

21/87
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLICQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : D'ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية للتكنولوجيا
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention d'un diplôme d'ingénieur d'Etat

SUJET

Théorie et Mesure des Antennes de Surface

Proposé par :

Mr AKSAS R.

Etudié par :

ZERGUI A.
BELKAID S.

Dirigé par :

Mr AKSAS R.

PROMOTION : JANVIER 1987

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : D'ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention d'un diplôme d'ingénieur d'Etat

SUJET

Théorie et Mesure des Antennes de Surface

Proposé par :

Mr AKSAS R.

Etudié par :

ZERGUI A.
BELKAID S.

Dirigé par :

Mr AKSAS R.

PROMOTION : JANVIER 1987

REMERCIEMENTS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Nous exprimons notre profonde gratitude à notre promoteur Mr AKSAS R, enseignant à L'E.N.P, pour avoir bien voulu nous aider de ses encouragements et de ses généreux Conseils. Nous lui sommes particulièrement grés d'avoir nous proposé un sujet si attachant. Qu'il reçoive l'expression de notre reconnaissance et nos remerciements les plus sincères.

IL nous est particulièrement agréable de remercier tous ceux qui nous ont encouragés et aidés.

Nous sommes très reconnaissants à Mr TRABELSI enseignant à L'E.N.P, pour ses Conseils et bienveillantes Critiques.

Nous remerciements s'adressent également à M^{lle} MOUSSAOUI A Enseignante à L'E.N.P pour l'aide qu'elle nous a apportée.

Nous tenons à remercier vivement, tous les enseignants qui nous ont fait don de leur savoir précieux en sachant gagner notre sympathie et notre profonde reconnaissance.

DEDICACES



Je dédie ce modeste travail à :

- Mes parents,
- Mes frères et soeurs,
- Ma famille
- Mes ami(es) , en particulier :

AOUIZERAT Hadj

ESCID Hammoudi

KOULOUGLI Sid.Ali

BELKAÏD Noredine, BELKAÏD Saïd

Je dédie ce travail à :

- Mes parents ,
- Mes frères et soeurs ,
- Ma femme ,
- Mes Cousins
- Mes amis , en particulier :

KOULOUGLI Sid.Ali

ZERGUI Ahmed.

SOMMAIRE



Chapitre I: Définitions et Caractéristiques des Antennes

- I - Généralités .
- II - Rayonnement d'un doublet électrique .
- III - Conducteur rayonnant ou « antenne ».

Chapitre II: Théorie des Antennes de Surface .

- A - Etude générale des ouvertures rayonnantes ;
- I - Principe de Huygens , Formule de Kirchoff .
 - II - Diffraction des ondes électromagnétique
 - III - Etude des champs électromagnétique à grande distance.
 - IV - Rayonnement d'une ouverture plane
- B - Les ouvertures planes rectangulaires et Circulaires
- I - L'ouverture rectangulaire .
 - II - L'ouverture circulaire .

Chapitre III: Etude théorique des différentes Antennes -

- A - Antenne Cornet électromagnétique .
- B - Antenne parabolique .
- C - Antenne Hélice .
- D - Antenne à Fente
- E - Antenne à Couche mince.

Chapitre IV: Travaux pratiques

- I - Expérience I : les antennes Cornets .
- II - Expérience II : les antennes paraboliques

Les antennes à fentes.

- III. Experience III : les antennes Hélice et théorie de La polarisation.
- IV. Experience IV. les antennes à Couchemince ,
les antennes à balayage

Conclusion :

PARTIE
I
THEORIQUE

INTRODUCTION

BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

La transmission à distance des informations par ondes électromagnétiques non guidées nécessite des éléments essentiels d'adaptation appelés antennes ou aériens. Une antenne constitue un organe de transition entre un conducteur (Circuit, ligne, guide d'onde, ...) et un milieu de propagation indéfini quel qu'il soit. Son rôle est réversible : à l'émission elle rayonne de l'énergie, à la réception elle capte de l'énergie. Ses caractéristiques conditionnent la qualité de la liaison.

Dans notre projet on entame une partie théorique relativement détaillée, puis on passe aux expériences sur les mesures d'antennes en hyper fréquence réparties en quatre manipulations :

- les antennes cornes, fréquemment utilisées comme source primaire d'une parabole, ouverture de portes par effet Doppler et contrôle de trafic en sont les applications les plus usuelles.
- les antennes paraboles sont employées pour les transmissions (TV).
- les antennes à fentes utiles en domaine militaire (fréquences avion rapide).
- les antennes hélices pour découpler plusieurs canaux rapprochés (plus répandue en transmission par satellites).
- les antennes à couche mince utilisées pour les antennes à balayage, et d'autres applications industrielles.

Enfin la troisième partie, tracés de diagrammes de rayonnement des fonctions caractéristiques différents par programmation, comme ça on peut voir la différence entre la théorie et la pratique.

I.1: Tout système matériel, siège de perturbations électromagnétique rayonne de l'énergie et constitue un aérien d'émission ou "antenne".

Une antenne d'émission est un conducteur qui transforme une énergie électrique en énergie de rayonnement électromagnétique.

Une antenne de réception traduit un rayonnement électromagnétique en courant électrique induit. La même antenne peut souvent servir à émettre ou capter selon qu'elle est alimentée ou non en courant.

- Tout fil électrique dans lequel passe un courant est une antenne d'émission et tout fil électrique peut servir d'antenne de réception.

- Un fil conducteur parcouru par des courants HF s'appelle une antenne filaire.

- A partir des fréquences UHF, la même antenne peut parfaitement servir pour l'émission et la réception.

- L'extrémité d'une guide d'onde parcouru par des ondes électromagnétiques s'appelle une antenne à ouverture.

Dans tous les cas, l'antenne constitue le dispositif de transition entre le milieu à propagation guidée (ligne bifilaire, ligne coaxial, guide d'onde etc...) et l'espace à propagation libre. Cette transition doit être effectuée avec le maximum de rendement. Elle nécessite donc une adaptation

ce qui impose la connaissance de l'impédance d'entrée: $Z_0 = R_0 + jX_0$

du système de rayonnement. La structure de l'aérien ainsi que la distribution des perturbations dont il est le siège (amplitudes des courants et des champs, phases en différents points) intervient dans la répartition (représentée) du rayonnement dans l'espace libre, répartition représentée par le diagramme de rayonnement.

I.2, Paramètres d'antennes

Une antenne peut être caractérisée

par différents paramètres :

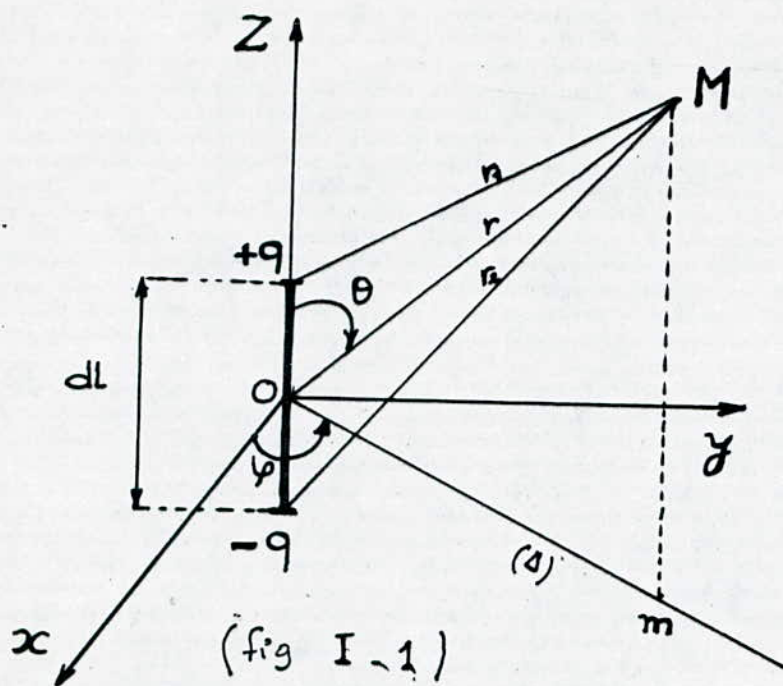
- Son diagramme de rayonnement
- sa polarisation
- sa résistance
- sa bande passante
- sa largeur de faisceau
- son gain en directivité
- son gain en puissance
- Sa longueur effective
- sa hauteur effective
- etc, ...

Nous envisagerons brièvement par la suite tous ces paramètres

Dans cette optique, l'étude de l'antenne la plus simple à savoir le doublet électrique est nécessaire du fait que son rayonnement constitue une excellente application pour la théorie des potentiels retardés dont la nécessité est de mettre en évidence les relations existantes entre les champs électrostatiques, les lois classiques de l'électromagnétique. Elle fera ainsi apparaître certaines propriétés de l'énergie rayonnée par ce qu'on appelle "onde".

Les lois établies pour le doublet seront généralisées pour les antennes.

II. Rayonnement d'un doublet électrique



Z : ordonnée par rapport au centre du doublet

$$Z = Mm$$

θ : colatitude de

$$\theta = (\vec{OZ}, \vec{OM})$$

φ : gisement par rapport au plan méridien YOZ .

(Δ) : projection de OM dans (xoy)

Un doublet électrique est un ensemble de deux sources distantes d'une distance $dl \ll \lambda$ chargées de $+q(t)$ et $-q(t)$.

$$q(t) = Q_0 e^{j\omega t}$$

$$i(t) = dq(t)/dt = j\omega Q_0 e^{j\omega t} = I_0 e^{j\omega t}$$

Le courant $i(t)$ a une amplitude constante le long de dl , ce qui n'est pas le cas pour les antennes.

II.1 Potentiel vecteur et scalaire

a) pour la circulation de i dans un conducteur filiforme C :

$$\vec{A} = \frac{\mu_0 i}{4\pi} \int \frac{d\vec{l}}{r}$$

Le circuit est linéaire dirigé suivant \vec{Oz} : on a une seule composante.

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \frac{I dl}{r} e^{j(\omega t - \beta r)} \quad \text{avec } \beta = \frac{\omega}{u} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (I.2)$$

b) V : potentiel scalaire provoqué par $+q$ et $-q$:

$$V = \frac{Q}{4\pi\epsilon} \left[\frac{e^{j(\omega t - \beta r_1)}}{r_1} - \frac{e^{j(\omega t - \beta r_2)}}{r_2} \right]$$

$$V = \frac{Q dl}{4\pi\epsilon} \frac{z}{r} \left(\frac{1}{r^2} + \frac{j\beta}{r} \right) e^{j(\omega t - \beta r)} \quad (I.3)$$

II.2 Champs magnétique et électrique.

a) $\vec{B} = \text{rot } \vec{A}$. L'induction \vec{B} est uniquement suivant \vec{Ox} .

$$B_x = - \frac{\mu}{4\pi} I dl \sin\theta \left(\frac{1}{r^2} + \frac{j\beta}{r} \right) e^{j(\omega t - \beta r)}$$

avec $\beta = \frac{\omega}{u} = \frac{2\pi}{\lambda}$: nombre d'onde
 $u = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}}$: vitesse de phase de ces potentiels.

b) Par définition : $\vec{E} = - \text{grad } V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$.

$$E_y = \frac{Q dl}{4\pi\epsilon} \sin\theta \cos\theta \left[\frac{3}{r^3} + \frac{3j\beta}{r^2} - \frac{\beta^2}{r} \right] e^{j(\omega t - \beta r)}$$

$$E_z = \frac{Q dl}{4\pi\epsilon} \left[\frac{2 - 3\sin^2\theta}{r^3} + \frac{j\beta(2 - 3\sin^2\theta)}{r^2} + \frac{\beta^2 \sin^2\theta}{r} \right] e^{j(\omega t - \beta r)}$$

II.3 Champs au voisinage du doublet

$\beta r \ll 1$ et
 r toujours plus grand que dl , donc :

(I-4)

$$\left[\begin{aligned} B_x &= - \frac{\mu}{4\pi} I dl \frac{\sin\theta}{r^2} e^{j(\omega t - \beta r)} \\ E_y &= \frac{Q dl}{4\pi\epsilon} \frac{3\sin\theta \cos\theta}{r^3} e^{j(\omega t - \beta r)} \\ E_z &= \frac{Q dl}{4\pi\epsilon} \frac{2 - 3\sin^2\theta}{r^3} e^{j(\omega t - \beta r)} \end{aligned} \right.$$

II.4 Champs aux grandes distances

pour $\beta r \gg 1$

$$(I.5) \quad \left[\begin{array}{l} B_x = -\frac{2I dl}{4\pi} \frac{j\beta \sin\theta}{r} e^{j(\omega t - \beta r)} \\ E_y = -\frac{I dl}{4j\pi\omega\epsilon} \sin\theta \cos\theta \cdot \frac{\beta^2}{r} e^{j(\omega t - \beta r)} \\ E_z = \frac{I dl}{4j\pi\omega\epsilon} \sin^2\theta \cdot \frac{\beta^2}{r} e^{j(\omega t - \beta r)} \end{array} \right.$$

On a :

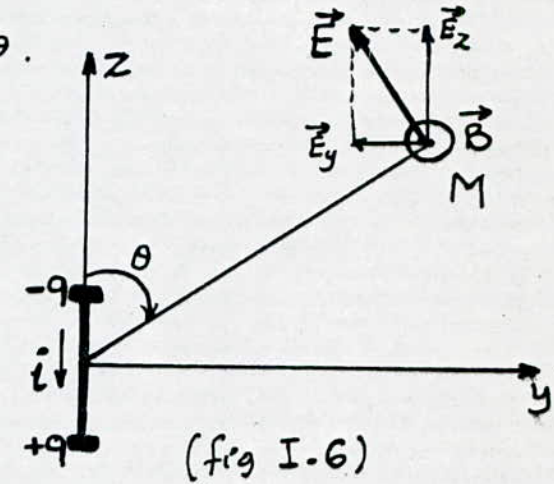
avec $Q = \frac{I}{j\omega}$

On remarque que : $\frac{E_y}{E_z} = -\cot\theta$.

$$\vec{E} \perp \vec{B}$$

Ces champs sont à leurs tours perpendiculaires à la direction de la propagation.

$$|E(\theta)| = \frac{I dl}{4\pi\omega\epsilon} \frac{\beta^2}{r} \sin\theta.$$



Comme $i = I e^{j\omega t}$, $B = \mu H$, $\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 120\pi$, On peut écrire :

$$(I.7) \quad \left[\begin{array}{l} H(\theta) = -\frac{j}{2\lambda r} i dl \sin\theta e^{-j\beta r} \\ E(\theta) = -j \frac{60\pi}{\lambda r} i dl \sin\theta e^{-j\beta r} \end{array} \right.$$

Ces expressions constituent les formules de base de la théorie des aériens.

$$\boxed{|E(\theta)| = 60 \frac{I}{r} |F(\theta)|} \quad \text{avec } F(\theta) = \pi \frac{dl}{\lambda} \sin\theta \quad (I.7)$$

F : fonction caractéristique de rayonnement du doublet.

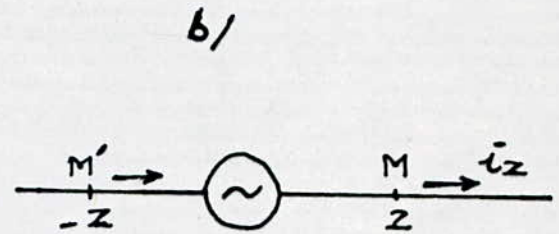
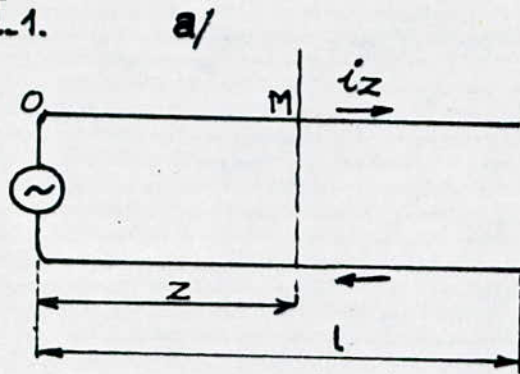
Remarques : * $\frac{E(\theta)}{H(\theta)} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ représente la même impédance qu'un milieu identique pour une onde plane (dans le vide $\sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 120\pi$).

* $\frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ donne $\epsilon E^2 = \mu H^2$ densités d'énergie électrique et magnétique localisée autour d'un point M sont égales.

* La phase de l'onde est constante sur toute la sphère de rayon r .

III Conducteur rayonnant ou « antenne ».

III.1.



(fig I-8)

La théorie des lignes sans pertes permet d'écrire

en A : $i_z = j \frac{V_0}{Z_c} \frac{\sin \beta(L-z_A)}{\cos \beta L}$ avec $Z_R = \infty$ (fig 1-a)

si A est un ventre : $i_A = i_M = j \frac{V_0}{Z_c} \frac{1}{\cos \beta L}$ qui donne :

$i_z = i_M \sin \beta(L-z)$ d'où le courant dans une antenne symétrique

(fig 1-b)

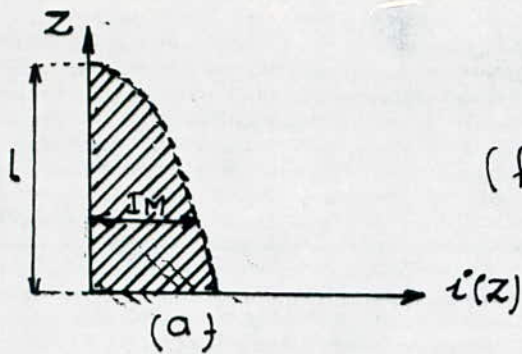
$$i_z = i_M \sin \beta(L - |z|) \quad (I-9)$$

Cette formule constitue l'hypothèse de base de la théorie des aériens filaires pour le calcul du champ électrique rayonné à grande distance. En appliquant la formule du doublet à chaque élément dz , on détermine le champ résultant par une simple intégration.

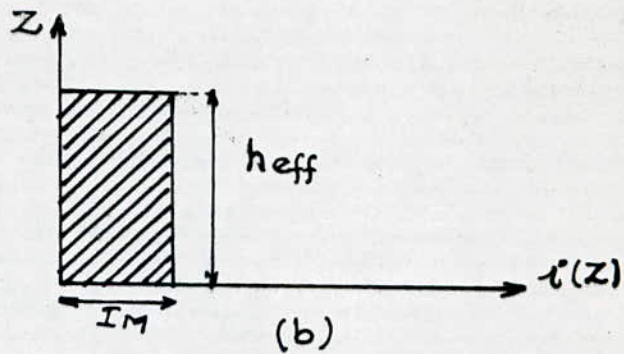
Cependant, cette assimilation de l'antenne à une ligne sans pertes néglige le rayonnement et ne permet pas le calcul de l'impédance d'entrée Z_0 .

III.2 Paramètres d'une antenne.

III.2.1. hauteur effective d'une antenne d'émission.



(fig I-10)



La hauteur effective d'une antenne de longueur L parcourue par un courant d'intensité maximale I_m , est la hauteur du rectangle de largeur I_m dont la surface serait égale à celle déterminée par la courbe de distribution de courant. (fig ci-dessus).

$$h_{\text{eff}} \cdot I_m = \int_0^L i(z) dz. \quad (\text{I-11})$$

Autrement dit c'est la hauteur qu'aurait un doublet isolé dans l'espace parcouru par le courant I_m pour produire un champ égal à celui de l'antenne dans la direction $\theta = \pi/2$. ce qui donne

$$E(\pi/2) = \frac{60\pi}{\lambda r} I_m \cdot h_{\text{eff}}$$

$$\text{d'autre part } E(\pi/2) = \frac{60\pi}{\lambda r} I_m \frac{1 - \cos \beta L}{\beta}$$

Ces deux relations donnent :

$$h_{\text{eff}} = \frac{1 - \cos \beta L}{\beta} \quad (\text{I-12})$$

III.2.2. Diagramme de rayonnement

$$|E(\theta)| = 60 \frac{I}{r} |F(\theta)| \quad \text{avec} \quad |F(\theta)| = \frac{\pi dl}{\lambda} |\sin \theta|$$

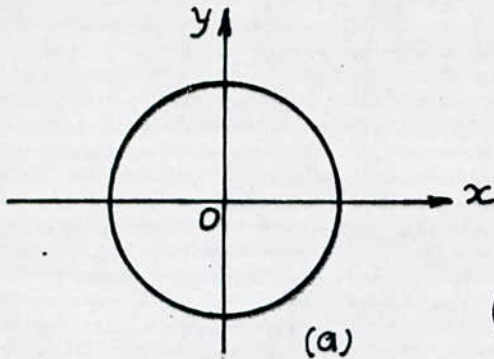
$F(\theta)$: fonction caractéristique du rayonnement du doublet.

La représentation graphique de la courbe polaire : $OM = \rho = F(\theta)$ dans les plans (xoy) et (yoz) .

— Plan (xoy) : $\theta = \pi/2$ et $|F(\theta)| = \left| \frac{\pi dl}{\lambda} \right|$ et le diagramme sera

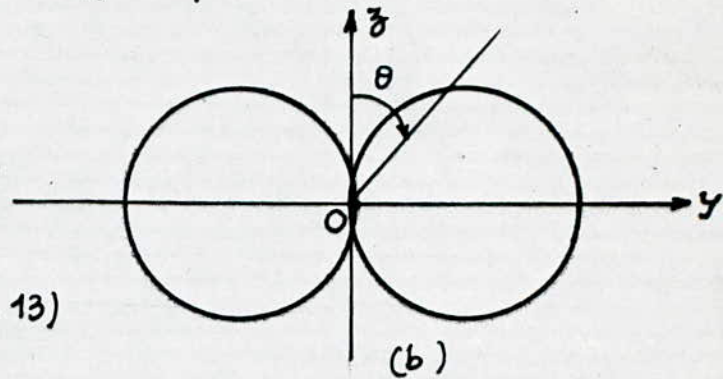
un cercle de rayon $r = |\pi dl / \lambda|$.

- Plan (yoz) : $|F(\theta)| = \left| \frac{\pi dl \sin \theta}{\lambda} \right|$ pour $0 \leq \theta \leq 2\pi$



(a)

(fig I-13)



(b)

Dans le cas général F est fonction de deux angles θ et ψ où :

$$|E(\theta, \psi)| = 60 \frac{I}{r} |F(\theta, \psi)|$$

III.2.3. Résistance de rayonnement

Soit W_r la puissance totale rayonnée par l'antenne, et soit I_0 le courant de référence qui traverse l'antenne ; On appelle résistance de rayonnement R_r , qui est parcourue par I_0 dissiperait W_r .

$$W_r = \frac{1}{2} R_r I_0^2 \quad (I-14)$$

$$W_r = \frac{1}{2} R_r I_0^2 \quad \text{et} \quad E = 60 \frac{I_0}{r} F(\theta)$$

$$W_r = \int_0^\pi \langle \vec{S} \rangle d\vec{S} = \int_0^\pi \frac{1}{2} \left(\frac{60 I_0}{r} \right)^2 \frac{F^2(\theta)}{120 \pi} \cdot 2\pi r^2 \sin \theta d\theta$$

ce qui donne :

$$R_r = 60 \int_0^\pi F^2(\theta) \sin \theta d\theta \quad (I-15)$$

Dans le cas où la fonction caractéristique dépend et de θ et de ψ ; $F(\theta, \psi)$.

$$R_r = \frac{30}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \psi) \sin \theta d\theta d\psi \quad (I-16)$$

III.2.4. Gain et directivité absolues d'une antenne

Le gain d'une antenne dans une direction $\Delta(\theta, \psi)$ est le rapport entre

l'intensité de rayonnement dans la même direction par unité d'angle solide $W(\theta, \psi)$ et la puissance qui serait rayonnée par une source isotrope alimentée avec la même puissance totale W_t .

$$G_0(\theta, \psi) = \frac{W(\theta, \psi)}{W_t(\theta, \psi)/4\pi} = \frac{\bar{P} \cdot r^2}{W_t/4\pi} = \frac{E_{eff}^2 \cdot r^2}{120\pi/4\pi} = \frac{E_{eff}^2 \cdot r^2}{30 W_t}$$

Si l'antenne rayonne toute la puissance reçue: (I-17)

$$W_t = \int_0^{4\pi} W(\theta, \psi) d\Omega \quad \text{et} \quad W(\theta, \psi) = r(\theta, \psi) W(\theta_0, \psi_0) = r(\theta, \psi) \cdot W_{max}$$

* $r(\theta, \psi)$: représente le diagramme de rayonnement.

* (θ_0, ψ_0) : détermine la direction du rayonnement maximal

Le gain ne dépend alors que des variations de $W(\theta, \psi)$, donc du diagramme de rayonnement; On l'appelle directivité de l'antenne:

$$D(\theta, \psi) = \frac{W(\theta, \psi) \cdot 4\pi}{\int_0^{4\pi} W(\theta, \psi) d\Omega}$$

III.2.5 Gain en puissance d'une antenne:

On appelle gain en puissance dans une direction donnée d'une antenne de référence pour produire un champ donné dans la direction considérée à la puissance à fournir à l'antenne pour produire le même champ dans la même direction et la même distance.

$$G_p = \frac{W_{r0}}{W_t}$$

$\bar{P} = \frac{E_{eff}^2}{120\pi}$, pour la source isotrope alimentée par W_{r0} et qui produirait le même champ $E \Rightarrow \bar{P}_0 = \bar{P}$

$$W_{r0} = 4\pi r^2 \bar{P}_0 = 4\pi r^2 \bar{P} \quad \text{d'où}$$

$$G_p = \frac{W_{r0}}{W_t} = \frac{E_{eff}^2 \cdot r^2}{30 W_t}$$

Expression générale du gain:

$$G_0 = \frac{E_{eff}^2 \cdot r^2}{30 W_t}; \quad \text{avec} \quad E_{eff} = 60 \frac{I_{eff}}{r} F(\theta, \psi) \quad \text{et} \quad W_t = W_r = R_r I_{eff}^2$$

$$G_0 = \frac{120 F^2(\theta, \psi)}{R_r} \quad \text{avec} \quad R_r = \frac{30}{\pi} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} F^2(\theta, \psi) \sin \theta \, d\theta \, d\psi.$$

d'où :

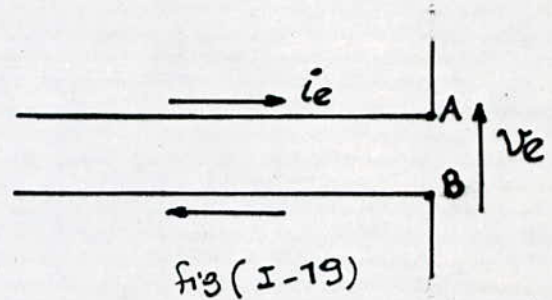
$$G_0 = \frac{4\pi F^2(\theta, \psi)}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} F^2(\theta, \psi) \sin \theta \, d\theta \, d\psi} \quad (\text{I-18})$$

III.2.6 Impédance d'entrée d'une antenne :

Par définition, l'impédance d'entrée d'un aérien filaire est Z_e telle que :

$$Z_e = \frac{V_e}{I_e} = R_e + j X_e \quad (\text{I-19})$$

V_e : d.d.p entre les bornes A et B
 I_e : courant d'alimentation



Cette impédance présente une partie active et une partie réactive, à l'accord cette dernière s'annule ; On dit alors que l'antenne est accordée ou résonnante

III.2.7. Rendement d'une antenne :

La puissance fournie à l'antenne : $W_e = W_a + j W_a'$ avec :

$W_a = \frac{1}{2} R_e I_e^2$: puissance active fournie .

$W_a' = \frac{1}{2} X_e I_e^2$: échanges réactifs entre le feeder ou la source et l'antenne .

La puissance active fournie à l'antenne se partage entre :

- La puissance rayonnée : $W_r = \frac{1}{2} R_r I_e^2$.

- La puissance dissipée : $W_p = \frac{1}{2} R_p I_e^2$ où R_p est définie comme la résistance de pertes de l'antenne ; Il vient alors : $R_e = R_r + R_p$

et le rendement de l'antenne s'écrira :

$$\eta = \frac{W_r}{W_a} = \frac{R_r}{R_r + R_p} \quad (\text{I-20})$$

On conçoit donc l'intérêt de choisir des antennes pour lesquelles $R_r \gg R_p$
 et enfin :

$$R_e \approx R_r$$

III.2.8. Aire de captation

La puissance recueillie par une antenne dépend essentiellement de l'orientation de celle-ci, de la polarisation de l'onde et de l'adaptation au récepteur.

Si on suppose que ces paramètres sont tels que la puissance reçue est maximale, on peut écrire :

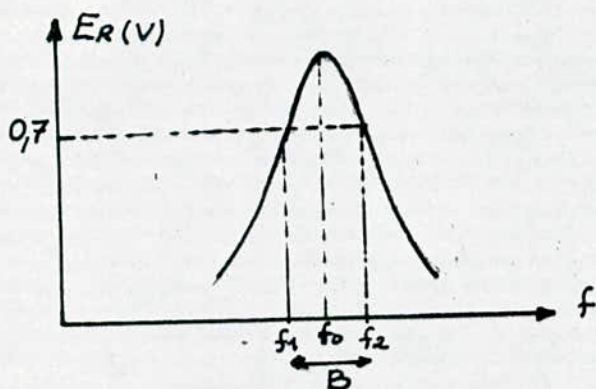
$$W_{\text{reçue}} = S(\theta, \psi) \cdot A(\theta, \psi)$$

avec $\begin{cases} S(\theta, \psi) : \text{puissance reçue par unité de surface} \\ A(\theta, \psi) : \text{Aire de captation, et est donnée par :} \end{cases}$

$$A(\theta, \psi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G(\theta, \psi) \quad (\text{I-21})$$

III.2.9. Bande passante d'une antenne.

La bande passante d'une antenne, est le domaine de fréquences pour lesquelles son opération est satisfaisante. Elle dépend de : la fréquence, l'impédance de rayonnement, du diagramme de directivité, de la polarisation, de l'onde et des dimensions de l'antenne.



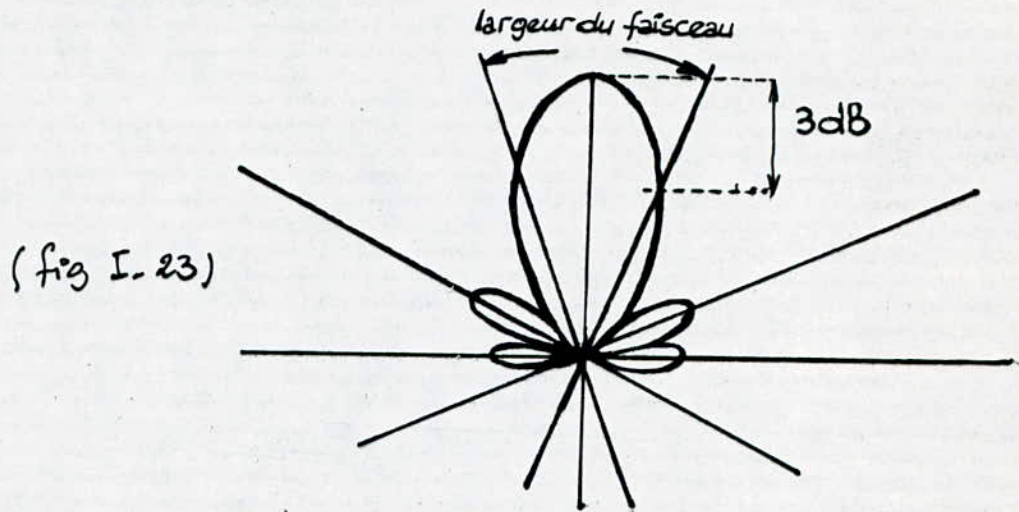
E_R : tension induite dans l'antenne

(fig I .22)

III.2.10. Largeur de faisceau d'une antenne.

Pour une antenne directionnelle, la largeur de faisceau - ou l'ouverture angulaire - est définie comme l'angle existant entre les points dont la densité de puissance de rayonnement est égale à la moitié de la puissance de rayonnement maximale : c'est aussi la séparation angulaire correspondante.

à une atténuation d'intensité de 3 dB sur le diagramme de rayonnement de l'antenne. Cette définition s'applique le plus fréquemment au lobe principale de l'antenne directionnelle.



III.2.11. Longueur effective d'une antenne

En pratique, l'antenne se conduit différemment de sa longueur physique : sa longueur effective est légèrement plus grande que sa longueur physique, l'antenne opposant toujours une certaine résistance au passage du courant, la longueur d'onde dans l'antenne est plus courte que celle d'une onde propagée dans l'espace, compte tenu de la différence de vitesse de propagation de l'onde dans le conducteur et dans l'espace, elle est exprimée par la relation :

$$(I-23) \quad \lambda_e = \frac{c}{f} \times 0,94 \quad \text{pour } f < 30 \text{ MHz}$$

au delà de 30 MHz $\lambda_e = \frac{c}{f} \times k$ avec k : coefficient de raccourcissement

(k sera déterminé à partir d'une courbe)

et on doit tenir compte du diamètre de l'antenne.

III.2.12. Pertes dans les antennes :

En considérant une antenne, il faut tenir compte des pertes, car en effet celles-ci peuvent affecter le gain de l'antenne ou l'atténuer ou même parfois l'annuler. On considère plusieurs types de pertes :

a / Pertes Ohmiques

Rappelons qu'un conducteur de section donnée

ne peut, sans s'échauffer supporter le passage d'un courant trop intense.

$$R = \frac{1}{\sigma} \frac{l}{S}$$

Mais, au niveau de l'antenne se manifestent des courants HF, en se réagissant, chasse l'intensité vers la surface externe du conducteur ce que l'on appelle "effet de peau" et d'autant plus que la fréquence augmente, plus que le phénomène se prononce, et la formule : $R = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{l}{S}$ sera ajustée.

$$R = R_i + R_e$$

R_i : résistance interne

R_e : résistance externe due à l'effet de peau

$$R_i = \frac{l}{\sigma S_i} \quad \text{et} \quad R_e = \frac{l}{\sigma S_e} \quad \text{avec } S_e \propto \delta, \delta : \text{épaisseur de peau}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}}$$

et $R = \frac{l}{\sigma} \left[\frac{1}{S_i} + \frac{1}{S_e} \right]$ qui dépend cette fois de la fréquence.

b / Pertes par défaut d'isolement :

Ces pertes se manifestent

sous forme de fuites par la résistance d'isolement, surtout aux points correspondants aux ventres de tension ; Donc par conséquent aux extrémités du bras de rayonnement. En pratique, l'utilisation d'isolateurs atténuent ces pertes

c / Pertes par rayonnements parasites :

Il s'agit des pertes

au niveau du feeder, pour éviter ce genre de pertes d'énergie, on utilise des câbles à deux conducteurs concentriques, car ceux-ci ne rayonnent presque pas.

d / Pertes par Ondes stationnaires

les ondes stationnaires

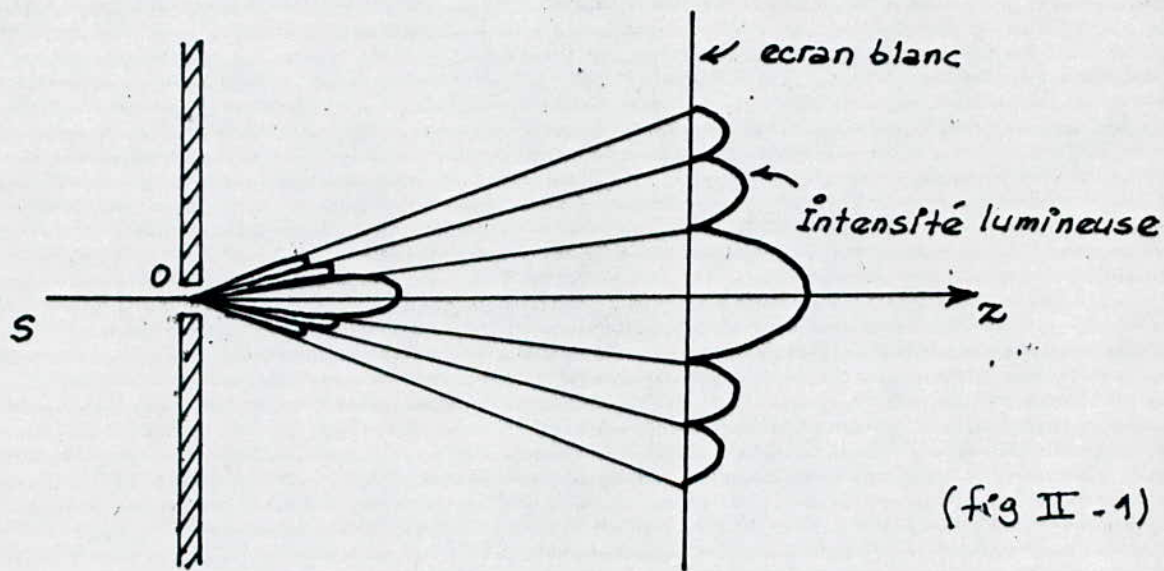
prennent naissance dès que le feeder et l'antenne ne sont plus adaptés.

A-ETUDE GENERALE DES OUVERTURES RAYONNANTES

Diffraction par une ouverture

Rappelons-nous d'une expérience class

que de l'optique : Si une source lumineuse de dimensions suffisamment faibles est placée derrière un trou, circulaire par exemple, on constate sur un écran placé à quelques distance de celui-ci une tache circulaire brillante entourée d'anneaux alternativement brillants et obscurs : C'est le phénomène de diffraction de la lumière par le trou.



(fig II - 1)

La variation d'intensité lumineuse présente un lobe important correspondant à la tache centrale et des lobes plus faibles, de révolution autour de Oz correspondant aux anneaux. On y reconnaît aisément le diagramme de rayonnement du trou avec un lobe principal et des lobes secondaires. Ces remarques et quelques considérations d'optique, conduisent au principe de Huygens auquel on déduit, dans ce cas particulier, que le diagramme de diffraction, ne dépend que de la distribution de l'amplitude de la vibration lumineuse sur la surface du trou. La façon

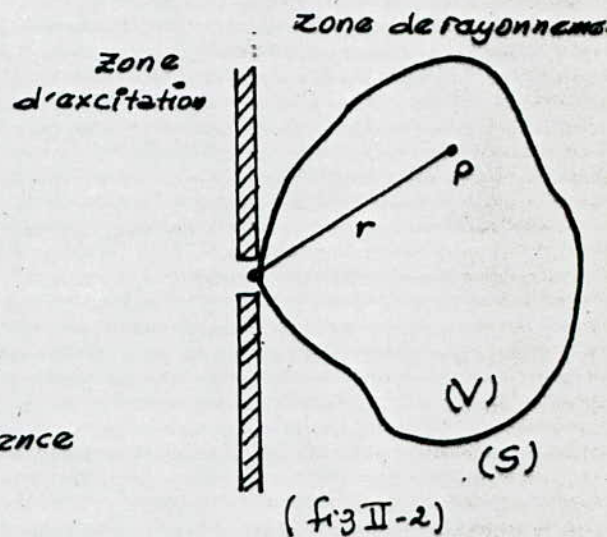
dont cette distribution a été créée n'intervient pas dans le phénomène.

I - Principe de Huygens, Formule de Kirchoff

1°) le principe de Huygens :

Il établit que chaque point d'une surface d'onde agit comme une nouvelle source émettant à son tour une onde secondaire. Toutes ces ondes secondaires se composent pour former une nouvelle surface d'onde.

Ainsi pour déterminer le champ en un point P de la zone de rayonnement, il suffit de connaître la répartition du champ sur une quelconque des surfaces d'onde antérieures. Dans le cas d'une ouverture, cette surface d'onde de référence sera prise sur l'ouverture elle-même.



le Calcul du champ sera mené à l'étude de la diffraction d'une onde électromagnétique, et l'on peut penser utiliser les résultats de la diffraction de la lumière en optique physique.

2°) Formule de Kirchoff :

On admet que la lumière peut se présenter par une fonction scalaire $U(x, y, z, t)$ satisfaisant à l'équation de propagation :

$$\Delta U = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 U}{\partial t^2}$$

et dans le cas d'une onde sinusoïdale, l'équation sera :

$$\Delta U = -\beta^2 U$$

la fonction : $\psi(M) = \frac{e^{-j\beta r}}{r}$ $r = PM$ (fig ci-dessus) satisfait, sauf au point P, à l'équation de propagation et, elle est continue dans

sauf au point P, d'où on peut appliquer la formule de Green :

Formule de Green :
$$\iiint (x \Delta Y - Y \Delta x) dV = \iint (x \frac{\partial Y}{\partial n} - Y \frac{\partial x}{\partial n}) ds$$

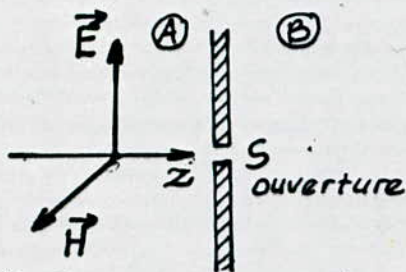
en posant : $x = U(M)$ et $Y = \psi(M)$; On obtien la solution générale suivante

$$(II-3) \quad U(P) = \frac{1}{4\pi} \iint (\psi(M) \frac{\partial U(M)}{\partial n} - U(M) \frac{\partial \psi(M)}{\partial n}) ds$$

Cette formule établie par Kirchhoff, détermine la fonction U en tout point P dans V quand U et $\frac{\partial U}{\partial n}$ sont connues sur la surface S.

II. Diffraction des Ondes électromagnétiques.

1°/ Hypothèses de densités de charges et de courants magnétiques



(fig II-4) Plan Conducteur

on se propose d'établir les champs \vec{E} et \vec{H} dans la région (B) connaissant leurs valeurs dans la région (A).

- une densité de courant électrique \vec{J} créée par \vec{H}_t

$$\vec{J} = \vec{n} \wedge \vec{H}_t$$

- Dans le cas de l'ouverture, on peut considérer qu'il existe sur S une densité de charges électriques :

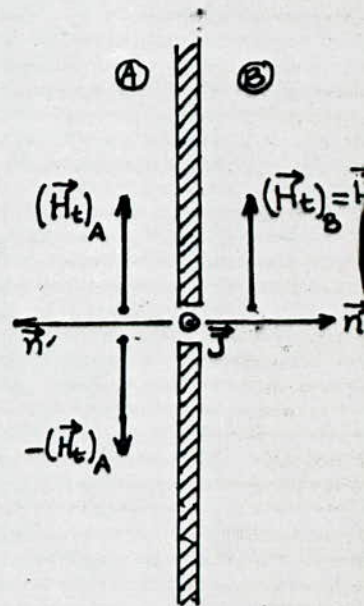
$$\rho = \vec{n} \cdot \vec{D}_N$$

- Par analogie, nous introduisons de plus une densité de courants magnétiques (fictifs) :

$$\vec{M} = \vec{n} \wedge \vec{E}_t$$

- une densité de charges magnétiques :

$$m = \vec{n} \cdot \vec{B}_N \quad (\text{sur la surface } S)$$



(fig II-5)

Les hypothèses précédentes nous permettent d'écrire les équations de Maxwell sous forme symétrique suivante :

$$\begin{cases} \text{rot } \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ \text{rot } \vec{E} = \vec{M} - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \end{cases} \quad \begin{cases} \text{div } \vec{B} = m \\ \text{div } \vec{D} = \rho \end{cases}$$

ainsi que les équations de conservations de charges :

$$\begin{cases} \text{div } \vec{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \\ \text{div } \vec{M} + \frac{\partial m}{\partial t} = 0 \end{cases}$$

Les solutions de ces équations nous définissent l'onde électromagnétique

$$\vec{E} = -\text{grad } V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \frac{1}{\epsilon} \text{rot } \vec{A}'$$

$$\vec{H} = \text{grad } V' + \frac{\partial \vec{A}'}{\partial t} + \frac{1}{\mu} \text{rot } \vec{A}$$

dans le cas d'ondes sinusoïdales ces relations deviennent :

$$\begin{cases} \vec{E} = -j\omega \vec{A} + \frac{1}{j\omega\epsilon\mu} \text{grad}(\text{div } \vec{A}) + \frac{1}{\epsilon} \text{rot } \vec{A}' \\ \vec{H} = j\omega \vec{A}' - \frac{1}{j\omega\epsilon\mu} \text{grad}(\text{div } \vec{A}') + \frac{1}{\mu} \text{rot } \vec{A} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

2°) Formule de Kottler :

Pour établir la solution en un point P,

il est nécessaire de déterminer les potentiels vecteurs retardés de Lorentz

\vec{A} et \vec{A}' créés par les densités de courants \vec{J} et \vec{M} .

D'après la fonction $\Psi(M)$ proposée comme solution de l'équation d'onde de propagation :

$$\Delta U = -\beta^2 U$$

$$\text{il vient : } \vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iint \vec{J} \cdot \vec{\Psi} \, ds \quad \text{et} \quad \vec{A}' = \frac{\epsilon}{4\pi} \iint \vec{M} \cdot \vec{\Psi} \, ds$$

En introduisant ces expressions dans les formules précédentes de \vec{E} et \vec{H} , Kottler aboutit à la solution suivante :

$$\vec{E}(P) = \frac{1}{4\pi} \iint_S [(\vec{H} \wedge \vec{n}) j\omega\mu\psi + (\vec{E} \cdot \vec{n}) \text{grad}_M \psi - (\vec{E} \wedge \vec{n}) \wedge \text{grad}_M \psi] dS - \frac{1}{4\pi j\omega\epsilon} \oint_C \text{grad}_M \psi (\vec{E} \cdot d\vec{l})$$

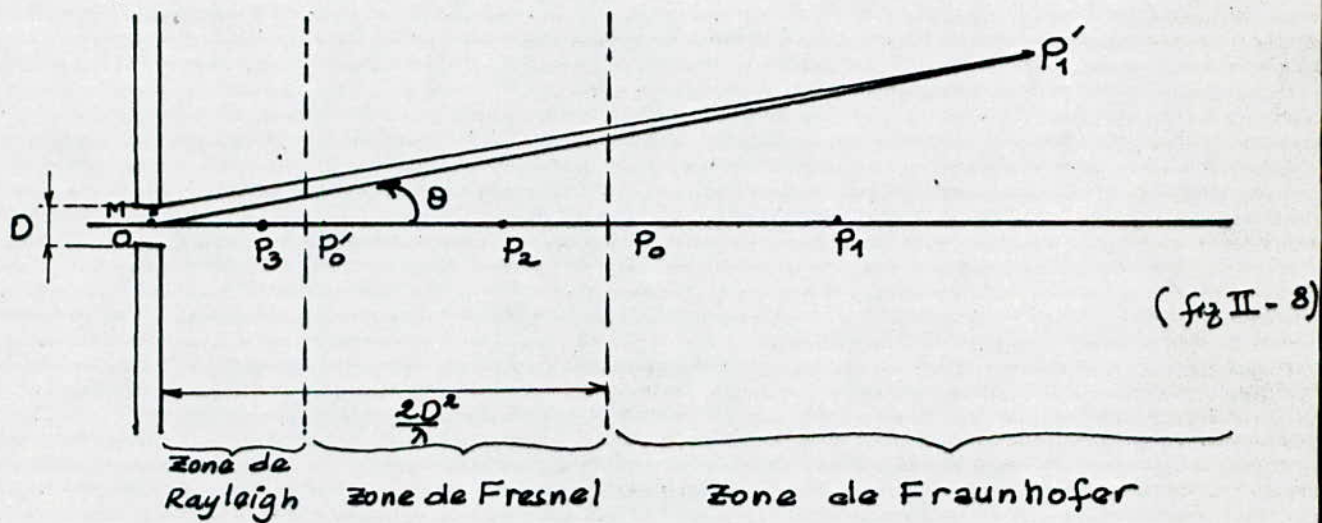
$$\vec{H}(P) = \frac{1}{4\pi} \iint_S [-(\vec{E} \wedge \vec{n}) j\omega\epsilon\psi + (\vec{H} \cdot \vec{n}) \text{grad}_M \psi - (\vec{H} \wedge \vec{n}) \wedge \text{grad}_M \psi] dS + \frac{1}{4\pi j\omega\mu} \oint_C \text{grad}_M \psi (\vec{E} \cdot d\vec{l})$$

(II - 7)

On signale que l'intégrale double représente la formule de Kirchhoff, l'intégrale curviligne intervenant pour tenir compte des discontinuités sur le contour de l'ouverture.

III. Etude du champ électromagnétique à grande distance

1° Classification des régions de l'espace en fonction de $r = MP$



a/ P en P_1 ; $r \gg \lambda$ et $r \gg D$: $r = \text{constante}$ dans le terme de phase et d'amplitude pour toutes les sources secondaires placées sur l'ouverture.

En dehors de l'axe, $r = r_0$ pour l'amplitude, mais pour la phase

$$r = r_0 - d \sin \theta.$$

b/ P en P_2 , avec $OP_2 \leq \frac{2D^2}{\lambda}$ $r = \text{cte}$ dans l'expression de l'amplitude mais qu'il varie dans le terme de phase pour les différentes sources.

c/ P en P_3 : r varie tout pour l'amplitude que pour la phase.

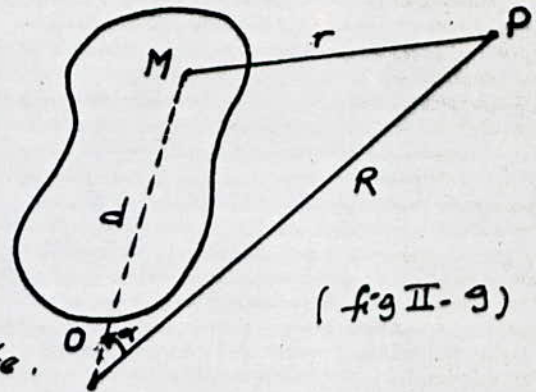
2° Expression de la formule de Kottler dans la zone Fraunhofer formule de Goudet.

$r = R$ pour l'amplitude

$r \approx R - d \cos \alpha$ pour la phase.

$$\psi(P) = \frac{e^{-j\beta r}}{r} = \frac{e^{-j\beta(R-d\cos\alpha)}}{R}$$

d'où
$$\psi(P) \approx \frac{e^{-j\beta R}}{R} e^{j\beta d \cos \alpha}$$



(fig II-9)

Distribution continue sur une surface S fermée.

$$\vec{E}(P) = j \frac{e^{-j\beta R}}{2\lambda R} \iint_S [(\vec{E} \cdot \vec{n}) \vec{u} - (\vec{E} \wedge \vec{n}) \wedge \vec{u} + \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} (\vec{H} \wedge \vec{n})] e^{j\beta d \cos \alpha} ds$$

et Goudet en a déduit la formule du champ produit par cette distribution

continue :

(II.9)

$$\vec{E}(P) = j \frac{e^{-j\beta R}}{2\lambda R} \iint [\vec{u} \wedge (\vec{E} \wedge \vec{n}) + \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} (\vec{H} \wedge \vec{n})_N] e^{j\beta d \cos \alpha} ds$$

$$\vec{H}(P) = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} [\vec{u} \wedge \vec{E}(P)]$$

L'indice N exprime que l'on prend la composante de $(\vec{H} \wedge \vec{u})$ normale au vecteur \vec{u} et située dans le plan défini par le vecteur \vec{u} et le vecteur $(\vec{H} \wedge \vec{n})$.

IV. Rayonnement d'une ouverture plane.

Généralement, on cherche à déterminer le diagramme de rayonnement de projecteurs d'ondes présentant une surface d'ouverture plane et en particulier des cornets, des miroirs paraboliques.

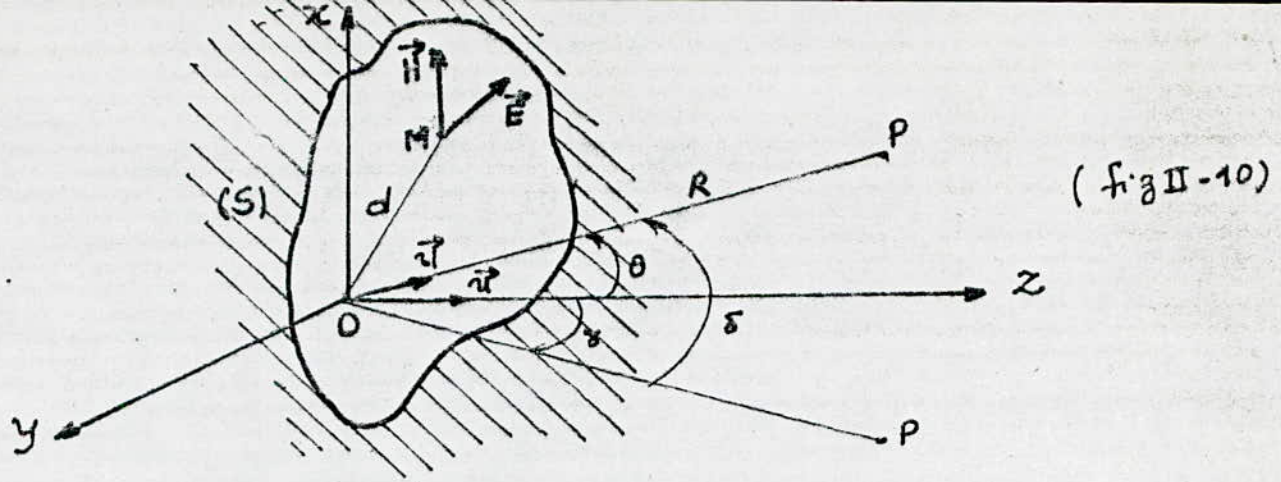
1° Etude du champ rayonné.

on suppose qu'en tout point

M(x,y) de l'ouverture, les conditions suivantes sont remplies

a) E dépend en amplitude et en phase des coordonnées de M et

varie sinusoidalement en fonction du temps.



(Fig II-10)

b/ on a polarisation rectiligne de \vec{E} et de \vec{H} .

c/ \vec{E} et \vec{H} sont en phase dans le temps et perpendiculaires entre eux, et leur modules sont dans le rapport : $\left| \frac{E}{H} \right| = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$

Soit $E(\theta)$ le champ en p tel que $OP=R$ (R très grand) et tel que $(\vec{OP}, \vec{n}) = \theta$; En appliquant la formule de Gouyet (III.2) à cette configuration on aura :

$$E(\theta) = j \frac{e^{-j\beta R}}{2\lambda R} \iint_S \left[\vec{u} \wedge (\vec{E} \wedge \vec{n}) + \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} (\vec{H} \wedge \vec{n})_N \right] e^{j\beta d \cos \alpha} ds$$

mais avec :

$$\vec{E} \begin{cases} 0 \\ -E \\ 0 \end{cases} \quad \vec{H} \begin{cases} H \\ 0 \\ 0 \end{cases} \quad \vec{n} \begin{cases} 0 \\ 0 \\ 1 \end{cases} \quad \vec{u} \begin{cases} a = \sin \delta \\ b = \cos \delta \sin \gamma \\ c = \cos \delta \cos \gamma \end{cases} \quad \text{et } a^2 + b^2 + c^2 = 1$$

Le rayonnement du champ \vec{E} dans la direction \vec{u} sera :

$$E(\theta) = j \frac{e^{-j\beta R}}{2\lambda R} \iint_S A(x,y) e^{j\varphi(x,y)} (1 + \cos \delta \cos \gamma) e^{j\beta(x \sin \delta + y \sin \gamma \cos \delta)} dx dy$$

A partir de cette expression, on détermine E_E dans $yoze$ et E_H dans $zoze$

$$E_E(\theta) = j \frac{e^{-j\beta R}}{2\lambda R} \iint_S A(x,y) e^{j\varphi(x,y)} (1 + \cos \delta) e^{j\beta y \sin \delta} dx dy$$

$$E_H(\theta) = j \frac{e^{-j\beta R}}{2\lambda R} \iint_S A(x,y) e^{j\varphi(x,y)} (1 + \cos \delta) e^{j\beta x \sin \delta} dx dy$$

(II-11)

Cas d'une ouverture équi-phase : $e^{j\varphi(x,y)} = \text{constante}$. Direction de rayonnement maximal (plan xOz).

$$E_E(\theta) = jk \iint_S A(x,y) (1 + \cos\theta) e^{j\beta y \sin\theta} dx dy$$

Cette expression représente la source des vecteurs déphasés de $\beta y \sin\theta$, pour $\theta=0$, le champ présente donc un maximum quelle que soit la répartition équi-phase $A(x,y)$ sur l'ouverture d'axe

$$(II.12) \quad E_{\max} = \frac{1}{\lambda R} \iint_S A(x,y) dx dy$$

2°) Gain de l'ouverture

le gain absolu d'une antenne est défini par :

$$G_0 = \frac{U}{U_0} = \frac{\bar{P}}{P_0}$$

rapport des intensités de rayonnement de l'antenne et de la source isotropique alimentés par la même puissance W_0 .

Le gain absolu pour ($\theta=0$) (dans le plan E par exemple) :

$$P_{\max} = \frac{E_E^2(\theta=0)}{120\pi} = \frac{1}{120\pi \cdot \lambda^2 R^2} \left\{ \iint_S A(x,y) dx dy \right\}^2 \quad (1)$$

Dans un milieu de propagation sans pertes, la puissance W rayonnée à une distance R est identique à la puissance W_0 sur l'ouverture et s'écrit :

$$W_0 = \frac{1}{120\pi} \iint_S E^2(x,y) dx dy = \frac{1}{120\pi} \iint_S A^2(x,y) dx dy$$

avec $E(x,y) = A(x,y)$ (répartition équi-phase)

L'antenne isotropique, alimentée sous W_0 , rayonne à la distance R une densité de puissance :

$$\bar{P}_0 = \frac{W_0}{4\pi R^2} = \frac{1}{4\pi R^2} \cdot \frac{1}{120\pi} \iint_S A^2(x,y) dx dy \quad (2)$$

De (1) et (2) on déduit le gain absolu pour ($\theta=0$).

$$(II.13) \quad G_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\left[\iint_S A(x,y) dx dy \right]^2}{\iint_S A^2(x,y) dx dy}$$

Cas d'une illumination uniforme, sur l'ouverture la répartition est : $E(x,y) = A_0$

d'où :

$$G_0 = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (\text{II-14})$$

Pour une illumination quelconque, le gain absolu pourra s'écrire :

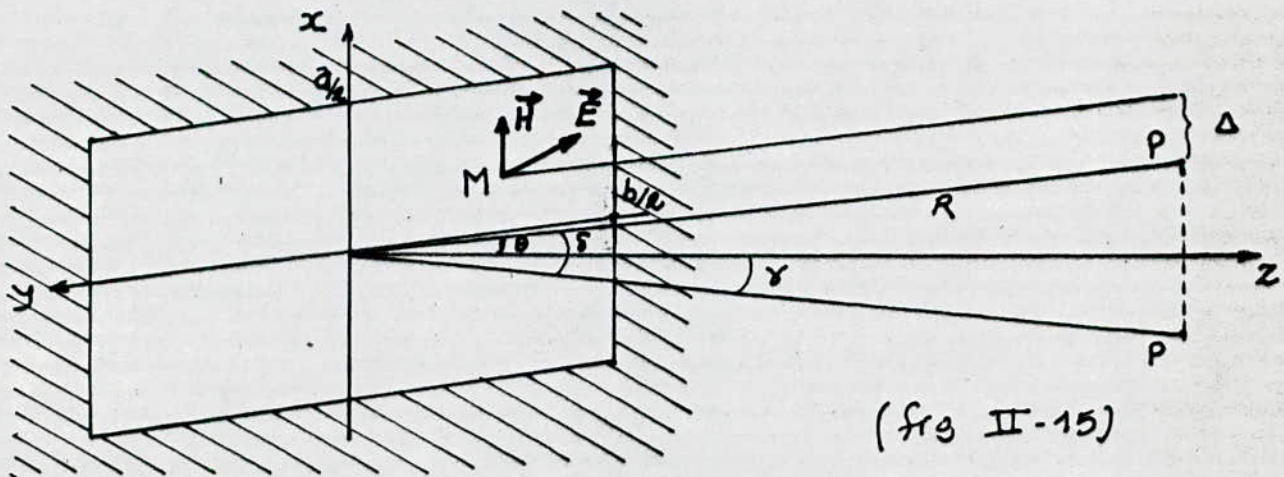
$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \cdot k \quad \text{avec } k \leq 1.$$

B - Les ouvertures planes rectangulaires et circulaires

I - L'ouverture rectangulaire

Nous allons étudier le champ à grande distance d'une ouverture rectangulaire de dimensions (a, b) placée dans le plan (xoy) , et alimentée par une distribution de champ équiphase, d'amplitude uniforme.

Dans la pratique, les ouvertures rectangulaires constituent la partie rayonnante de nombreux cornets électromagnétiques.



1° Champ d'ouverture rectangulaire à illumination uniforme :

Dans ce cas : $E(x,y) = A(x,y) e^{j\psi(x,y)} = A_0 (=E_0)$

2) En général : Dans la direction $\Delta(\theta)$, le champ s'écrit :

$$E(\theta) = j \frac{e^{-j\beta R}}{2\lambda R} A_0 (1 + \cos\delta \cos\gamma) \iint e^{j\beta(x \sin\delta + y \sin\gamma \cos\delta)} dx dy$$

le champ à grande distance s'exprime finalement par :

$$E(\theta) = K S \frac{\sin\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \delta\right)}{\frac{\pi a}{\lambda} \sin \delta} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi b}{\lambda} \sin \gamma \cos \delta\right)}{\frac{\pi b}{\lambda} \sin \gamma \cos \delta} \quad (\text{II.16})$$

avec $K = j \frac{e^{-j\beta R}}{2\lambda R} A_0 (1 + \cos \delta \cos \gamma)$ et $S = ab$

Dans les deux plans particuliers E (plan yoz) et H (plan xoz) on a :

$$\begin{aligned} E_E(\theta) &= K S \frac{\sin\left(\frac{\pi b}{\lambda} \sin \theta\right)}{\frac{\pi b}{\lambda} \sin \theta} \\ E_H(\theta) &= K S \frac{\sin\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \theta\right)}{\frac{\pi a}{\lambda} \sin \theta} \end{aligned} \quad (\text{II.17})$$

b) Cas particulier

Pour des dimensions a et b de l'ouverture grandes devant λ , le champ est concentré autour de l'axe oz , θ est alors toujours faible et les approximations $\cos \theta \simeq 1$ et $\sin \theta \simeq \theta$ conduisent aux p pressions simplifiées suivantes des champs :

$$(\text{II.18}) \quad \begin{cases} E_E(\theta) = j \frac{e^{-j\beta R}}{\lambda R} A_0 S \frac{\sin(\pi \theta b / \lambda)}{\pi \theta b / \lambda} \\ E_H(\theta) = j \frac{e^{-j\beta R}}{\lambda R} A_0 S \frac{\sin(\pi \theta a / \lambda)}{\pi \theta a / \lambda} \end{cases}$$

II. L'ouverture Circulaire

Dans de nombreux projecteurs d'onde, l'ouverture possède une forme circulaire, c'est le cas par exemple des réflecteurs paraboliques.

1°/ Ouverture Circulaire à illumination uniforme :

Soit a le rayon

de l'ouverture placée dans le plan (xoy) . (voir figure) .

Cette antenne étant de révolution autour de l'axe Oz , il suffit de calculer le Champ rayonné dans la direction du plan xOz (plan H)

L'expression générale du champ en coordonnées polaires :

$$E(\rho, \psi) e^{j\varphi(\rho, \psi)} = E_0$$

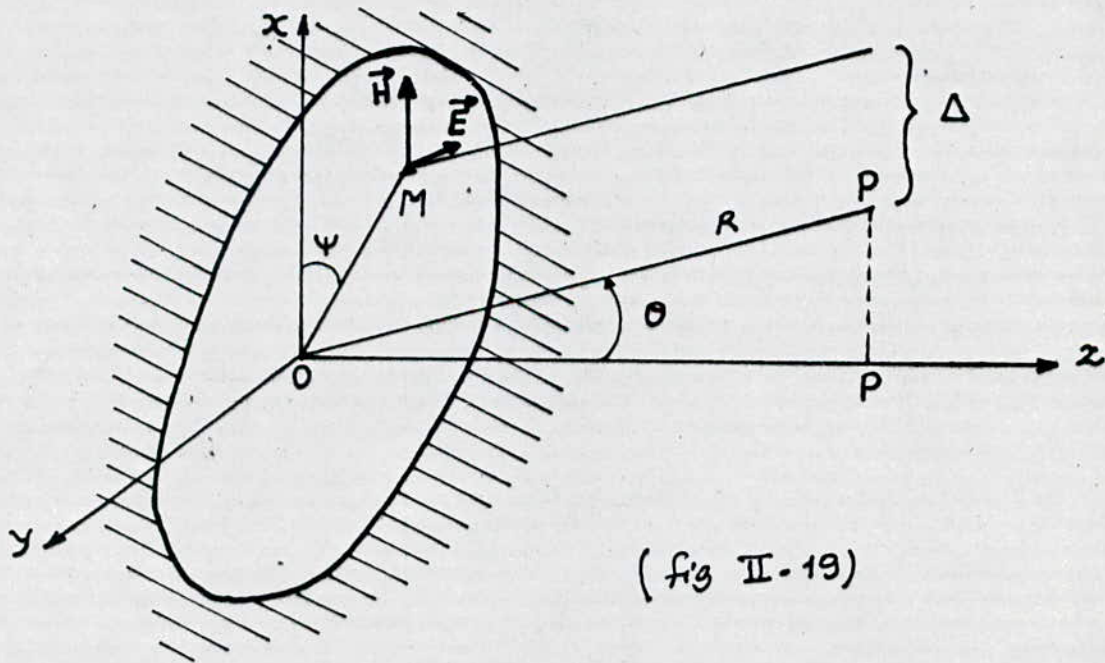
et le champ sera en coordonnées polaires :

$$E(\theta) = j \frac{e^{-j\beta R}}{2\lambda R} E_0 (1 + \cos\theta) \int_0^a \rho d\rho \int_0^{2\pi} e^{j\beta \rho \sin\theta \cos\psi} d\psi$$

En utilisant les propriétés des fonctions de Bessel :

$$E(\theta) = j \frac{e^{-j\beta R}}{\lambda R} \pi a^2 (1 + \cos\theta) E_0 \frac{J_1(\beta a \sin\theta)}{\beta a \sin\theta} \quad (\text{II-19})$$

Pour $a \gg \lambda$: θ sera faible et le faisceau sera concentré autour de Oz .



(fig II-19)

Pour $a \gg \lambda$ on aura :

$$E(\theta) = j \frac{e^{-j\beta R}}{\lambda R} 2\pi a^2 E_0 \frac{J_1(\beta a \theta)}{\beta a \theta}$$

et en module :

$$|E(\theta)| = \frac{2\pi a^2 E_0}{\lambda R} \left| \frac{J_1(\beta a \theta)}{\beta a \theta} \right|$$

ETUDE THEORIQUE DE DIFFÉRENTES ANTENNES

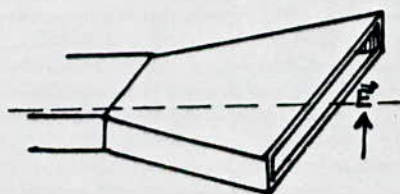
A: CORNETS ELECTROMAGNETIQUES

1°) Description . . .

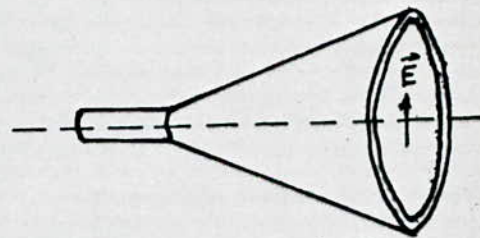
Dans le domaine des ondes centimétriques et millimétriques, la ligne de transmission est constituée par un guide d'onde pour effectuer la transmission entre ce guide et le milieu de propagation libre, on utilise des séries constituées par des éléments de guide dont la section croît progressivement, et que l'on appelle cornets électromagnétiques.

Dans le cas de guide d'ondes rectangulaires, on peut augmenter soit une seule dimension dans un plan pour obtenir un cornet sectoriel, soit les deux dimensions et réaliser ainsi un cornet pyramidal. Ces variations peuvent être d'ailleurs soit linéaires, soit exponentielles.

Pour adapter un guide circulaire au milieu libre, on construit également des cornets coniques ou biconiques.



Cornet sectoriel
(a)



(fig III-A.1) Cornet circulaire
(b)

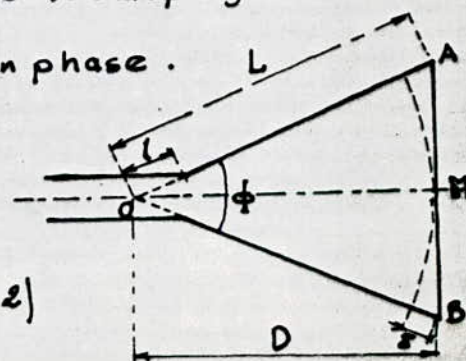
2°) Cornets Sectoriaux

a) Dimensions Optimal du cornet :

le principe de Huygens nous permet de déterminer le champ à grande distance en connaissant sa répartition en amplitude et en phase.

$\delta = L - D$: différence de parcours maximale entre le centre (M) et les bords A, B

$$\delta = \frac{D}{\cos \phi/2} - D \quad (\text{III-A-2})$$



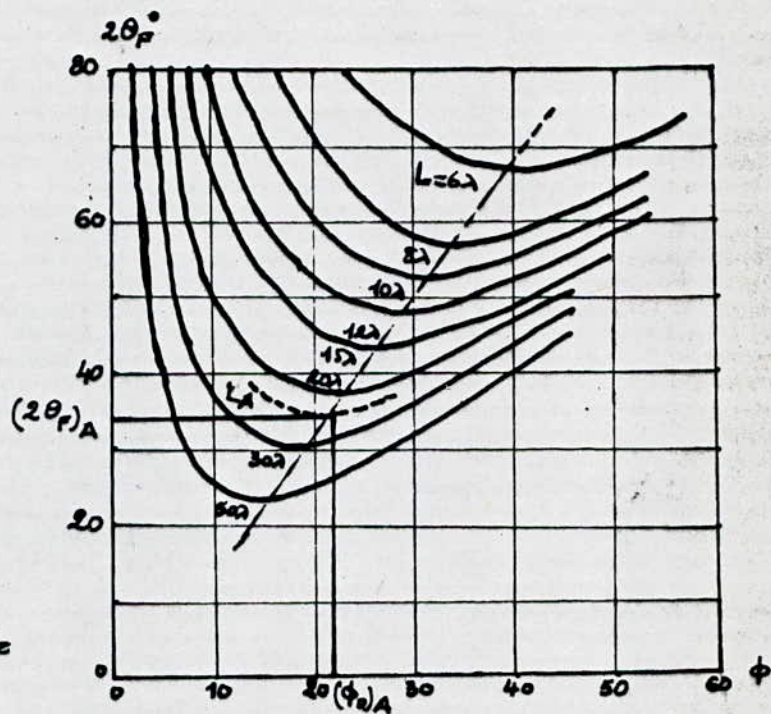
(fig III-A-2)

Pour obtenir une surface sensiblement équiréphase de dimension donnée, δ doit être le plus faible possible c'est à dire : D grand et ϕ faible ; Or on sera gêné par l'encombrement pratique de l'aérien, il faut alors choisir un compromis. Pratiquement on fixe D et on déduit ϕ pour avoir : $\delta \ll 0,4\lambda$.

Si l'on trace la courbe donnant la largeur $2\theta_F$ à 20 dB du lobe principal (ce qui correspond sensiblement à $2\theta_1$, angle entre les deux premiers zéros) en fonction de l'angle ϕ pour diverses valeurs de D (fig suivante)

On constate que pour chaque longueur D , il existe un angle ϕ_0 optimal donnant une largeur $2\theta_F$ minimale.

Courbe en pointillé désignant les lieux des minimums des courbes. pour $(2\theta_F)_A$ on a $(\phi_0)_A$ sachant L_A : longueur minimale du cornet.



(fig III. A.3)

3°/Champ à grande distance :

En générale, les cornets sont alimentés par un guide rectangulaire fonctionnant en mode TE_{10} . Cependant, des modes d'ordres supérieurs (TE_{n0}) sont susceptibles d'être créés par la discontinuités existant au sommet et à l'embouchure.

Moyennant certaines précautions, on retrouve l'onde TE_{10} seule sur l'ouverture du cornet.

- les ondes parasites sont éliminées en utilisant un dispositif d'excitation symétrique
- l'onde TE_{30} est fortement atténuée en choisissant convenablement le rapport

$\frac{l}{\lambda}$ (fig suivante) ;

région hachurée correspond au

mode TE₃₀ atténués ;

Courbe (1) correspond aux

dimensions optimales pour

l'obtention de l'onde TE₁₀ pure.

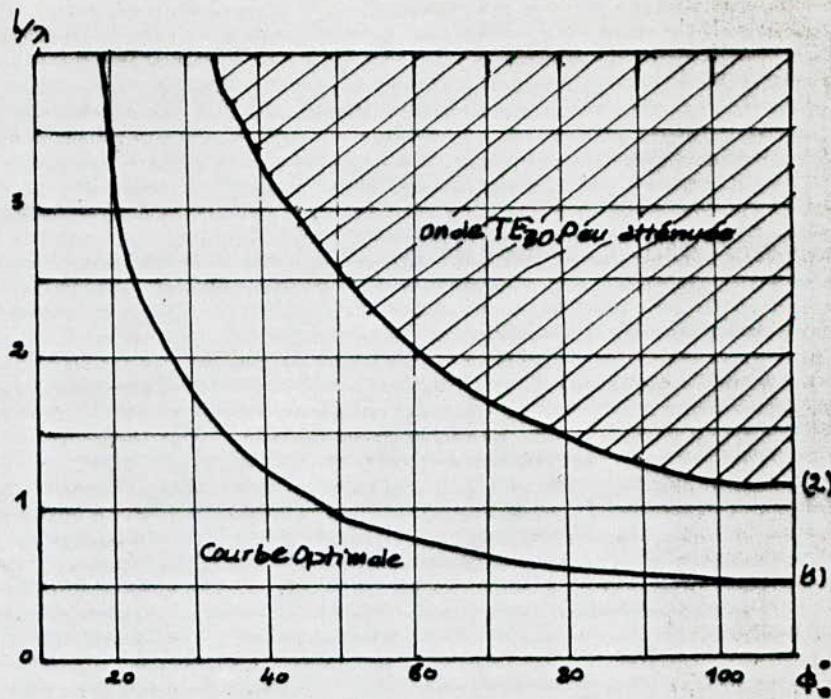
Dans ces conditions, le champ

sur l'ouverture est sensiblement

constant dans le plan E (xOz)

et varie en continu dans le plan

H (yOz) (fig suivante).



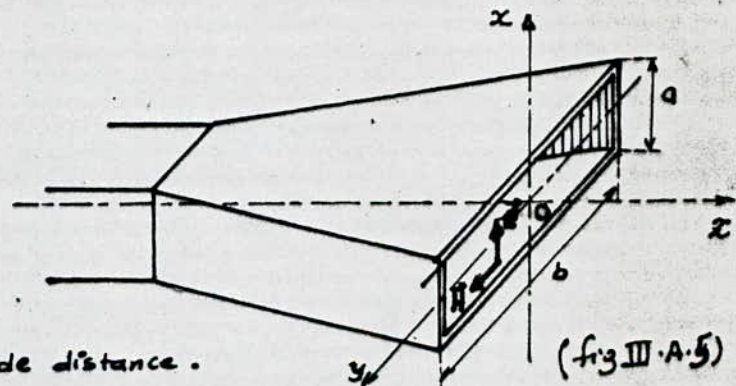
(fig III-A.4)

En supposant que seule l'embouchure

rayonne, les calculs relatifs à

l'ouverture rectangulaire permettent

de prévoir la forme du champ à grande distance.



(fig III-A.5)

Dans le plan E :

$$E_E(\theta) = KE_0 \frac{\sin\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin\theta\right)}{\frac{\pi a}{\lambda} \sin\theta}$$

Dans le plan H :

$$E_H(\theta) = KE_0 \frac{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \cos\left(\frac{\pi b}{\lambda} \sin\theta\right)}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - \left(\frac{\pi b}{\lambda} \sin\theta\right)^2}$$

} (III-A.6)

Les diagrammes de rayonnement sont du type déjà vus. En particulier, on peut prévoir

les largeurs à 3 dB des lobes principaux : $2\theta_0 = 51 \frac{\lambda}{a}$ et $2\theta'_0 = 58,8 \frac{\lambda}{b}$.

Pratiquement, les mesures expérimentales conduisent à des largeurs légèrement

différentes : $2\theta_0 = 56 \frac{\lambda}{a}$ et $2\theta'_0 = 67 \frac{\lambda}{b}$.

Ces diagrammes sont à L'ANNEXE.

En effet, le champ sur l'embouchure ne se présente pas exactement sous la forme simple donnée ci-dessus et des calculs plus complets ont été effectués par W.-L. BARROW et J.-L. CHU. Par ailleurs, il faut également tenir compte du rayonnement des parois et de la non-uniformité de la phase sur l'embouchure.

4°) Gain d'un Cornet Sectorial.

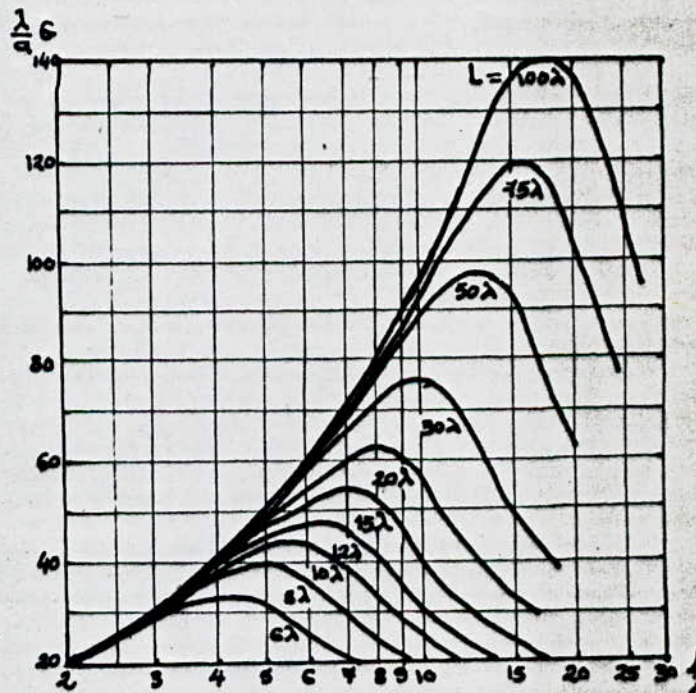
On applique la formule générale du gain d'une ouverture (Chapitre II) :

$$G = K \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (\text{III.A.7})$$

les mesures donnent pour un cornet optimal, des valeurs de K de l'ordre de 0,6 (les courbes de la figure suivante) permettent de calculer le gain absolu d'un cornet pour différentes valeurs de b et de L.

Quand on parle du gain d'un cornet, on sous-entend toujours le gain dans la direction $\theta = 0$; du fait des fluctuations des diagrammes, ce gain fluctue. Or la connaissance du gain d'un cornet est très importante, que celui-ci soit utilisé pour éclairer un paraboloïde, ou qu'il soit utilisé comme antenne.

Dans ce dernier cas, on se sert souvent d'un cornet comme étalon de gain.



(fig III.A.8)

les formules qui donnent le gain théorique des cornets ont été établies par S.-A. SCHELKUNOFF, qui font intervenir des intégrales de Fresnel. Cependant, l'expression précédente donne une assez bonne approximation et lorsque l'on désire une valeur plus précise, on la mesure expérimentalement.

5°/ Cornets Spéciaux :

Généralement pour des antennes formées par un réflecteur de grande envergure et de faible hauteur, le cornet qui éclaire le réflecteur est un cornet sectoriel dans le plan H. On peut obtenir des montages moins encombrants en utilisant des cornets dits box horns.

Un autre dispositif, plus fréquemment employé d'ailleurs que le box horn, est le hog horn : c'est essentiellement une portion de cornet sectoriel dans le plan H raccordée à un cylindre parabolique. Le dispositif, d'encombrement restreint, est séduisant, mais en fait, son centre de phase est assez mal défini et les résultats obtenus sont quelques fois décevants.

Cornets coniques : habituellement excités par l'onde TEM d'un guide circulaire, leurs propriétés ressemblent alors à celles des cornets pyramidaux. Un cornet conique peut être optimisé en choisissant ses dimensions : $L - D = 0,3\lambda$

Cornets biconiques : augmente la directivité, sa polarisation est horizontale ou verticale ; son gain maximal dépend de ses dimensions

B : LES ANTENNES PARABOLIQUES

On cherche des dispositifs possédant une illumination équiphasé, pour avoir un aérien directif à gain élevé, dans ce sens on réalisera les antennes appelées miroirs paraboliques.

1°) Rappels sur la parabole :

Soit un paraboloïde de révolution ; c'est le lieu des points équidistants d'une droite ($x'x$) (Directrice), d'axe Oz , de foyer F , de distance focale $OF = 2f$ et de diamètre d'ouverture D .

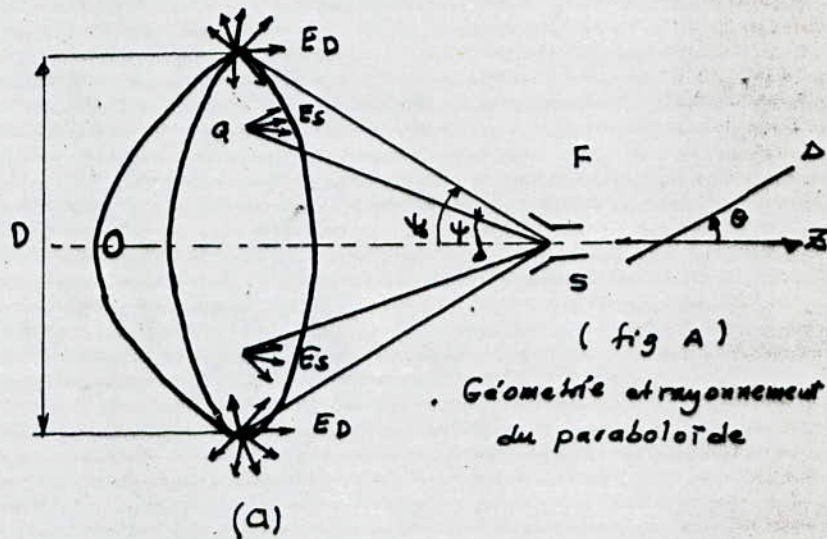
Notons, tout d'abord, des relations géométriques importantes :

$$2f = r = (1 + \cos \psi)$$

$$\text{d'où } r = \frac{2f}{1 + \cos \psi} = \frac{f}{\cos^2(\psi/2)}$$

$$\text{et } D = 4f \tan(\psi/2)$$

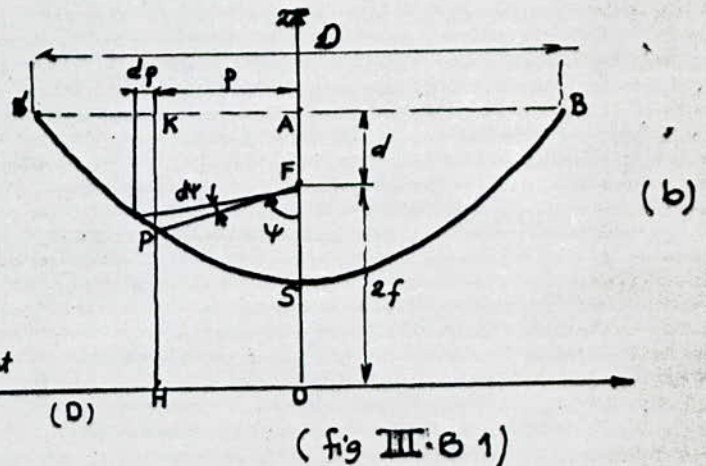
ou r, f, ψ sont définis sur la figure (III.B.1.a)



(fig A)
Géométrie et rayonnement du paraboloïde

Plaçons au foyer F le centre de phase de la source S du rayonnement hyperfréquence qui est en général, un cornet, une source primaire ;

Chaque droite perpendiculaire à l'axe Oz est une équiphasé et particulièrement la droite (BB') : en effet, pour tout



rayon FP issu du foyer, on peut écrire : $FP + PK = HP + PK = HK = \text{constante}$.

Le déphasage (Source (BB')) est donné par : $\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} (2f + d)$

On a deux cas pour constituer un réflecteur à ouverture équiphase :

- soit effectuer une rotation de la parabole autour de l'axe OZ ; on obtient un paraboloides de révolution,
- soit la translater suivant l'axe OY perpendiculaire au plan XOZ ; on réalise un paraboloides cylindrique.

2°) Principe de fonctionnement :

La source primaire est disposée de telle sorte qu'elle rayonne vers le paraboloides des ondes sphériques. Sous l'influence de cette source, le paraboloides rayonne, à son tour, de deux façons :

a) le rayonnement est intercepté par la surface conductrice du paraboloides et crée des courants induits qui forment des sources secondaires rayonnant des ondes élémentaires.

Il s'agit d'un rayonnement par diffusion auquel correspond un champ diffusé E_s dont la variation spatiale constitue le diagramme de diffusion du paraboloides.

Pour un système optiquement lenté comme notre cas le rayonnement est concentré suivant (A) .

b) une petite partie frappe le contour du paraboloides, cette discontinuité donne naissance au rayonnement par diffraction (champ diffracté E_D) sa variation constitue le diagramme de diffraction du paraboloides.

Donc le champ total est :
$$E(\theta) = E_s(\theta) + E_D(\theta) \quad (III.8)$$

Compte tenu des diagrammes de rayonnement habituels des sources primaires qui créent un éclaircissement du paraboloides diminuant du centre vers ses bords :

- le rayonnement par diffusion est prépondérant dans le lobe principal et les premiers lobes secondaires du diagramme du paraboloides (petit angles θ) ;
- le rayonnement par diffraction est prépondérant dans les lobes secondaires lointains (angles θ non petit) .

3) Répartition du champ sur l'ouverture d'un paraboloides de révolution :

Soit $E(\psi)$: champ émis par la source primaire dans la direction ψ ,

Cherchant le champ sur l'ouverture, à la distance ρ de l'axe correspondant à l'angle ψ .

Soit $P(\psi)$ puissance rayonnée par la source dans l'angle solide

$$d\Omega = 2\pi \sin\psi d\psi$$

$P(\psi)$ se retrouve dans la section cylindrique annulaire de rayon ρ et d'épaisseur $d\rho$,

Si la réflexion se fait sans pertes : $P(\psi) = P(\rho)$,

Soit $U(\psi)$: l'intensité de rayonnement par unité d'angle solide.

$$U(\psi) \cdot 2\pi \sin\psi d\psi = P(\rho) 2\pi \rho d\rho,$$

D'où
$$\frac{P(\rho)}{U(\psi)} = \frac{\sin\psi d\psi}{\rho d\rho} = \frac{1}{r} \frac{d\psi}{d\rho} \quad \text{ou} \quad \boxed{\frac{P(\rho)}{U(\psi)} = \frac{1}{r^2} \frac{r d\psi}{d\rho}} \quad (\text{III. B.3})$$

$\frac{1}{r^2}$ correspond à l'atténuation due à la propagation sphérique, et $\frac{r d\psi}{d\rho}$ représente le rapport des sections élémentaires des surfaces d'onde normale à la direction de propagation. Il vient :

$$\frac{E(\rho)}{E(\psi)} = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{r d\psi}{d\rho}}.$$

Pour le paraboloides de révolution, $r = \frac{2f}{1+\cos\psi}$ et $\frac{d\rho}{d\psi} = r$

D'où
$$\boxed{E(\rho) = \frac{E(\psi)}{r} = \frac{1+\cos\psi}{2f} \cdot E(\psi)} \quad (\text{III. B.4})$$

4°) Gain du paraboloïde

C'est le cas d'une ouverture circulaire : $G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} = \left(\frac{2\pi a}{\lambda}\right)^2$ avec $S = \pi a^2$

Pour un gain réel, il intervient des éléments correctifs comme : l'uniformité de l'illumination, l'interception, différentes causes qui modifient le rayonnement = le terme correctif de SILVER pour l'influence des deux premiers facteurs est

$$K = \cot^2 \frac{\Psi_M}{2} \left[\int_0^{\Psi_M} G(\Psi)^{1/2} \operatorname{tg} \frac{\Psi}{2} d\Psi \right]^2, \quad \text{avec, } \Psi_M: \text{ angle}$$

sous lequel la source voit le paraboloïde et $G(\Psi)$: gain de la source primaire en fonction de Ψ

pour : $G(\Psi) = (2(n+1) \cos^n \Psi)$ Silver a montré $K = f(\Psi_M)$ passe par un maximum

comme le montre la figure (III.B.5)

on constate que pour un Ψ_M optimal on a un K max.

Pratiquement le gain est obtenu du diagramme de rayonnement en utilisant

une formule expérimentale :

$$G = \frac{27000}{(2\theta_0)_E (2\theta_0)_H} \quad (\text{III.B.6})$$

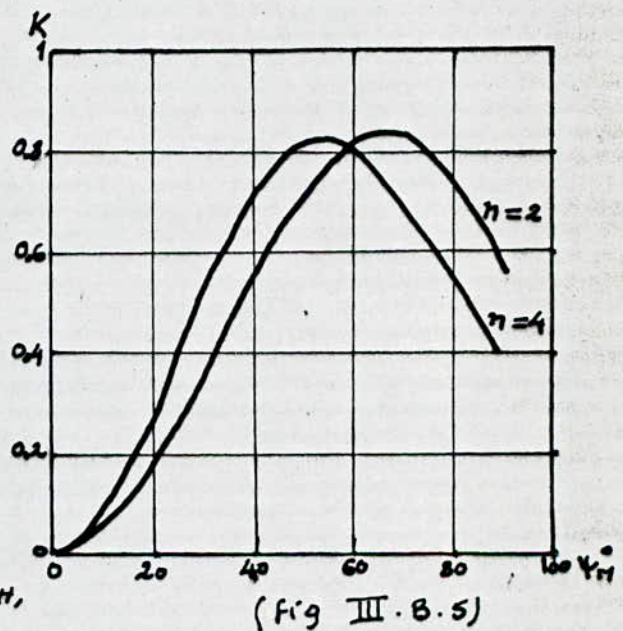
Si les ouvertures à 3 dB, $(2\theta_0)_E$ et $(2\theta_0)_H$,

des lobes principaux dans les plans E et H sont exprimés sous la forme :

$$(2\theta_0)_E = \alpha \lambda / a \quad \text{et} \quad (2\theta_0)_H = \beta \lambda / a, \quad \text{il vient.}$$

$$G = \frac{27000}{\alpha \beta \lambda^2} \approx \frac{675}{\alpha \beta} \left(\frac{2\pi a}{\lambda}\right)^2. \quad (\text{III.B.7})$$

On met en évidence le facteur de gain $K = \frac{675}{\alpha \beta}$; les valeurs courantes de K sont comprises entre 0.5 et 0.6.

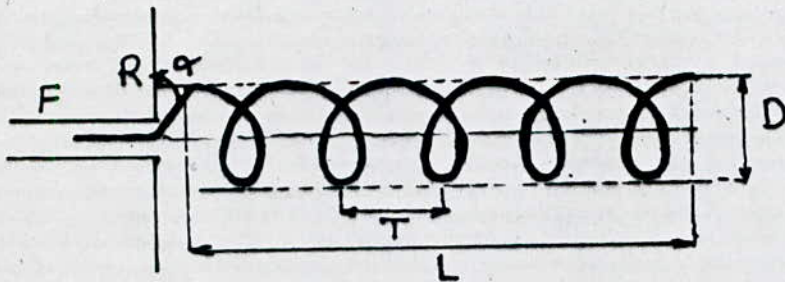


C. LES ANTENNES EN HELICE

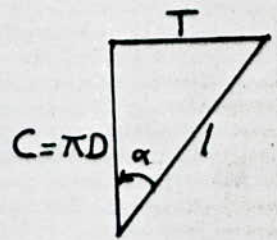
L'antenne en Hélice peut-être considérée comme l'intermédiaire entre les antennes filaires et les cadres circulaires. Elle présente un grand intérêt du fait de sa largeur de bande importante et de réalisation pratique facile. Cet aérien est essentiellement constitué par une certaine longueur de fil enroulé en hélice.

I. Caractéristiques géométriques de l'antenne :

L'antenne est définie par ses caractéristiques géométriques suivantes :



a. principe (fig III.c.1)



b. développement d'une spire

D : diamètre du cylindre générateur de l'hélice,

$C = \pi D$: circonférence du cylindre,

T : pas de l'hélice,

l : longueur d'une spire,

d : diamètre du fil conducteur,

n : nombre de spires

Pour une spire déroulée sur un plan (fig b), on définit l'angle α , angle de pointage d'une spire de l'hélice, déterminé par : $\alpha = \arctg \frac{T}{C}$ et l'on établit la relation : $l = \sqrt{\pi^2 D^2 + T^2}$

Ces caractéristiques géométriques déterminent la forme du diagramme de rayonnement à grande distance.

L'antenne est excitée par une ligne coaxiale F dont le conducteur

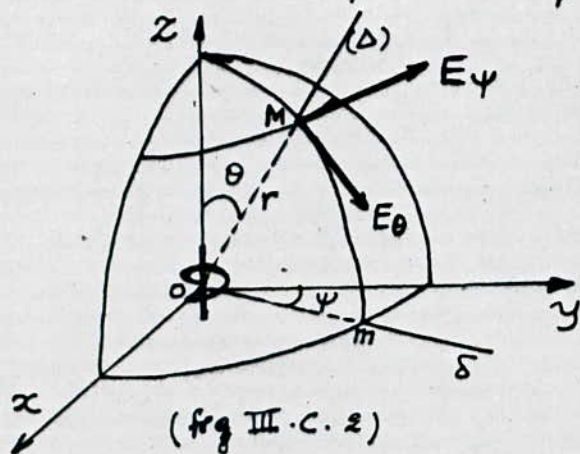
extérieur est réuni à un réflecteur R. Pour certaines dimensions de l'hélice, le diagramme de rayonnement est unidirectionnel (vers la droite dans le cas de la fig) et son maximum coïncide avec l'axe du système ($\theta = 0^\circ$). L'hélice peut être considérée comme une ligne supportant une onde de surface, mais on peut également faire une théorie simplifiée de cet aérien en considérant que les points des spires situés sur une même génératrice du cylindre constituent un alignement de sources.

II. Mode de rayonnement normal :

Pour $nl \ll \lambda$ (longueur d'onde), le courant le long de l'hélice est sensiblement constant en amplitude et en phase. On peut alors assimiler l'hélice à un cadre circulaire de diamètre D, en série avec un dipôle de longueur T.

Le champ produit se présente par conséquent comme la composante de

deux champs : $E_\theta(\theta) = j \frac{60 \pi I \sin \theta \cdot T}{r} \cdot e^{-j\beta r}$, du au dipôle,
 $E_\psi(\theta) = \frac{120 \pi^2 I^2 \sin \theta}{r} \cdot \frac{A}{\lambda^2} \cdot e^{-j\beta r}$, créé par la boucle,
 avec $A = \pi D^2 / 4$



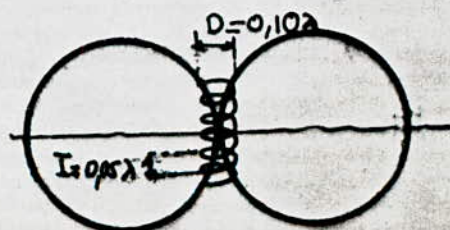
le module du champ total est donc de la

forme : $|E(\theta)| = K |\sin \theta|$.

le diagramme de rayonnement se

compose de deux cercles tangents (fig)

le champ rayonné est maximal dans le plan perpendiculaire à l'axe de l'hélice ($\theta = \frac{\pi}{2}$) et l'on dit que l'antenne fonctionne en mode



de rayonnement normal.

le rapport des deux composantes du champ, $\epsilon = |E_\theta|/|E_\psi|$, (III.C.4)

caractérise l'ellipticité de la polarisation du champ résultant.

Trois cas présentent un intérêt particulier :

lorsque $|E_\psi| = 0$, ϵ tend vers l'infini : on obtient une polarisation linéaire verticale et l'hélice se comporte comme un dipôle.

• Lorsque $|E_\theta| = 0$, $\epsilon = 0$ qui se traduit par une polarisation linéaire horizontale et l'hélice est identique à un cadre circulaire.

• lorsque $|E_\theta| = |E_\psi|$, $\epsilon = 1$ qui définit une polarisation circulaire, dans ce cas, on a : $\pi D = \sqrt{2T \cdot \lambda}$. (III.C.5)

• Dans tous les autres cas, la polarisation est elliptique.

III Mode de rayonnement axial

Pour des valeurs de c de l'ordre de la longueur d'onde, on peut, en première approximation, considérer l'amplitude du courant constant; Mais sa phase varie en phase de la position sur l'hélice.

L'expérience montre que l'hélice fonctionne correctement quand :

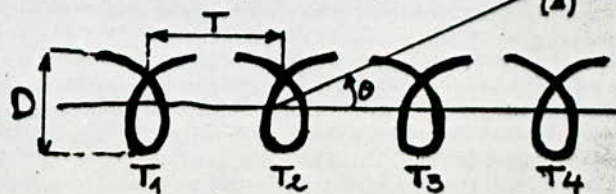
$$\frac{3}{4} \lambda \leq c \leq \frac{4}{3} \lambda \quad (\text{III.C.5})$$

1°/ Fonction caractéristique :

le champ à grande distance est

identique à celui créé par un alignement de n spires, chacune de longueur égale à λ , séparées par la distance T et déphasées de βS , angle correspondant à la propagation du courant sur une spire (fig III.C.6)

(fig III.C.6)



a/ le champ rayonné par une spirale ($C \approx \lambda$) est calculé par une bonne approximation, la fonction caractéristique s'écrit :
 $F_s(\theta) = \cos \theta$; le rayonnement maximal est obtenu dans la direction ($\theta = 0$)

b/ L'alignement des n sources présente une fonction caractéristique de la forme :
 $F_A(\theta) = \frac{\sin n s / \lambda}{\sin s / \lambda}$ avec $S = \beta T \cos \theta + 2\pi \xi$ (I)
 où $2\pi \xi = -\beta \frac{l}{p}$ représente le déphasage entre deux sources consécutives, donc le déphasage par tour de spirale.

le maximum de $E(\theta)$ apparaît quand $S = \pm 2\pi m$ (m entier) et pour que ce maximum ait lieu quand $\theta = 0$, il faut avoir :

$$2\pi \xi = -2\pi \left(\frac{l}{\lambda} \pm m \right) \quad (\text{II}) \quad \text{avec} \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$

si nous appelons v la vitesse de propagation sur le fil et si nous posons : $P = v/c$ (vitesse de phase relative de l'onde se propageant le long de l'hélice) avec, c : vitesse de propagation dans le vide, la relation (II) conduit à :

$$\frac{l}{\lambda} \cdot \frac{1}{P} = \frac{l}{\lambda} + m \quad (\text{III})$$

chaque fois que cette relation est satisfaite, l'hélice rayonne dans la direction $\theta = 0^\circ$, c.a.d que les champs créés par toutes les sources soient en phase ; Quand $m=1$, on dit qu'elle fonctionne suivant le mode (T_1) , quand $m=2$, suivant le mode (T_2) , et ainsi de suite.

C'est évidemment le mode (T_1) qui conduit à la plus petite antenne et correspond à la plus grande bande de fonctionnement. Dans ce

$m=1$, soit $\frac{l}{p} = T + \lambda$; en considérant le cas limite $p=1$, ce qui n'est pas tout à fait exact, il vient

$$(\text{III} \cdot \text{C} \cdot 7) \quad l = T + \lambda \quad \text{car} \quad \left(\frac{l}{\lambda} \cdot \frac{1}{P} = \frac{l}{\lambda} + m \right),$$

on trouve que les caractéristiques de l'hélice s'écrivent :

$$D_M = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{2T}{\lambda} + 1}$$

(or $C = \pi D$)
(III.C.8)

$$C_M = \lambda \sqrt{\frac{2T}{\lambda} + 1}$$

et dans ces conditions, la valeur de S dans l'équation (I) s'écrit :

$$S = 2\pi \left[\frac{T}{\lambda} (\cos \theta - 1) - 1 \right] \quad (\text{III.C.9})$$

pour $m > 1$: on obtient des valeurs de D et C qui correspondent à d'autres mode de rayonnement axial. En pratique, on a toujours $P \ll 1$, d'où la construction de l'aérien, pour avoir un fonctionnement en mode axial, se fait à partir de valeurs de D et C inférieures à D_M et C_M correspondant à $m=1$ (fonctionnement le plus utilisé).

C / Fonction caractéristique

Dans les conditions précédentes

le diagramme de rayonnement de l'hélice serait donné approximativement par :

$$F(\theta) = \cos \theta \frac{\sin(nS/2)}{\sin(S/2)} \quad (\text{III.C.10})$$

avec n : nombre de spires.

Les diagrammes théoriques, tracés à partir de cette formule sont moins directifs que ceux obtenus pratiquement, car on a considéré un alignement ponctuel ($S = -2\pi m$), ce qui n'est pas exactement le cas ici.

Soit $S = -(2\pi m + \pi/n)$ condition d'un rayonnement axial,

$$\text{et pour } m=1 \Rightarrow S = -(2\pi + \frac{\pi}{n}) = \beta T - \frac{1}{p} \quad (\text{III.C.11})$$

Ce qui est plus proche du diagramme expérimentale,

le maximum est égal à $1/\sin(\pi/2n)$ à une constante multiplicative près.

Remarques : Pour n grand la première condition se réalise par expériences **J-D KRAUS** propose, dans le cas d'un rayonnement

axial : $\left(\frac{3}{4} < \frac{c}{\lambda} < \frac{4}{3} \text{ pour } 12^\circ < \alpha < 15^\circ \text{ avec } n > 3 \right)$

les formules empiriques suivantes :

- Largeur du lobe principal (l'ouverture à 3 dB) est donnée en degré

par :

$$2\theta_3 = \frac{52^\circ}{\frac{\pi D}{\lambda} \sqrt{n \frac{l}{\lambda}}} \quad (\text{III.c.12})$$

- Largeur totale du lobe principal entre les deux premiers zéros, par :

$$2\theta_0 = \frac{115^\circ}{\frac{\pi D}{\lambda} \sqrt{n \frac{l}{\lambda}}} = 2,21 [2\theta_3] \quad (\text{III.c.13})$$

- gain en puissance approché

$$G_p = 15 \left(\frac{c}{\lambda} \right)^2 n \frac{l}{\lambda} \quad \text{soit } g_p = 11,8 + 10 \log \left\{ \left(\frac{c}{\lambda} \right)^2 n \frac{l}{\lambda} \right\} \text{ dB} \quad (\text{III.c.14})$$

2°/ polarisation :

En un point p à grande distance sur l'axe oz de l'hélice ; on calcule E_x , E_y créés par chaque dipôle élémentaire constituant l'hélice. On obtient la relation suivante :

$$\frac{E_y}{E_x} = j \frac{l}{\lambda} (\sin \alpha - \frac{1}{p})$$

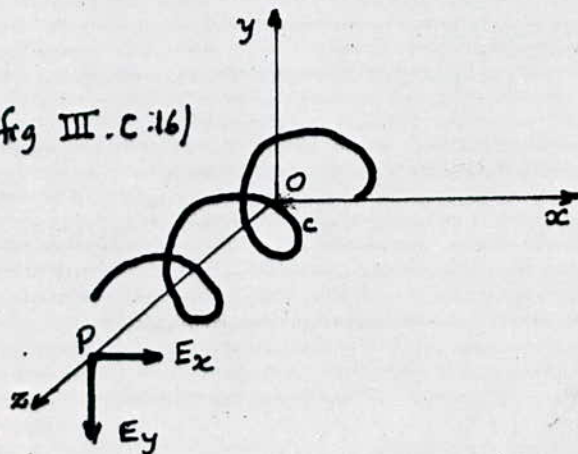
En utilisant la condition de phase du mode axial.

$$\frac{1}{p} = \frac{l + \lambda}{l} \quad \text{et} \quad \sin \alpha = \frac{l}{l}$$

d'où

$$\boxed{\frac{E_y}{E_x} = -j} \quad (\text{III.c.15})$$

(fig III.c.16)



le champ rayonné en mode axial présente donc toujours une polarisation circulaire.

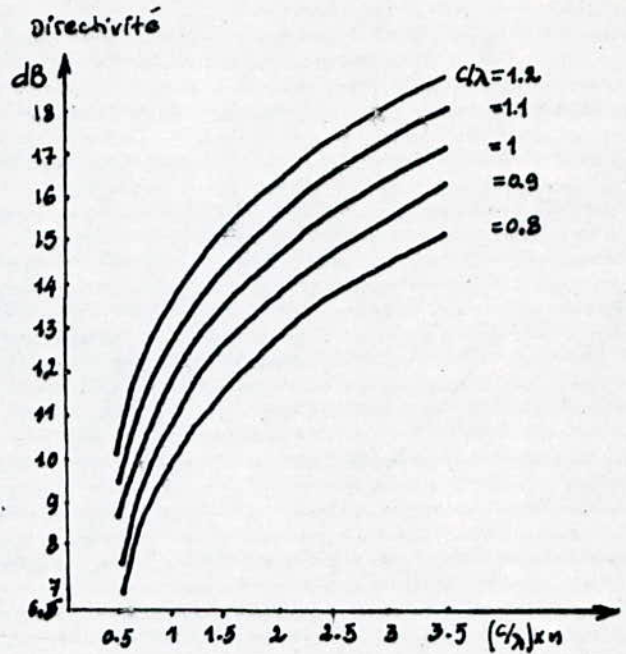
3°/ Directivité : elle est calculée en intégrant la relation : $D = 2 / \int_0^\pi (E(\theta))^2 \sin \theta d\theta$

Suivant l'axe du rayonnement maximum peut-être exprimée par:

$$D = 15 \left(\frac{c}{\lambda}\right)^2 \cdot n \cdot S / \lambda \quad (\text{III.C.17})$$

qui est représentée par la courbe suivante:

(fig III.C.17)



- largeur du lobe principal à 3 dB :

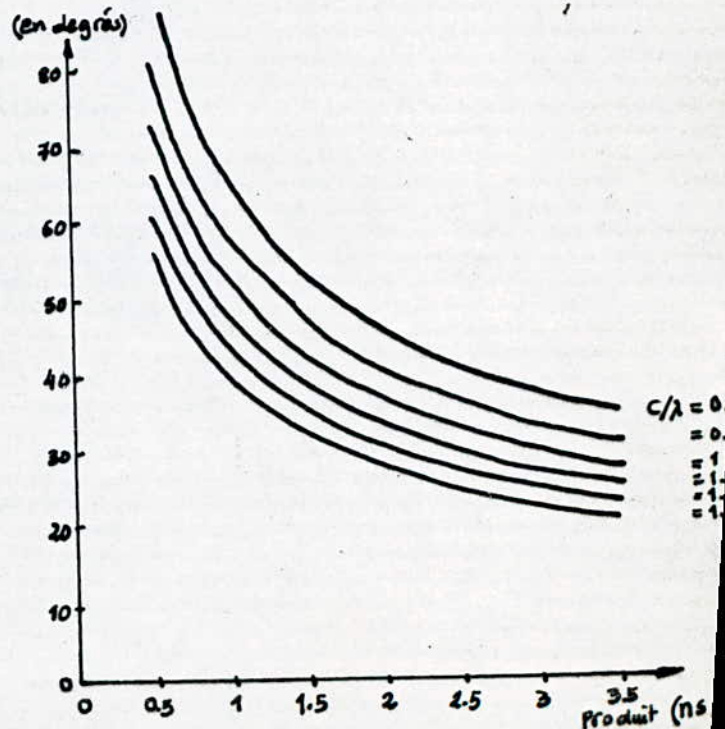
ou encore appelée :

Ouverture à moitié puissance

est donnée par la (figure ci-contre)

$$2\theta_0 = \frac{52^\circ}{\frac{c}{\lambda} \sqrt{\frac{nS}{\lambda}}} \quad (\text{III.C.12})$$

(fig III.C.12)



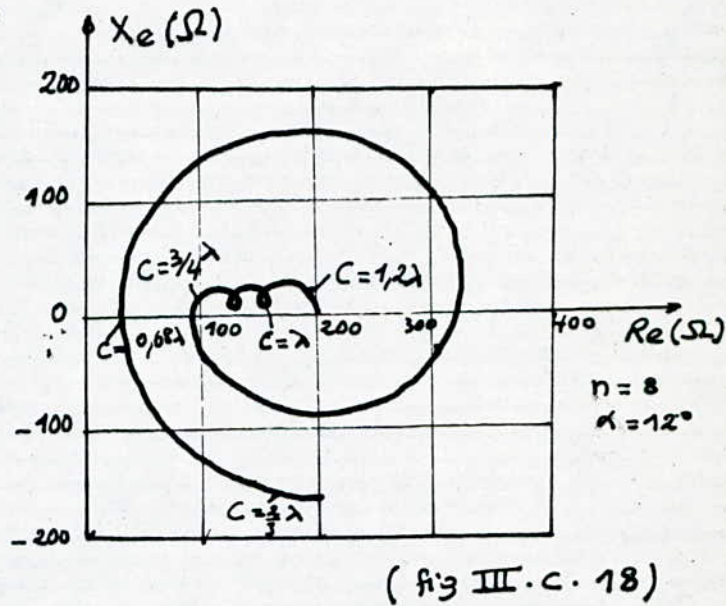
IV. Impédance d'entrée Des antennes en hélice :

On détermine Z_e de l'aérien en fonction de la fréquence par exemple (figure III.C.18) tracée par une antenne $n=8$ tours et $\alpha=12^\circ$

Dans les conditions de rayonnement en mode axial ; L'impédance d'entrée de l'antenne est une résistance presque pure Variée entre 100Ω et 200Ω . Donc

Pour

$$\begin{cases} \frac{3}{4} < \frac{C}{\lambda} < \frac{4}{3} \\ 12^\circ < \alpha < 15^\circ \\ F_0 < F < 1,78 F_0 \text{ (gamme de fréquence)} \\ n > 3 \end{cases}$$



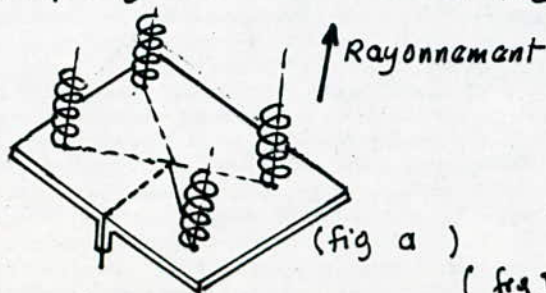
approximativement on a :

$$Re = 140 \chi D / \lambda \text{ (}\Omega\text{)} \quad \text{(III.C.19)}$$

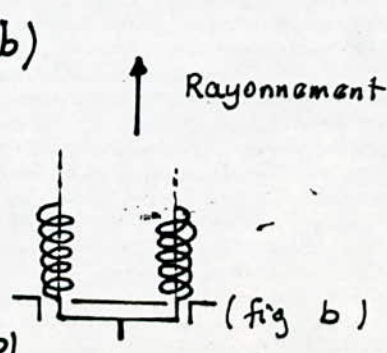
En mode normal ($C < 3/4 \lambda$) l'impédance varie énormément avec la fréquence la courbe de variation est semblable à celle d'une ligne de transmission de grande longueur, non adaptée .

V. Groupement d'antennes en hélice :

L'objectif d'un groupement est l'augmentation du gain et la directivité de l'aérien (fig III.C.20.a) ou l'obtention d'une polarisation rectiligne du champ à grande distance (fig III.C.20.b)



(fig III.C.20)



Dans ce dernier cas, (pas identiques, sens inverse) elles produisent alors à grande distance, respectivement un champ circulaire droit et un champ circulaire gauche et leur résultant est polarisé rectilignement.

VI. Exemple :

Pour fixer les idées sur les possibilités de ce type d'antenne ; D'après le tableau suivant qui résume les performances de deux antennes en hélice à caractéristiques d'hélices différentes.

Tableau.

TYPE	λ	θ (degrés)	θ' (degrés)	TOS	N_L
$\alpha = 14^\circ$ $N = 6$ $C = 0.97\lambda$	$1.32 \lambda_0$	60	60	1.4	7.5
	$1.14 \lambda_0$	45	60	1.5	7.5
	λ_0	45	50	1.3	10
	$0.98 \lambda_0$	42	48	1.2	10
	$0.78 \lambda_0$	32	40	1.3	9
$\alpha = 12^\circ$ $N = 7$ $C = \lambda_0$	$1.05 \lambda_0$	42	50		8
	λ_0	36	44		10
	$0.93 \lambda_0$	34	42		12

λ_0 : est la longueur d'onde nominale moyenne ;

θ et θ' : sont les ouvertures totales $2\theta_3$ des diagrammes, à 3 dB, dans deux plans orthogonaux correspondant au maximum et au minimum de l'ouverture ;

N_L : est le niveau du plus élevée des lobes secondaires ;

TOS : (Taux d'onde stationnaire) a été mesuré sur une ligne de 53Ω d'impédance caractéristique.

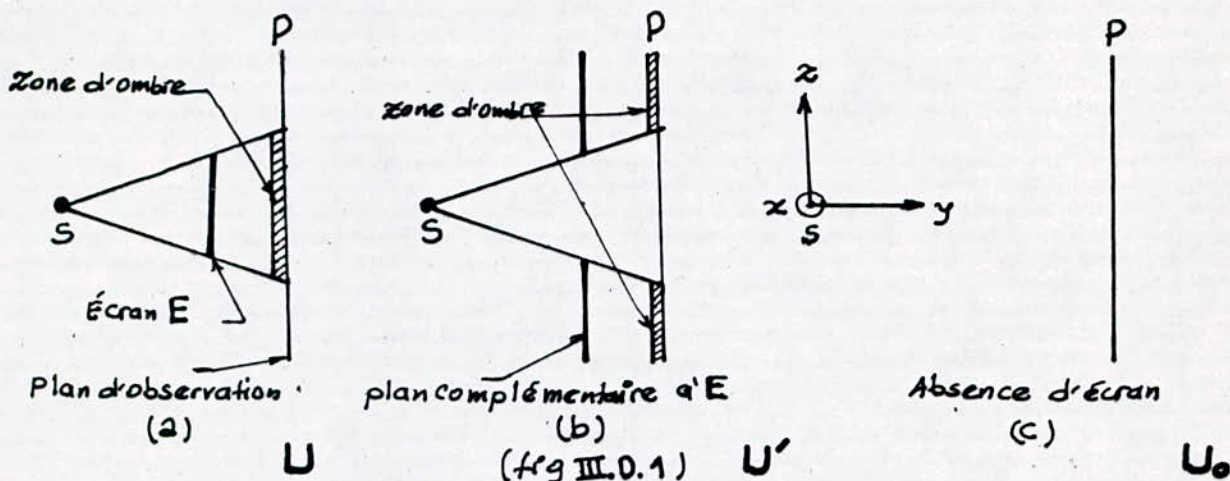
NB : Pour les courbes qui représentent les diagrammes de rayonnement de cette antenne sont à l'annexe,

D. LES ANTENNES À FENTE

I. principe de BABINET . Antennes Complémentaires :

1°) Principe de Babinet :

Si l'on ajoute au champ obtenu, en un point d'un plan P derrière un écran E, le champ obtenu au même point du plan derrière l'écran complémentaire de E, on obtient au point considéré, le même champ qu'en absence d'écran.



En chaque point du plan on a : $U_0 = U + U'$ avec $U = U(x, y, z)$.

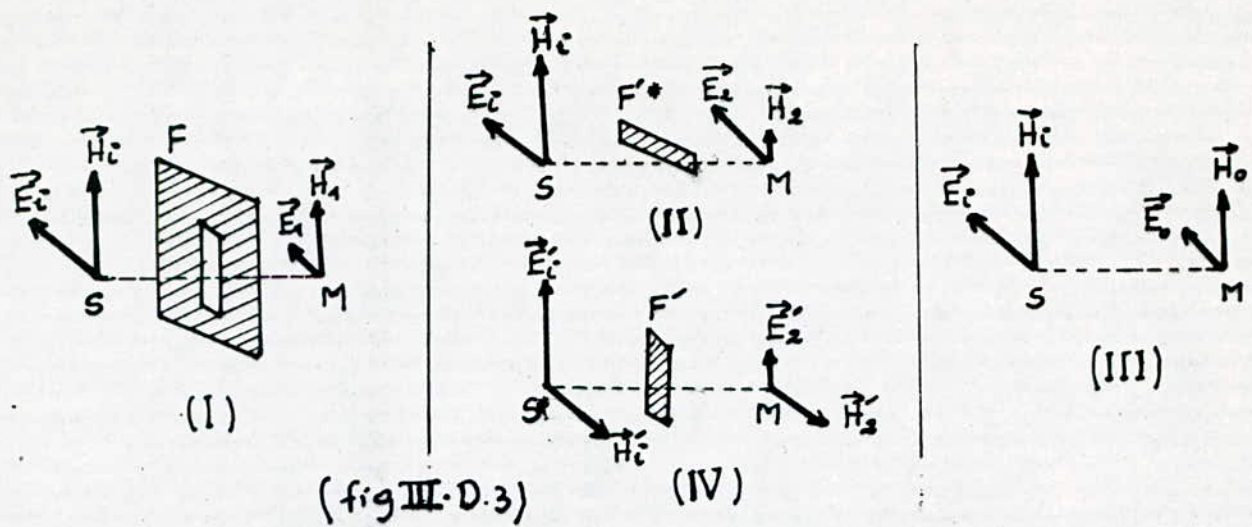
U, U' et U_0 sont les fonctions représentant la répartition des champs sur le plan P , respectivement dans le cas (a), (b) et (c).

Remarque : pour les ondes électromagnétiques il faut tenir compte de la polarisations des champs rayonnés.

2°) Généralisation du principe par (H.G. Booker) :

Considérons une source S , en un point situé derrière un écran F , un champ E_1 , et soit la même source créant au même point derrière l'écran complémentaire conjugué F' un champ E_2 . La somme des deux champs E_1 et E_2 est alors égale au champ E_0 créé en ce point, et en l'absence d'écran, par la source S .

$$E_0 = E_1 + E_2 \quad (\text{III.0.2})$$



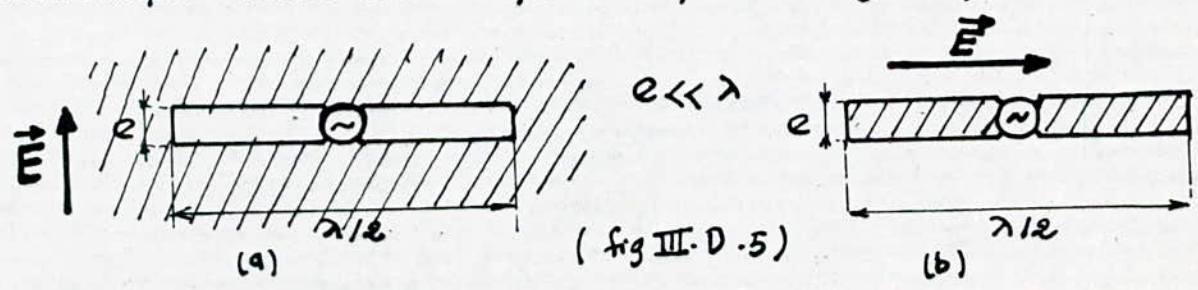
(fig III-D.3)

Ce principe peut- être également utilisé en considérant, au lieu de S, une source S^* conjuguée de S (rotation de $\pi/2$) et l'écran F' complémentaire de F comme l'indique schéma ci-dessus . on écrit donc à chaque instant, que la somme des intensités des phénomènes vibratoires polarisés linéairement se conserve :

$$E_0 = E_1 + H_2 \quad \text{et} \quad H_0 = H_1 + E_2 \quad \text{-(III.D.4)}$$

On considère une fente dans un plan conducteur infini, et alimentée en son milieu par un générateur, son dipôle complémentaire sera une bande métallique de même dimension avec une polarisation normale à celle de l'ouverture :

BOOKER a montré l'identité des rayonnements de ces deux antennes, avec une permutation des champs électrique et magnétique .

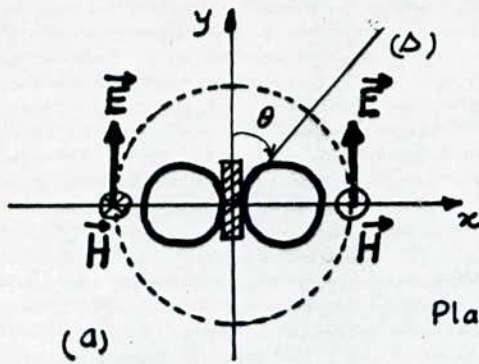


(fig III-D.5)

3°) Diagramme de rayonnement,

le diagramme de rayonnement d'une antenne à fente demi-onde, de largeur e , $e \ll \lambda$, est réalisé dans un plan conducteur infini la figure suivante. Comparez les champs rayonnés par cette fente et par le dipôle $\lambda/2$ complémentaire

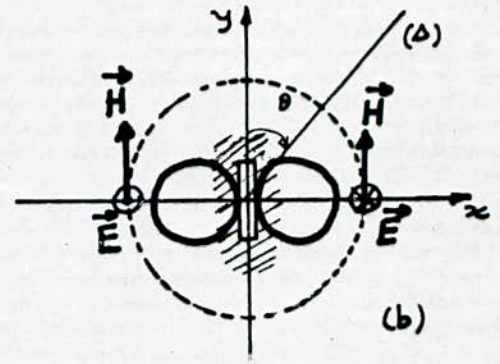
Verticalement et horizontalement .



(a)

Dipôle

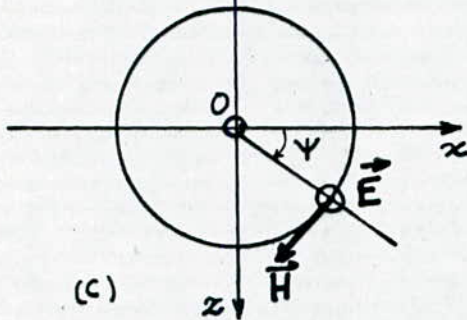
Plan vertical xoy



(b)

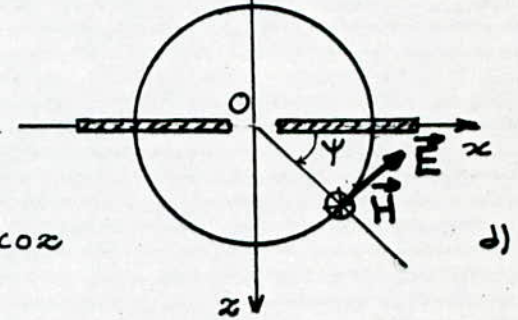
Fente

(fig III.D.6)



(c)

Plan horizontal xoz



(d)

Le champ électrique dans le cas de la fente est polarisé horizontalement et ne dépend que de θ :

$$F(\theta) = \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta}$$

avec $F(\psi) = \text{Constante}$
(III.D.7)

II. Impédance d'une antenne à fente et d'un écran :

1° Antenne à fente :

Soient une antenne à fente fine et le dipôle complémentaire (fig III.D.8)

L'impédance Z_D du dipôle

s'exprime par :

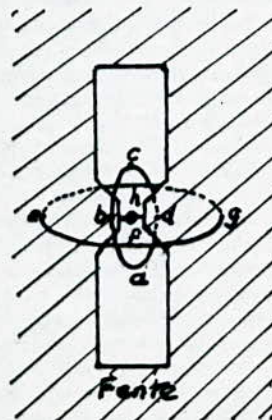
$$Z_D = \frac{V_D}{I_D}$$

avec V_D : tension aux bornes BB'

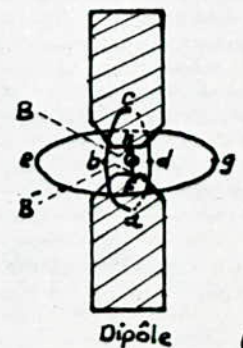
I_D : courant d'alimentation

Or $V_D = -\int_{abc} E_D dl$ avec

E_D : champ électrique au voisinage



(a)



(b)

(fig III.D.8)

de BB' , et abc : un demi-contour proche des points situés dans le plan du dipôle

De même : $I_D = \oint H_D dl = 2 \int_{efg} H_D dl$ avec :

H_D : champ magnétique près de BB' , et $efghe$: contour infinitésimal entourant les bornes d'entrée dans un plan perpendiculaire au dipôle ;

De ces deux relations on a : $Z_D = - \frac{\int_{abc} E_D dl}{2 \int_{efg} H_D dl}$

De même on établit l'impédance d'une fente : $Z_F = - \frac{\int_{efg} E_F dl}{2 \int_{abc} H_F dl}$

D'après la généralisation de Booker, on peut écrire les deux relations

Suivantes : $E_F = K_1 H_D$, $E_D = K_2 H_F$ (permutation des champs) .

d'où Z_F en fonction de Z_D : $Z_F = \frac{K_1 K_2}{4} \cdot \frac{1}{Z_D}$

et pour $K_1 K_2$, on a : $Z_D = \frac{E_D}{H_D} = \frac{E_F}{H_F}$ (Z_D : impédance d'onde du milieu) .

$K_1 K_2 = Z_0^2$ (d'après Booker) ; D'où la relation entre l'impédance d'une antenne

à fente et celle du dipôle complémentaire :

$$Z_F Z_D = \frac{Z_0^2}{4} \quad (\text{III.D.9})$$

Application : En posant : $Z_F = R_F + jX_F$ et $Z_D = R_D + jX_D$

A l'air $Z_0 \approx \frac{E}{H} \approx 120 \pi$ d'où : $Z_0 = 377 \Omega$

en faisant $Z_F \cdot Z_D = (R_F + jX_F)(R_D + jX_D) = \frac{Z_0^2}{4}$; Il vient :

$$R_F = \frac{35476}{R_D^2 + X_D^2} R_D \quad (\text{a}) \quad \text{et} \quad (\text{III.D.10})$$

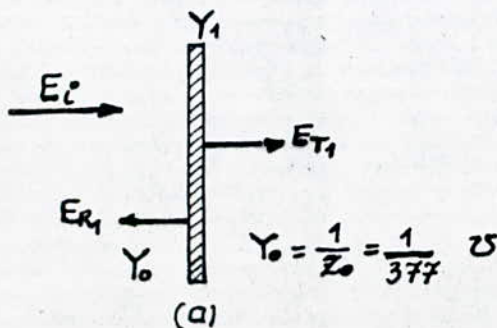
$$X_F = - \frac{35476}{R_D^2 + X_D^2} X_D \quad (\text{b})$$

pour un dipôle $\lambda/2$ alimentée en son centre : $R_D = 73,2 \Omega$ et

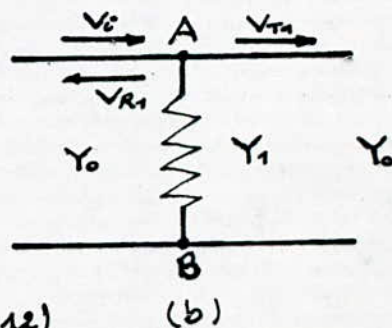
$X_D = 42,5 \Omega$ d'où

$$Z_F = (363 - j211) \Omega \quad (\text{III.D.11})$$

2°/ Impédance d'écran complémentaire :



(fig III.D.12)



L'admittance d'un écran carré et le rapport de la tension et du courant créés par une onde plane incidente, entre deux côtés opposés du carré.

Le coefficient de réflexion " Γ " sera :

$$\Gamma_1 = \frac{E_{R1}}{E_i} = \frac{V_{R1}}{V_i} = \frac{Z_{AB} - Z_0}{Z_{AB} + Z_0} = \frac{1/Y_{AB} - 1/Y_0}{1/Y_{AB} + 1/Y_0} = \frac{Y_0 - Y_{AB}}{Y_0 + Y_{AB}}$$

mais $Y_{AB} = Y_0 + Y_1$ ce qui entraîne :

$$\Gamma_1 = - \frac{Y_1}{2Y_0 + Y_1} \quad (\text{III.D.13})$$

d'où le coefficient de transmission " T " en présence de cet écran :

$$T_1 = \frac{E_{T1}}{E_i} = \frac{V_{T1}}{V_i}$$

$$\text{Sachant que } V_{T1} = V_i + V_{R1} \Rightarrow T_1 = \frac{V_i + V_{R1}}{V_i} = 1 + \frac{V_{R1}}{V_i} = 1 + \Gamma_1$$

$$\text{d'où : } \boxed{T_1 = \frac{2Y_0}{2Y_0 + Y_1}} \quad (\text{III.D.14})$$

En remplaçant l'écran par son complémentaire d'admittance Y_2 , d'où $T_2 = \frac{2Y_0}{2Y_0 + Y_2}$

D'après le principe de Babinet : $E_{T1} + E_{T2} = E_i$ qui donne : $\frac{E_{T1} + E_{T2}}{E_i} = \frac{E_i}{E_i}$

$$\text{or } \frac{E_{T1}}{E_i} + \frac{E_{T2}}{E_i} = 1 \Leftrightarrow T_1 + T_2 = 1$$

$$\text{D'où : } \boxed{Y_1 Y_2 = 4Y_0} \quad \text{et} \quad \boxed{Z_1 Z_2 = \frac{Z_0}{4}} \quad (\text{III.D.15})$$

III. Diagramme de rayonnement d'une antenne à fente :

1°) Diagramme de rayonnement suivant le plan défini par la fente :

On considère une fente de longueur L . Sur le plan de rayonnement, son diagramme rayonnant est celui d'une antenne linéaire de même longueur est

$$\text{Soit : } E_{\theta} L = \frac{\cos \left\{ \left(\frac{L}{\lambda} \cos \theta \right) / 2 \right\} - \cos \left\{ \left(\frac{L}{\lambda} \right) / 2 \right\}}{\sin \theta} \quad (\text{III.D.16})$$

$$\text{Pour le cas particulier : } \frac{L}{\lambda} = \frac{1}{2} \quad \text{ona : } E_{\theta} \left(\frac{L}{\lambda} = \frac{1}{2} \right) = \frac{\cos \left(\frac{\pi}{2} \cos \theta \right)}{\sin \theta} \quad (\text{III.D.16 a})$$

$$\text{pour : } \frac{L}{\lambda} = 1 \quad E_{\theta} \left(\frac{L}{\lambda} = 1 \right) = \frac{\cos (\pi \cos \theta)}{\sin \theta} \quad (\text{III.D.16 b})$$

En présence d'un réflecteur infini placé à $\lambda/4$ du plan de la fente, les diagrammes deviennent plus directifs et les relations précédentes doivent être multipliées par un facteur correctif $\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)$. On obtient alors : dans le cas d'une fente de longueur $\frac{L}{\lambda}$ quelconque :

$$(E_{\theta \cdot L})_R = \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \frac{\cos\left\{\frac{2\pi \frac{L}{\lambda} \cos \theta}{2}\right\} - \cos\left\{\frac{2\pi \frac{L}{\lambda}}{2}\right\}}{\sin \theta} \quad (\text{III-D.17})$$

- cas $\frac{L}{\lambda} = \frac{1}{2}$

$$(E_{\theta \cdot \frac{L}{\lambda} = \frac{1}{2}})_R = \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \quad (\text{III-D.17 a})$$

- cas $\frac{L}{\lambda} = 1$

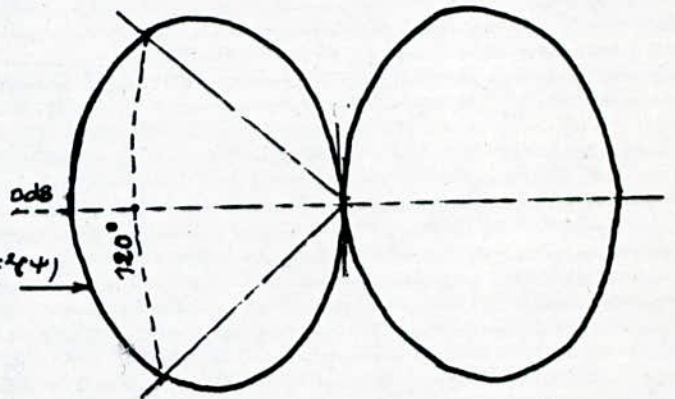
$$(E_{\theta \cdot \frac{L}{\lambda} = 1})_R = \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \cdot \frac{\cos(\pi \cos \theta) + 1}{\sin \theta} \quad (\text{III-D.17 b})$$

2°/ Diagramme de rayonnement suivant le plan perpendiculaire à la fente.

La largeur $\ll \lambda$, donc le diagramme de rayonnement suivant ce plan n'est pas directif et suit une loi approximativement en $\sin \psi$ (fig III-D.18)

$$\psi \text{ à } -3 \text{ dB} = 120^\circ$$

(fig. III-D.18) $E(\psi)$



En présence d'un réflecteur, le facteur correctif intervient :

$$(E_{\psi})_R = \sin \psi \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \cos \psi\right) \quad (\text{III-D.19})$$

La longueur de la fente n'intervient pas dans le diagramme suivant ce plan.

NB : les courbes qui donnent les diagrammes de rayonnement de ces antennes sont en ANNEXE.

E. LES ANTENNES A COUCHE MINCE

LES ANTENNES A BALAYAGE

1°) L'antenne à couche mince.

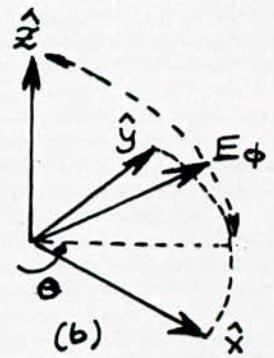
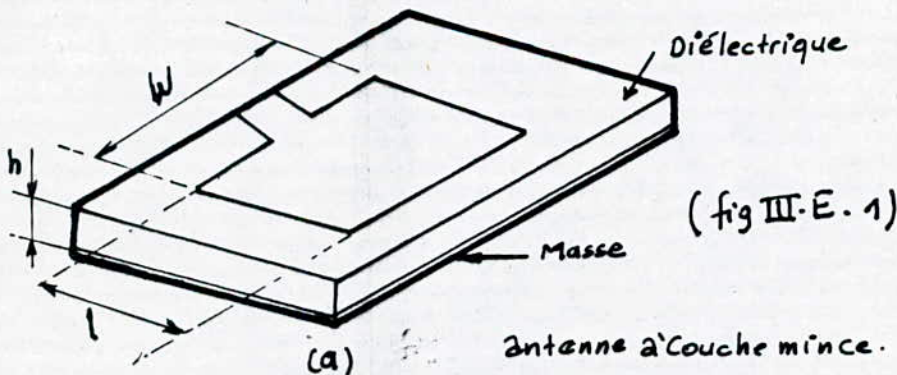
Les antennes à couche mince sont utilisées lorsque l'on recherche des antennes de faible dimension et de faible poids.

la technologie moderne a permis de fabriquer de telles antennes grâce à l'adjonction d'éléments à l'état solide.

Les antennes à couche mince se divisent en trois familles :

- antennes à substrat constituées de plusieurs éléments
- antennes à substrat comportant une seule plaque
- antennes à substrat fondu

Les antennes à substrat constituées de plusieurs éléments sont réalisées grâce à un conducteur rectangulaire placé sur un diélectrique ϵ_r d'épaisseur h et d'une plaque masse (figure suivante)

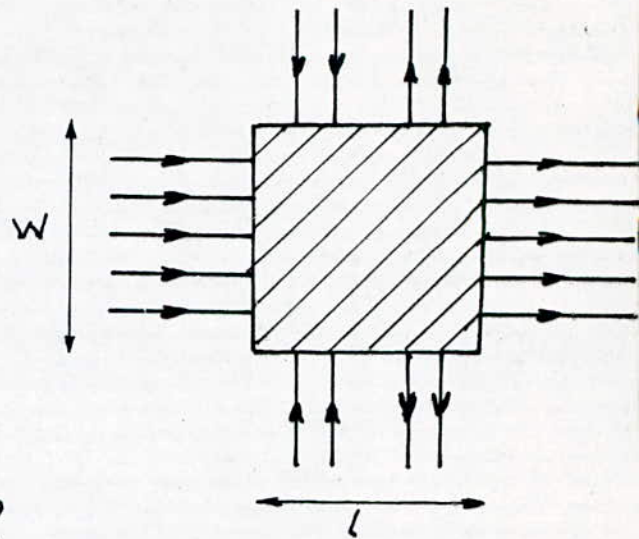


Pour utiliser une telle antenne à balayage, il faut de plus ajouter des éléments d'adaptation d'impédance et de phase.

Une excitation symétrique crée sur le substrat un champ E homogène.

Si $l = w = \lambda/2$ les champs dans la direction y sont déphasés et s'annulent, dans la direction x ils s'ajoutent (figure III-E.2).

Chaque élément W rayonne comme un dipôle magnétique créant un champ magnétique d'axe Z , $I_m = 2E_x$ (le facteur 2 est dû à l'image sur la plaque masse).



(fig III-E2): Distribution du champ E

La radiation à distance r ($r > W$) s'exprime alors :

$$E_\phi = -j \frac{V_0}{\eta} \cdot \frac{e^{-j\frac{2\pi r}{\lambda_0}}}{r} \cdot \frac{\sin\left\{\frac{\pi W}{\lambda_0} \cos\theta\right\} \sin\theta}{\cos\theta}$$

$V_0 = h \cdot E_x$, $\lambda_0 =$ longueur d'onde dans l'air

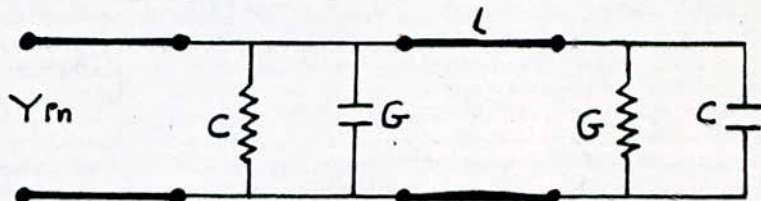
La conductance G du circuit équivalent figure (III-E-3).

est alors: $G = 2P/V_0^2$

$P =$ puissance rayonnée par un élément W

$$G = \frac{W}{90\lambda_0^2} \quad \text{si } W \ll \lambda_0$$

$$G = \frac{W}{120\lambda_0} \quad \text{si } W \gg \lambda_0$$



(fig III-E3): Circuit équivalent d'une antenne à couche mince.

La capacitance C , du circuit équivalent est alors: $C = \frac{\Delta l \epsilon_{eff}^{1/2}}{c Z_0}$ avec

$c =$ vitesse en espace libre $= 3 \cdot 10^8$ m/s

$Z_0 =$ impédance caractéristique du circuit à couche mince

$$\Delta l = 0.412 \cdot h \cdot \frac{\epsilon_{eff} + 0.300}{\epsilon_{eff} - 0.258} \cdot \frac{W/h + 0.262}{W/h + 0.813}$$

Pour un élément carré, la fréquence de résonance la plus basse est:

$$f = \frac{c}{2(W + 2\Delta l) \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{III-E-4})$$

Il faut considérer qu'un élément qui rayonne est en fait constitué de deux éléments couche mince; La polarisation est variable.

2°) Théorie du balayage

Une antenne à faisceau tournant pour suivre une cible est utilisable en poursuite radar. En pratique on utilise un émetteur fixe et une antenne tournante grâce à un joint tournant. Cependant on a les désavantages suivants :
 - mécanique compliquée, - vitesse de rotation faible, - manque de souplesse du faisceau. C'est pourquoi, il a été nécessaire d'envisager d'autres solutions.

Une autre méthode consiste en une antenne fixe à plusieurs éléments et d'ajuster la phase de chacun de ces éléments afin que le faisceau généré balaye les angles voulus.

La technologie moderne a permis de constituer de telles antennes, chacune comportant plusieurs milliers d'éléments (antennes ponctuelles « multiples »). De telles antennes nécessitent des ensembles électroniques très compliqués mais les avantages retirés en exploitation compensent largement ce fait.

On considère une antenne constituée de N éléments radiants, séparés d'une distance d ($d < \lambda/2$) et excités en phase par un signal de même amplitude (figure III.E.5)

La radiation à distance est alors du type :

$$E(\phi, \theta) = \frac{\sin\{N\pi(d/\lambda)\cos\phi\sin\theta\}}{N \sin\{\pi(d/\lambda)\cos\phi\sin\theta\}} \quad (\text{III.E.6})$$

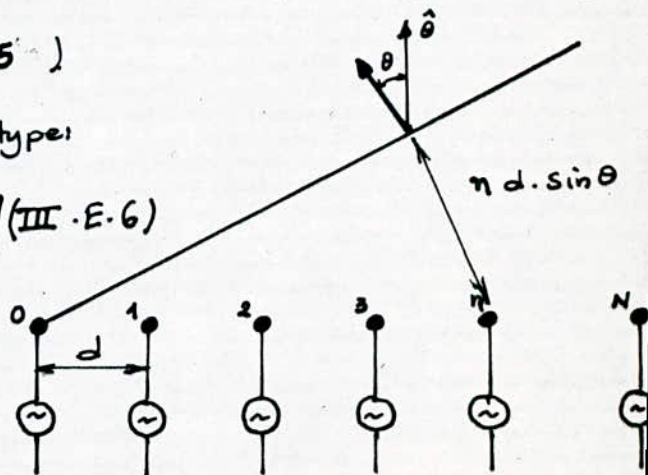
qui donne le diagramme de rayonnement.

Deux éléments adjacents sont

déphasés de : $\delta = (2\pi d/\lambda)\sin\theta_0$

Le balayage peut donc avoir lieu

pour θ_0 et la formule ci-dessus devient =



(fig III.E.5) Balayage linéaire à N éléments

$$E(\phi, \theta) = \frac{\sin \{ N\pi(d/\lambda) \cos \phi \sin \theta - \sin \theta_0 \}}{N \sin \{ \pi(d/\lambda) \cos \phi \sin \theta - \sin \theta_0 \}} \quad (\text{IV. E. 7})$$

L'antenne, constituée d'éléments à deux dimensions, il est alors possible d'orienter le faisceau horizontalement et verticalement selon deux angles ϕ et θ_0 il est alors possible de faire balayer le faisceau de plusieurs manières. premièrement l'excitation électronique de chaque élément avec une phase variable. deuxièmement l'utilisation des lignes à retard, pour retarder l'excitation de chacun des éléments donnant ainsi une excitation indépendante de la fréquence.

NB: Courbe représentant des diagrammes de rayonnement sont à L'ANNEXE :



**PARTIE
II
PRATIQUE**

Expérience I :

LES ANTENNES CORNET

But de la manipulation :

Il s'agit de déterminer le gain et de mesurer le diagramme de rayonnement des deux antennes cornets : Emission - Réception.

L'Antenne Cornet :

Le diagramme de rayonnement est bien entendu à trois dimensions, mais, pour des raisons pratiques, il est représenté à deux dimensions et ceci dans un ou plusieurs plans différents.

Pour l'antenne cornet, les deux plans considérés sont les plans E et H (voir figure I.1)

Les diagrammes de rayonnement pour ces deux plans sont différents.

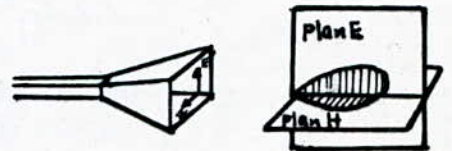


fig I-1 : Définition des plans E et H.

Un diagramme de rayonnement

est constitué d'un lobe principal et de lobes secondaires, la puissance est concentrée dans le lobe principal et l'on s'efforce en général d'avoir le minimum de puissance dans les lobes secondaires et arrière.

L'angle d'ouverture $\theta_{\pm 3 \text{ dB}}$ est l'angle directement correspondant à une perte en puissance de 3 dB (par rapport à la puissance nominale).

Le gain G c'est la puissance maximale du lobe principal comparée à la puissance équivalente d'une source excitant une antenne omnidirectionnelle ou isotropique.

A la sortie d'une antenne, le champ émis est composé de :

- le champ d'induction (proche)
- le champ de radiation (éloigné)

Pour que le champ d'induction ne perturbe pas les mesures d'antennes, elles doivent être effectuées dans le champ de radiation.

Soit R : distance entre antennes où le champ de radiation prend naissance. La différence de phase de l'onde reçue est alors inférieure à $\lambda_0 \times 16$ entre le bord et le centre de l'antenne réceptrice.

Soit la figure (I-2)

$$\Delta R = R' - R$$

$$\Delta R \leq \frac{\lambda_0}{16} \text{ en négligeant } \Delta R^2 \text{ et en}$$

utilisant le théorème de pythagore.

$$\text{Alors pour être dans le champ : } R \geq \frac{2D^2}{\lambda_0}$$

A l'antenne réceptrice, la puissance reçue P_R est proportionnelle à P_T : puissance émise, G_T : gain de l'antenne émettrice, A_{ER} : surface équivalente de l'antenne réceptrice, $\frac{1}{R^2}$ avec R : distance séparant les antennes.

$$P_R = P_T \times G_T \times \frac{A_{ER}}{4\pi R^2}$$

$$\text{or } A_E = \frac{G \cdot \lambda_0^2}{4\pi}$$

$$\text{soit } A_{ER} = \frac{G_R \cdot \lambda_0^2}{4\pi}$$

Il vient :

$$P_R = \left\{ \frac{\lambda_0}{4\pi R} \right\}^2 P_T G_R G_T$$

Pour des antennes identiques : $G_T = G_R = G \Rightarrow$

$$G^2 = \frac{P_R}{P_T} \left\{ \frac{4\pi R}{\lambda_0} \right\}^2$$

Si le détecteur est utilisé dans son régime quadratique, ce rapport est mesurable en dB comme suit :

$$G_{dB} = \frac{1}{2} [P_R - P_T]_{dB} + 10 \log \left\{ \frac{4\pi R}{\lambda_0} \right\}$$

(I.3)

Conseils : les précautions à prendre sont :

1 - éviter les réflexions sur des obstacles proches

2 - séparer les deux antennes d'une distance minimale : $R = \frac{2D^2}{\lambda_0}$

3 - éviter la réflexion du sol : positionner les antennes à une hauteur minimale h telle que : $h = D^2/d$

D : dimension la plus large de l'antenne réceptrice

d : dimension la plus large de l'antenne émettrice

Calcul d'erreurs :

On sait que le gain est : $G_E G_R = \frac{P_R}{P_T} \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right)^2$

en passant en logarithmes et en exprimant les erreurs relatives on a :

$$\frac{\Delta G_E}{G_E} + \frac{\Delta G_R}{G_R} = \frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta \lambda_0}{\lambda_0} + \frac{\Delta (P_R/P_T)}{P_R/P_T}$$

Pour $R = 1,5 \text{ m}$ $\frac{\Delta R}{R} = 0,04 \text{ dB}$, $\frac{\Delta R}{R}$ décroît si R croît .

$\frac{\Delta \lambda_0}{\lambda_0} = 0,0013 \text{ dB}$ peut être négligée .

$\frac{\Delta (P_R/P_T)}{P_R/P_T} \approx 0,5 \text{ dB}$ (importante) s'additionne aux erreurs de mesure, ...

Manipulation :

1°) préparation : faire des réglages préliminaires .

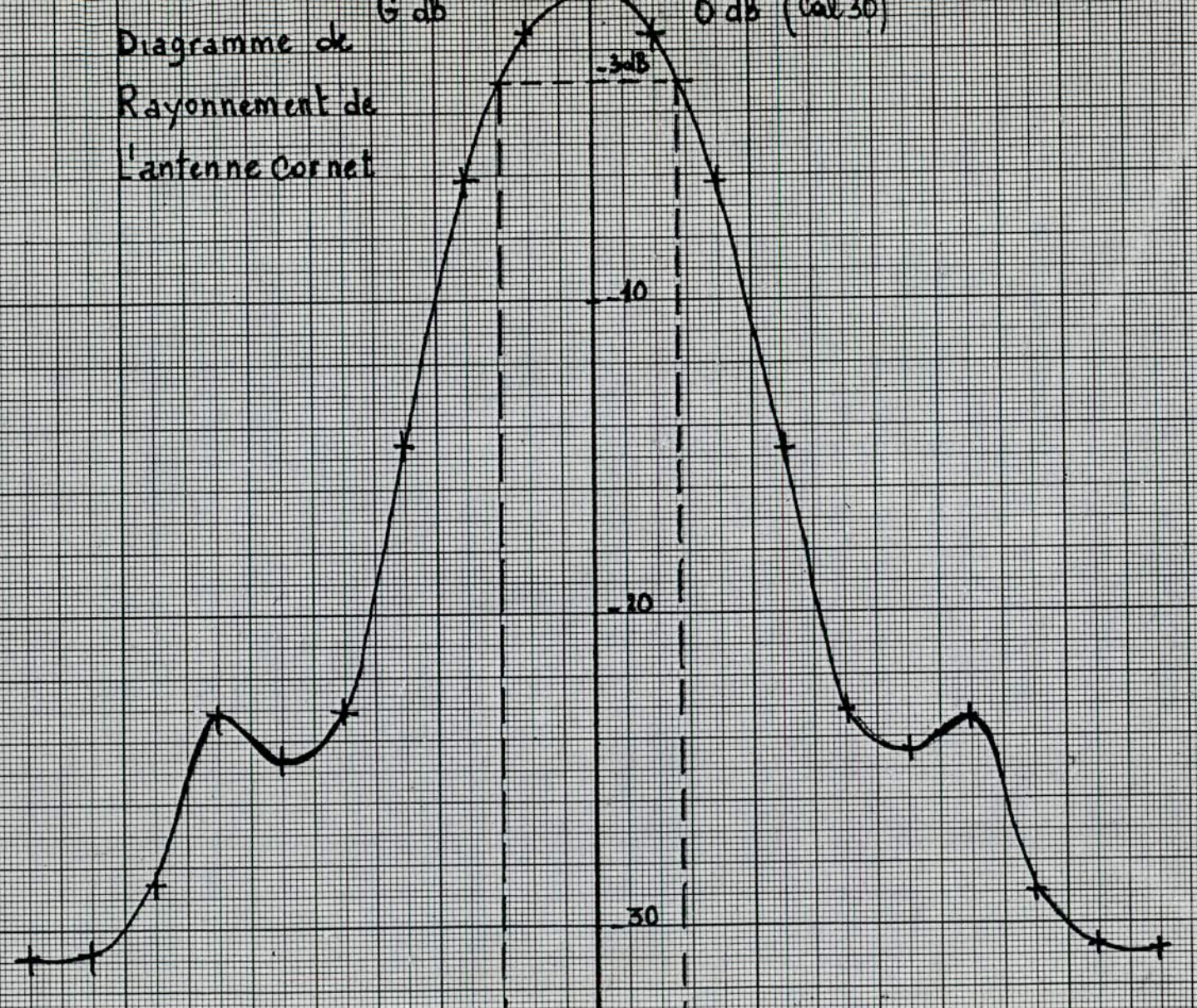
2°) Relevé du diagramme de rayonnement .

On se fixe à $f = 9 \text{ GHz}$, Atténuation de $19,05 \text{ dB}$

On prend 0 dB (30) pour $\theta = 90^\circ$ (rayonnement maximal)

Déviation vers la gauche		Déviation vers la droite	
Angles en degré	Atténuation sur TOS	Angles en degré	Atténuation sur TOS
100	1.5 (30dB)	80	1.6 (30dB)
110	6.2 (30dB)	70	6.3 (30dB)
120	4.6 (40dB)	60	4.8 (40dB)
130	3.3 (50dB)	50	3.2 (50dB)
140	4.5 (50dB)	40	4.6 (50dB)
150	3.4 (50dB)	30	3.5 (50dB)
160	8.5 (50dB)	20	0.9 (70dB)
170	0.8 (60dB)	10	0.8 (60dB)
180	0.9 (60dB)	00	0.9 (60dB)

Diagramme de Rayonnement de l'Antenne Cornet



Courbe I.2.1

90° 80° 70° 60° 50° 40° 30° 20° 10° 0° 10° 20° 30° 40° 50° 60° 70° 80° 90°

D'après ces résultats on trace le diagramme de rayonnement donné
 Courbe (I.2.1).

On trouve les angles d'ouverture à 3dB : $14,5^\circ$, 15° qui concordent
 bien à ceux de la courbe.

3°/ Mesure du gain :

Les mesures du gain se faisant sur antennes fixes. on fait le réglage
 de l'alignement , et on ajuste l'atténuateur calibré à 45dB et non à 35dB
 comme c'est indiqué au polycopie ; Distance entre antenne $> 2m$.

L'ajustement de l'atténuateur pour 3dB (40dB) est obtenu pour

$$A_1 = 22,4 \text{ dB (40dB)} , R = 2,25 \text{ m}$$

on identifie l'Antenne émettrice n° 2 : 2180 B / 19 A.

l'Antenne réceptrice n° 1 : 2180 B / 19 B

on ajuste le potentiomètre du TOSmètre pour avoir 1dB , et à l'aide
 de "EXPAND" on lire C_1 , permutant les antennes , tirant C_2

On joue sur R exemple $R_2 > R_1$ et $f = 9,56 \text{ GHz}$

d'où le tableau I suivant :

Fréquence (GHz)	Distance (Cm)	Atténuation A (dB)	C_1 dB	C_2 dB
9	R_2 : 265	25.50	1.00	1.20
	R_2 : 350	24.12	1.05	1.06
9.5	R_1 : 265	24.75	1.05	1.12
	R_2 : 350	22.80	0.98	1.02

4°) Calcul du gain

On a: $G_{dB} = \frac{1}{2} (P_R - P_T)_{dB} + 10 \log \left\{ \frac{4\pi R^2}{\lambda^2} \right\}$.

$P_T = 45 \text{ dB}$, P_R : Valeur lue sur l'atténuateur Calibré (A_1 et A_2).

Calcul de $\frac{1}{2} (P_R - P_T)$

de $10 \log \left\{ \frac{4\pi R^2}{\lambda^2} \right\}$ d'où $G = ?$, $G_{moy} = \frac{G_{R1} + G_{R2}}{2}$

Pour R_1 et R_2 ainsi f_1 , f_2 ou le tableau II suivant:

avec $\lambda_0 = \frac{c}{f}$ AN: $\lambda_0 = \frac{3 \cdot 10^8}{9 \cdot 10^9}$, $= \frac{3 \cdot 10^8}{9,5 \cdot 10^9}$

Tout Calcul fait :

Tableau II

f GHz	$(P_R - P_T) / 2$ à R_1 dB	$(P_R - P_T) / 2$ à R_2 dB	$10 \log \left\{ \frac{4\pi R_1^2}{\lambda^2} \right\}$ dB	$10 \log \left\{ \frac{4\pi R_2^2}{\lambda^2} \right\}$ dB	G_{R1} dB	G_{R2} dB	\bar{G} dB
9.0	-9.75	-10.44	30.00	31.20	20.25	20.76	20.505
9.5	-10.125	-11.10	30.23	31.44	20.105	20.34	20.2225

la fait d'échanger les antennes réduit les erreurs,

Cette valeur est:

Pour l'antenne réceptrice 1 : $\Delta G_1 = \frac{C_1 - C_2}{2}$

Pour l'antenne émettrice 2 : $\Delta G_2 = \frac{C_2 - C_1}{2}$.

A fréquence donnée, le gain total : $G = G + \Delta G$

D'où le tableau III. (résumé de calcul)

	f (GHz)	\bar{G} (dB)		ΔG (dB)	G dB
		R_1	R_2		
Antenne 1	9.0	R_1	20.25	-0.100	20.150
		R_2	20.76	-0.005	20.755
	9.5	R_1	20.105	-0.035	20.070
		R_2	20.34	-0.020	20.320
Antenne 2	9.0	R_1	20.25	0.100	20.350
		R_2	20.76	0.005	20.765
	9.5	R_1	20.105	0.035	20.140
		R_2	20.34	0.020	20.360

* La valeur de G sera utilisée pour les expériences suivantes.

Réponses aux Questions :

- 1) Le diagramme de rayonnement d'une antenne cornet est différent selon le plan E et le plan H car le champ E est réparti différemment suivant les deux plans dont la polarisation est différente à cause des dimensions de l'antenne ($a \neq b$) d'une part et d'autre part $E \perp H$.
- 2) L'indication lue sur le TOS mètre varie lorsque on se déplace pendant la manipulation car on provoque une réflexion variable d'où l'indication variable.
- 3) Il n'est pas nécessaire d'avoir un détecteur accordé pour la mesure de gain car on utilise le même détecteur pendant le réglage préliminaire et pour la mesure du gain au niveau de la réception.
- 4) Pour les mesures de gain nous avons utilisé l'atténuateur calibré. on pourrait lire directement P_R et P_T sur le TOS mètre car on a besoin d'une référence en mesurant une différence $P_R - P_T$ on fixe $P_T = 45 \text{ dB}$ émission (3 dB sur 40 dB) puis à la réception on ajuste l'atténuateur A_1, A_2 qui donne (3 dB sur 40 dB) la différence mesure les pertes (Atténuateurs) tous ceux-ci revient au fait qu'on mesure un rapport de puissance qui revient à une différence en dB et prendre n'importe quelle atténuateur comme référence n'affecte pas le résultat.

Expérience II: LES ANTENNES PARABOLIQUES LES ANTENNES À FENTES

But de la manipulation :

C'est les mesures des diagrammes de rayonnement des antennes paraboliques et à fentes puis le gain de chacune de ces antennes grâce à la méthode des 3 antennes.

L'Antenne parabolique :

Elle est constituée d'une source primaire et d'un réflecteur. L'illumination du réflecteur par la source primaire peut être soit directe soit indirecte.

Dans le dernier cas un sous réflecteur est nécessaire. Dans notre expérience on utilise une antenne du premier cas (SL 19700).

La géométrie de l'antenne voir (figure II.1) est donnée :

- en coordonnées rectangulaires :

$$y^2 = 4fx = 4Dx(f/D) \quad \text{avec } f = D^2/16c$$

- en coordonnées sphériques :

$$\rho = \frac{2f}{1 + \cos \psi}$$

La propriété de base d'une antenne

parabolique est de transformer l'onde sphérique

issue d'une source située à distance focale F

en onde plane (plan $A'A''$). Réciproquement, toute énergie reçue dans le plan

$A'A''$ est focalisée au point F .

L'analogie avec un miroir optique nous permet de dire que la distance

de F au plan AA'' est constante soit: $\overline{FOA} = \overline{FP_1} = \overline{FP_0A_0} = f+c = c \frac{1}{2}$.

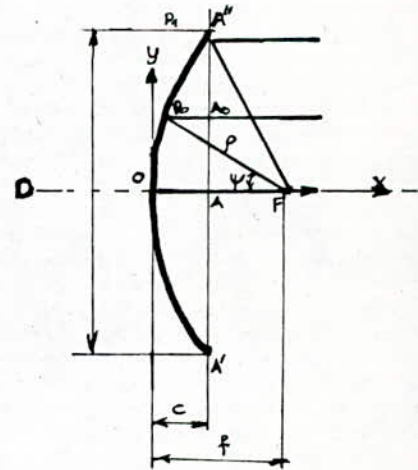


Fig II.1 : Géométrie d'une antenne Parabolique.

Ainsi différents rayons émis de F sont en phase dans tout le plan A'A* (plan d'ouverture). Une portion de l'énergie émise par la source primaire est cependant rayonnée à l'extérieur de la parabole c'est appelé le phénomène de débordement "Spill Over".

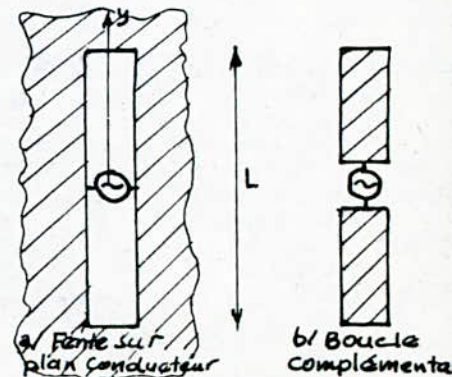
Les antennes paraboliques sont les plus utilisées en hyperfréquences. En effet elles peuvent être utilisées à n'importe quelle fréquence et théoriquement à fréquence donnée, leur gain peut être choisi en fonction de la formule. $G = 4\pi AE / \lambda_0^2$ avec AE, surface effective (ouverture,

Si l'on double le diamètre du réflecteur, AE est multiplié par 4, il s'en suit donc une augmentation de gain de 6 dB. D'autre part, si l'on augmente le diamètre du réflecteur, le faisceau émis sera plus large. Nous avons vu que la source primaire émettait une énergie hors du réflecteur.

Lorsque le diamètre de cette source primaire est inférieur à 0,3 D, (D diamètre du réflecteur), la perte de gain peut être estimée inférieure à 1.

L'Antenne à Fentes.

Elles sont très utilisées pour la mesure de vitesse de véhicules se déplaçant très rapidement. Il est en effet nécessaire de réduire au minimum la résistance de l'air, donc d'utiliser au maximum des ouvertures d'antenne faibles. Soit la figure (II.2), Une ligne de transmission constituée de deux demi-plans court-circuités et alimentés par une source de courant. Le champ électrique varie dans la direction de la transmission et est couplé aux fentes. Pour des plans de conduction



(fig II.2)

infinis, BABINET a montré l'identité entre la fente et le boucle complémentaire (fil électrique de faible section).

Si $L = \lambda/2$ (λ = longueur d'onde dans le guide) la radiation est alors identique à celle créée par un fil de longueur $\lambda/2$. figure (II.3) montre les différentes possibilités pour créer des fentes

« actives » dans un guide d'ondes. Il suffit de couper les lignes de courant (figure II.4).

les fentes a et f de la figure II.3 ne rayonneront pas.

Les fentes sont en générale du type cavité afin de concentrer le champ dans un seul plan.

Afin d'obtenir une antenne à faisceau étroit, il est courant de percer plusieurs fentes. Elles sont disposées tous les $\lambda/2$ par rapport à l'axe de symétrie du guide afin de respecter la cohérence de phase.

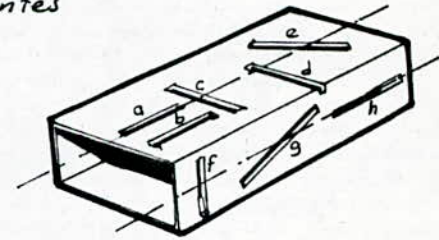


Fig II-3: Fentes sur guide d'ondes

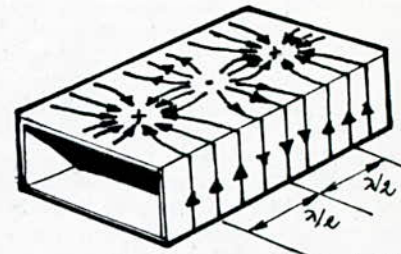


Fig II.4: ligne de courant (mode TE₁₀) sur guide d'ondes.

Methodes des 3 antennes :

L'expérience I nous a permis de déterminer le gain pour deux antennes identiques. Lorsque, nous ne disposons pas de deux antennes identiques, il est possible de calculer le gain d'antennes de technologie différente grâce à la méthode dite de trois antennes. La figure (II.5) montre le principe de mesure.

On utilise A et B puis A et C, B et C, nous disposons de trois équations à 3 inconnues avec R et λ constantes.

R = distance entre ouvertures.

λ = longueur d'onde de rémission

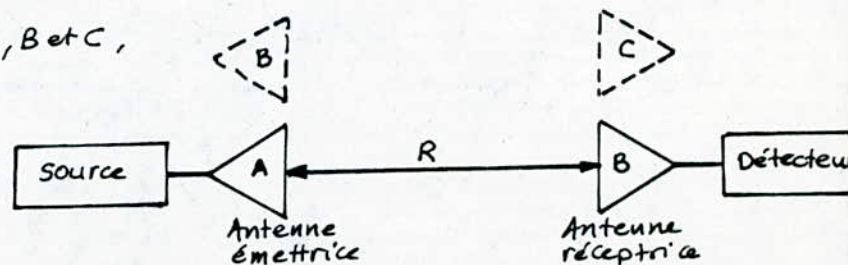


Fig II.5: Principe de mesure - Methodes de 3 antennes

$$G_A G_B = \left\{ \frac{4\pi R}{\lambda_0} \right\}^2 \cdot \frac{P_R}{P_T} \Big|_1 \quad (1)$$

$$G_A G_C = \left\{ \frac{4\pi R}{\lambda_0} \right\}^2 \cdot \frac{P_R}{P_T} \Big|_2 \quad (2)$$

$$G_B G_C = \left\{ \frac{4\pi R}{\lambda_0} \right\}^2 \cdot \frac{P_R}{P_T} \Big|_3 \quad (3)$$

$$\text{soit } K = \left\{ \frac{4\pi R}{\lambda_0} \right\}^2$$

$$(1) \text{ divisée par } (3) \Rightarrow \frac{G_A}{G_C} = \frac{\frac{P_R}{P_T} \Big|_1}{\frac{P_R}{P_T} \Big|_3} \quad \text{soit } G_C = G_A \cdot \frac{\frac{P_R}{P_T} \Big|_3}{\frac{P_R}{P_T} \Big|_1}$$

$$\text{On remplace } G_C \text{ en } (2) \Rightarrow G_A^2 = K \cdot \frac{P_R}{P_T} \Big|_1 \cdot \frac{P_R}{P_T} \Big|_2 \cdot \frac{P_R}{P_T} \Big|_3$$

Soit en dB.

$$G_A = \frac{1}{2} \left\{ K + \frac{P_R}{P_T} \Big|_1 + \frac{P_R}{P_T} \Big|_2 + \frac{P_R}{P_T} \Big|_3 \right\}$$

en connaissant G_A , on déduit G_B et G_C .

Conclusion: Il est possible de calculer le gain de 3 antennes différentes sans connaître a priori le gain de l'une d'entre elles. Seul le rapport des puissances transmises et réfléchies est à mesurer.

Manipulation:

1°) Antenne parabolique; Diagramme de Rayonnement:

f = 9 GHz 90° correspond à 0 dB (40dB).
Tableau

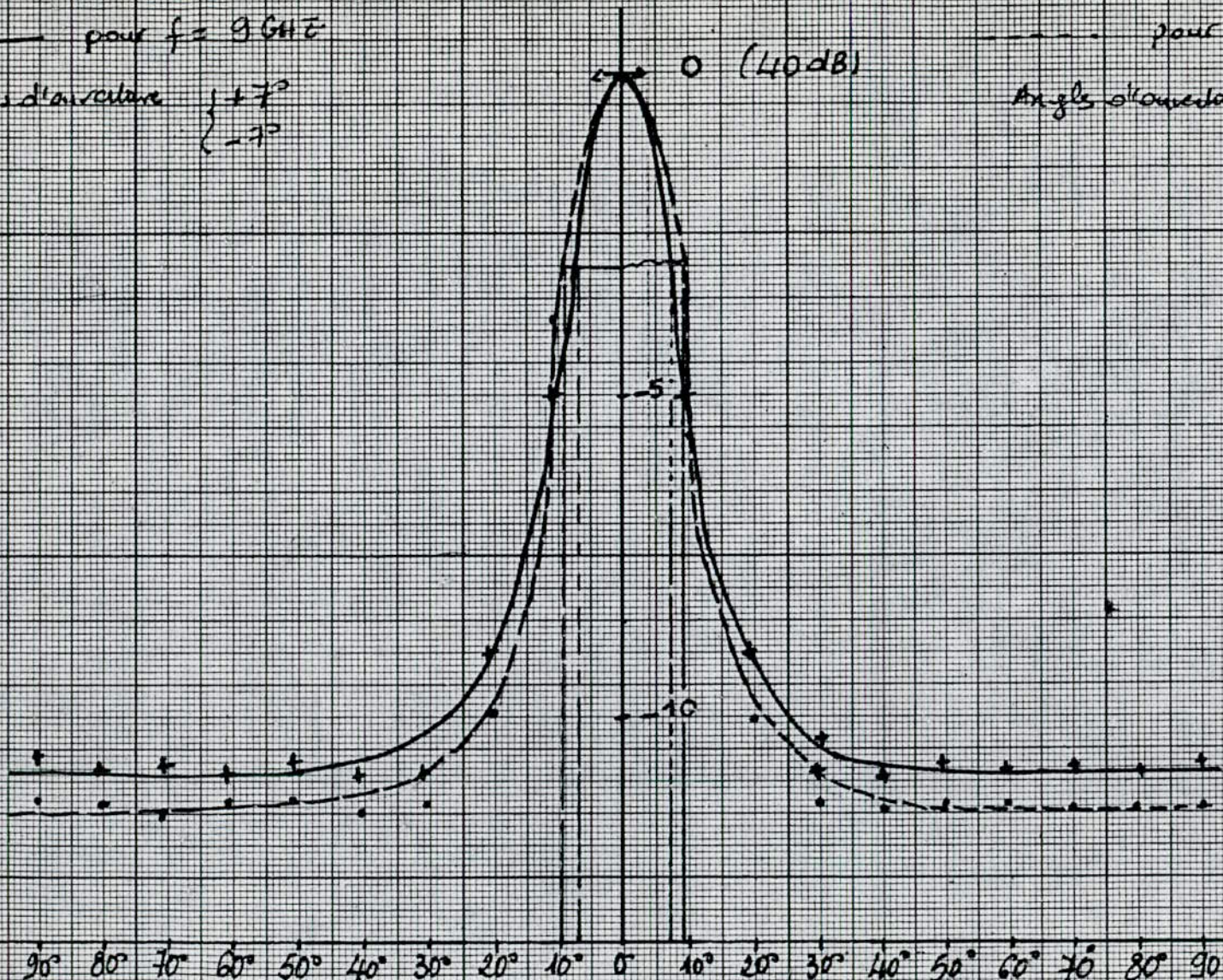
100°	5	(50dB)		80°	5	(50dB)
110°	9	(50dB)		70°	9	(50dB)
120°	0.8	(60dB)		60°	0.8	(60dB)
130°	0.9	(60dB)		50°	0.9	(60dB)
140°	0.6	(60dB)		40°	0.6	(60dB)
150°	0.8	(60dB)		30°	0.8	(60dB)
160°	0.7	(60dB)		20°	0.7	(60dB)
170°	0.8	(60dB)		10°	0.8	(60dB)
180°	0.4	(60dB)		00°	0.4	(60dB)

— pour $f = 9,6 \text{ GHz}$

Angles d'ouverture $\left\{ \begin{array}{l} +7^\circ \\ -7^\circ \end{array} \right.$

- - - pour $f = 9,56 \text{ GHz}$

Angles d'ouverture $\left\{ \begin{array}{l} +9^\circ \\ -9^\circ \end{array} \right.$



90° 80° 70° 60° 50° 40° 30° 20° 10° 0° 10° 20° 30° 40° 50° 60° 70° 80° 90°

Courbe II.1: Diagramme de rayonnement de l'antenne parabolique.

2°) Antenne à fentes

La distance $R = 275 \text{ cm}$. $f = 9,5 \text{ GHz}$

On accorde l'antenne à fentes grâce au piston de court-circuit qui lui est connecté.

a) Relevé du diagramme de rayonnement (position horizontale)

90° correspond à 0 dB (Cal 40).

100°	9	(50dB)		80°	9	(50dB)
110°	0	(60dB)		70°	0	(60dB)
120°	1	(60dB)		60°	1	(60dB)
130°	1.2	(60dB)		50°	1.2	(60dB)
140°	1.4	(60dB)		40°	1.4	(60dB)
150°	1.6	(60dB)		30°	1.6	(60dB)

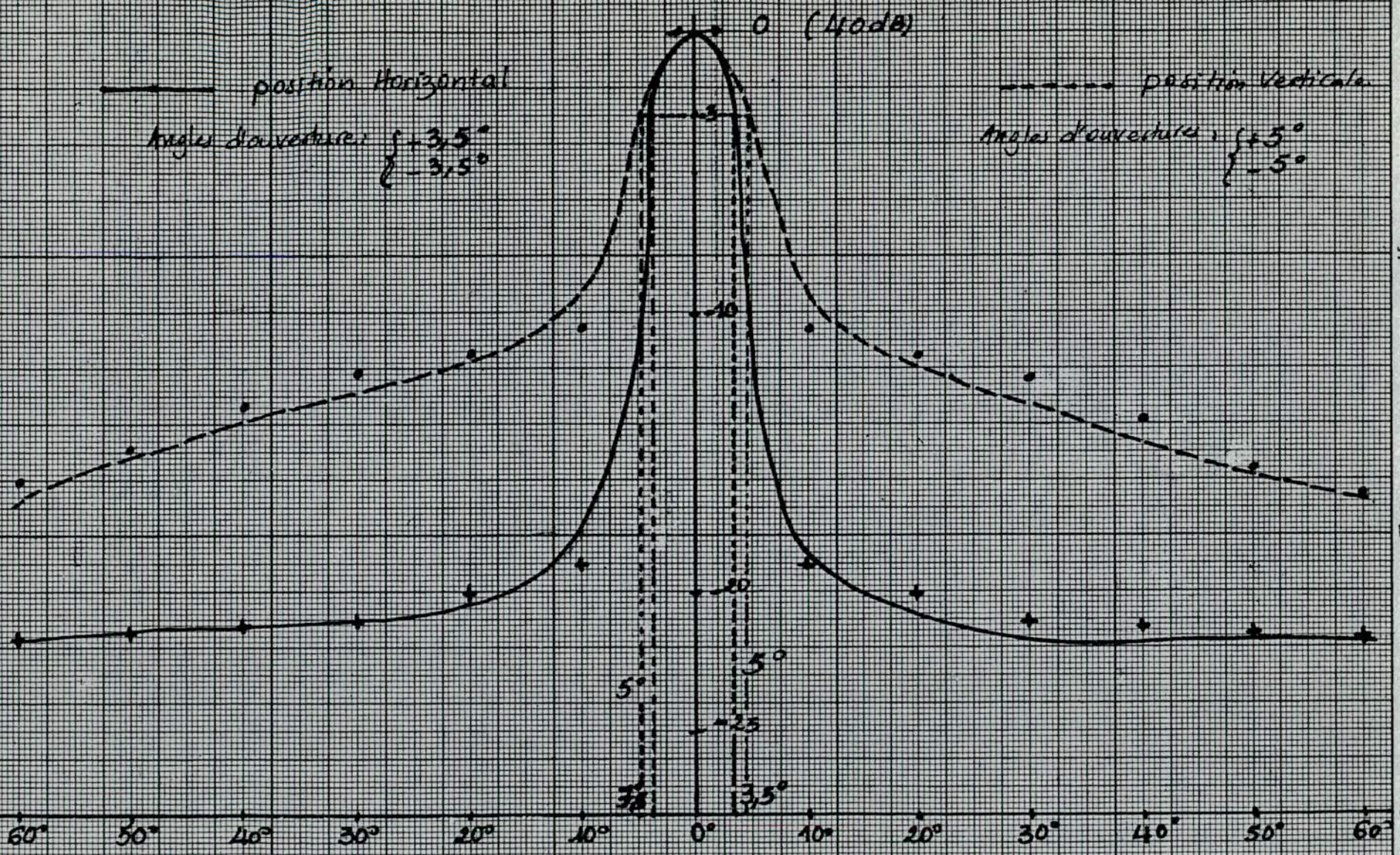
* Angles d'ouvertures sont: $\begin{cases} 86,5^\circ \\ 93,5^\circ \end{cases}$ C'est à dire $\begin{cases} 3,5^\circ \\ 3,5^\circ \end{cases}$

* tracé du diagramme est représenté par la courbe (II-2)

b) Relevé du diagramme de rayonnement (position verticale).

de la même manière : $90^\circ \leftrightarrow 0 \text{ dB}$ (40dB).

100°	0.5	(50dB)		80°	0.6	(50dB)
110°	1.4	(50dB)		70°	1.5	(50dB)
120°	2.1	(50dB)		60°	2.3	(50dB)
130°	3.2	(50dB)		50°	3.8	(50dB)
140°	4.9	(50dB)		40°	5.5	(50dB)
150°	6	(50dB)		30°	6.5	(50dB)



Courbe II.2 : Diagramme de rayonnement d'une antenne à fentes.

* Les angles d'ouvertures sont $\begin{cases} 95^\circ \\ 85^\circ \end{cases}$ c'est à dire $\begin{cases} 5^\circ \\ 5^\circ \end{cases}$

3°/ Méthodes des 3 antennes

$f = 9,5 \text{ GHz}$ les trois antenne, $R \gg 2 \text{ m}$

en faisant les réglages et les démarches nécessaires on aboutit au tableau suivant :

	$A_1 \text{ dB}$	$P_R/P_T \text{ dB}$	$R \text{ cm}$	$K \text{ dB}$
Parabole \rightarrow Cornet	26.0	-19	260	60,3
Parabole \rightarrow fente	21.9	-23.1		
Cornet \rightarrow fente.	16.58	-28.42		

A_1 s'obtient expérimentalement.

P_R/P_T en dB $\approx A_1 - 45$ Cad $P_R = A_1 \text{ dB et } P_T = 45 \text{ dB}$

* Calcul de K :

$$K = \left\{ \frac{4\pi R}{\lambda_0} \right\}^2 \text{ en dB} \quad K = 10 \log \left\{ \frac{4\pi R}{\lambda_0} \right\}^2 = 20 \log \left\{ \frac{4\pi R}{\lambda_0} \right\}$$

$$\text{AN: } K = 20 \log \left\{ \frac{4\pi \cdot 2,6 \cdot 9,5 \cdot 10^9}{3,1 \cdot 10^8} \right\} = 60,3 \text{ dB}$$

$$K = 63,3 \text{ dB}$$

$$\text{On sait que } G_A = \frac{1}{2} \left[K + \frac{P_R}{P_T} \Big|_1 + \frac{P_R}{P_T} \Big|_2 + \frac{P_T}{P_R} \Big|_3 \right]$$

$$G_A \text{ dB} = 10 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right) + \frac{1}{2} \left[(P_R - P_T)_1 \text{ dB} + (P_R - P_T)_2 \text{ dB} + (P_T - P_R)_3 \text{ dB} \right]$$

$$\text{AN: } G_A \text{ dB} = \frac{1}{2} \left[63,3 + 26 - 45 + 21,9 - 45 + 45 - 16,58 \right] = 24,81 \text{ dB}$$

$$\Rightarrow G_A = 24,81 \text{ dB}$$

$$\text{or } G_B = K + (P_R - P_T)_1 - G_A$$

$$\text{AN: } G_B = 63,3 + 26,0 - 45 - 24,81 = 19,49 \text{ dB} \quad \Rightarrow \quad G_B = 19,49 \text{ dB}$$

$$\text{et } G_c = K + (P_R - P_T)_2 - G_A \quad \text{AN) } G_c = 63,3 + 21,9 - 45 - 24,81$$

d'où

$$G_c = 15,39 \text{ dB}$$

Tableau II:

$G_A = \frac{1}{2} \left\{ K + \frac{P_R}{P_T} _1 + \frac{P_R}{P_T} _2 - \frac{P_R}{P_T} _3 \right\} =$	24,81 dB
$G_B = K + \frac{P_R}{P_T} _1 - G_A =$	19,49 dB
$G_c = K + \frac{P_R}{P_T} _2 - G_A =$	15,39 dB

Comparaison:

On remarque que G_B : Gain de l'antenne Cornet qui est égal à 19,49 dB et très proche du gain trouvé en expérience I (ordre de 20 dB), alors que G_A (gain du parabole) est supérieur à celui du Cornet tandis que G_c (Gain de l'antenne à fente) est inférieur à celui du Cornet.

$$\text{donc } G_A > G_B > G_c.$$

$$24,81 \text{ dB} > 19,49 \text{ dB} > 15,39 \text{ dB}.$$

Réponses aux questions:

1°) Si l'on augmente le diamètre d'une antenne parabolique, le lobe principal est plus large car on a la relation qui lie l'angle ϕ au diamètre et la longueur d'onde telle que:

$$\phi = \frac{70 \lambda}{D} \quad \text{quand } D \text{ augmente } \phi \text{ diminue}$$

ϕ : angle d'ouverture, D : diamètre d'ouverture.

2°) A diamètre constant il faut diminuer la fréquence de cette même antenne pour avoir un lobe plus large, car:

$$\phi = \frac{70 \lambda}{D} = \frac{70 c}{D f} \quad \text{Car } \lambda = \frac{c}{f} \quad (\text{même raisonnement})$$

3°) La relation entre le gain et la surface effective d'une antenne parabolique est donnée par :

$$G = \frac{4\pi AE}{\lambda_0^2} \quad \text{avec} \quad AE = \frac{\pi D^2}{4}$$

$$G = \frac{4\pi AE}{\lambda_0^2} = \frac{4\pi \frac{\pi D^2}{4}}{(c/f)^2} = \frac{\pi^2 D^2}{c^2} f^2 = \left(\frac{\pi D f}{c}\right)^2$$

$$\text{Avec } G = \left(\frac{\pi \cdot 0,36 \cdot 9,5 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8}\right)^2 \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} D = 36 \text{ cm} \\ f = 9,5 \text{ GHz} \\ c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \end{array}$$

$\Rightarrow G \approx 31 \text{ dB}$ (valeur théorique)

On remarque que 24,81 dB n'est pas tellement loin de 31 dB.
donc Les deux valeurs sont cohérentes.

4°) En admettant que l'on veuille faire des fentes sur le petit côté du guide d'ondes, pour respecter la phase il faut les positionner alternativement incliné de $(+\theta)$ et de $(-\theta)$

5°) Il est nécessaire d'accorder l'antenne à fentes grâce au piston de court-circuit et fonctionne en ondes stationnaires ; ceci permet d'alimenter toutes les fentes avec la même puissance et de réaliser ainsi un réseau uniforme de sources ; Aussi le court-circuit place une charge adaptée à l'extrémité du guide pour le mode non résonnant, et cela pour augmenter la bande passante.

expérience III

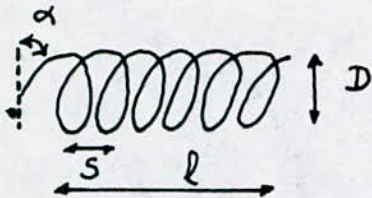
LES ANTENNES HELICE ET THEORIE DE LA POLARISATION

But de l'expérience :

Cette manipulation consiste à déterminer :

- * le diagramme de rayonnement de l'antenne helice .
- * le gain de cette antenne .
- * la polarisation d'une antenne inconnue .

L'antenne helice



L'antenne helice est la plus simple à utiliser lorsqu'on veut avoir une polarisation circulaire . Elle conserve, en effet, ces propriétés dans une large gamme de fréquence .

L'antenne utilisée dans ce travail pratique est à mode axial dont la condition est : $\frac{3}{4} < \frac{c}{\lambda} < \frac{4}{3}$ doit être vérifiée .

avec :

$$c = \pi \cdot D$$

D étant le diamètre de la spire

$$L = \sqrt{(\pi \cdot D)^2 + S^2}$$

L étant la longueur d'une spire
S " le pas de l'helice .

$$\text{AN : } c = \pi \cdot D = \pi \cdot 1 \text{ cm} = 3,14 \text{ cm}$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{9 \cdot 10^9} = 3,33 \text{ cm} \quad \text{et} \quad \frac{c}{\lambda} = 0,94$$

d'où

$$0,75 < 0,94 < 1,33$$

c'est à dire C et λ sont de même ordre de dimension.

Theorie de la polarisation

La polarisation circulaire est basée sur deux critères :

Les champs traversés doivent être d'intensité égale et en quadrature.

L'axe de l'hélice (ρ) rayonne comme un dipôle électrique, tandis que la surface (A) équivalente à un tour perpendiculaire à l'axe rayonné comme un dipôle magnétique, si un courant alternatif d'amplitude I et de pulsation ω traverse un conducteur de faible longueur l , le moment électrique :

$$l \int I \cdot dt = \frac{I \cdot l}{j\omega}$$

Ce même courant traversant une boucle de surface A dans un milieu de perméabilité μ crée un moment magnétique : μIA à une distance R , les champs résultent de ces deux dipôles sont proportionnels aux moments des dipôles d'origine.

Parallèlement à l'axe des dipôles, le rapport des flux est :

$$\frac{j\omega \cdot \mu \cdot H_m}{j\omega \cdot \epsilon \cdot E_e} = \frac{IA \cdot \mu}{Il / j\omega}$$

Si nous appelons H_e et E_m les intensités magnétiques et électriques issues des dipôles électriques, nous avons :

$$\frac{E_e}{H_e} = \frac{H_m}{E_m} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = Z$$

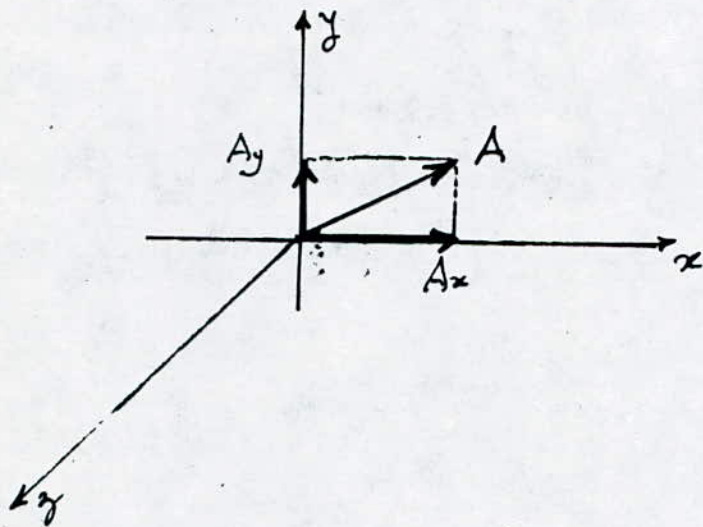
$$\text{donc } \frac{E_m}{E_e} = \frac{H_m}{H_e} = Z \cdot \frac{H_m}{E_e} = \frac{j\omega \cdot \mu A}{Z \cdot l}$$

Les champs E_m et E_e , puis H_m et H_e sont donc en quadrature.

La condition d'égalité en intensité est vérifiée si :

$$A = \frac{l}{\omega \sqrt{\mu \cdot \epsilon}}$$

Soit une onde $A(t)$ propagée selon l'axe $z'o'z$:



Cette onde peut se décomposer en 2 vecteurs orthogonaux

$$A(t) = A_x(t) + A_y(t)$$

Pour une onde sinusoïdale, de pulsation $\omega = 2\pi f$ nous avons :

$$A(t) = A_x \cos \omega t + A_y \cos(\omega t + \delta)$$

δ représente l'angle de phase entre A_x et A_y .

En théorie, il est impossible de recevoir un signal émis en polarisation horizontale par une antenne polarisée verticalement. Cependant, les imperfections des antennes ainsi que les réflexions diverses permettent une détection, les réflexions entraînant des glissements de fréquences, la réflexion sur un miroir (reflecteur) crée un glissement ou déphasage de 180° , il s'ensuit donc qu'une onde de pas à droite après

reflexion sur un reflecteur devient une onde de pas à gauche.

Pour mesurer le gain d'une antenne non lineaire, il suffit de mesurer les gains respectives decomparés dans deux directions orthogonales et d'en faire la somme.

Manipulation

Relevé pour le diagramme de rayonnement :

Emission : antenne helice.

Reception : antenne cornet.

$f = 9 \text{ GHz}$

$R = 120 \text{ cm}$ R'étant la distance entre antenne

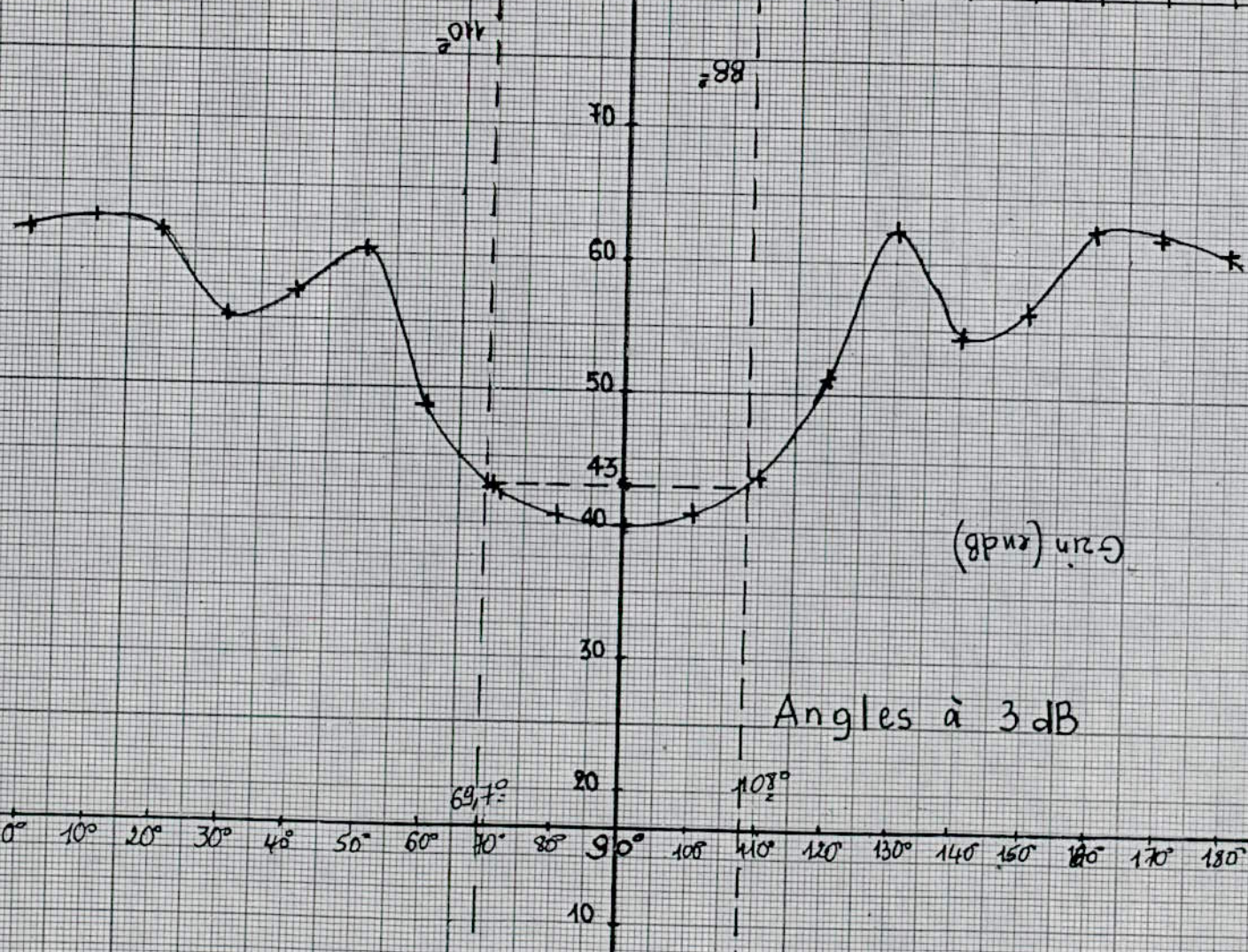
Attenuation : 20,4 dB

à 90° , l'attenuation est de 0 dB (gain maximum) pour un calibre 40

Deviation vers la gauche		Deviation vers la droite.	
Angle θ en degré	Attenuation (dB)	Attenuation (dB)	Angle θ en degré
100	40,8	40,6	80
110	45,8	42,9	70
120	51,2	48,8	60
130	62,3	60,3	50
140	54,7	57,2	40
150	56,4	55,4	30
160	62,6	61,6	20
170	62,4	62,5	10
180	61,3	61,6	0

Diagramme de rayonnement de l'antenne hélice

Attenuation (dB) 0° 10° 20° 30° 40° 50° 60° 70° 80° 90° 100° 110° 120° 130° 140° 150° 160° 170° 180°



-76-

L'adaptateur pivoté de 90° selon son axe, pour mesurer la composante normale du signal émis :

Relevé du diagramme de rayonnement :

$$f = 9 \text{ GHz}$$

$$R = 107 \text{ cm}$$

$$\text{Atténuation} = 18 \text{ dB}$$

à 90° , l'atténuation est de 4,5 dB pour un calibre 30.

Déviation vers la gauche		Déviation vers la droite	
Angle en degré	Atténuation (dB)	Atténuation (dB)	Angle en degré
100	35,4	35,6	80
110	38	39,5	70
120	40,4	46	60
130	55,1	49,4	50
140	55,6	46,5	40
150	55,1	48,8	30
160	69,6	48,6	20
170	55,3	51,3	10
180	56,8	50,4	0

Diagramme de rayonnement (Atténuation en dB)

de l'hélice : Composante normale du signal

émis

0° 10° 20° 30° 40° 50° 60° 70° 80° 90° 100° 110° 120° 130° 140° 150° 160° 170° 180°

dB

90

80

70

60

50

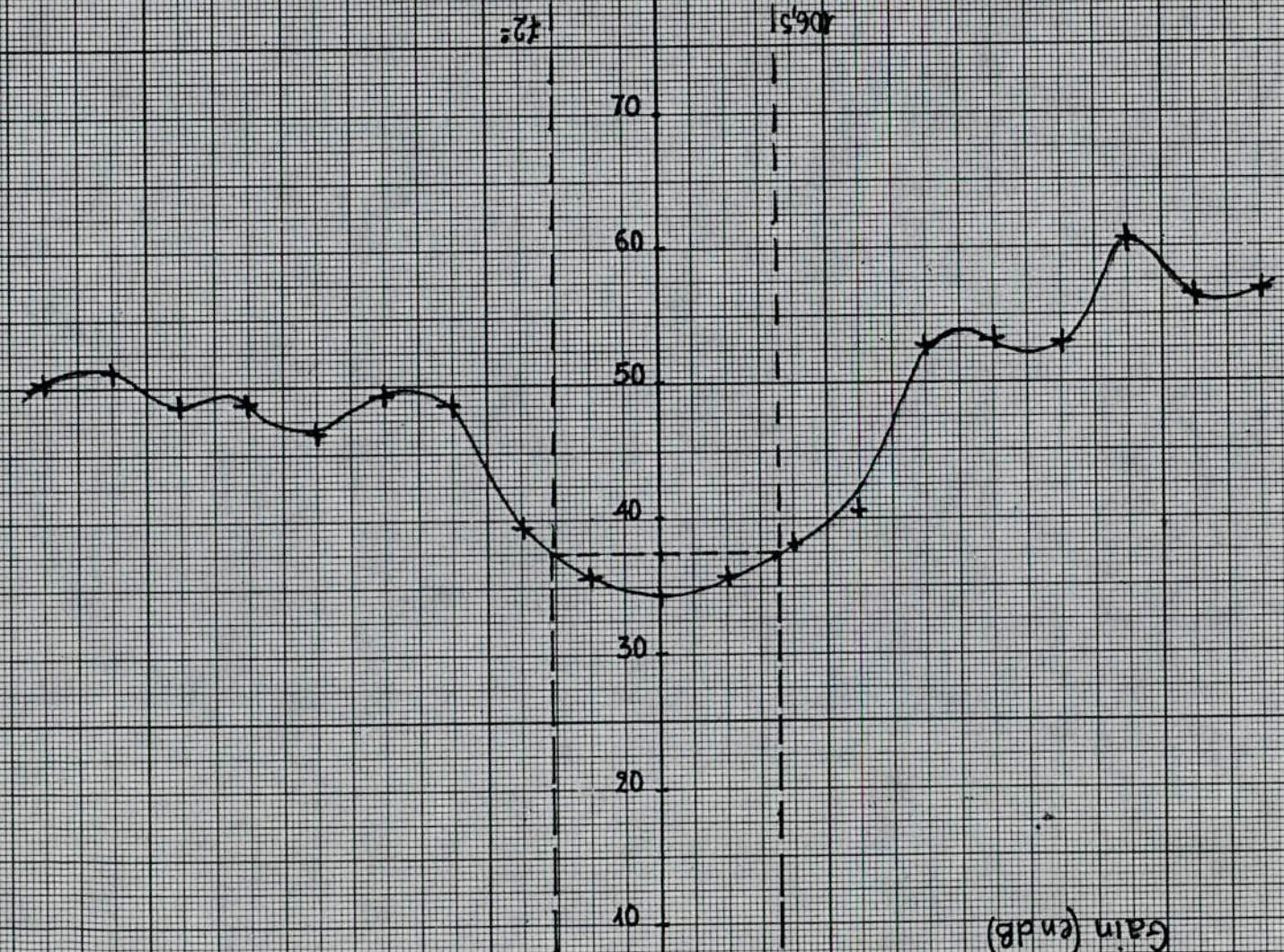
40

30

20

10

Gain (en dB)



7.8

15

10

5

2. Mesure de gain

$$R = 1 \text{ m} \quad f = 9 \text{ GHz}$$

$$20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right) = 20 \log (120\pi) = 51,526$$

$$* \left. \frac{P_r}{P_t} \right|_1 = A_1 - 40 \text{ dB} = 17,6 - 40 = -22,4 \text{ dB}$$

$$G_{p1} = \left. \frac{P_r}{P_t} \right|_1 + 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right) - G_2 \quad G_2 \text{ gain du cornet (TP. 1)}$$

$$= -22,4 + 51,526 - 20,5 = 8,62 \text{ dB}$$

$$* \left. \frac{P_r}{P_t} \right|_2 = A_2 - 40 \text{ dB} = 16,8 - 40 = -23,2 \text{ dB}$$

$$G_{p2} = \left. \frac{P_r}{P_t} \right|_2 + 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right) - G_2$$

$$= -23,2 + 51,526 - 20,5 = 7,56$$

le gain de l'hélice est $G_1 = 8,62 + 7,56 = 16,18 \text{ dB}$.

Tableau 11:

A_1 (dB)	A_2 (dB)	R (cm)	$20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right)$ (dB)	G_{p1} (dB)	G_{p2} (dB)	G_1' (dB)
17,6	16,8	100	51,526	8,62	7,56	16,18

Mode de fonctionnement	Pas à gauche Atténuation (dB)	Pas à droite Atténuation (dB)
Aligné	47,2	30
Reflecteur	15,4	33,4
Parallèle 10 cm	59,2	59,2
Parallèle 20 cm	60,7	60,7
Parallèle 50 cm	64,4	64,4

4. Polarisation

1. Diagramme de polarisation de référence

Emetteur : antenne hélice "pas à droite"

o/ Recepteur : antenne cornet avec joint tournant

$R = 150 \text{ cm}$

Atténuateur = 14 dB.

$f = 9 \text{ GHz}$

Pour toutes les valeurs, on garde le même calibre 40 dB, et
comme référence sur le TOS-mètre

Exemple : Si la valeur lue sur le TOS-mètre est 2, donc on
reporte $3 - 2 = 1 \text{ dB}$.

tableau

Angle à gauche	Attenuation (dB)	Attenuation (dB)	Angle à droite
0	0	0	0
10	0,1	-0,1	10
20	0,2	-0,2	20
30	0,25	-0,3	30
40	0,3	-0,35	40
50	0,3	-0,35	50
60	0,25	-0,3	60
70	0,2	-0,24	70
80	0,15	-0,16	80
90	0,1	-0,11	90

b) on change l'hélice "pas à droite" par "pas à gauche"

Angle en degré	Atténuation (dB)	Atténuation (dB)	Angle en degré
0	0	0	0
10	- 0,1	0,16	10
20	- 0,2	0,23	20
30	- 0,25	0,26	30
40	- 0,3	0,31	40
50	- 0,3	0,3	50
60	- 0,28	0,25	60
70	- 0,25	0,2	70
80	- 0,2	0,15	80
90	- 0,1	0,07	90

Diagramme de polarisation
Helice « pas à droite »

Diagramme de polarisation
Helice « pas à gauche »

Diagrammes
de reference



2/ Diagramme de polarisation:

On change l'émetteur hélice pour une antenne à couche mince

R: inchangée

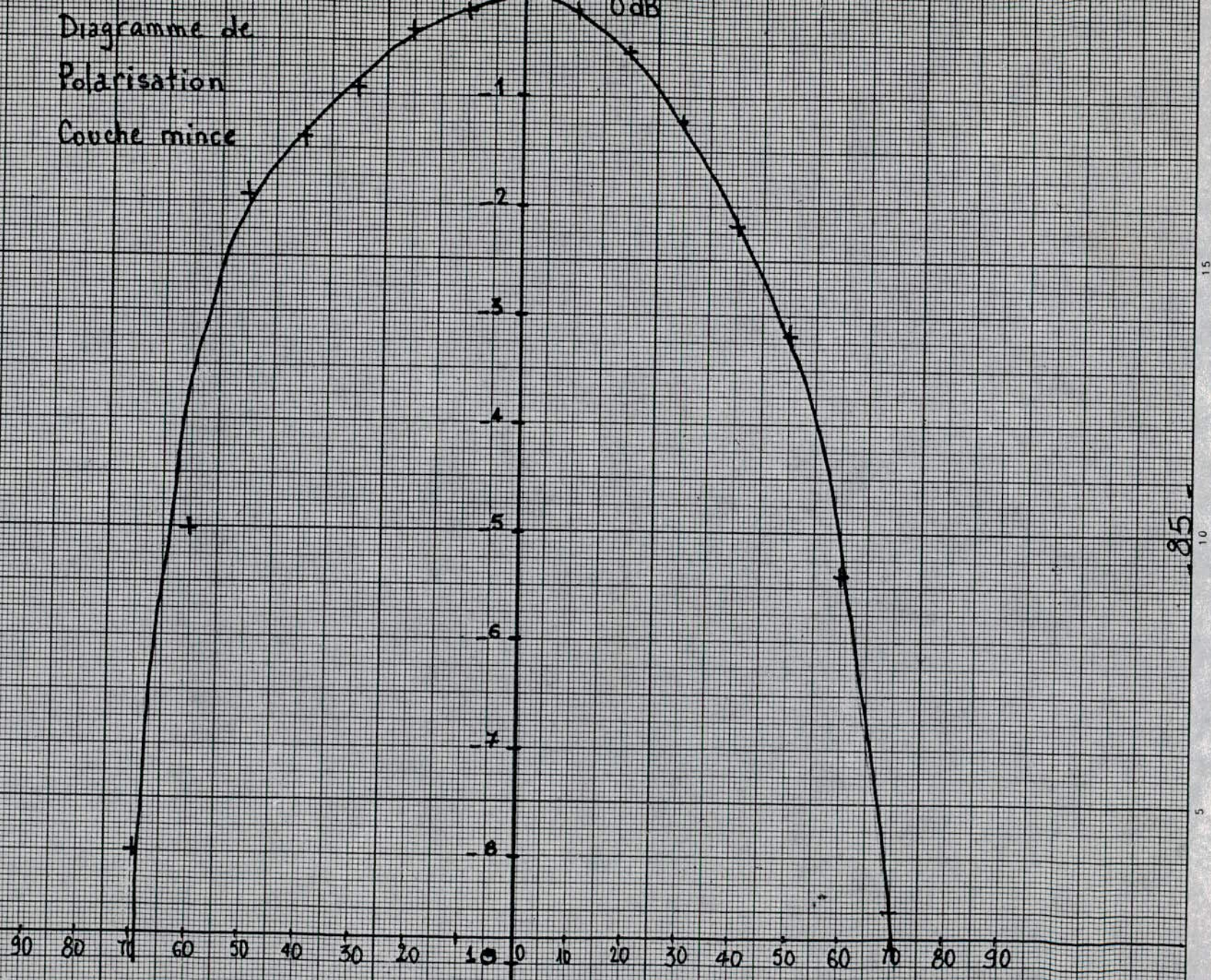
$f = 10,4 \text{ MHz}$

valeurs maximales en référence 0dB (cal 50dB)

Relevés:

Déviation vers la gauche		Déviation vers la droite	
Angle (degré)	Atténuation (dB)	Angle (degré)	Atténuation (dB)
0	0 (cal 50)	0	0 cal (50)
10	0,2 (cal 50)	10	0,2 (cal 50)
20	0,4 (cal 50)	20	0,6 (cal 50)
30	0,9 (cal 50)	30	1,2 (cal 50)
40	1,8 (cal 50)	40	2,2 (cal 50)
50	3,9 (cal 50)	50	5,2 (cal 50)
60	8 (cal 50)	60	8,4 (cal 50)
70	8 (cal 50)	70	8,5 (cal 50)
80	0,7 (cal 60)	80	1,1 (cal 60)
90	1,8 (cal 60)	90	1,8 (cal 60)

Diagramme de
Polarisation
Couche mince



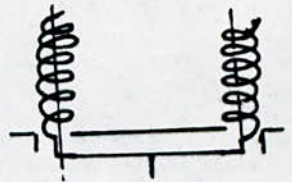
Réponses aux questions :

10) Si deux antennes « de pas inversé » étaient connectées
- bout à bout

Si elles sont enroulé avec par'oleutique ; Elles
produisent alors, à grande distance, respectivement
un champ circulaire droit et un champ circulaire
gauche et le champ résultant est polarisé
rectilignement



- parallèlement, dans le cas leger
et la directivité augmentent légèrement
et la polarisation est presque rectiligne à
grande distance.



20) Pour déterminer la polarisation d'une antenne inconnue, il est
nécessaire d'avoir deux antennes hélices qui ont des composées,
l'onde résultante obtenue est la combinaison de ces deux ondes
et elle sera : rectiligne ou elliptique ou circulaire ?
Ce qui suffit l'obtention d'une polarisation définie.

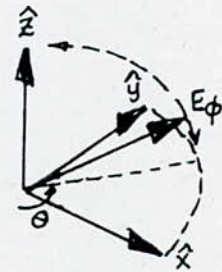
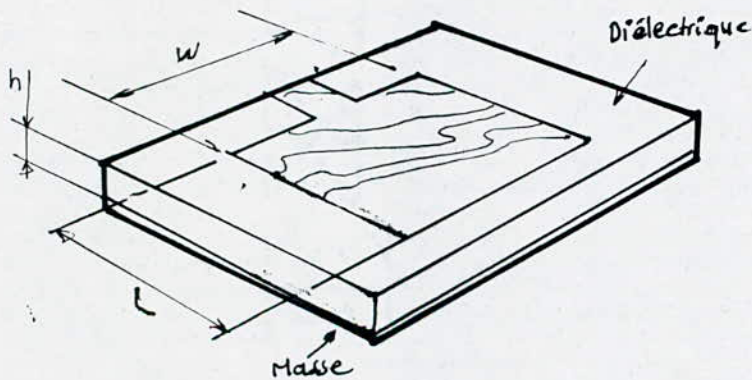
Expérience IV. LES ANTENNES A COUCHE MINCE LES ANTENNES A BALAYAGE

But de la manipulation :

Dans cette manipulation, il s'agit de mesurer le diagramme de rayonnement d'une antenne à couche mince, et de déterminer l'angle de balayage d'une antenne à balayage.

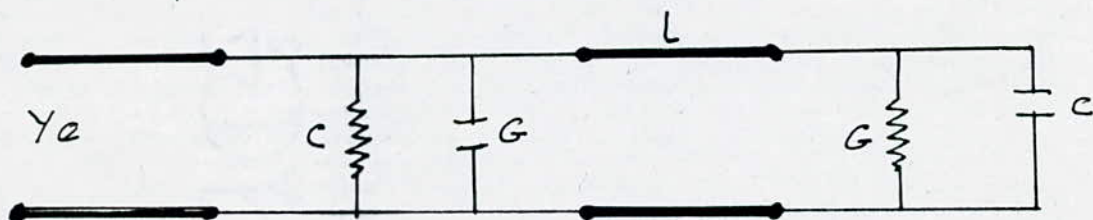
Pour le TP on considère une antenne à couche mince : cas d'une antenne à substrat constituée de plusieurs éléments (voir schéma) si $L = W = \lambda/2$

les champs se compensent suivant Oy et s'ajoutent suivant Ox



Chaque élément W rayonne comme un dipôle magnétique créant un champ magnétique d'axe Oz .

Circuit équivalent :



- Conductance G de ce circuit :

$$G = 2P / V_0^2 \quad \text{avec} \quad P = \text{puissance rayonnée par un élément } W. \\ V_0 = h E_x.$$

$$\begin{cases} G = \frac{W}{30\lambda_0} & \text{pour } W \ll \lambda_0 \\ G = \frac{W}{120\lambda_0} & \text{pour } W \gg \lambda_0 \end{cases}$$

- Capacitance C du circuit :

$$C = \frac{DL \epsilon_{\text{eff}}^{1/2}}{c Z_0} \quad \text{avec} \quad C = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

Z_0 : Impédance caractéristique du circuit

$$DL = 0,412h \cdot \frac{\epsilon_{\text{eff}} + 0,300}{\epsilon_{\text{eff}} - 0,258} \cdot \frac{W/h + 0,862}{W/h + 0,813}$$

Pour un élément carré, la fréquence la plus basse est :

$$f = \frac{c}{2(W + 2DL) \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$$

Pour le calcul on prend ϵ_r au lieu de ϵ_{eff} .

L'antenne à couche mince de cette expérience est constituée de N éléments, avec $N=16$, séparés de $d = \lambda/2$ et excités en phase par un signal de même amplitude.

La radiation à distance est du type :

$$E(\theta, \phi) = \frac{\sin \{ N\pi (d/\lambda) \cos \phi \sin \theta \}}{N \sin \{ \pi (d/\lambda) \cos \phi \sin \theta \}}$$

Si 2 éléments adjacents sont déphasés de $\delta = (2\pi d/\lambda) \sin \theta_0$;

La formule ci-dessus devient,

$$E(\theta, \phi) = \frac{\sin \{ N\pi (d/\lambda) \cos \phi \sin \theta - \sin \theta_0 \}}{N \sin \{ \pi (d/\lambda) \cos \phi \sin \theta - \sin \theta_0 \}}$$

Manipulation :

10) a) Mesure de Rayonnement : (Courbe IV-1)

$9 \leq f_0 \leq 9,2$ GHz on trouve une fréquence :

$$f_0 = 9115 \text{ MHz} \quad R > 1,5 \text{ m}$$

Tableau :

Déviations à gauche		Déviations à droite	
Angle en degré	Atténuations en dB	Angle en degré	Atténuations en dB
90	4 (40dB)	90	4 (40dB)
100	0.5 (40dB)	80	8.7 (30dB)
110	4.6 (30dB)	70	3.8 (30dB)
120	2.5 (30dB)	60	5.8 (30dB)
130	9.5 (30dB)	50	3.4 (40dB)
140	2.7 (30dB)	40	0.6 (60dB)
150	7.7 (30dB)	30	2.8 (40dB)
160	6.5 (30dB)	20	7.8 (20dB)
170	6.6 (30dB)	10	7.6 (30dB)
180	5.4 (30dB)	00	9.5 (30dB)

b) Mesure de la composante normale du faisceau émis (Courbe IV-2)

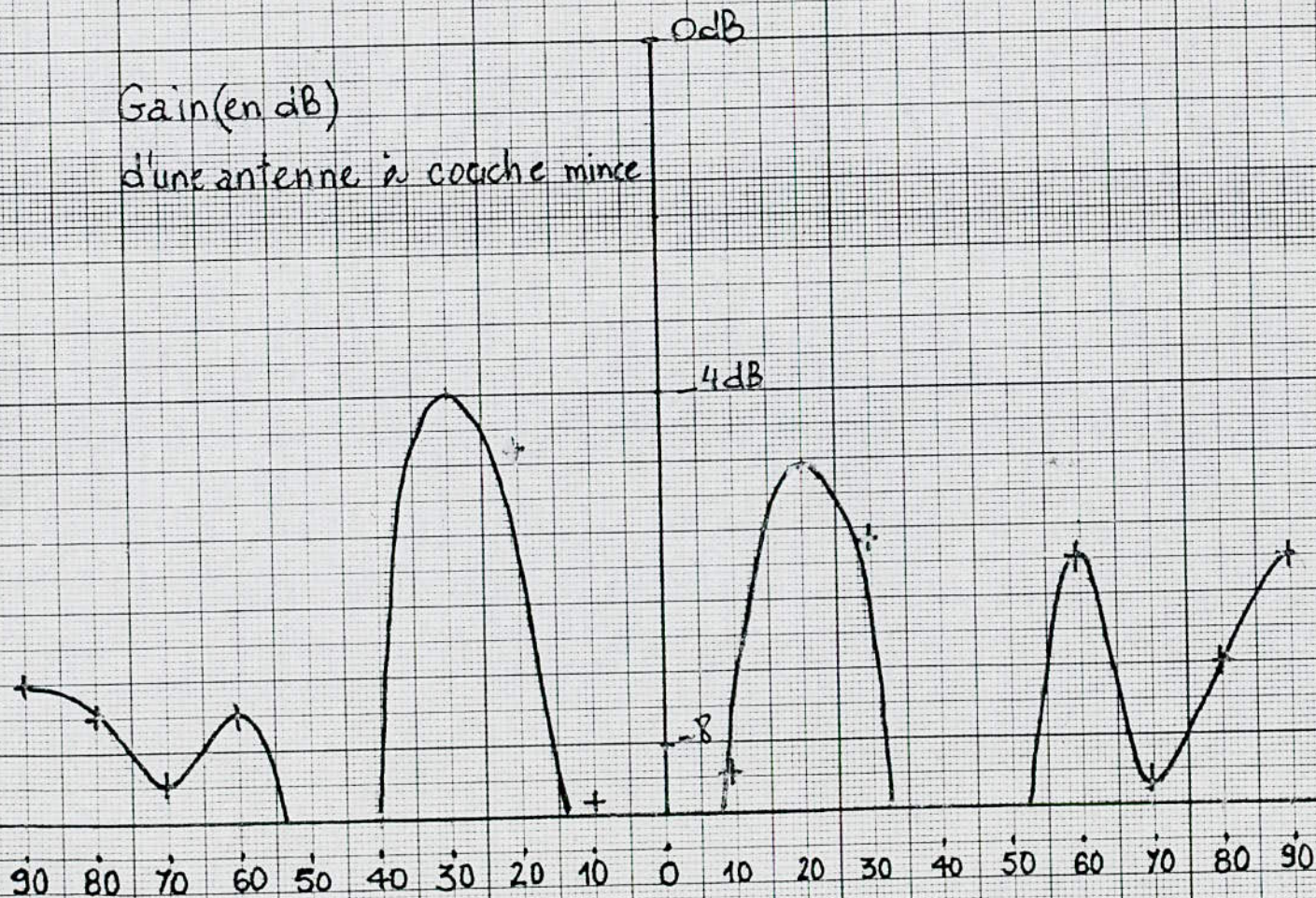
On pivote l'adaptateur de 90°

$$f_0 = 9115 \text{ MHz} \quad \text{et } R > 1,5 \text{ m}$$

voir tableau :

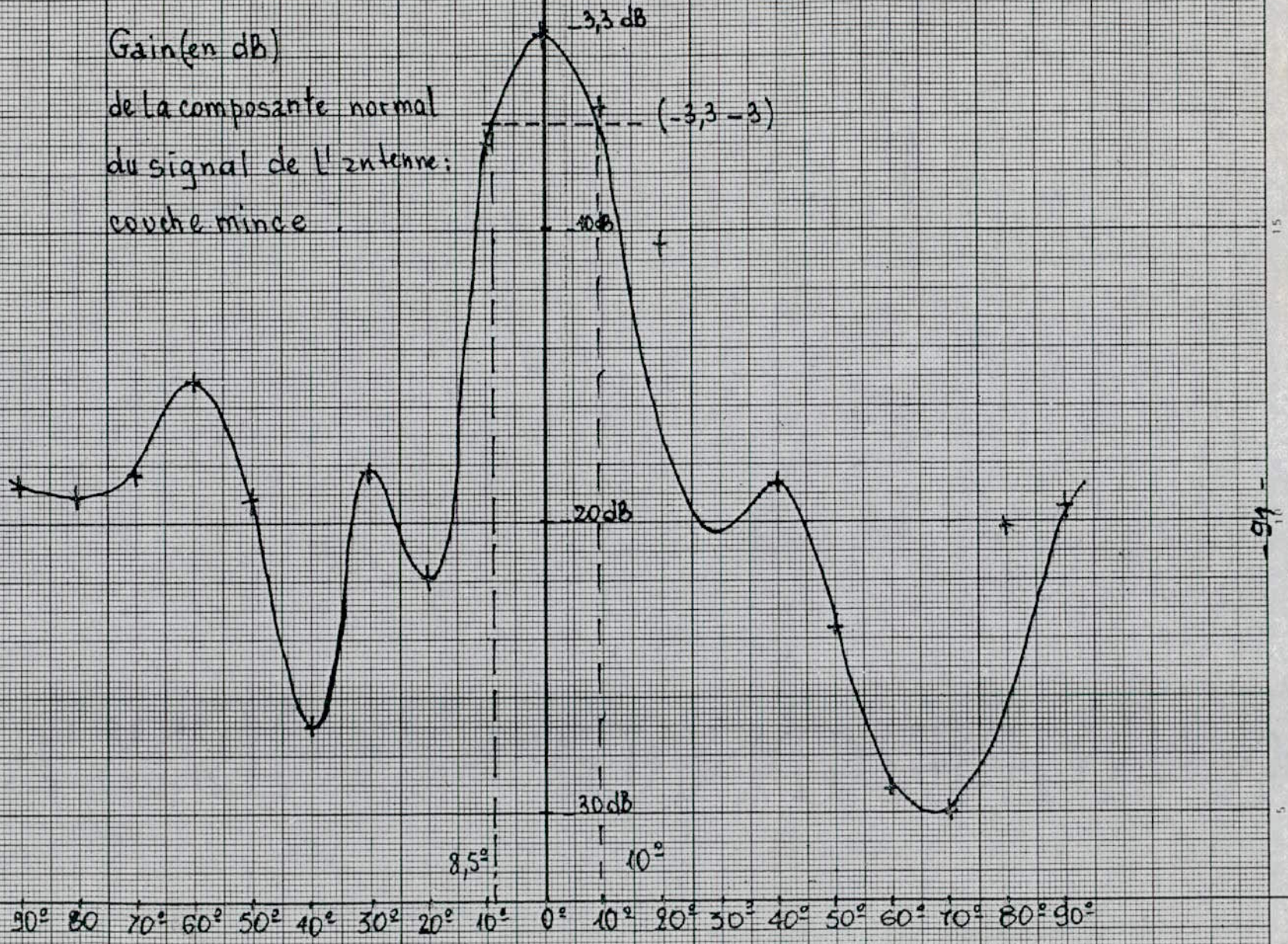
Gain(en dB)

d'une antenne à couche mince



(Courbe IV-1)

Gain (en dB)
 de la composante normal
 du signal de l'antenne:
 couche mince.



(Course IV.2)

Déviation à gauche			Déviation à droite		
Angle en degré	Atténuation en dB		Angle en degré	Atténuation en dB	
90	3.3	(20dB)	90	3.3	(20dB)
100	6.5	(20dB)	80	4.8	(20dB)
110	1.8	(40dB)	70	0.4	(20dB)
120	8.2	(20dB)	60	2.5	(40dB)
130	7	(40dB)	50	8.7	(20dB)
140	9.2	(30dB)	40	3.6	(40dB)
150	5.7	(30dB)	30	9.1	(40dB)
160	8.3	(30dB)	20	10	(40dB)
170	9	(30dB)	10	0.5	(40dB)
180	8.7	(30dB)	00	9.5	(20dB)

2°/ L'angle de balayage par variation de fréquence

a) fréquences décroissantes :

fréquence en GHz	Angles de Balayage	
	à gauche	à droite
9.155	117°	63°
9.055	120°	61°
8.955	122°	58°
8.855	124°	56°
8.755	126°	53°
8.655	127°	50°

b) fréquences croissantes,

tableau

fréquence en GHz	Angles de Balayage	
	Devants à gauche	Devants droits
9.155	117°	63°
9.255	115°	65°
9.355	113°	68°
9.455	105°	72°
9.555	101	80°
9.655	96°	83°

En ajustant la fréquence : l'angle de balayage maximum est :
 127° à $f = 8.655$ GHz.

3° Réponses aux questions :

1° fréquence de résonance :

$$f = \frac{c}{2(W + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

on prend $\epsilon_{eff} \approx \epsilon_r$ et avec $\Delta L = 0,412 h \cdot \frac{\epsilon_r + 0,300}{\epsilon_r - 0,258} \cdot \frac{W/h + 0,2}{W/h + 0,7}$

$$h = 1,6 \text{ mm}$$

$$\epsilon_r = 2,62$$

$$W = 8,9 \text{ mm}$$

$$\Delta L = 0,412 \cdot 1,6 \cdot \frac{2,62 + 0,300}{2,62 - 0,258} \cdot \frac{8,9/1,6 + 0,262}{8,9/1,6 + 0,813}$$

$$\Rightarrow \Delta L = 0,744 \text{ mm}$$

$$* f = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 10^3}{2(8,9 + 2 \cdot 0,744) \sqrt{2,62}} = \frac{300 \times 10^9}{33,63} = 8,997 \cdot 10^6$$

$$f = 8,997 \text{ GHz}$$

NB * Cette valeur est légèrement inférieure à la valeur trouvée pratiquement 9,155 GHz ; Car dans la formule il fallait prendre ϵ_{eff} et pas ϵ_r ($\epsilon_{\text{eff}} < \epsilon_r$).

* le résultat de la manipulation donne une fréquence de résonance

$$f_0 = 9,155 \text{ GHz}$$

* La valeur de la fréquence donnée parmi les caractéristiques de cette antenne :

$$f_0 = 9,1 \text{ GHz}$$

— Valeur théorique

— Valeur expérimentale

— Valeur par calcul

$$f_0 = 9,1 \text{ GHz}$$

$$f_0 = 9,155 \text{ GHz}$$

$$f_0 = 9,997 \text{ GHz}$$

On remarque que ces valeurs sont proches l'une de l'autre, néanmoins un léger écart à la valeur théorique, et cela est dû aux ondes parasites réfléchies par l'environnement.

2°) le résultat de la polarisation dans l'expérience III concorde bien avec le résultat mesuré ici, pour le diagramme de rayonnement.

3°) Pour avoir un lobe principal, il faut que tous les éléments de l'antenne à couche mince soient excités en phase par un signal de même amplitude.

**PROGRAMMES
EN
ANNEXE**

```

100 CLS:SCREEN 3
110 REM *****
120 REM ***** PROGRAMMATION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE *****
125 REM ***** ANTENNE CORNET SUIVANT LE PLAN E *****
120 REM ***** EN COORDONNEES CARTESIENNES *****
130 REM *****
140 PI=22/7:A=5 :LAMBDA=10/3
150 DIM Y(1000),J(1000),U(1000),S(1000),K(1000),Z(1000)
160 FOR I=PI/180 TO PI/2 STEP PI/1000
170 U(I)=PI*(A/LAMBDA)*SIN(I)
180 K(I)=(SIN(U(I)))/U(I)
190 Y=340-ABS(K(I))*250
200 J=I*250+60
210 PSET(J,Y)
220 NEXT I
230 LINE(60,340)-(540,340)
240 LINE(60,60)-(60,340)
250 VIEW (5,5)-(635,375),,1
260 LOCATE 1,2:PRINT "      Diagramme de rayonnement d'une antenne cornet suiva
nt le plan E en      coordonnées cartésiennes"
270 REM ***** FIN *****
*****

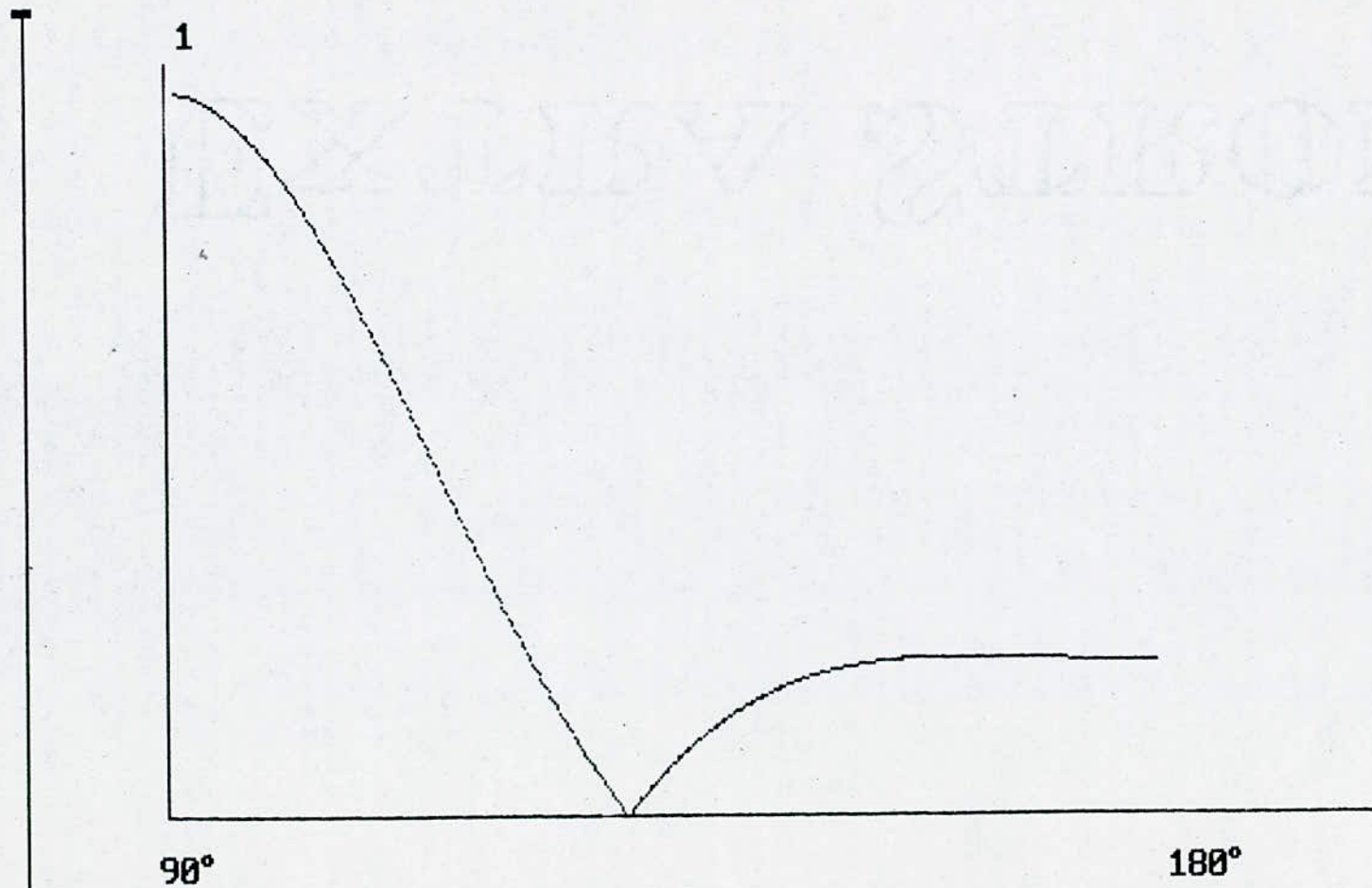
```

```

100 CLS:SCREEN 3
110 REM *****
112 REM ***** PROGRAMME DE TRACAGE DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE *****
120 REM *****ANTENNE CORNET SUIVANT LE PLAN E *****
130 REM ***** EN COORDONNEES POLAIRES *****
115 REM *****
140 PI=22/7:A=5 :LAMBDA=10/3
150 DIM Y(1000),J(1000),F(1000),U(1000)
160 FOR I=PI/180 TO 2*PI STEP PI/500
170 U(I)=PI*(A/LAMBDA)*SIN(I)
180 F(I)=(SIN(U(I)))/U(I)
190 Y=360-ABS((F(I))*COS(I))*300
200 X=300-ABS(F(I))*SIN(I)*300
210 J=I*100-15
220 PSET(X,Y)
230 NEXT I
240 LINE(30,360)-(600,360)
250 LINE(300,20)-(300,380)
260 VIEW (5,5)-(635,375),,1
270 LOCATE 1,5:PRINT "      Diagramme de rayonnement d'une antenne cornet suivant
le plan E en      coordonnées polaires"
280 END
290 REM ***** FIN *****
*****

```


Diagramme de rayonnement d'une antenne cornet suivant le plan E en coordonnées cartésiennes

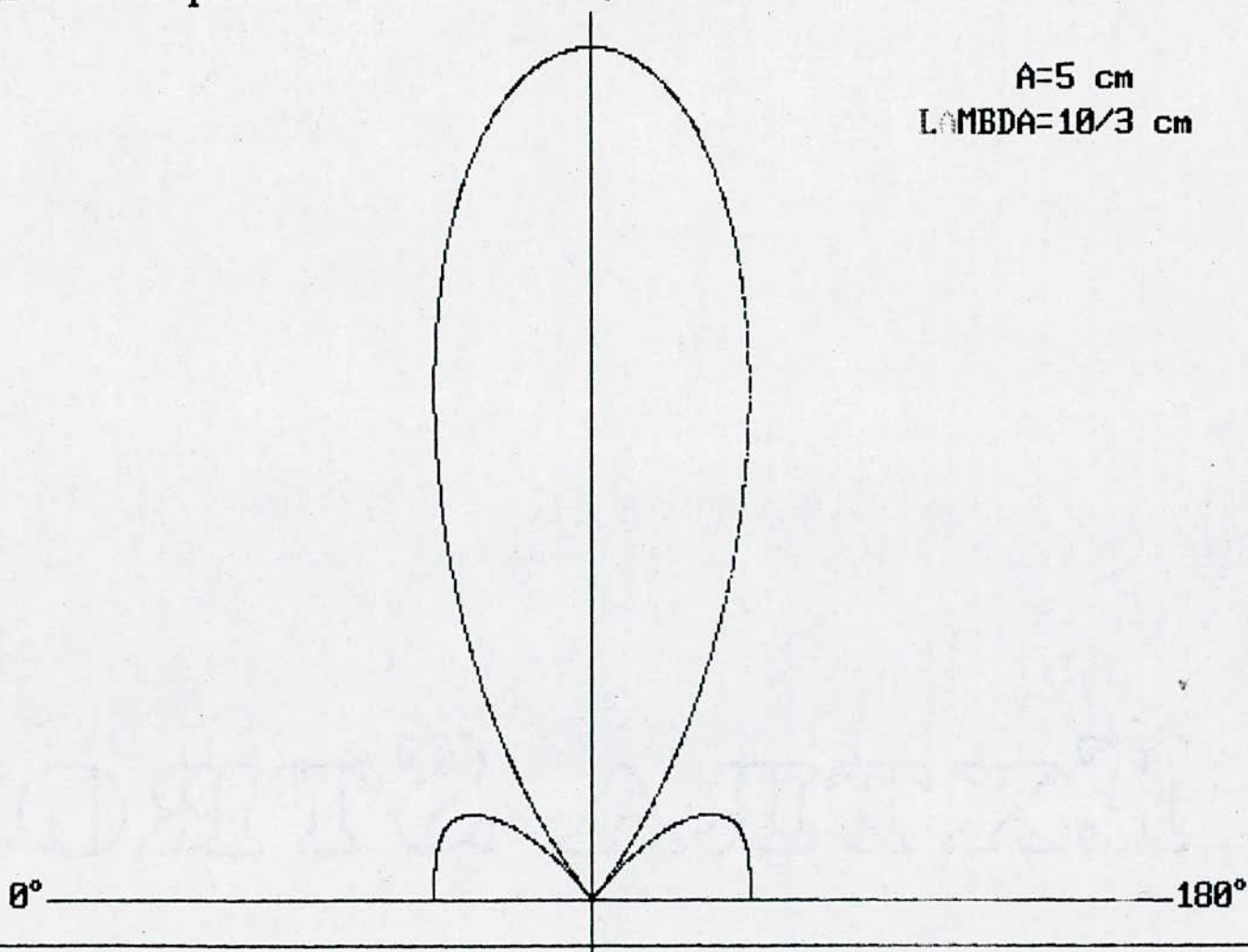


Courbe (III - A. 6 a₁)

Diagramme de rayonnement d'une antenne cornet suivant le plan E en coordonnées polaires

(90°, 0db)

A=5 cm
 $\lambda = 10/3$ cm



Courbe (III - A. 6. a₂)

```

100 CLS:SCREEN 3
110 REM *****
120 REM ***** PROGRAMMATION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE *****
125 REM ***** ANTENNE CORNET SUIVANT LE PLAN H *****
120 REM ***** EN COORDONNEES CARTESIENNES *****
130 REM *****
140 PI=22/7:B=7.4:LAMBDA=10/3
150 DIM Y(1000),J(1000),F(1000),U(1000),S(1000),K(1000),Z(1000)
160 FOR I=PI/180 TO 2*PI STEP PI/100
170 U(I)=PI*(B/LAMBDA)*SIN(I)
180 K(I)=((PI/2)^2*COS(U(I)))/((PI/2)^2-(U(I))^2)
190 Y=340-ABS(K(I))*250
200 J=I*250+60
210 PSET(J,Y)
220 NEXT I
230 LINE(60,340)-(540,340)
240 LINE(60,60)-(60,340)
250 VIEW (5,5)-(635,375),,1
260 LOCATE 1,2:PRINT " Diagramme de rayonnement d'une antenne cornet suivant le
plan E en coordonnées cartésiennes"
270 REM ***** FIN *****
*****

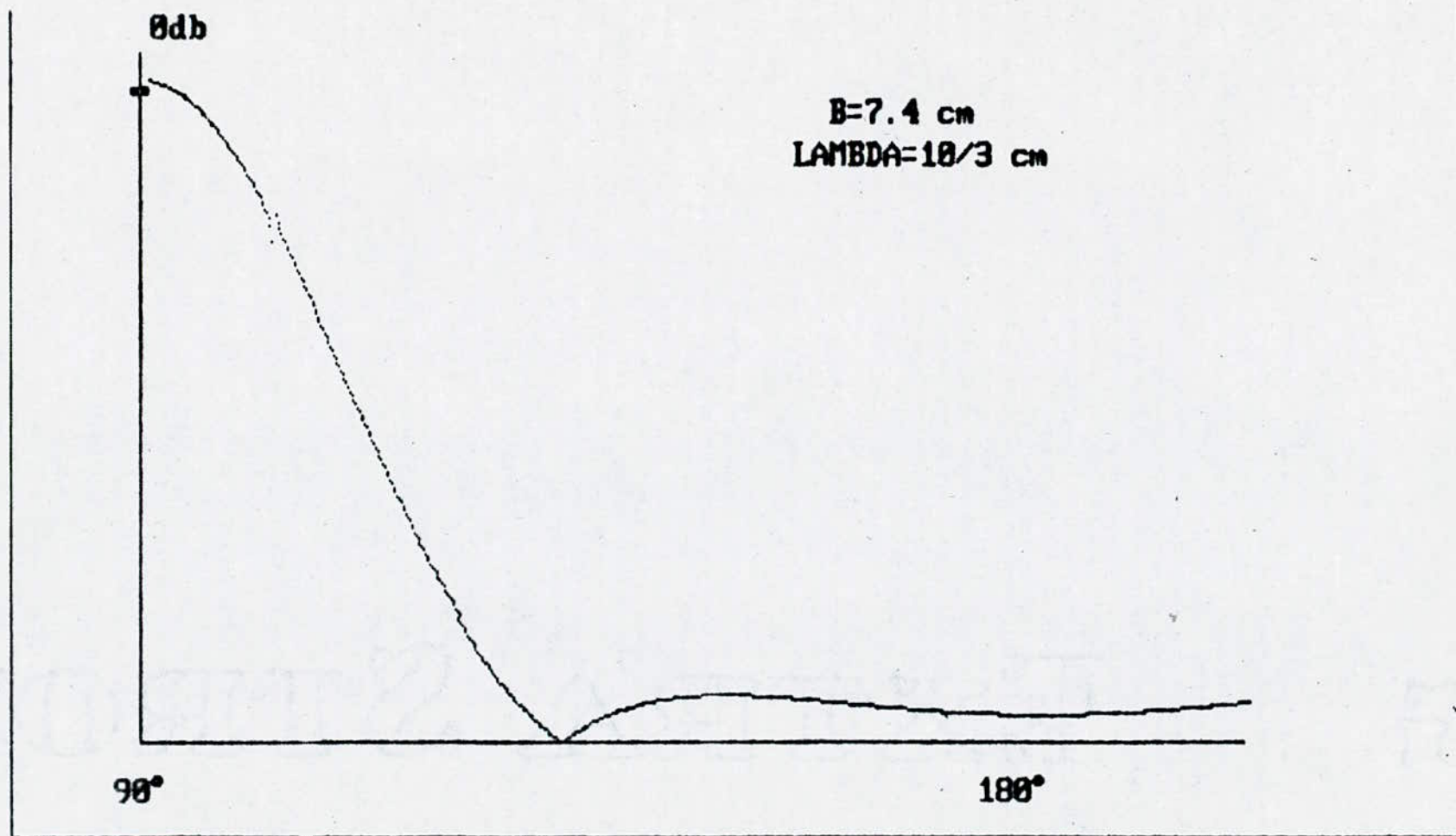
```

```

100 CLS:SCREEN 3
110 REM *****
112 REM ***** PROGRAMME DE TRACAGE DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE *****
120 REM ***** ANTENNE CORNET SUIVANT LE PLAN H *****
130 REM ***** EN COORDONNEES POLAIRES *****
115 REM *****
140 PI=22/7:B=7.4:LAMBDA=10/3
150 DIM Y(1000),J(1000),F(1000),U(1000)
160 FOR I=0 TO 2*PI STEP PI/200
170 U(I)=PI*(B/LAMBDA)*SIN(I)
180 F(I)=((PI/2)^2*COS(U(I)))/((PI/2)^2-(U(I))^2)
190 Y=360-ABS((F(I))*COS(I))*300
200 X=300-ABS(F(I))*SIN(I)*300
210 J=I*100-15
220 PSET(X,Y)
230 NEXT I
240 LINE(30,360)-(600,360)
250 LINE(300,20)-(300,380)
260 VIEW (5,5)-(635,375),,1
270 LOCATE 2,2:PRINT " Diagramme de rayonnement d'une antenne cornet suivant le
plan H coordonnées polaires"
280 END
290 REM ***** FIN *****
*****

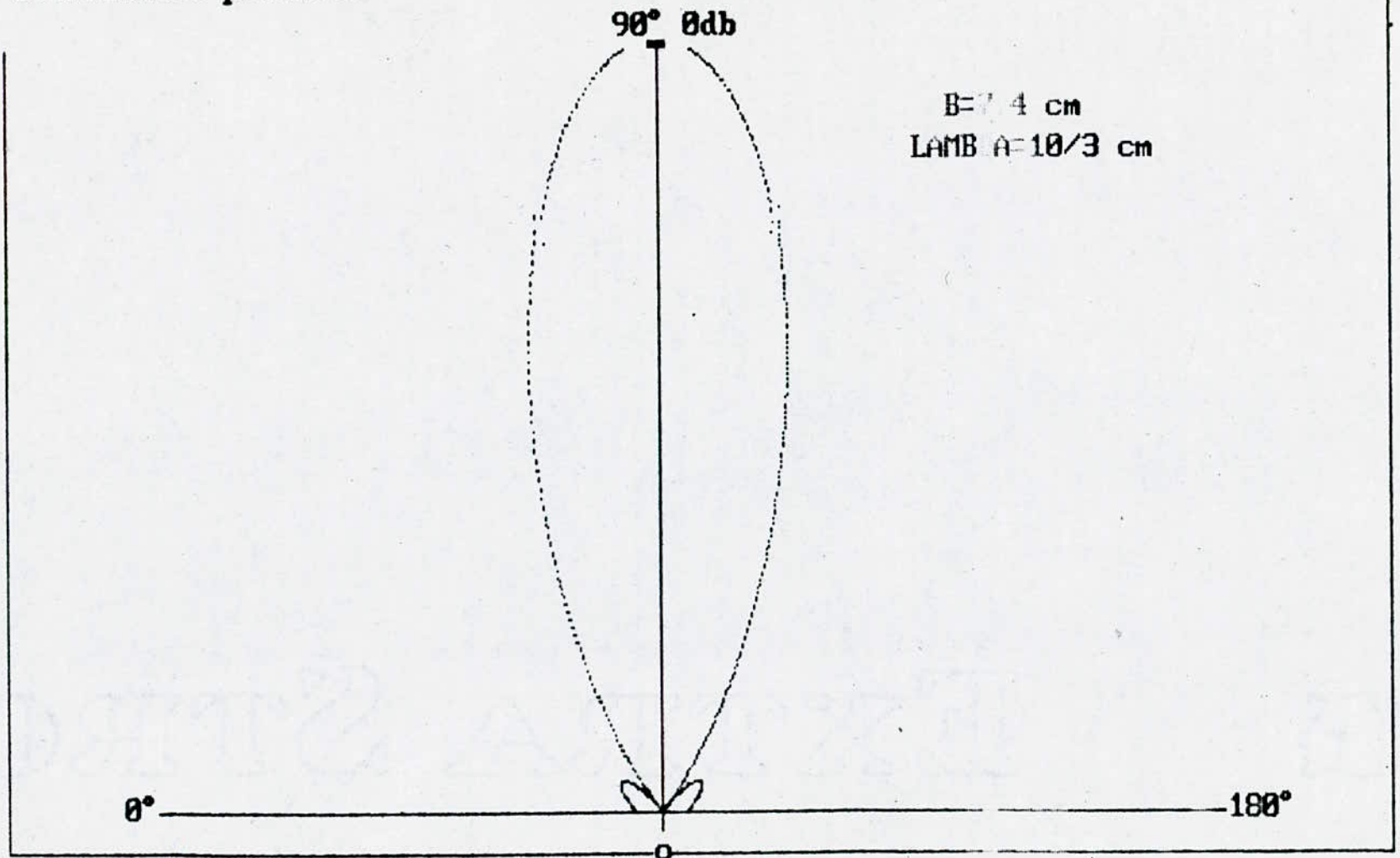
```

Diagramme de rayonnement d'une antenne cornet suivant le plan E_i
en coordonnées cartésiennes



Courbe (III - A . G b₁)

Diagramme de rayonnement d'une antenne cornet suivant le plan H
coordonnées polaires



Courbe (III . A . G . b₂)

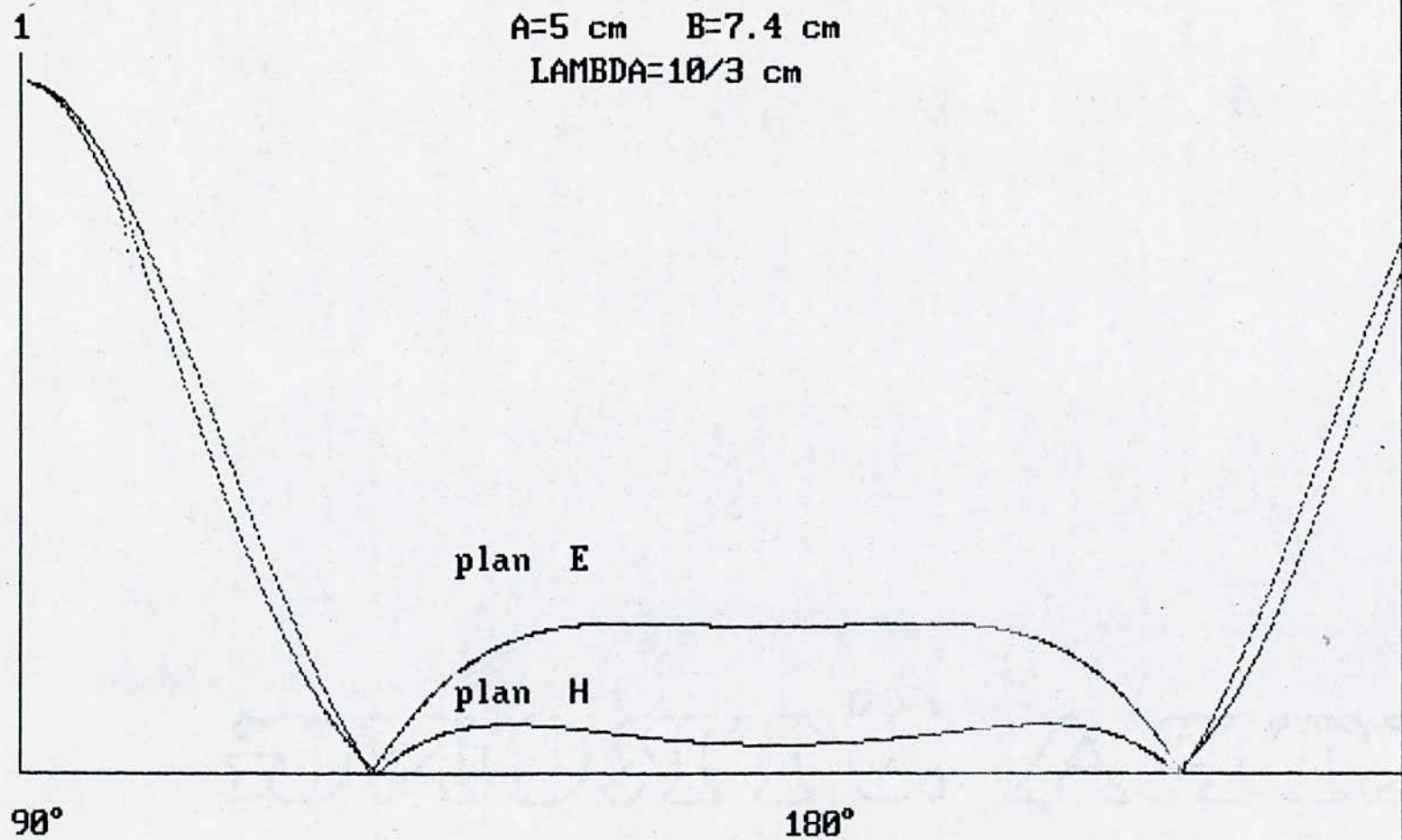
```

10 CLS:SCREEN 3
14 *****
15 REM ***** CORNET SUIVANT LES DEUX PLANS E ET H *****
*****
20 PI=22/7:B=7.4:LAMBDA=10/3:A=5
25 DIM Y(1000),J(1000),F(1000),U(1000),S(1000),K(1000),Z(1000)
30 FOR I=PI/180 TO 2*PI STEP PI/10000
40 U(I)=PI*(B/LAMBDA)*SIN(I)
45 S(I)=PI*(A/LAMBDA)*SIN(I)
50 K(I)=((PI/2)^2*COS(U(I)))/((PI/2)^2-(U(I))^2)
52 Z(I)=SIN(S(I))/S(I)
60 Y=340-ABS(K(I))*250
61 Y1=340-ABS(Z(I))*250
65 J=I*200+60
70 PSET(J,Y):PSET(J,Y1)
80 NEXT I
90 LINE(60,340)-(540,340)
95 LINE(60,20)-(60,380)
96 REM ***** F I N *****
*****

```

Antenne CORNET suivant les plans E et H en CARTESIEN

A=5 cm B=7.4 cm
LAMBDA=10/3 cm



Course (III . A . G C)

```

100 CLS:SCREEN 3
110 REM *****
*****
120 REM ***** PROGRAMME DONNANT LE DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE *****
130 REM ***** A FENTE SANS REFLECTEUR ET AVEC REFLECTEUR *****
140 REM ***** EN COORDONNEES CARTESIENNES *****
*****
150 PI=22/7
160 DIM Y(1000),J(1000),F(1000)
170 FOR I=PI/180 TO 3*PI STEP PI/500
180 F(I)=(COS((PI/2)*COS(I)))/SIN(I)
190 Y=360-ABS(F(I))*300
200 J=65+I*50
210 PSET(J,Y)
220 LINE(40,360)-(600,360)
230 LINE(300,40)-(300,360)
240 VIEW (1,1)-(638,379),,1
250 F(I)=(COS((PI/2)*COS(I)))^2/SIN(I)
260 Y=360-ABS(F(I))*300
270 J=65+I*50
280 PSET(J,Y)
290 NEXT I
300 LOCATE 1,4:PRINT " Diagramme de rayonnement d'une antenne à fente sans"
305 LOCATE 2,4:PRINT " et avec reflecteur en coordonnées cartésiennes"
310 END
320 REM ***** FIN *****
*****

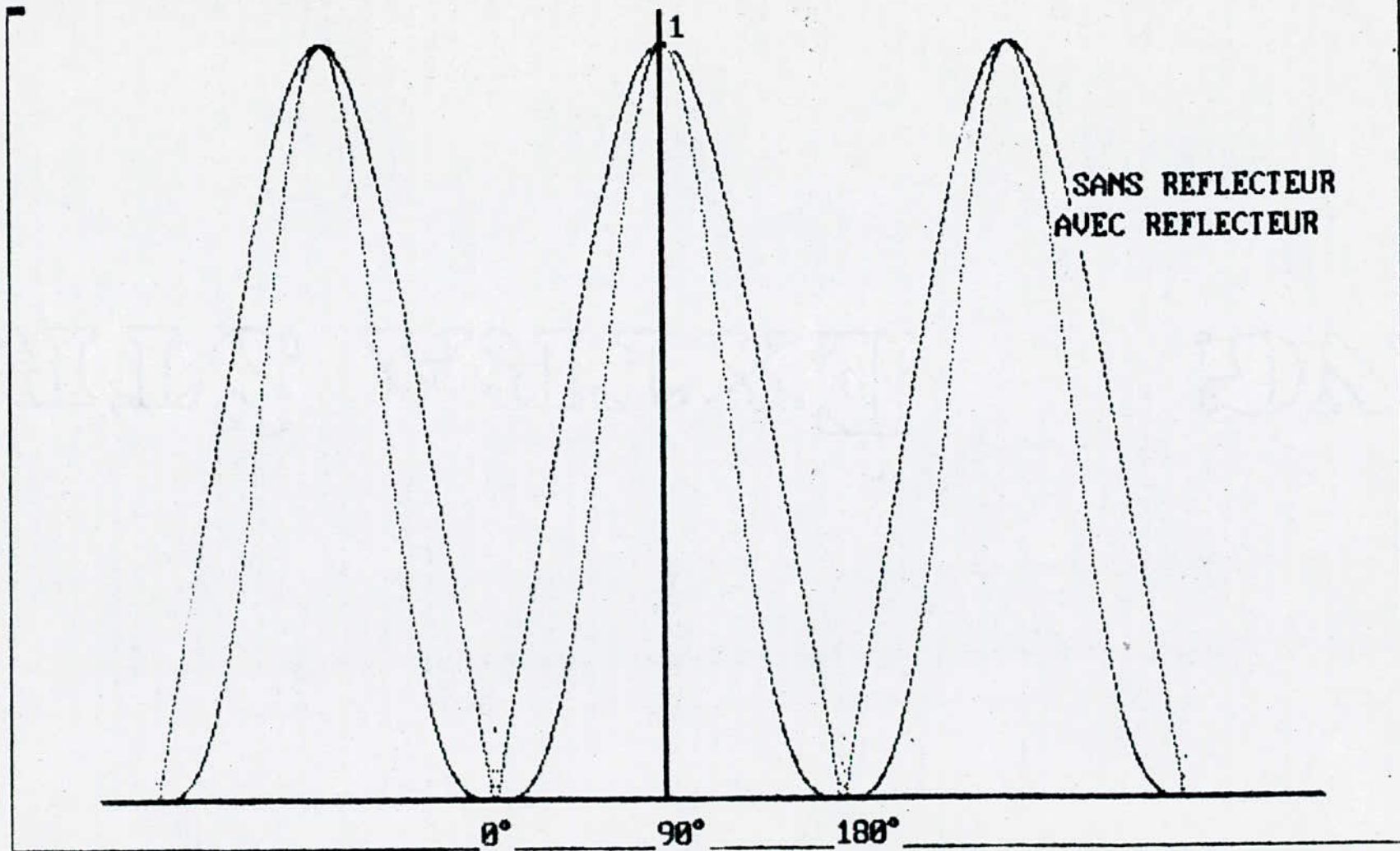
```

```

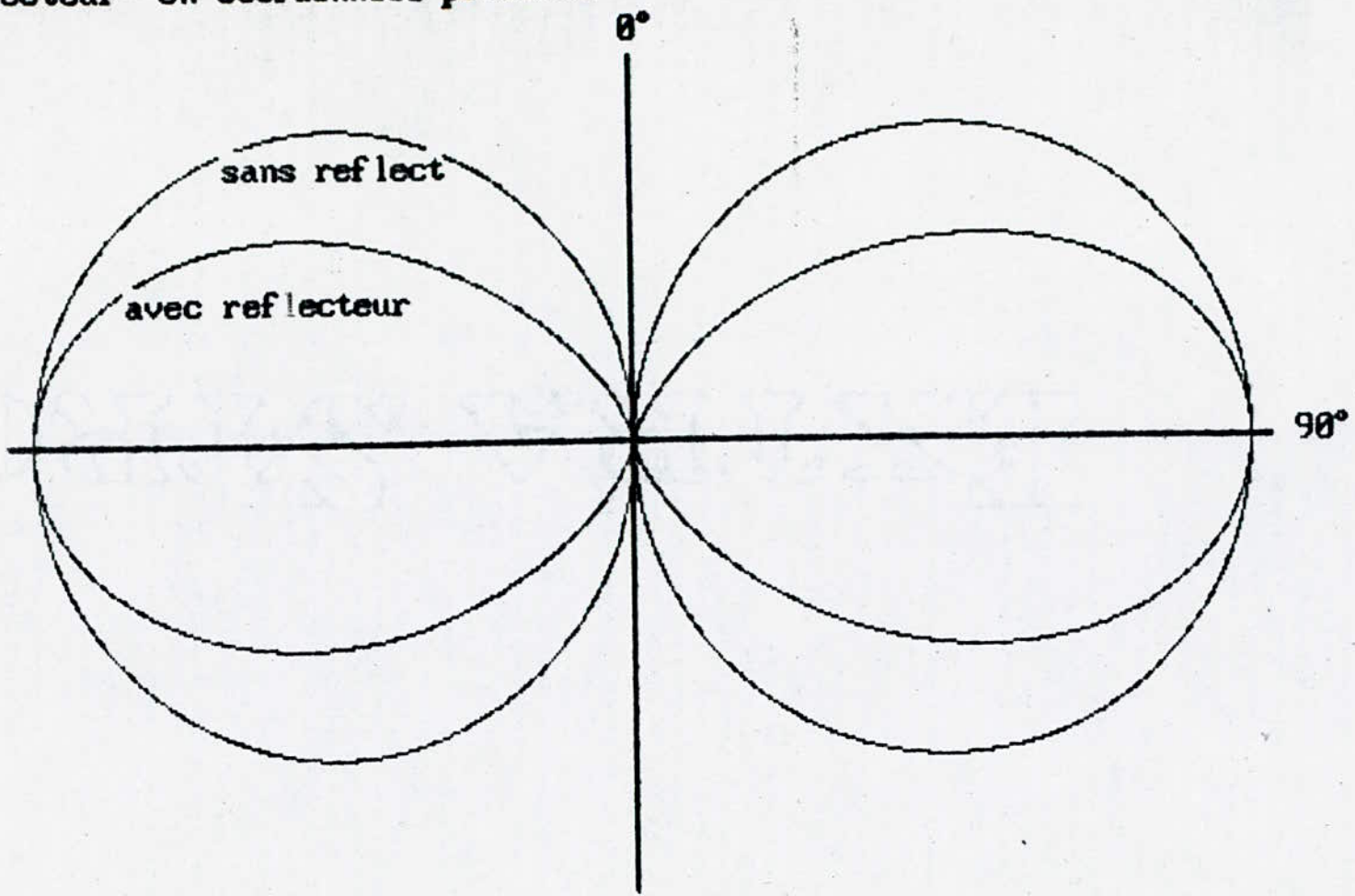
10 CLS:SCREEN 3
11 REM *****
12 REM ***** PROGRAMME DONNANT LE DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE *****
13 REM ***** A FENTE SANS REFLECTEUR ET AVEC REFLECTEUR *****
14 REM ***** EN COORDONNEES POLAIRES *****
15 REM *****
20 PI=22/7
25 DIM Y(1000),J(1000),F(1000)
30 FOR I=PI/180 TO 2*PI STEP PI/1000
40 F(I)=(COS((PI/2)*COS(I)))/SIN(I)
60 Y=200-ABS(F(I))*COS(I)*250
65 J=300+ABS(F(I))*SIN(I)*250
70 PSET(J,Y)
90 LINE(40,200)-(600,200)
95 LINE(300,40)-(300,360)
97 VIEW (1,1)-(638,379),,1
140 F(I)=(COS((PI/2)*COS(I)))^2/SIN(I)
160 Y=200-ABS(F(I))*COS(I)*250
165 J=300+ABS(F(I))*SIN(I)*250
170 PSET(J,Y)
180 NEXT I
185 LOCATE 2,1:PRINT " Diagramme de rayonnement d'une antenne à fente sans refle
cteur et avec          reflecteur en coordonnées polaires"
190 END

```


Diagr. de rayonnement d'une antenne à fente sans
et avec reflecteur en coordonnées cartésiennes



Courbe (III - D . (16-17) a)



Courbe (III. D (16 - 17) b)

```

100 CLS:SCREEN 3
110 REM *****
125 REM *****
120 REM"***** ANTENNE HELICE *****"
130 GOSUB 250
140 D=1:B=9*10^9:PI=22/7
150 H=(14*PI)/180:S=C*TAN(H):L=2*PI*B:C=PI*D:N=9
160 DIM W(300),F(300)
170 FOR I=0 TO 2*PI STEP PI/300
180 W(I)=2*PI*((5/L)*(COS(I)-1)-1)
190 F(I)=COS(I)*(SIN(N*W(I)/2)/SIN(W(I)/2))
200 Y=345-ABS(F(I))*30
210 J=I*82.5+40
220 PSET(J,Y)
230 NEXT I
240 END
250 LINE(40,350)-(600,350)
260 LINE(300,40)-(300,355)
270 VIEW(1,1)-(639,379),,1
280 LOCATE 2,5:PRINT " ***** ANTENNE HELICE EN CARTESIEN *****
****"
300 RETURN
310 REM ***** FIN *****
*****

```

```

100 CLS:SCREEN 3
110 REM *****
125 REM *****
120 REM"***** ANTENNE HELICE en COORDONNEES POLAIRES *****"
130 GOSUB 250
140 D=1:B=9*10^9:PI=22/7
150 H=(14*PI)/180: S=C*TAN(H): L=10/3: C=PI*D:N=9
160 DIM W(300),F(300)
170 FOR I=0 TO 2*PI STEP PI/300
180 W(I)=2*PI*((5/L)*(COS(I)-1)-1)
190 F(I)=COS(I)*(SIN(N*W(I)/2)/SIN(W(I)/2))
200 Y=195-ABS(F(I))*COS(I)*18
210 J=ABS(F(I))*SIN(I)*18+295
220 PSET(J,Y)
230 NEXT I
240 END
250 LINE(60,200)-(580,200)
260 LINE(300,20)-(300,360)
270 VIEW(5,5)-(635,375),,1
280 LOCATE 2,2 :PRINT " HELICE en coordonnées POLAIRES"
290 RETURN
300 REM ***** F I N *****
*****

```

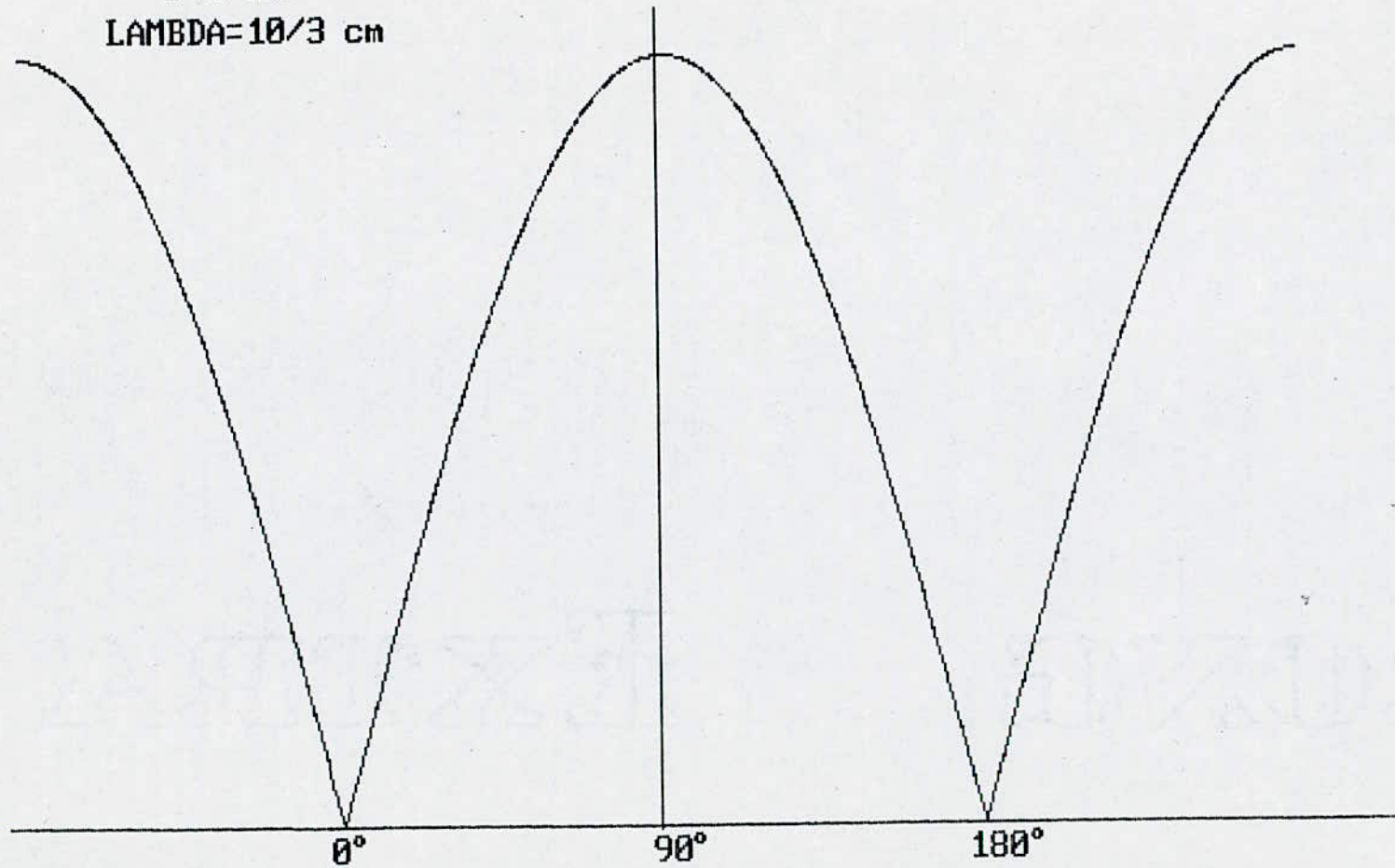
***** ANTENNE HELICE EN CARTESIEN *****

$N=9$

$D=1 \text{ cm}$

$LAMBDA=10/3 \text{ cm}$

0 db



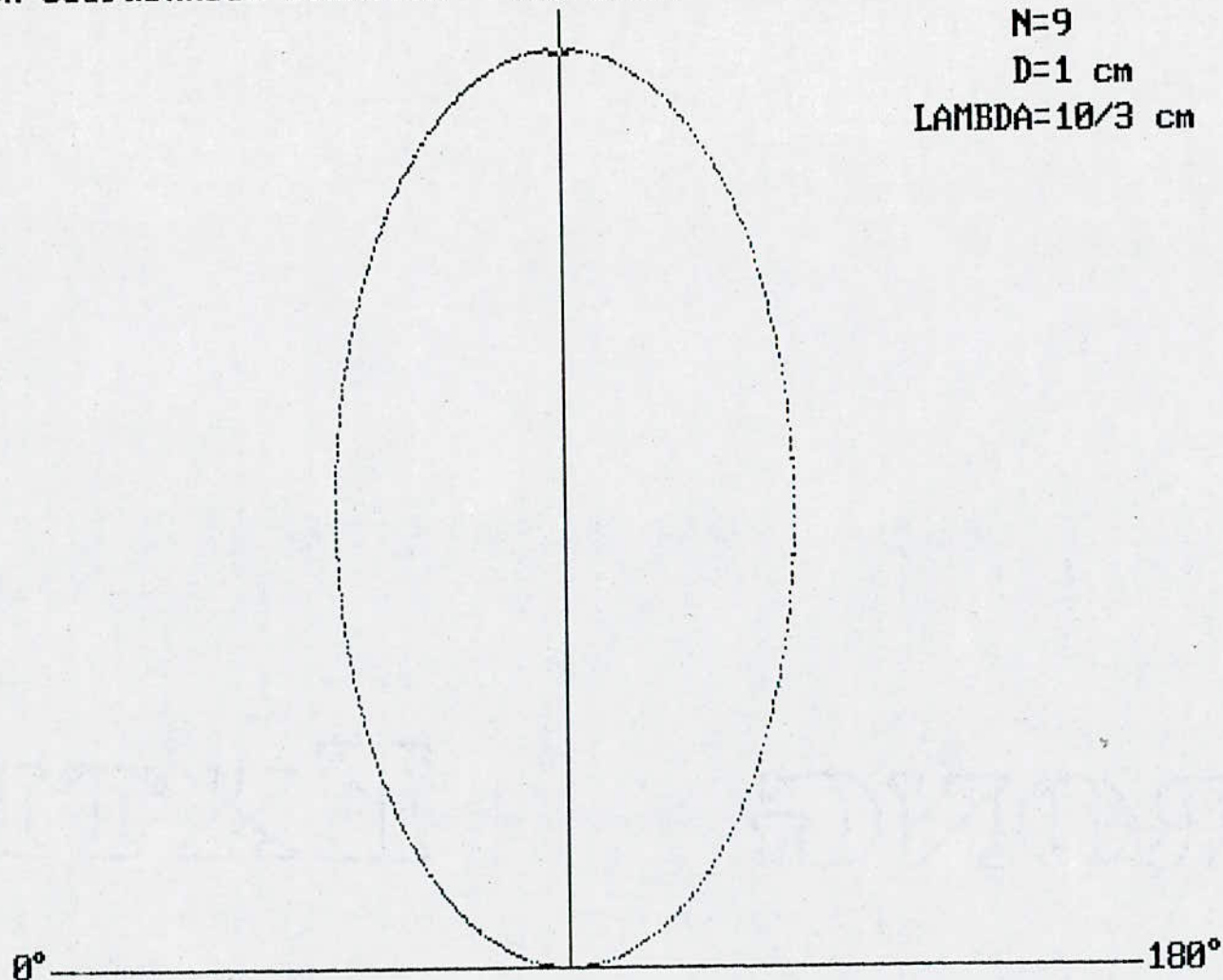
Courbe : (III - C - 10 . a)

HELICE en coordonnées POLAIRES $(90^\circ, 0\text{db})$

$N=9$

$D=1\text{ cm}$

$\text{LAMBDA}=\frac{10}{3}\text{ cm}$



Courbe (III - C - 10 b)

```

100 CLS:SCREEN 3
110 REM *****
120 REM ***** PROGRAMMATION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE *****
125 REM ***** ANTENNE A COUCHE MINCE *****
130 REM *****
140 PI=22/7 : N=16 : C=3*10^9 : F=9.100001*10^9 : LAMBDA=C/F : D=LAMBDA/2
150 DIM Y(1000),J(1000),U(1000),K(1000)
160 FOR I=PI/2 TO 3/2*PI STEP PI/10000
170 U(I)=PI*(D/LAMBDA)*SIN(I)
180 K(I)=(SIN(N*U(I)))/(N*SIN(U(I)))
190 Y=340-ABS(K(I))*200
200 J=I*197.5-300
210 PSET(J,Y)
220 NEXT I
230 LINE(10,340)-(620,340)
240 LINE(320,340)-(320,40)
250 VIEW (5,5)-(635,375),,1
260 LOCATE 2,2:PRINT "      Diagramme de rayonnement d'une antenne COUCHE MINCE
      dans le plan de TETA":LOCATE 3,3:PRINT"      en coordonnées cartésiennes"
265 END
270 REM ***** FIN *****
*****

```

```

100 CLS:SCREEN 3
110 REM *****
120 REM ***** PROGRAMMATION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE *****
125 REM ***** ANTENNE A COUCHE MINCE *****
130 REM *****
140 PI=22/7 : N=16 : C=3*10^9 : F=9.100001*10^9 : LAMBDA=C/F : D=LAMBDA/2
150 DIM Y(1000),J(1000),U(1000),K(1000)
151 VIEW (5,5)-(635,375),,1
160 FOR I=PI/2 TO 3/2*PI STEP PI/10000
170 U(I)=PI*(D/LAMBDA)*SIN(I)
180 K(I)=(SIN(N*U(I)))/(N*SIN(U(I)))
190 Y=340-ABS((K(I))*200*COS(I))
200 J=I*ABS(K(I))*200*SIN(I) +340
210 PSET(J,Y)
220 NEXT I
230 LINE(10,340)-(620,340)
240 LINE(340,340)-(340,40)
260 LOCATE 2,2:PRINT "      Diagramme de rayonnement d'une antenne COUCHE MINCE
      dans le plan de TETA":LOCATE 3,3:PRINT"      en coordonnées POLAIRES"
265 END
270 REM ***** FIN *****
*****

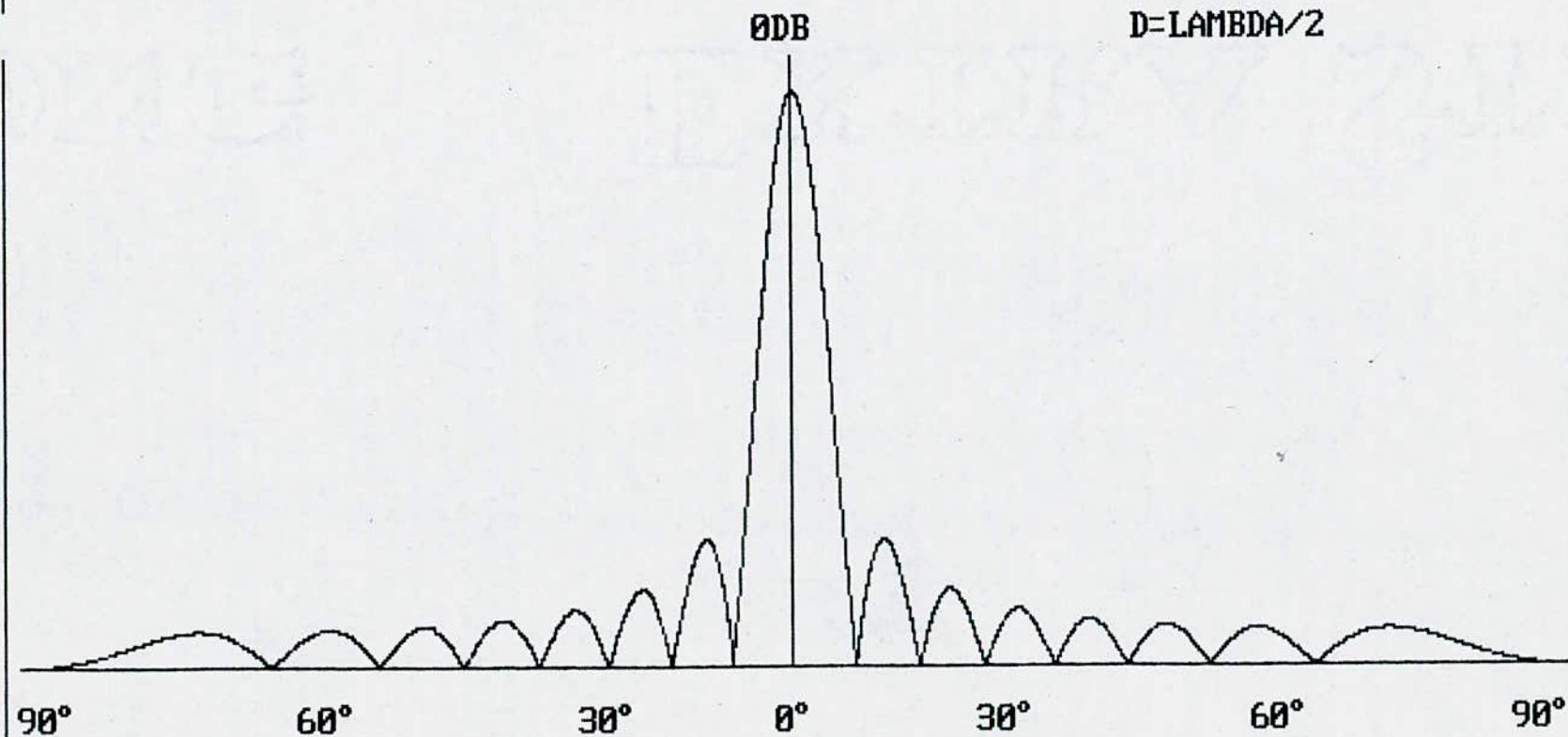
```

Diagramme de rayonnement d'une antenne COUCHE MINCE dans le plan de TETA
en coordonnées cartésiennes

$\text{PHI} = 0$

$N = 16$

$D = \text{LAMBDA} / 2$



Courbe (III . E . G . b₁)

```

100 CLS:SCREEN 3
110 REM *****
120 REM ***** PROGRAMMATION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE *****
125 REM ***** ANTENNE A COUCHE MINCE *****
130 REM *****
140 PI=22/7 : N=32: C=3*10^9 : F=9.100001*10^9 : LAMBDA=C/F : D=LAMBDA/2
150 DIM Y(1000),J(1000),U(1000),K(1000)
160 FOR I=PI/2 TO 3/2*PI STEP PI/10000
170 U(I)=PI*(D/LAMBDA)*SIN(I)
180 K(I)=(SIN(N*U(I)))/(N*SIN(U(I)))
190 Y=340-ABS(K(I))*200
200 J=I*197.5-300
210 PSET(J,Y)
220 NEXT I
230 LINE(10,340)-(620,340)
240 LINE(320,340)-(320,40)
250 VIEW (5,5)-(635,375),,1
260 LOCATE 2,2:PRINT "      Diagramme de rayonnement d'une antenne COUCHE MINCE
dans le plan de TETA":LOCATE 3,3:PRINT"      en coordonnées cartésiennes"
265 END
270 REM ***** FIN *****
*****

```

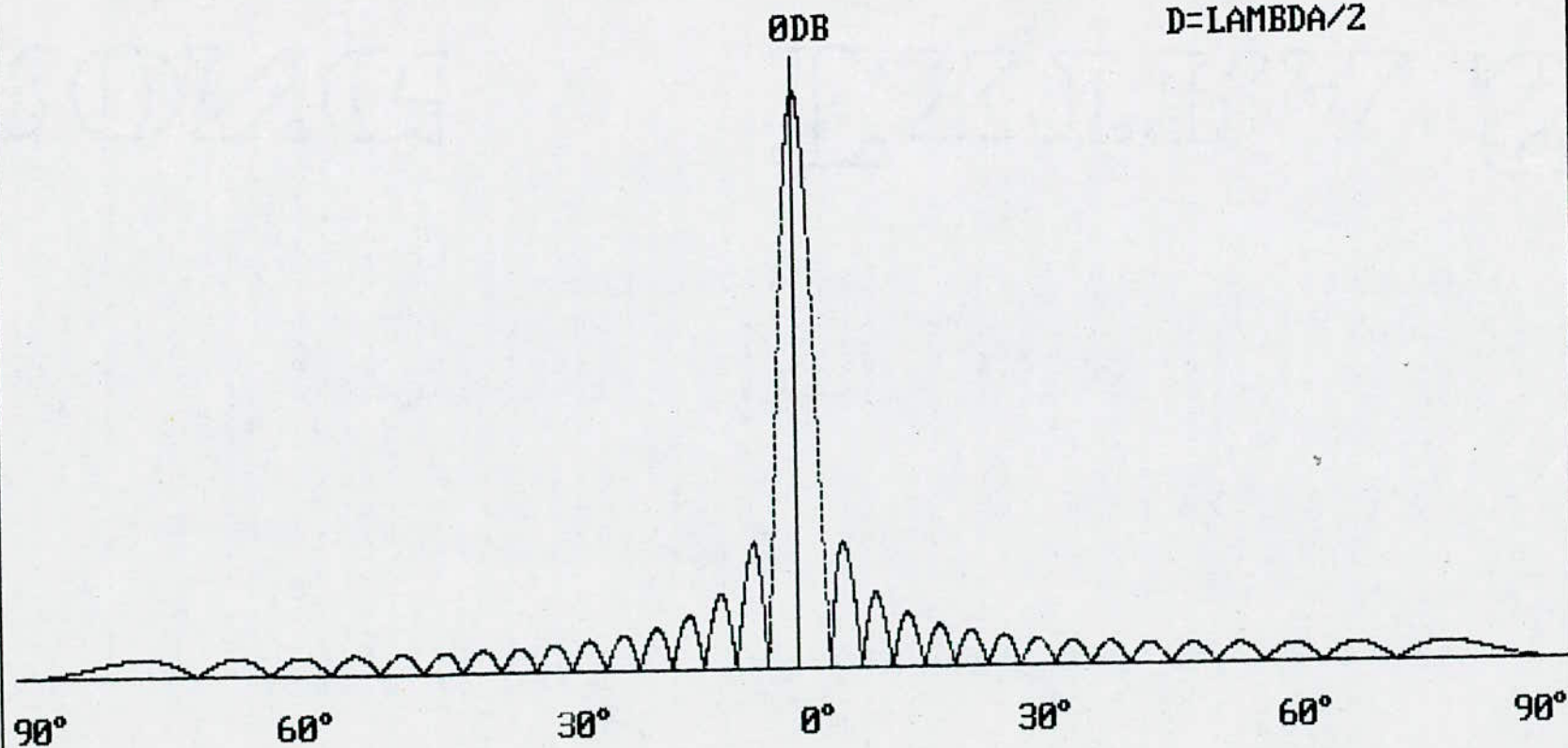
```

100 CLS:SCREEN 3
110 REM *****
120 REM ***** PROGRAMMATION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE *****
125 REM ***** ANTENNE A COUCHE MINCE *****
130 REM *****
140 PI=22/7 : N=32: C=3*10^9 : F=9.100001*10^9 : LAMBDA=C/F : D=LAMBDA/2
150 DIM Y(1000),J(1000),U(1000),K(1000)
151 VIEW (5,5)-(635,375),,1
160 FOR I=PI/2 TO 3/2*PI STEP PI/10000
170 U(I)=PI*(D/LAMBDA)*SIN(I)
180 K(I)=(SIN(N*U(I)))/(N*SIN(U(I)))
190 Y=340-ABS((K(I))*200*COS(I))
200 J=I*ABS(K(I))*200*SIN(I) +340
210 PSET(J,Y)
220 NEXT I
230 LINE(10,340)-(620,340)
240 LINE(340,340)-(340,40)
260 LOCATE 2,2:PRINT "      Diagramme de rayonnement d'une antenne COUCHE MINCE
dans le plan de TETA":LOCATE 3,3:PRINT"      en coordonnées POLAIRES"
265 END
270 REM ***** FIN *****
*****

```


Diagramme de rayonnement d'une antenne COUCHE MINCE dans le plan de TETA
en coordonnées cartésiennes

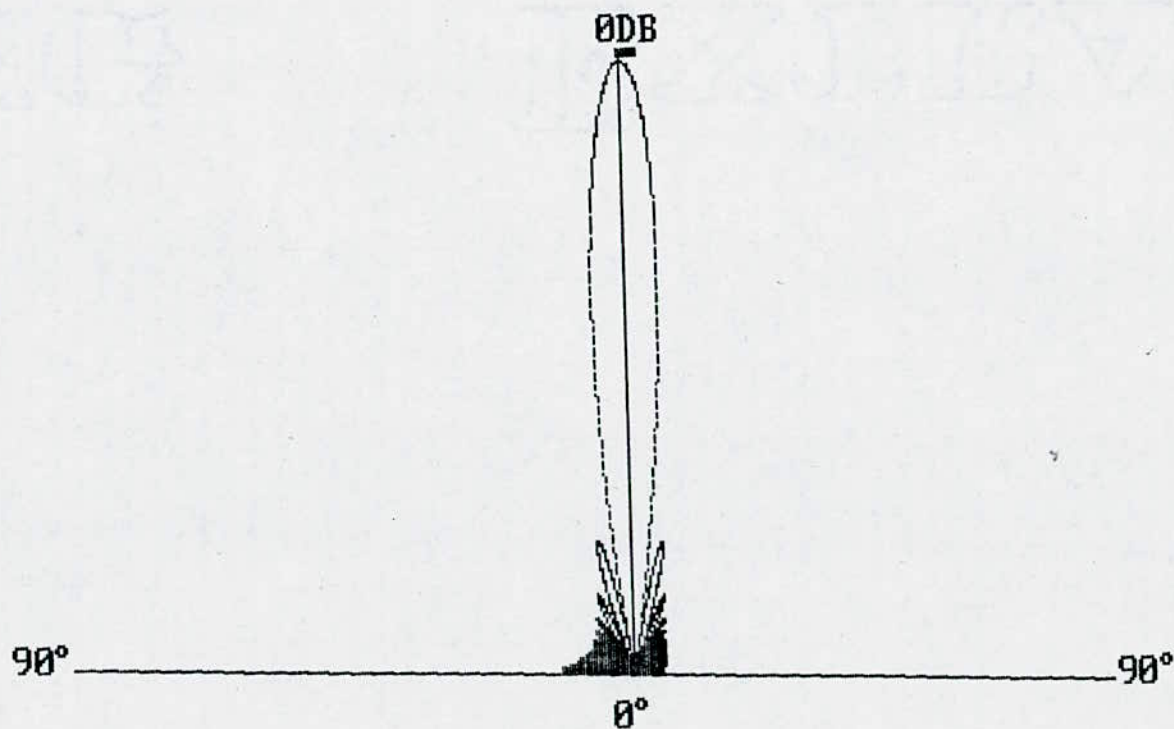
PHI=0
N=32
D=LAMBDA/2



Courbe (III.E.G C1)

Diagramme de rayonnement d'une antenne COUCHE MINCE dans le plan de TETA
en coordonnées POLAIRES

$\text{PHI} = 0$
 $N = 32$
 $D = \text{LAMBDA} / 2$



Courbe (III-E-G C₂)

```

100 CLS:SCREEN 3
110 REM *****
120 REM ***** PROGRAMMATION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE *****
125 REM ***** ANTENNE A COUCHE MINCE *****
130 REM *****
140 PI=22/7 : N=8 : C=3*10^9 : F=9.100001*10^9 : LAMBDA=C/F : D=LAMBDA/2
150 DIM Y(1000),J(1000),U(1000),K(1000)
160 FOR I=PI/2 TO 3/2*PI STEP PI/10000
170 U(I)=PI*(D/LAMBDA)*SIN(I)
180 K(I)=(SIN(N*U(I)))/(N*SIN(U(I)))
190 Y=340-ABS(K(I))*200
200 J=I*197.5-300
210 PSET(J,Y)
220 NEXT I
230 LINE(10,340)-(620,340)
240 LINE(320,340)-(320,40)
250 VIEW (5,5)-(635,375),,1
260 LOCATE 2,2:PRINT "      Diagramme de rayonnement d'une antenne COUCHE MINCE
dans le plan de TETA":LOCATE 3,3:PRINT"      en coordonnées cartésiennes"
265 END
270 REM ***** FIN *****
*****

```

```

100 CLS:SCREEN 3
110 REM *****
120 REM ***** PROGRAMMATION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE *****
125 REM ***** ANTENNE A COUCHE MINCE *****
130 REM *****
140 PI=22/7 : N=8 : C=3*10^9 : F=9.100001*10^9 : LAMBDA=C/F : D=LAMBDA/2
150 DIM Y(1000),J(1000),U(1000),K(1000)
151 VIEW (5,5)-(635,375),,1
160 FOR I=PI/2 TO 3/2*PI STEP PI/10000
170 U(I)=PI*(D/LAMBDA)*SIN(I)
180 K(I)=(SIN(N*U(I)))/(N*SIN(U(I)))
190 Y=340-ABS((K(I))*200*COS(I))
200 J=I*ABS(K(I))*200*SIN(I) +340
210 PSET(J,Y)
220 NEXT I
230 LINE(10,340)-(620,340)
240 LINE(340,340)-(340,40)
260 LOCATE 2,2:PRINT "      Diagramme de rayonnement d'une antenne COUCHE MINCE
dans le plan de TETA":LOCATE 3,3:PRINT"      en coordonnées POLAIRES"
265 END
270 REM ***** FIN *****
*****

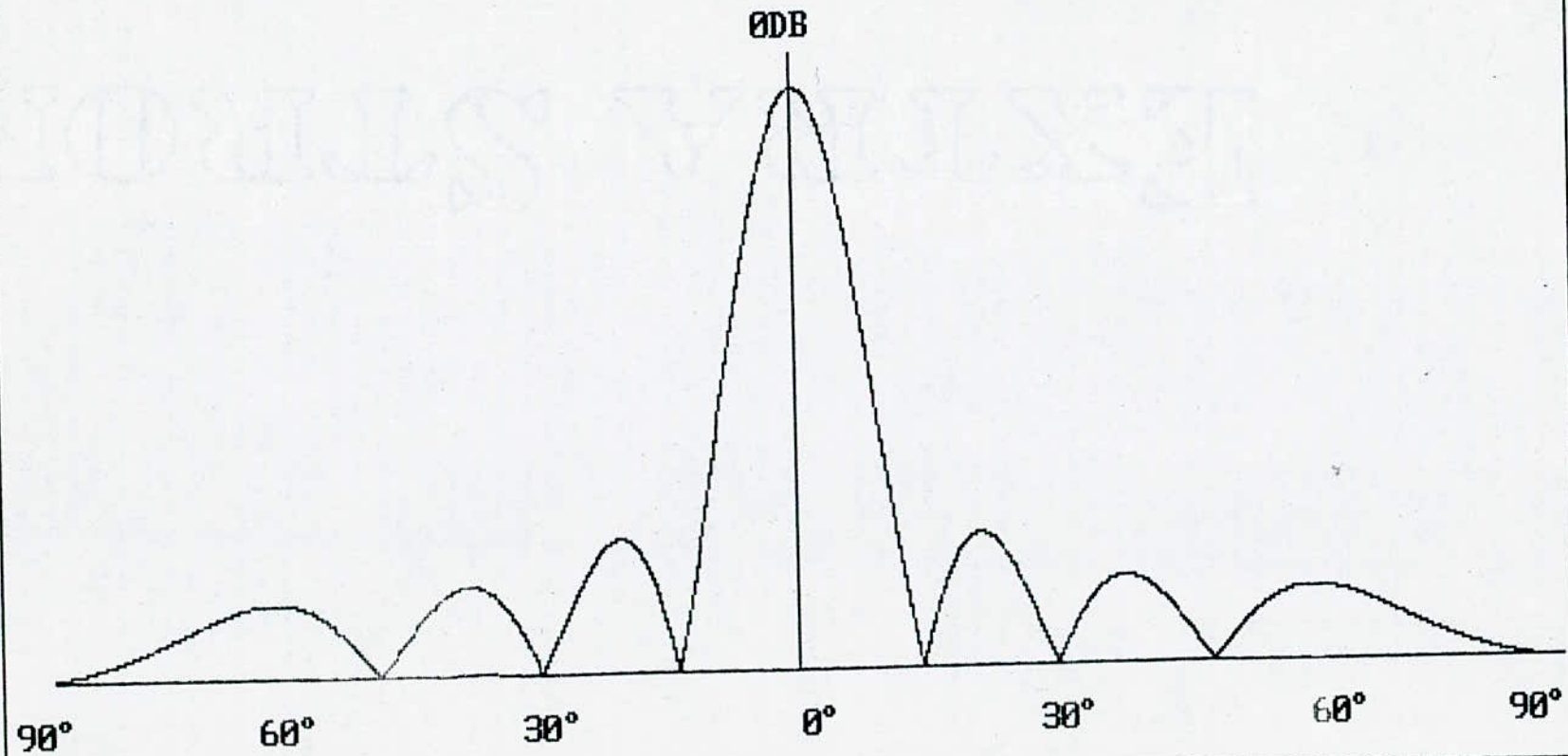
```

Diagramme de rayonnement d'une antenne COUCHE MINCE dans le plan de TETA
en coordonnées CARTESIENNES

$\text{PHI} = 0^\circ$

$N = 8$

$D = \text{LAMBDA} / 2 \text{ cm}$



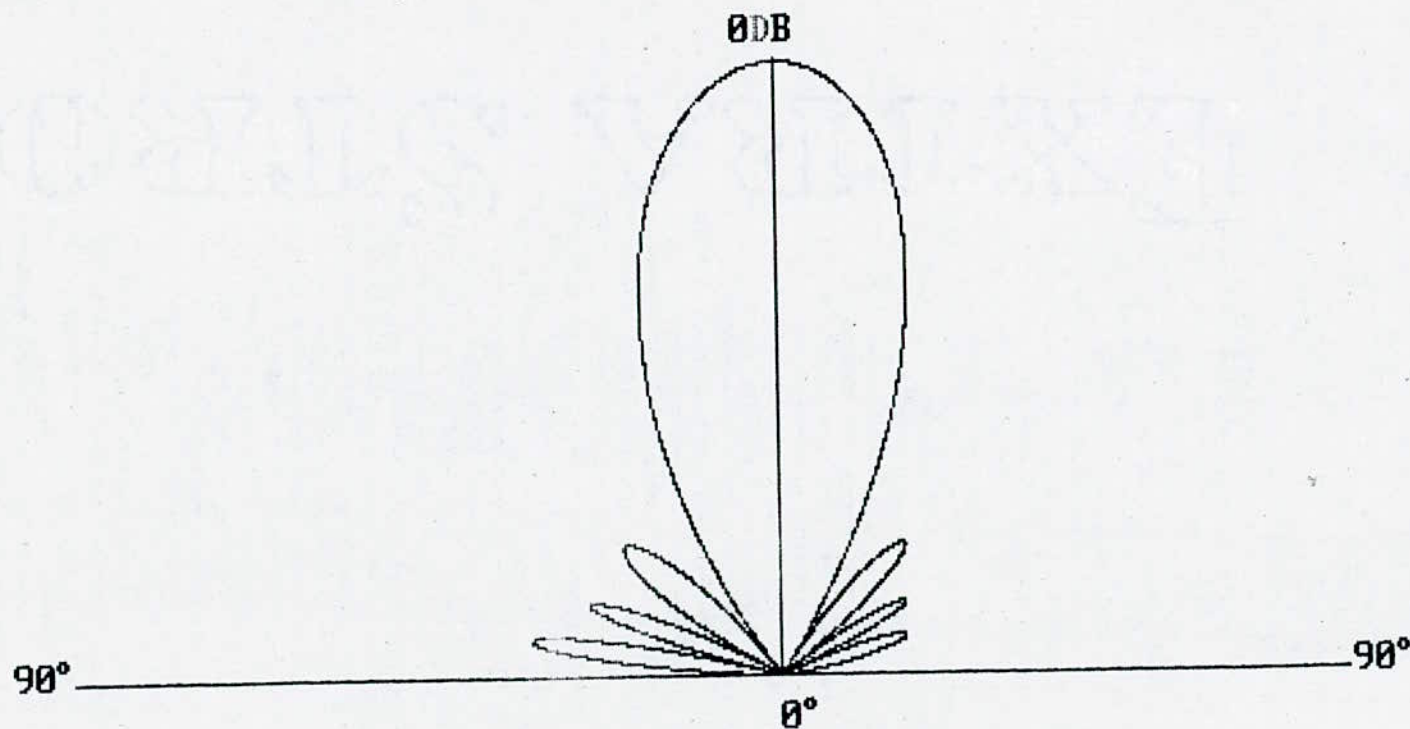
Courbe (III . E . 6 a . 1)

Diagramme de rayonnement d'une antenne COUCHE MINCE dans le plan de TE1A
en coordonnées POLAIRES

$\text{PHI} = 0^\circ$

$N = 8$

$D = \text{LAMBDA} / 2 \text{ cm}$



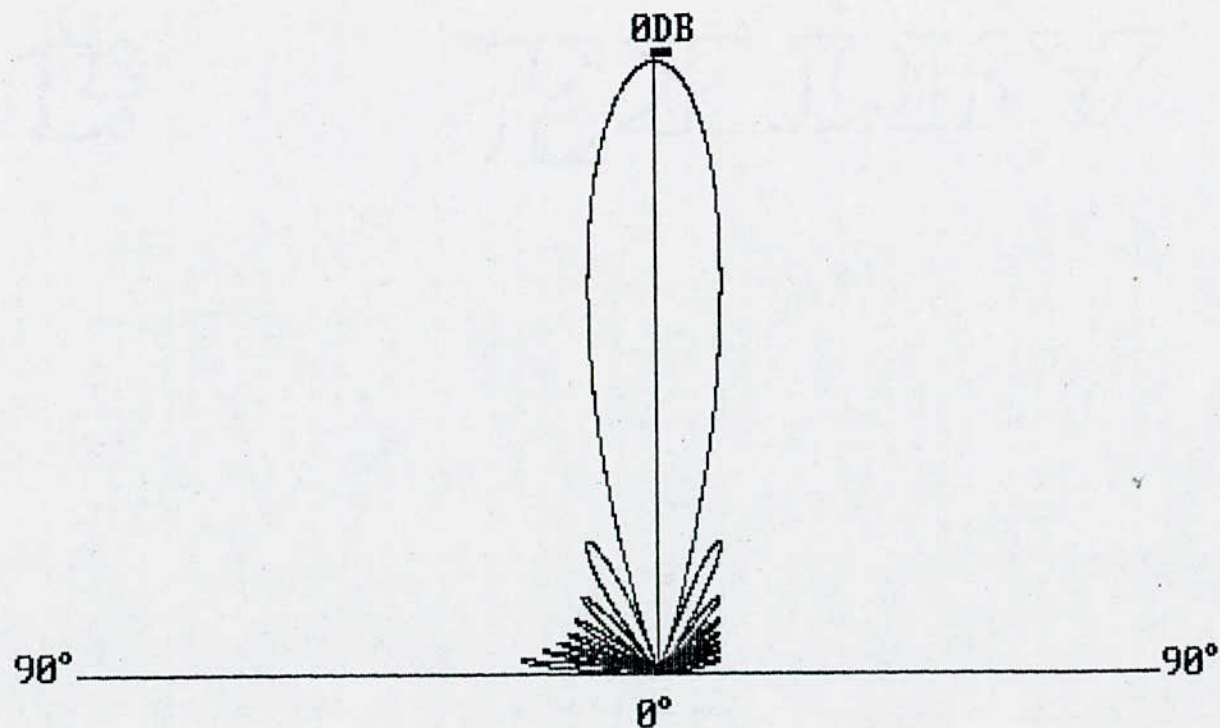
Courbe (III - E - 6 92)

Diagramme de rayonnement d'une antenne COUCHE MINCE dans le plan de TETA
en coordonnées POLAIRES

$\text{PHI} = 0$

$N = 16$

$D = \text{LAMBDA} / 2 \text{ cm}$



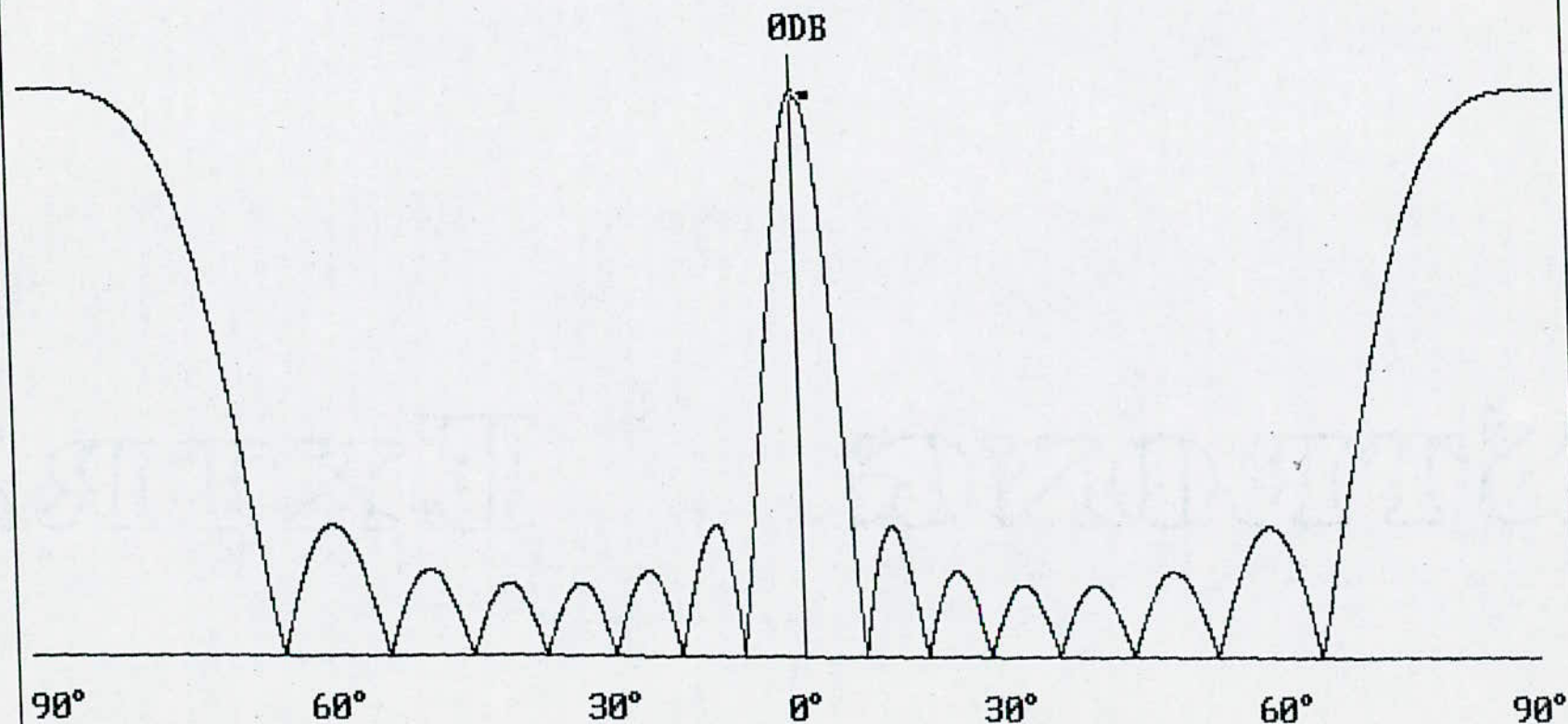
Courbe (III. E. G b₂)

Diagramme de rayonnement d'une antenne COUCHE MINCE dans le plan de TETA en coordonnées cartésiennes

$\text{PHI} = 0$

$N = 8$

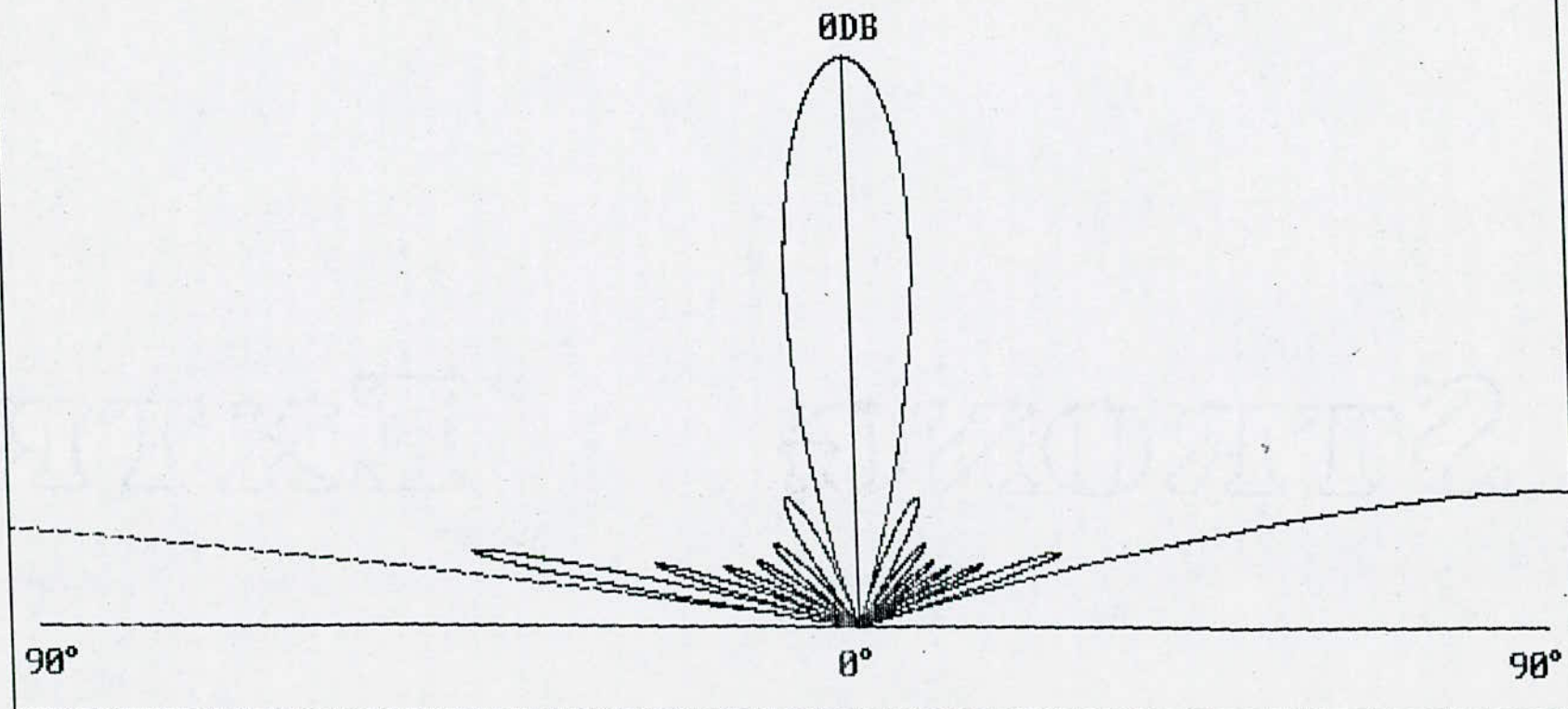
$D = \text{LAMBDA cm}$



Courbe (III - E.G d₁)

Diagramme de rayonnement d'une antenne COUCHE MINCE dans le plan de TETA
en coordonnées POLAIRES

PHI=0
N=8
D=LAMBDA cm



Courbe (III. E.G. d 2)

CONCLUSION GENERALE

D'après l'étude théorique faite sur les antennes dans la première partie, on a déterminé les fonctions caractéristiques, les formules de Gain et quelques paramètres pour chaque antenne, puis on a tracé par programmation les diagrammes de rayonnement de chacune d'elles.

Malgré les précautions prises et l'isolement fait pendant la manipulation, on a rencontré quand même quelques difficultés surtout lors de la détection, cela est dû aux différentes réflexions au niveau des obstacles environnants, et notamment si quelqu'un se déplace à proximité des antennes émettrices et réceptrices.

Ces perturbations sont notables pour l'antenne à couche mince du fait que le faisceau généré a la possibilité de balayer tous les angles.

Par contre l'émission ou la réception par une antenne parabolique, alimentée par une antenne à fentes dans notre cas, qui pour elle, ces perturbations sont négligeables, en raison de son gain et sa directivité prononcés.

Notons que l'antenne hélice ne doit pas être considérée comme un type spécial d'antenne, mais un cas particulier des antennes bruns et à boucles d'antenne, car son utilité

réside dans le fait de nous renseigner sur la polarisation d'une autre antenne inconnue.

Quant à l'antenne Cornet, les réflexions ne sont pas très gênantes du fait que sa directivité et son gain sont relativement importants.

Quelque soit le type d'antenne utilisé, on détecte toujours des ondes parasites et étrangères.

Enfin suivant le type d'antenne utilisé, l'écart plus ou moins important, entre les résultats théoriques et pratiques est dû à ces différentes perturbations.

BIBLIOGRAPHIE

- * EYRAUD . GRANGE . DHANESSIAN : " Théorie et techniques des antennes "
Vuibert 1973
- * TECHNIQUE de l'ingénieur : " Les antennes " TOME III e . E 3280
- * L . THOUREL " les antennes " Dunod Paris 1959 et 1971.
- * A . VANDERVORST , A . LALOUX " les Hyperfréquences : Théorie , pratique et mesures " Côte 621 39 VAN . chap 8 . LOUVAIN . A-NOUVE 1982
- * D . BEYSSOUSSAN : MOUULE TECCART : " Les antennes "
DUNOD 1980
- * Electrical SCIENCE Series " FREQUENCY indépendant antennas "
Côte 621 . 396 . 67 RUM
- * Array system III " Microwave scanning II Hansen II
Exploration (AP). Côte : 621 . 396 . 67 HAN II
- * WALTER " TRAVELING Wave antennas " Côte 621 . 390 . 67 WAL
MC GRAW - Hill
- * KADI , ZOUATNI : projet de fin d'études : " Les antennes paraboliques "
E-N-P , Juin 1986
- * AMINEUR - MOKRANI : projet de fin d'étude " Etude et Simulation
d'un réseau d'antennes COAXIALES - Collinéaires pour RADAR
Doppler VHF EN-P. Juin 1986