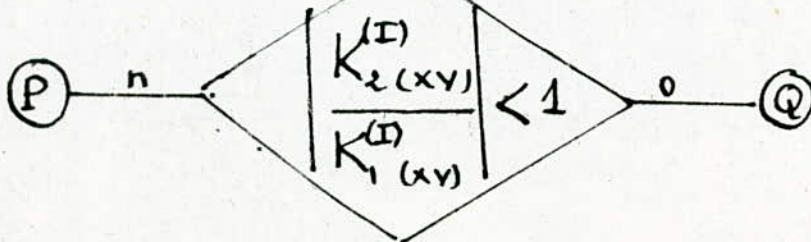
$$|V_{\Sigma}|_{90} = |V_x^{(+)} + V_y^{(+)}|$$

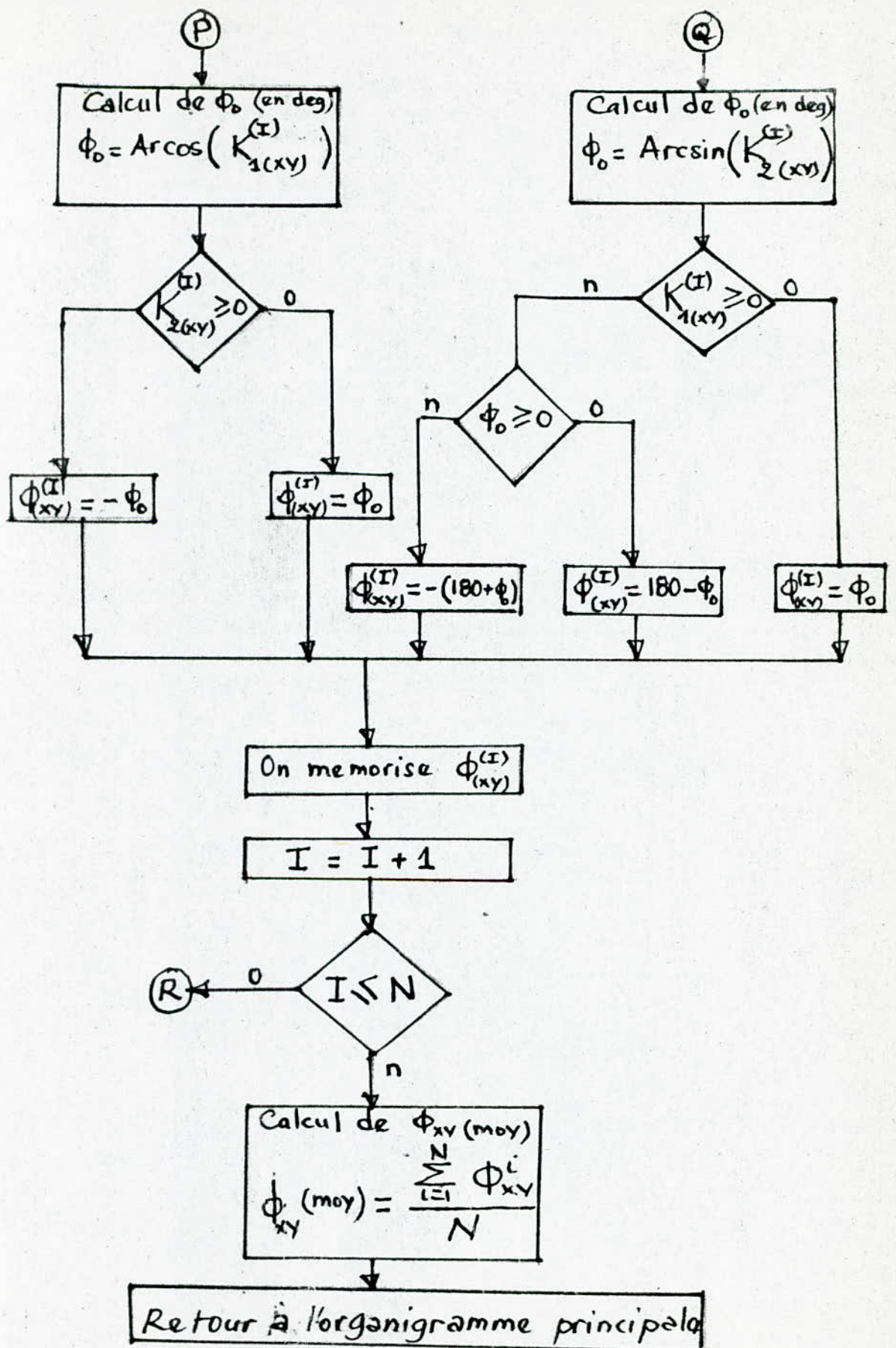
$$|V_{\Delta}|_{90} = |V_x^{(+)} - V_y^{(+)}|$$

Calcul de :  $K_{1(xy)}^{(I)}$  ;  $K_{2(xy)}^{(I)}$

$$K_{1(xy)}^{(I)} = \frac{|V_{\Sigma}|^2 - |V_{\Delta}|^2}{|V_{\Sigma}|^2 + |V_{\Delta}|^2}$$

$$K_{2(xy)}^{(I)} = \frac{|V_{\Sigma}|_{90}^2 - |V_{\Delta}|_{90}^2}{|V_{\Sigma}|_{90}^2 + |V_{\Delta}|_{90}^2}$$





## CONCLUSION

Le sujet que nous avons traité nous a permis d'explorer un champ d'application important des moyens radioélectrique. En effet les systèmes de recherche de direction sont nés très tôt après la découverte des propriétés directionnelles d'une antenne à boucle par Hertz (1893). Dès leur naissance, ces systèmes ont trouvé leurs applications dans la navigation maritime et aérienne et ont joué un rôle important pendant la deuxième guerre mondiale pour la localisation des émetteurs ennemis. Le progrès réalisé dans le domaine de la technique a permis aux systèmes de recherche de direction de se développer, et le système qu'on a exposé en est le fruit de cette escalade technique.

Notre étude a été portée principalement sur la précision qu'un tel système peut acquérir en apportant un choix judicieux sur le calcul d'une direction. Cette précision dépend aussi du rapport S/N, mais en faisant un certain nombre de mesures, on arrive à avoir une amélioration qui dépendra du temps de traitement que l'on s'est fixé. Nous avons vu aussi que l'antenne induisait une erreur sur la direction d'arrivée mais par calibrage, il nous est possible de la corriger. Donc la précision du système dépend aussi des données de calibrage, plus le nombre de données est important, meilleure est la précision et plus le coût du système est élevé.

Le procédé appliqué est l'exploration du champ de phase, qui ne repose pas sur les propriétés directionnelles de l'antenne appropriée, de ce fait ce système est très sensible aux trajets multiples causés par les rayonnements. Pour que ce système atteigne une haute précision (moins de  $1^\circ$ ) sur la direction d'arrivée, il doit être utilisé dans un espace en quelque sorte libre de ces effets.



Nous espérons avoir touché à notre but en essayant d'explicitier cette technique. Et tous nos espoirs reposent sur le suivi de cette étude qui ne représente qu'une petite partie relative au fonctionnement de ce système.

## Bibliographie.

### Livres

- J-FOMBONNE (Radionavigation - Radiolocalisation)
- F.MILLARD (Cours de radiolocalisation)
- GUETTING (Direction finding)
- A. VANDER VORST (Electromagnétisme. Transmission; Propagation et Rayonnement)
- L. BOITHIAS (Calcul par nomogrammes de la propagation des ondes VHF/UHF)
- BENSOUSSSEN (Antennes).
- HENRY JASIK (Antenna Engenerring Handbook)
- AUMIAUX (Emploi des microprocesseurs)

### Revue:

- MSN ( MARCH 1984 )
- ITT ( Vol 50 N° 4 1975 ; Vol 54 N° 2 1979, Vol 52 N° 4 1977; Vol 58 N° 3 1984 )