

UNIVERSITE D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

6/73

12

THESE DE FIN D'ETUDES

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
الكلية -

MESURES EN
HYPERFREQUENCES SUR UNE
ANTENNE PARABOLIQUE

PROPOSEE PAR
A. ADANE

ETUDIEE PAR
SAIFOUNI.M

PROMOTION 1973

UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

THÈSE DE FIN D'ÉTUDES
_OO _ _OO _

DEPARTEMENT ELECTRONIQUE

OBJET : MESURES EN HYPERFREQUENCES
SUR UNE ANTENNE PARABOLIQUE

JURY : Mr. A. BENTCHIKOU PRESIDENT
Mr. A. ADANE PROMOTEUR
Mr. M. ROCCHI

ÉTUDIÉE PAR : M. SAIFOUNI

PROMOTION : 1973

QUE TOUS LES PROFESSEURS ET ASSISTANTS DE L'ENPA
QUI ONT PARTICIPE A MA FORMATION TROUVENT ICI L'EXPRESSION
DE MES SENTIMENTS LES PLUS RECONNAISSANTS.

JE VOUDRAIS REMERCIER EGALEMENT TOUTES LES
PERSONNES AYANT APPORTE UNE CONTRIBUTION A LA REALISA-
-TION DE CE PROJET .

afouini

S O M M A I R E

- I- / INTRODUCTION
- II- / ETUDE GENERALE DES ANTENNES EN HYPERFREQUENCES
- III- / ETUDE DE L'ANTENNE PARABOLIQUE
- IV- / MESURE DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT
- V- / ETUDE EN BANDE PASSANTE DE L'ANTENNE
- VI- / ETUDE DES REGLAGES MECANIQUES
- VII- / MESURES
- VIII- / C O N C L U S I O N

I / INTRODUCTION

Le spectre du rayonnement électromagnétique se divise en deux régions : la première est le domaine des ondes optiques couvrant la gamme des rayons ultra violets au rayons infra- rouges et où les phénomènes sont régis par la théorie des quanta ; la deuxième dont les fréquences sont inférieures à 140.000 MHZ et où les phénomènes électriques sont prépondérants - les hyperfréquences couvrent la gamme comprise entre 1000 et 140000 Mhz - cette bande de fréquence était pratiquement inutilisée en télécommunications jusqu'à la veille de la deuxième guerre mondiale où les besoins militaires ont fait qu'elle a subitement connu un développement remarquable -.

La technologie utilisée pour produire, amplifier, propager et détecter ces ondes est différente de celle utilisée pour les fréquences plus basses. Par exemple, pour les oscillateurs et les amplificateurs, les tubes à modulation d'intensité deviennent impropres car le temps de transit des électrons devient de l'ordre du phénomène à créer ou à amplifier et on a recours aux tubes à modulation de vitesse. L'utilisation des lignes bifilaires pour propager les courants hyperfréquences donnerait des interactions non négligeables entre les éléments du circuit à cause du rayonnement et sont remplacées par des lignes coaxiales et des tuyaux métalliques appelés guides-d'ondes .

Les circuits oscillants classiques sont remplacés par des cavités résonnantes. Dans les calculs, il devient plus facile de mettre en évidence les champs électrique et magnétique que la tension et le courant d'autre part la propagation des ondes hyperfréquences présente une grande similitude avec les ondes optiques : Réflexion, réfraction, interférences... Ainsi les relais de faisceaux hertziens sont placés en visibilité optique, la distance moyenne entre deux relais étant de 60 Kms.

Notre bute ici est d'étudier une antenne parabolique en directivité et en bande passante pour différentes sources au foyer entre 8500 et 9600 MHz, cette gamme des fréquences appartenant à la bande X des hyperfréquences.

Les propriétés directives des antennes sont intéressantes et sont utilisées pour la transmission des faisceaux hertziens ce qui permet une concentration de l'énergie rayonnée dans une direction bien déterminée ; pour les communications par satellites où pour viser un objectif avec précision ce qui nécessite une commande mécanique très précise et que nous aurons à réaliser avant d'effectuer les mesures.

Une antenne peut être à large bande passante ce qui est le cas pour les antennes de télévision où la largeur du spectre exigée pour la transmission d'un seul signal vidéo est de l'ordre de 10 MHz, ainsi que pour le multiplex téléphonique et télégraphique où on doit émettre plusieurs voies indépendantes et le radar afin d'éviter que les impulsions ne se déforment, ou au contraire elle peut-être à bande passante étroite : antenne sélective réglable en fréquence afin de faire l'analyse harmonique des signaux, antenne de réception dans une bande bien déterminée.

1) Généralités sur le rayonnement :

Les ondes électromagnétiques sont produites par des charges électriques se déplaçant à travers des champs retardateurs - La charge est décélérée par le champ et par suite lui communique une partie de son énergie qui apparait sous forme d'une onde électromagnétique dans l'espace. Ainsi une antenne est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre une source et l'espace libre dans lequel cette énergie va se propager sous forme d'onde.

Nous savons que les antennes ne sont pas isotropes (omnidirectionnelles). A titre d'exemple nous rappelons que le dipôle électrique ne rayonne pas suivant la direction de son axe et enet le maximum de puissance dans la direction perpendiculaire à son axe. Le diagramme de rayonnement d'une antenne exprime l'intensité du champ rayonné en fonction de la direction considérée. Il est couramment représenté en coordonnées polaires normées ou en coordonnées cartésiennes exprimé en décibels par rapport à l'intensité maximale.

2) Gain d'une antenne.

Le gain d'une antenne exprime sa directivité dans la direction considérée par rapport à une source omnidirectionnelle de même puissance totale. Soit $P(\theta, \phi)$ la puissance rayonnée par unité d'angle solide suivant la direction (θ, ϕ) et soit P_T la puissance totale rayonnée par la même antenne. La puissance moyenne par l'antenne par unité d'angle solide est

$$P_{\text{moy}} = \frac{P_T}{4 \pi}$$

Le gain de l'antenne suivant la direction (θ, ϕ) est alors ;

.../...

$$G(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{\text{noy}}} = \frac{P(\theta, \phi)}{\frac{P_T}{4\pi}}$$

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi P(\theta, \phi)}{P_T}$$

ou en décibels : $G(\theta, \phi) = 10 \log \frac{4\pi P(\theta, \phi)}{P_T}$

Parfois on entend par gain d'une antenne son gain maximal **Si**

$$P(0, \phi) = P_{\text{MAX}} \text{ on a } G = G_{\text{MAX}}$$

$$G_{\text{MAX}} = \frac{4\pi P_{\text{MAX}}(\theta, \phi)}{P_T}$$

3) Antenne d'émission :

Soit une ligne de transmission (guide d'onde, coaxial)

alimentant une antenne d'émission. l'antenne se comporte vis à vis de la ligne comme une charge dissipative. Deux cas peuvent se présenter :

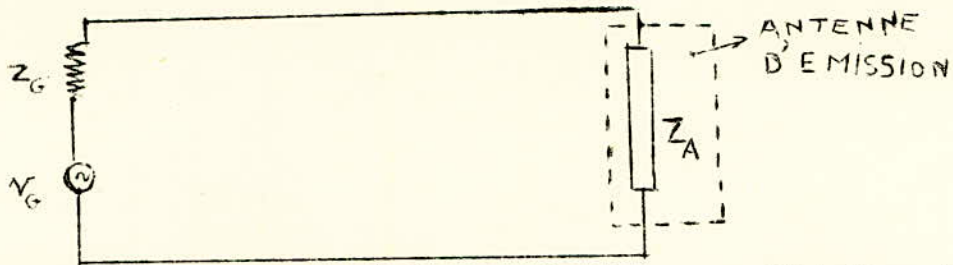
- Si l'antenne a une impédance caractéristique différente de ~~celle de la ligne~~ une partie de la puissance de l'onde incidente est absorbée par l'antenne, l'autre partie est réfléchi vers le générateur.

- Si l'antenne est adaptée à la ligne, toute la puissance incidente est absorbée par l'antenne.

Dans les 2 cas, la puissance absorbée par l'antenne se divise en 2 parties :

- Une partie est rayonnée dans l'espace libre

- L'autre partie est dissipée sous forme d'effet-joule d'où le schéma équivalent :



la ligne de transmission ayant Z_0 comme impédance caractéristique doit être elle même adaptée à l'impédance interne du générateur Z_G .

4) Antenne de réception.

Soit une antenne arbitraire (cornet par exemple) utilisée en réception. L'antenne ainsi considérée alimente une ligne de transmission terminée par une impédance de charge passive. Sous l'action d'un champ incident il se crée une distribution de charges et de courants sur l'antenne. Les courants sont communiqués à la ligne de transmission et donnent ainsi lieu à une onde qui arrive à la charge. Si la charge est adaptée à la ligne, l'onde incidente est absorbée entièrement. Dans le cas contraire une partie de l'onde se réfléchit vers l'antenne. Si l'antenne est adaptée lors de l'émission, le processus s'arrête, dans le cas contraire une partie de l'onde réfléchi par la charge vers l'antenne est de nouveau réfléchi par l'antenne vers la charge et le processus continue. Les distributions des courants et charges sont la résultante des multiples réflexions entre l'antenne et la charge.

Puisque les distributions de charges et de courants induites varient dans le temps, elles rayonnent à leur tour une onde plane dans l'espace. Cette onde est dite de dispersion. On voit donc qu'il y-a deux effets d'interactions entre l'antenne et l'onde incidente /

- l'absorption

- La dispersion ou rerayonnement

Soit S la puissance transportée par l'onde par unité de surface et soit P_{ab} et P_{disp} les puissances absorbées et dispersées par l'antenne. On définit la surface de réception ou d'absorption A_r de l'antenne comme étant égale à :

$$A_r = \frac{P_{ab}}{S}$$

De même on définit la surface de dispersion A_d

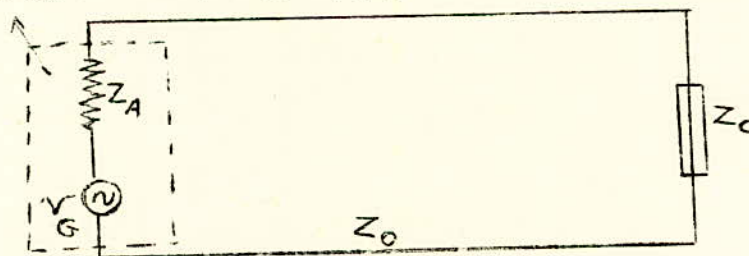
$$A_d = \frac{P_{disp}}{S}$$

A_r et A_d dépendant de l'orientation de l'antenne par rapport à l'onde incidente.

L'antenne de réception peut être considérée vis à vis de la charge comme un générateur V_G Car elle transforme l'énergie transportée par l'onde dans l'espace libre en une onde guidée dans la ligne de transmission. La valeur de V_G dépend de l'intensité du champ incident.

D'où le schéma équivalent :

ANTENNE DE RECEPTION

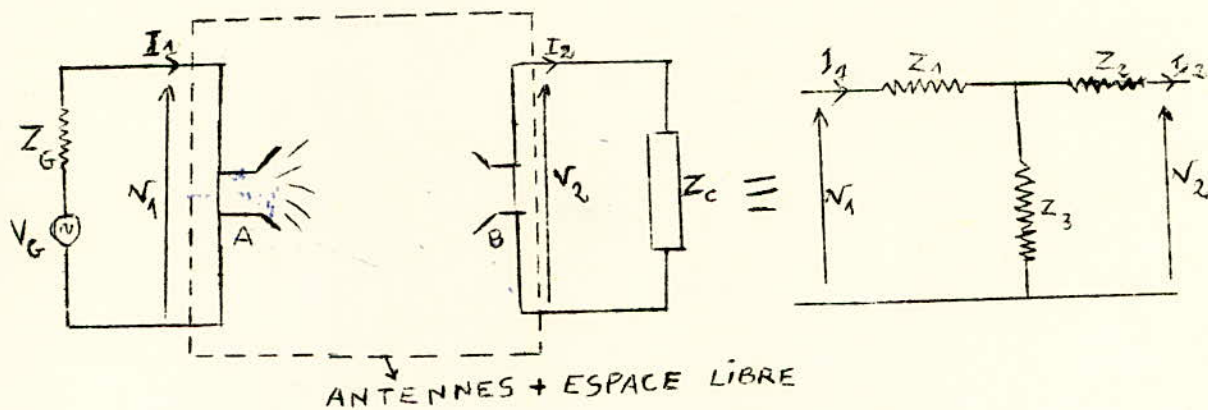


La puissance absorbée par Z_c est celle qui est transmise par l'antenne à la ligne de transmission soit P_{AB} .

La puissance dissipée dans Z_A est interprétée comme la puissance dissipée sous forme d'effet-joule plus la puissance rerayonnée dans l'espace libre.

5) Couplage entre une antenne d'émission et une antenne de réception

Soit un émetteur A adapté à sa ligne de transmission en l'absence de récepteur. L'introduction d'une antenne B de réception dans son voisinage donne lieu à une onde de dispersion dont une partie sera interceptée par l'émetteur et transmise vers l'alimentation de ^(ce) dernier. Ainsi l'émetteur n'est donc plus adapté à sa ligne de transmission. Il donne lieu à son tour à une onde de dispersion qui de nouveau est absorbée par le récepteur etc.. Donc l'interaction entre les 2 antennes est due à des multiples absorptions et dispersion. Les 2 antennes A et B et l'espace libre peuvent être représentées par un quadripôle qui couple les lignes de transmission des 2 antennes.



Les équations générales du quadripôle ainsi constitué s'écrivent :

$$V_1 = Z_{11} i_1 - Z_{12} i_2$$

$$V_2 = Z_{21} i_1 - Z_{22} i_2$$

Si l'espace est homogène et isotrope, le quadripôle est réversible, etc.

87

.../...

on a la relation $Z_{12} = Z_{21}$

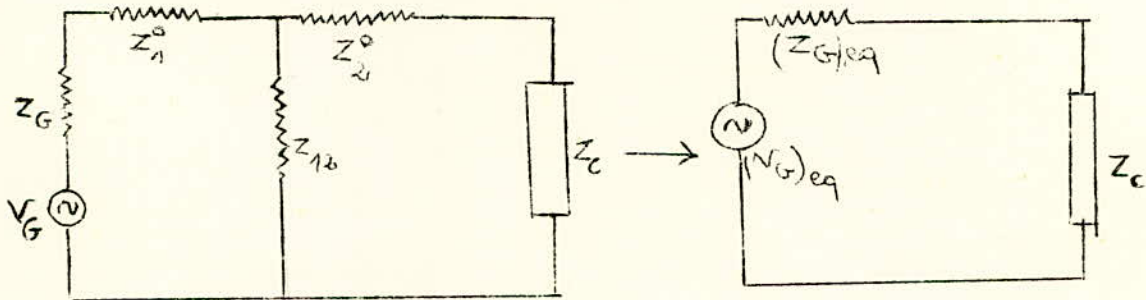
$$Z_1 = Z_{11} - Z_{12}$$

$$Z_2 = Z_{22} - Z_{12}$$

$$Z_3 = Z_{12}$$

L'indépendance $Z_3 = Z_{12}$ traduit le couplage entre les 2 antennes quand la distance D entre les 2 antennes augmente, l'importance des effets des champs de dispersions diminue en D^{-2} . Quand $D \rightarrow \infty$, les 2 antennes sont isolées, donc le couplage est nul on a : $Z_{12} = 0$

Quand D est très grand le couplage entre A et B est faible et l'onde de dispersion produite par B a une faible amplitude quand elle atteint A, donc l'impédance de l'antenne A reste sensiblement égale à celle qu'elle avait quand elle était isolée soit $Z_1^0 = Z_1$ et de même $Z_2 = Z_2^0$



$$\text{on a : } Z_{11} \approx Z_1^0 + Z_{12}$$

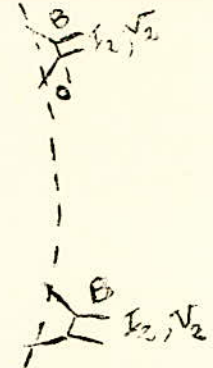
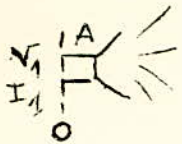
$$Z_{22} \approx Z_2^0 + Z_{12}$$

$$\text{avec } (V_G)_{eq} = \frac{V_G \cdot Z_{12}}{Z_G + Z_1^0 + Z_{12}} \quad \text{et } (Z_G)_{eq} = \frac{Z_{12} (Z_1^0 + Z_G)}{Z_{12} + Z_1^0 + Z_G} + Z_2^0$$

on obtient ici la représentation du générateur équivalent pour l'antenne de réception. On voit que $(V_G)_{eq}$ est proportionnel à V_G et à Z_{12} en particulier. L'effet de l'orientation de l'antenne par rapport à l'onde est contenu dans Z_{12} .

6) Théorème de réciprocité.

Soit une antenne A supposée fixe et utilisée à l'émission et une antenne B assez éloignée de A et qui occupe diverses positions autour de A à une distance fixe



L'espace compris entre o et o' peut être représenté par un quadripôle.

On a : $V_2 = Z_c i_2$ où Z_c est la charge terminale

D'où
$$i_2 = \frac{Z_{12}}{Z_{22} + Z_c} i_1$$

La puissance absorbée dans la charge est :

$$P_{ab} = \frac{1}{2} [i_1]^2 \cdot \left| \frac{Z_{12}}{Z_{22} + Z_c} \right|^2 \text{Re}(Z_c)$$

Le couplage étant faible on on $Z_{22} \approx Z_0^2$

Pour 2 positions successives de l'antenne B le rapport des puissances absorbées est donné par :

$$\frac{(P_{abs})_1}{(P_{abs})_2} = \frac{|Z_{12}|^2_1}{|Z_{12}|^2_2}$$

Si maintenant B émet et A est utilisée en réception. La puissance absorbée par la charge de A soit : $Z_c^!$ est :

$$P_{abs} = \frac{1}{2} [i_2]^2 \left| \frac{Z_{12}}{Z_{11} + Z_c^!} \right|^2 \text{Re}(Z_c^!)$$

en remplaçant Z_{11} par $Z_0^!$ et en faisant les rapports des puissances absorbées pour 2 positions de B on a :

$$\frac{(P'_{abs})_1}{(P'_{abs})_2} = \frac{|Z_{12}|^2_1}{|Z_{12}|^2_2}$$

Donc le rapport des puissances absorbées ne dépend que du rapport des impédances de couplage pour les 2 positions et le diagramme de rayonnement d'une antenne peut-être déterminé en utilisant cette antenne soit à l'émission soit à la réception. Ainsi si $G(\theta, \phi)$ est le gain de l'antenne à l'émission dans la direction (θ, ϕ) , la surface d'absorption $A_r(\theta, \phi)$ présentée par cette antenne à l'onde incidente selon la direction (θ, ϕ) est :

$$A_r(\theta, \phi) = G(\theta, \phi) \overline{A_r}$$

où $\overline{A_r}$ est la moyenne de toutes les surfaces d'absorption dans toutes les directions. On a :

$$\overline{A_r} = \frac{1}{4\pi} \iint A_r(\theta, \phi) \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\phi$$

$\overline{A_r}$ est appelée la surface effective de l'antenne.

7) Surface effective d'absorption pour un système adapté :

Soit 2 antennes A et B ayant pour impédances

respectives

$$Z_1^o = R_A + j X_A$$

$$Z_2^o = R_B + j X_B$$

L'antenne A est alimentée par un générateur V_G ayant une impédance adaptée

Z_1^{o*} l'antenne B utilisée en réception se termine aussi par une charge égale à Z_2^{o*}

Soit i_2 le courant appliqué à Z_2^{o*} , on a :

$$P_{ab} = \frac{1}{2} |i_2|^2 \operatorname{Re} Z_2^{o*} = \frac{1}{2} |i_2|^2 R_B$$

Si P_A est la puissance totale rayonnée par l'antenne A, la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction A B est :

$$P = \frac{P_A}{4\pi} G_{AB}$$

où G_{AB} est le gain de A suivant la direction A B la surface d'absorption présentée par l'antenne B à l'onde venant de A est :

$$A_{rB} = G_{BA} \cdot \overline{A_{rB}}$$

Où G_{BA} est le gain de l'antenne B dans la direction B A. L'angle solide présenté par la surface d'absorption de B à l'antenne A est :

$$\Omega = \frac{G_{BA} \cdot \overline{A_{rB}}}{R_{AB}^2} = \frac{A_{rB}}{R_{AB}^2}$$

Où R_{AB} est la distance séparant les 2 antennes la puissance absorbée par l'antenne B est :

$$P_{AB} = \frac{P_A}{4 \pi} \cdot \frac{G_{AB} \cdot G_{BA} \cdot \overline{A_{rB}}}{R_{AB}^2}$$

or P_A est la puissance fournie par le générateur à l'antenne A comme on est adapté, on a : $P_A = \frac{|V_G|^2}{8 R_A}$

En remplaçant dans l'expression de P_{AB} on obtient

$$G_{AB} \cdot G_{BA} \cdot \overline{A_{rB}} = \frac{16 \pi |i_2|^2 R_{AB}^2 R_A R_B}{|V_G|^2}$$

Si maintenant B émet, l'antenne A étant utilisée en réception avec les mêmes conditions que précédemment, un calcul analogue donne :

$$G_{AB} \cdot G_{BA} \cdot \overline{A_{rB}} = \frac{16 \pi |i_1|^2 R_{AB}^2 R_A R_B}{|V_G|^2}$$

Dans ce cas puisque V_G est resté constant on a : $i_1 = i_2$

d'où en comparant les 2 relations on constate que

$$G_{AB} \cdot G_{BA} \cdot \overline{A_{rB}} = G_{AB} \cdot G_{BA} \cdot \overline{A_{rA}} \Rightarrow \overline{A_{rB}} = \overline{A_{rA}}$$

Les 2 antennes A et B ont même surface effective bien qu'elles soient différentes.

La surface effective d'une antenne est fonction uniquement de la fréquence utilisée.

On démontre que $\bar{A}_T = \frac{\lambda^2}{4 \pi}$

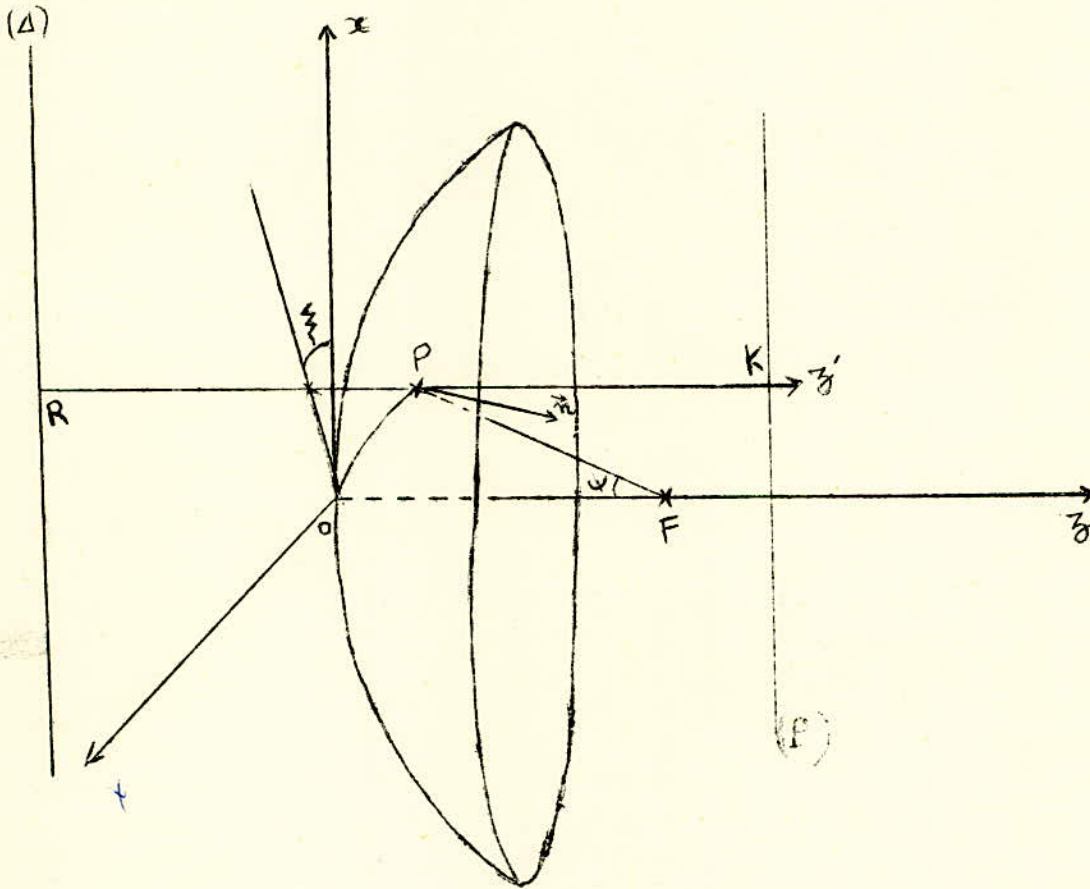
Ainsi la surface d'absorption $A_T(\theta, \phi)$ présentée par une antenne à une

onde plane est : $A_T(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4 \pi} G(\theta, \phi)$

III / Etude de l'antenne parabolique

1) Définition:

Un paraboloïde est la rotation d'une parabole autour de son axe de symétrie. Tout point du paraboloïde vérifie la relation : $X^2 + Y^2 = 4fZ$
 où $f = OF =$ distance focale



2) Propriétés

a) Si ρ est la distance de F à un point P quelconque du paraboloïde et ψ désigne l'angle $(\vec{OF}; \vec{FP})$

$$\text{on a la relation } \rho = \frac{2f}{-1 + \cos\psi} = \frac{f}{\cos^2 \frac{\psi}{2}}$$

b) Si N est la normale en P au paraboloïde on a $(\vec{FP}, \vec{PN}) = (\vec{NP}, \vec{PZ})$

c) on a $FP + PK = RP + PK = \text{Constante}$

3) Etude de l'antenne :

L'antenne parabolique se compose d'un réflecteur en forme de paraboloïde au foyer duquel on met une source rayonnante appelée source d'alimentation ou source primaire.

Le réflecteur est découpé par un plan en $Z = Z_0$. Le diamètre de l'ouverture ainsi définie sera D et sa surface est A . La forme du réflecteur est fonction du rapport f/D ou de l'angle maximal ψ sous-tendu au foyer par le rayon de l'ouverture $\frac{D}{2}$ et l'axe OZ

La relation existant entre f/D et ψ est:

$$\sin \psi = \frac{1}{2} \left(\frac{D/f}{1 + \frac{D^2}{16 f^2}} \right)$$

4) Approximation de l'optique géométrique :

Si la source placée en F est ponctuelle et si on se tient à l'approximation de l'optique géométrique, on voit que tous les rayons issus de F qui sont interceptés par le réflecteur se réfléchissent parallèlement à OZ .

La distance parcourue par tous les rayons pour atteindre un plan (P) perpendiculaire à OZ est constante. Donc le paraboloïde transforme les ondes sphériques rayonnées par la source primaire en ondes planes.

Réciproquement toute onde électromagnétique plane E, H venant incidre sur le réflecteur se réfléchit vers le foyer. Aux très grandes distances, le réflecteur concentre l'énergie dans un angle infiniment petit, il est donc très directif.

Cependant les lois de l'optique géométrique ne sont valables que pour

des fréquences tendant vers l'infini ($\lambda \rightarrow 0$) plus on s'écarte de cette condition et moins les lois de l'optique géométrique sont vérifiées. Le champ en un point quelconque n'est pas forcément nul. Ce phénomène porte le nom de diffraction.

Le fait que le paraboloïde soit éclairé par une source il s'en suit une distribution surfacique de charges V et de courant K sur la surface du réflecteur et une distribution de charges linéique sur son contour le champ existant en un point P apparait alors comme une superposition d'ondes sphériques provenant de chaque élément ds du réflecteur.

5) Calcul du champ en un point ^{l'intermédiaire} du champ à l'ouverture

Au lieu de Calculer le champ en un point P à partir du champ existant sur la surface du réflecteur, on peut appliquer les lois de l'optique géométrique au calcul du champ sur une surface située au voisinage immédiat du réflecteur. le champ au point P cherché sera alors calculé à partir de celui existant sur l'ouverture ainsi définie. Cette méthode donne des résultats valables aux fréquences considérées.

Soit P_T la puissance totale rayonnée par la source et $G(\psi, \xi)$ son gain dans la direction considérée. La puissance $P(\psi, \xi)$ rayonnée par unité d'angle solide dans la direction (ψ, ξ) est :

$$P(\psi, \xi) = \frac{P_T}{4\pi} G(\psi, \xi)$$

Le champ électrique incident s'écrit alors en un point (ρ, ψ, ξ) sur le réflecteur :

$$E_i = \left[2 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{P_T}{4\pi} \right]^{\frac{1}{2}} \frac{[G(\psi, \xi)]^{\frac{1}{2}}}{\rho} e^{-j k \rho} \vec{e}_0$$

où \vec{e}_1 est un vecteur unitaire définissant la polarisation de l'onde incidente.

Le champ réfléchi au même point est de la forme:

$$E_r = \left[2 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{P_T}{4\pi} \right]^{1/2} \frac{[G(\psi, \xi)]^{1/2}}{\rho} e^{-jk\rho} \cdot \vec{e}_1$$

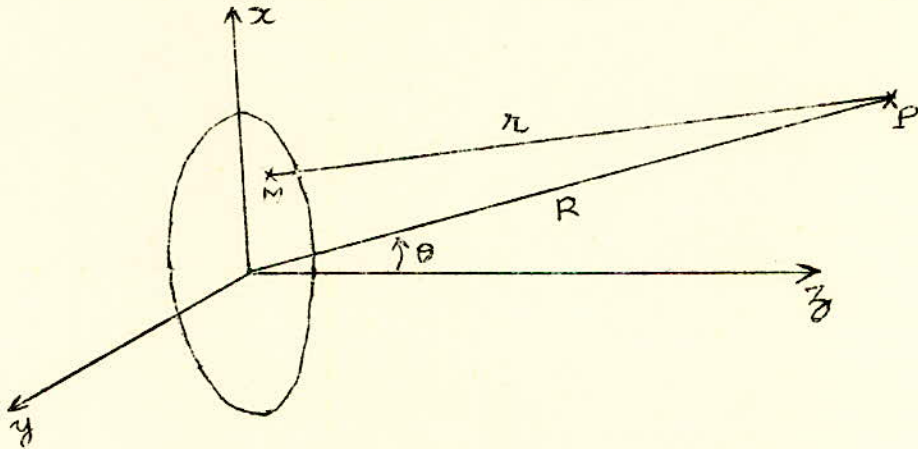
Au point $Z = Z_0$ on a

$$E_r(r', \xi) = E_r(\rho, \psi, \xi) e^{-jk(r' + Z_0 - Z_1)} \cdot \vec{e}_1$$

Le champ sur l'ouverture s'écrit :

$$E_r(r', \xi) = \left[2 \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{P_T}{4\pi} \right]^{1/2} \frac{[G(\psi, \xi)]^{1/2}}{\rho} e^{-jk(\rho + Z_0 - Z_1)} \vec{e}_1$$

La distance $\rho + Z_0 - Z_1$ est la distance de F à l'ouverture plane définie en $Z = Z_0$, donc ne dépend pas du point (R, ξ) .



Ainsi connaissant le champ en tout point de l'ouverture $M(x', y', 0)$ on peut calculer le champ en un point quelconque $P(x, y, z)$. En négligeant l'effet de l'intégrale curviligne, le champ en P s'écrit.

$$E(P) = -\frac{1}{4\pi} \int_A \left[\psi \frac{\partial E(x', y')}{\partial n} - E(x', y') \frac{\partial \psi}{\partial n} \right] dx' dy'$$

avec $\psi = \frac{e^{-jkr}}{r}$ où r est la distance de M à P , n la normale à l'ouverture et \hat{r}_1 le vecteur unitaire porté par r .

$$\text{On a : } \frac{\partial \psi}{\partial n} = n \cdot \nabla \psi = \left(jk + \frac{1}{r} \right) n \cdot \hat{r}_1 \cdot \psi$$

$$\text{avec } k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$\frac{\partial E}{\partial n} = -jkE$$

Le champ $E(p)$ s'écrit alors :

$$E(P) = -\frac{1}{4\pi} \int_A E(x', y') \psi \left[\left(jk + \frac{1}{r} \right) n \cdot \hat{r}_1 + jk \right] dx' dy'$$

Aux grandes distances on a pour les amplitudes :

$$r \approx R \quad \hat{n} \cdot \hat{r}_1 = \cos \theta \quad \text{et } \frac{1}{r} \ll k$$

pour les termes de phase on a :

$$X = R \sin \theta \cos \varphi = R \cdot \alpha$$

$$Y = R \sin \theta \sin \varphi = R \cdot \beta$$

$$Z = R \cos \theta$$

$$\text{et } r = \left[(x - x')^2 + (y - y')^2 + z^2 \right]^{1/2}$$

substituant les expressions de x, y, z dans cette dernière relation on a :

$$r \approx R - \alpha x' - \beta y'$$

Compte tenu de cette approximation pour les termes de phase

on a :

$$E(P) = \frac{j}{2\lambda} \cdot \frac{e^{-jkR}}{R} \int_A E(x', y') \left[(1 + \cos \theta) e^{jk \sin \theta (x' \cos \varphi + y' \sin \varphi)} \right] dx' dy'$$

6) Gain de l'antenne :

La puissance rayonnée par unité d'angle solide dans une direction

donnée est :

$$P(\theta, \varphi) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} R^2 |E(P)|^2$$

La puissance totale rayonnée par l'ouverture est :

$$P_T = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \int_A [E(x', y')]^2 dx' dy'$$

Le gain $G(\theta, \varphi)$ s'écrit :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi P(\theta, \varphi)}{P_T}$$

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\int_A E(x', y') [1 + \cos \theta] e^{jk \sin \theta (x' \cos \varphi + y' \sin \varphi)} dx' dy'}{\int_A [E(x', y')]^2 dx' dy'}$$

Pour $\theta = 0$ on a : $\cos \theta = 1$

$$G = \frac{4 \pi A}{\lambda^2} \cdot \frac{\left[\int_A E(x', y') dx' dy' \right]^2}{\int_A [E(x', y')]^2 dx' dy'}$$

Si la distribution d'amplitude est constante : $E(x', y') = 1$

$$\text{on a : } G_0 = \frac{4 \pi A}{\lambda^2}$$

Pour toute autre forme d'illumination on a :

$$G < G_0$$

Donc le gain de l'ouverture est maximal pour une distribution d'amplitude constante.

Si une onde plane vient incider dans la direction $\theta = 0$ la surface d'absorption présentée par le réflecteur à l'onde est

$$A_r = \frac{\lambda^2}{4 \pi} \cdot G_0 = A$$

7) Diagramme de rayonnement :

$$\text{Posons maintenant } x' = \rho \cos \xi \quad y' = \rho \sin \xi$$

où $\vec{\xi} = (\vec{ox}, \vec{oh})$

Le champ $E(x', y')$ est désigné dans ce cas par $E(\rho, \xi)$ l'expression du champ $E(\rho)$ sera désigné par $g(\theta, \theta)$

En substituant on trouve :

$$g(\theta, \phi) = \int_0^{2\pi} \int_0^a E(\rho, \zeta) e^{jk\rho \sin\theta \cos(\phi - \zeta)} \rho d\rho d\zeta$$

en posant de nouveau : $r = \frac{\rho}{a}$ et $U = \frac{2\pi a}{\lambda} \sin\theta$

on a : $g(\theta, \phi)$ qui devient $g(u, \phi)$

$$g(u, \phi) = a^2 \int_0^{2\pi} \int_0^1 E(r, \zeta) e^{j u r \cos(\phi - \zeta)} r dr d\zeta$$

si la distribution d'amplitude est constante : $E(r, \zeta) = 1$

on a alors : $g(u) = 2\pi a^2 \int_0^1 r J_0(ur) dr$

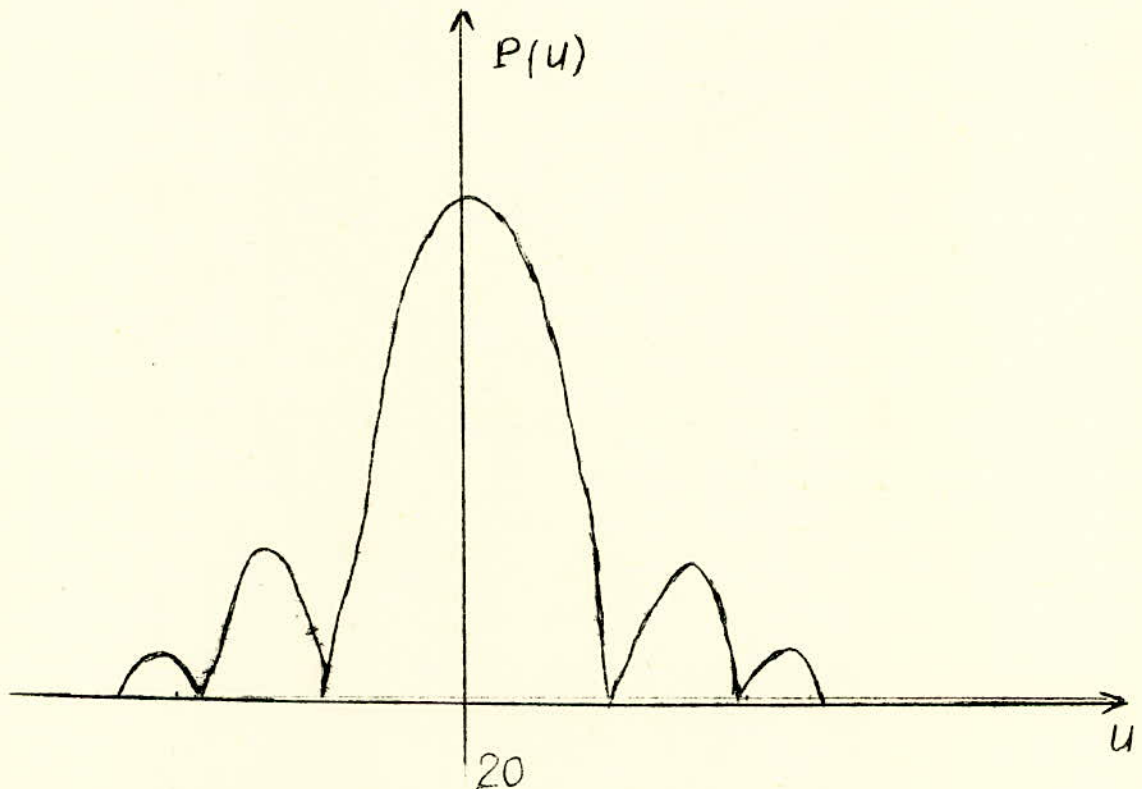
en intégrant sur r on a :

$$g(u) = 2\pi a^2 \frac{J_1(u)}{u}$$

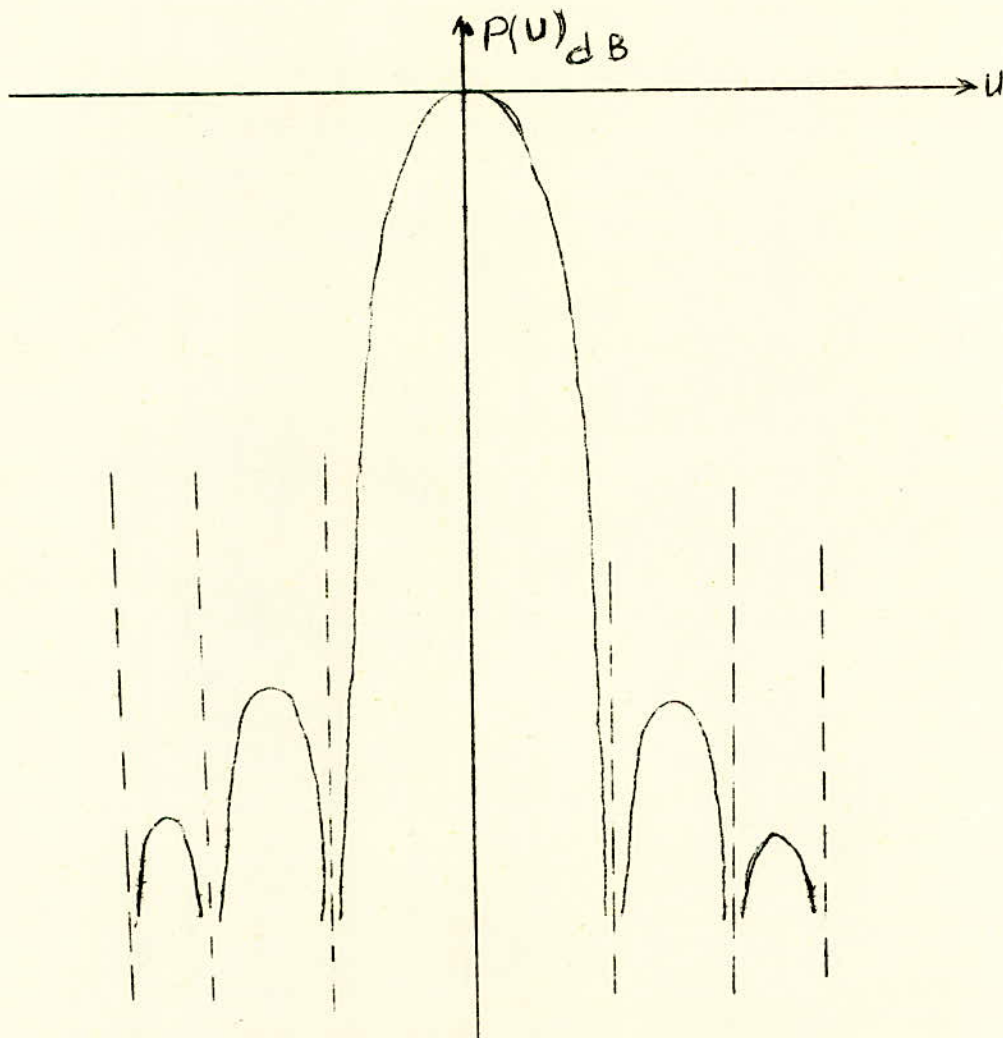
Où $J_0(u)$ désigne la fonction de Bessel d'ordre zéro et $J_1(u)$ désigne la fonction de Bessel d'ordre 1.

Le diagramme de rayonnement en puissance est proportionnel au carré du champ.

$$P(u) = [g(u)]^2$$



Nous voyons que le rayonnement de l'ouverture est très directif. On a un lobe central dit lobe principal symétrique par rapport à Oz. Le lobe principal est suivi de part et d'autre de lobes secondaires ayant un niveau très faible par rapport à celui-ci. En décibels le diagramme de rayonnement de l'ouverture se présente comme suit :



8- / ANTENNE PARABOLIQUE REELLE :

a/ Erreurs de phase : Dans les calculs précédents, on a supposé que la distribution de phase sur l'ouverture était constante.

Dans la pratique ceci n'est pas toujours rigoureux. Les erreurs de phase sont dues essentiellement :

- Au rayonnement de la source primaire qui n'est pas ponctuelle donc les surfaces équiphasées ne sont pas des sphères centrées au foyer .

- Aux tolérances d'exécution de la surface du réflecteur (distorsions de surface) .

- A une défocalisation de la source primaire.

Ces erreurs sont sujettes à une diminution du gain et à un élargissement du lobe principal. Les niveaux des lobes secondaires peuvent être renforcés ou atténués .

b/ Distribution d'amplitude : Si la source primaire rayonne de façon que la distribution d'amplitude sur l'ouverture n'est pas constante mais renforcée au centre et atténuée aux extrémités, ce qui est généralement le cas on a également ici une atténuation du gain et des lobes secondaires et un élargissement du lobe principal .

c/ Pertes par "Spill-over" : On a supposé implicitement que la source primaire ne rayonne que dans le cône défini par le foyer et le diamètre de l'ouverture. En réalité ceci n'est pas réalisable et le réflecteur n'intercepte qu'une fraction de la puissance totale émise par la source primaire .

Soit P_m la puissance maximale rayonnée par le réflecteur et soit P la puissance totale rayonnée par la source primaire le gain est alors : $G = 4\pi P_m / P$.

Si l'ouverture n'intercepte qu'une fraction α de $P \Rightarrow P_m = \alpha P$ ainsi $G = \alpha 4\pi P_m / P = \alpha G_m$

Ainsi le gain de l'antenne est réduit. En plus le lobe arrière de la source primaire va interférer avec le rayonnement du réflecteur .

d/ Adaptation de la source primaire : Si la source primaire était adaptée à l'espace libre, en présence du réflecteur sa distribution de courant change et on a une désadaptation d'où un coefficient de réflexion Γ sur la ligne d'alimentation. Cependant si la distance focale est assez grande vis-à-vis de la longueur d'onde on néglige l'action du réflecteur sur la source primaire .

(IV) MESURE DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT :

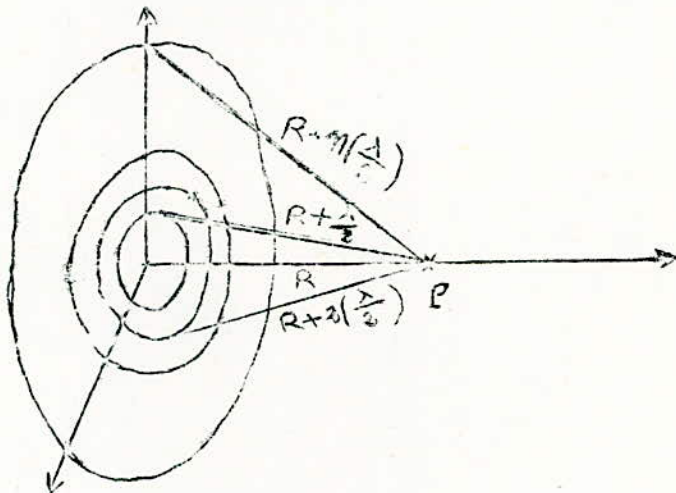
Les mesures de l'intensité de rayonnement exigent des méthodes et des circuits différents de ceux que l'on utilise pour des mesures analogues dans les lignes de transmission. Aux fréquences considérées on doit respecter certaines conditions optiques. Pour des mesures correctes du champ, il existe une distance minimale à respecter.

1) Champ rapprochés et champs éloignés :

Ces champs sont situés respectivement dans les zones dites de Fresnel et de Fraunhofer. Il se distinguent par la manière dont s'ajoutent les contributions des éléments de la surface d'ouverture au champ produit en un point situé sur l'axe de cette ouverture.

A) Champ rapproché ou zone de Fresnel :

Soit une ouverture circulaire rayonnante de diamètre D ayant une distribution de phase et d'amplitude constantes. Soit un point P situé d'abord au voisinage de la surface à une distance R du centre de l'ouverture. Considérons les familles de sphères de rayons respectifs R , $R + \frac{\lambda}{2}$; ; ;. $R + n(\frac{\lambda}{2})$. Ces sphères découpent l'ouverture en anneaux concentriques appelés zones de Fresnel.



En considérant 2 zones adjacentes on constate que la contribution au champ en P d'un élément de surface de la première zone est en opposition de phase avec la contribution de la suivante. Soit S_n l'amplitude de la contribution au champ de la n ième zone, l'effet dû à l'ouverture totale est :

$$S = S_1 - S_2 + S_3 - S_4 + \dots$$

Quand le nombre de zones n qu'on peut définir croit, la contribution S_n décroît, ainsi l'effet d'une paire adjacente de zones est voisin de zéro. Si l'ouverture contient un nombre élevé de zones N , l'effet résultant s'écrit :

$$S = \frac{1}{2} (S_1 + S_n) \text{ Selon que } n \text{ est pair ou impair}$$

Ainsi quand n varie S oscille entre les valeurs

$$S = \frac{1}{2} (S_1 - S_n) \text{ Si } n \text{ est pair}$$

$$S = \frac{1}{2} (S_1 + S_n) \text{ Si } n \text{ est impair}$$

Donc l'amplitude du champ le long de l'axe passe par des maxima et des minima. Il ya des zones d'interférences destructives et des zones constructives.

b) Champ dans la zone de Fraunhofer:

Quand R croit le nombre de zones de Fresnel que l'on peut définir sur l'ouverture diminue. On a une seule zone de Fresnel si:

$$R^2 + \frac{D^2}{4} = \left(R + \frac{\lambda}{2} \right)^2$$

$$\text{Soit } R = \frac{D^2 - \lambda^2}{4} \quad \text{Si } \lambda \ll D \Rightarrow R \approx \frac{D^2}{4\lambda}$$

Même dans ce cas la contribution au champ due au bord de l'ouverture est en opposition de phase avec son centre.

- Pour $R = \frac{D^2}{2\lambda}$ on a un déphasage de $\frac{\pi}{2}$ entre le centre et le bord de l'ouverture.

- Pour $R = \frac{D^2}{\lambda}$ le déphasage entre le bord et le centre est de $\frac{\pi}{4}$

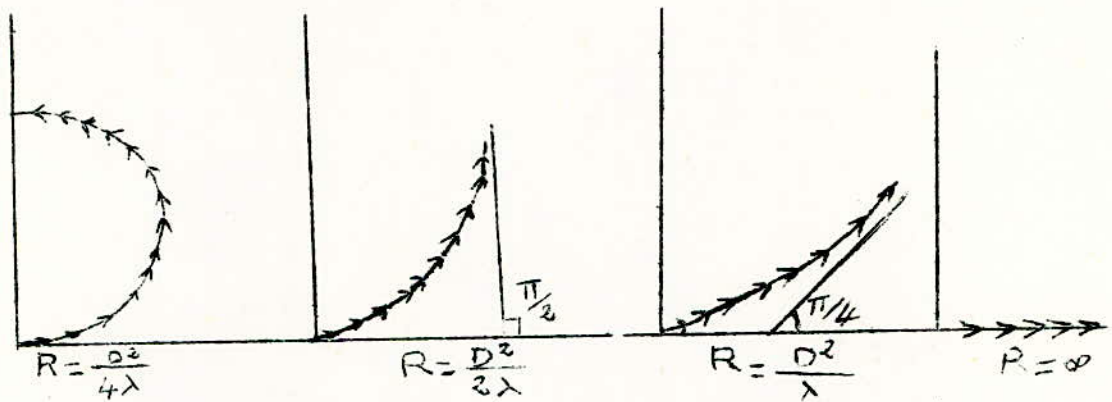
- Pour $R \rightarrow \infty$ le déphasage tend vers zéro

Ainsi on a une bonne approximation du champ uniforme pour toute

distance $R \gg \frac{D^2}{\lambda}$

on dit alors qu'on est dans la zone de Fraunhofer. On obtient

les courbes suivantes pour la transition de la zone de Fresnel à la zone de Fraunhofer.



2) Méthodes pratiques de mesures du diagramme de rayonnement

Les méthodes utilisées sont différents suivant que l'on est dans un laboratoire ou dans un champ, selon le type d'antenne à étudier et de l'équipement dont on dispose.

a) Première méthode:

Pour déterminer le diagramme de rayonnement d'une antenne A on mesure la puissance reçue par une deuxième antenne B placée dans le champ de la première. L'antenne réceptrice est maintenue à une distance fixe R de l'antenne à essayer.

Soit $G_1(\theta, \phi)$ le gain de l'antenne à l'émission et P_T sa puissance totale. La puissance émise par unité d'angle solide est $P(\theta, \phi) = \frac{P_T}{4\pi} G_1(\theta, \phi)$. L'angle solide présente par la deuxième antenne est proportionnel à sa surface d'absorption et inversement proportionnel au carré de la distance.

$$\text{on a : } d\Omega = \frac{A_{rb}}{R^2} = S_{\text{eff.}} \frac{G_{DA}}{R^2}$$

.../...

La puissance absorbée par cette antenne est alors :

$$P_r = \frac{P_T}{4\pi} G_1(\theta, \phi) \cdot d\Omega = \frac{P_T}{4\pi} G_1(\theta, \phi) \cdot S_{\text{eff}} \cdot \frac{G_{BA}}{R^2}$$

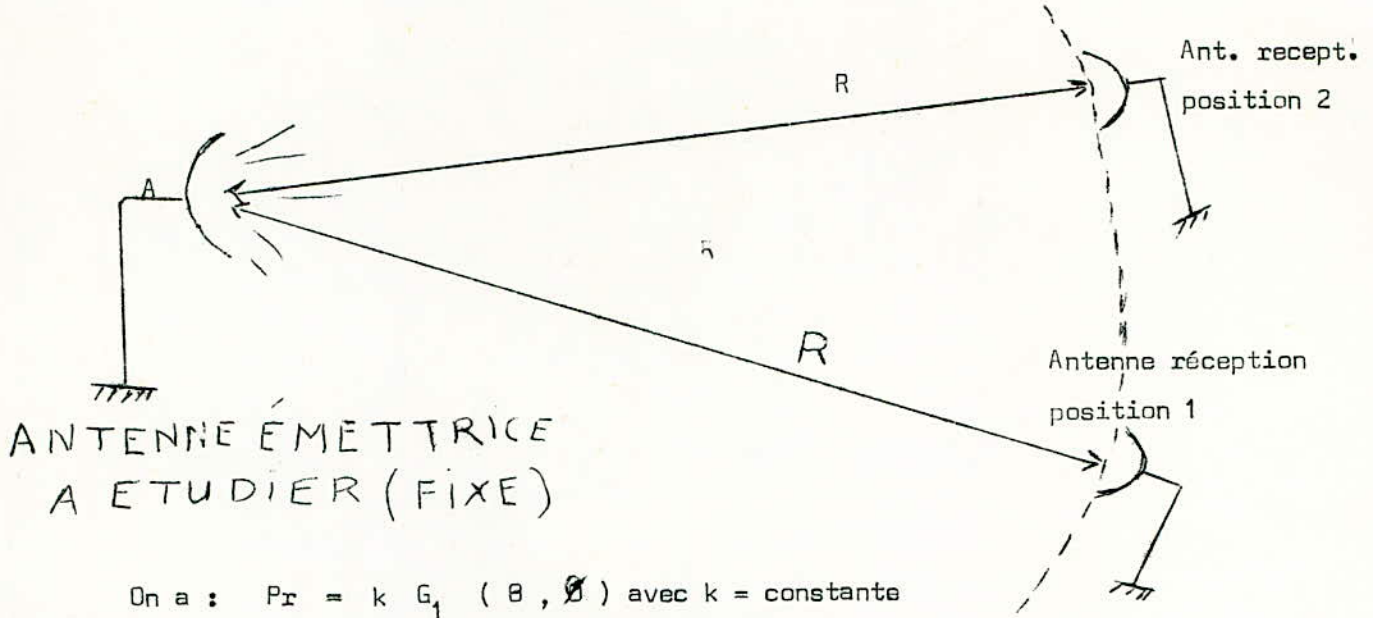
or on a : $R = \text{Constante}$; $S_{\text{eff}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} = \text{constante}$ et $\frac{P_T}{R^2} = \text{Constante}$

La puissance reçue P_r est donc proportionnelle au produit des gains, $G_1(\theta, \phi)$ et G_{BA} des deux antennes A et B.

Si maintenant on fait tourner l'antenne B autour de A et qu'on s'arrange pour que le gain à la réception G_{BA} soit constant (maximal par exemple), la puissance reçue par l'antenne B serait alors directement proportionnelle au gain de l'antenne d'émission pour les diverses positions considérées.

Donc l'antenne réceptrice devra être orientée constamment vers le centre de l'antenne à essayer de façon à sous-tendre un angle solide constant.

Cette méthode nous permet de déterminer le diagramme de rayonnement dans n'importe quel plan considéré. En général on se contente d'étudier le diagramme de rayonnement dans les plans horizontal et vertical.

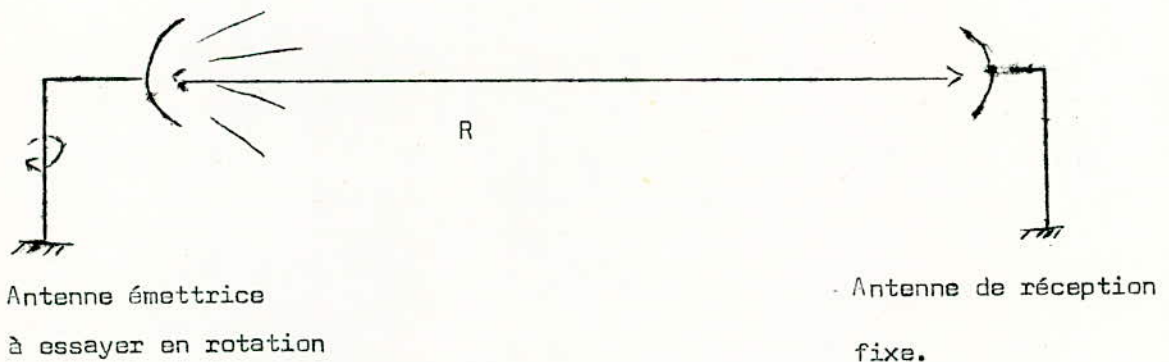


On a : $P_r = k G_1 (\theta, \phi)$ avec $k = \text{constante}$

Inconvénient de cette méthode : il est difficile de maintenir pour toutes les positions de l'antenne B un gain de réception constant et une distance R_1 fixe.

b) Deuxième méthode :

Si au lieu de faire décrire un cercle à l'antenne de réception autour de l'axe de l'antenne à étudier, on laisse fixe cette première et qu'on fasse tourner l'antenne émettrice autour de son propre axe, la puissance reçue par l'antenne fixe est fonction de l'orientation de l'antenne émettrice et on obtient ainsi son diagramme de rayonnement. D'où le schéma de la deuxième méthode

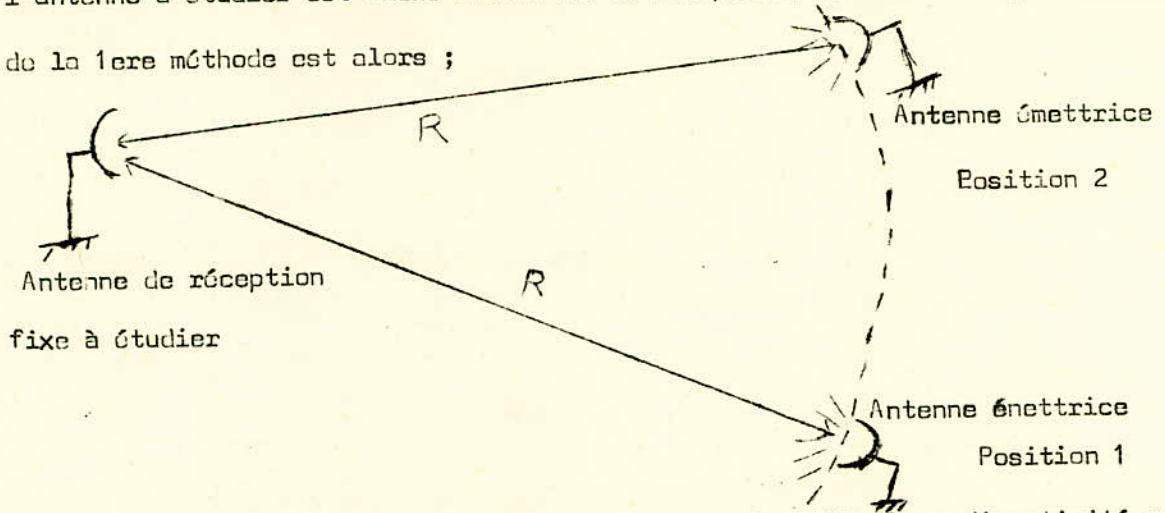


c) Méthodes duales des précédentes basées sur le théorème de réciprocité :

Il est parfois plus commode d'utiliser le ~~théorème de réciprocité~~ ~~de la puissance~~

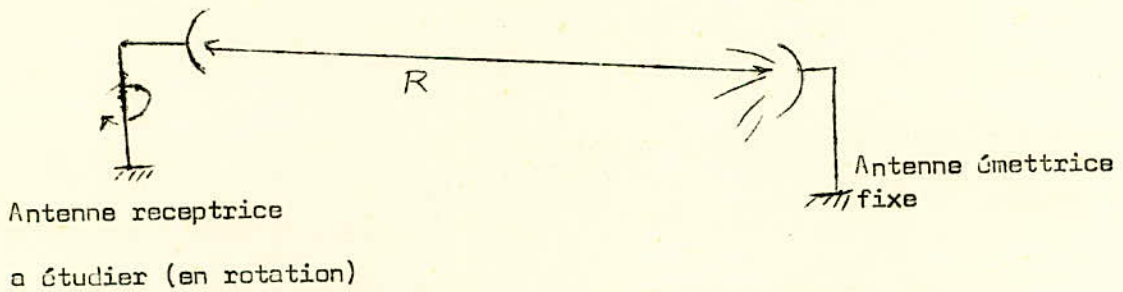
~~émise par le récepteur. Les variations passent par les axes puis~~

de réciprocité pour déterminer le diagramme de rayonnement d'une antenne-
 l'antenne à étudier est alors utilisée en réception. Le schéma complémentaire
 de la 1ère méthode est alors ;



La puissance reçue par l'antenne fixe est proportionnelle à sa directivité aux
 diverses positions de l'antenne mobile.

- Le schéma complémentaire de la deuxième méthode est.



C'est cette dernière méthode que nous utilisons car l'antenne de réception ne
 comporte que l'équipage léger de détection, on dispose en plus de réglages
 mécaniques précis de l'antenne et la manipulation se fera aisément.

Pour une paire donnée d'antennes d'ouvertures D_1 et D_2 la distance minimale

exigée est
$$R = \frac{D_1^2 + D_2^2}{\lambda}$$

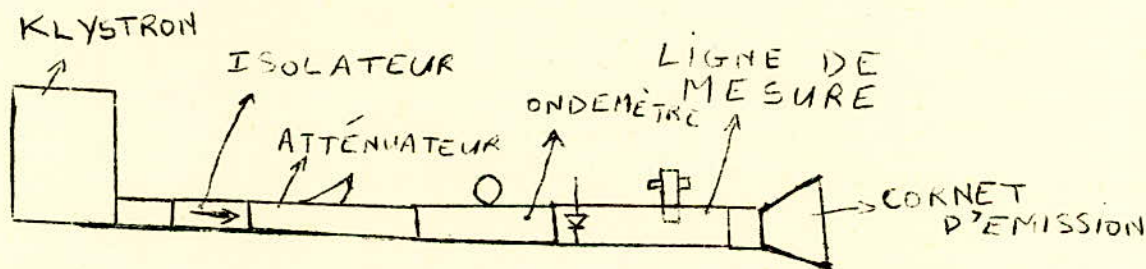
3) MANIPULATION :

a) Matériel utilisé :

Le même matériel sera utilisé pour l'étude du diagramme de rayonnement de l'antenne ainsi que pour l'étude de sa bande passante

Banc de Mesures : l'énergie H.F nous est fournie par un klystron Reflex 2 K 25. Ce klystron est relié à l'isolateur pour éviter que la fréquence d'oscillation ne soit perturbée par les réflexions parasites du banc de mesures. L'isolateur est relié à un atténuateur permettant le contrôle de la puissance débitée. Un ondemètre à absorption étalonné nous permet de connaître la fréquence utilisée.

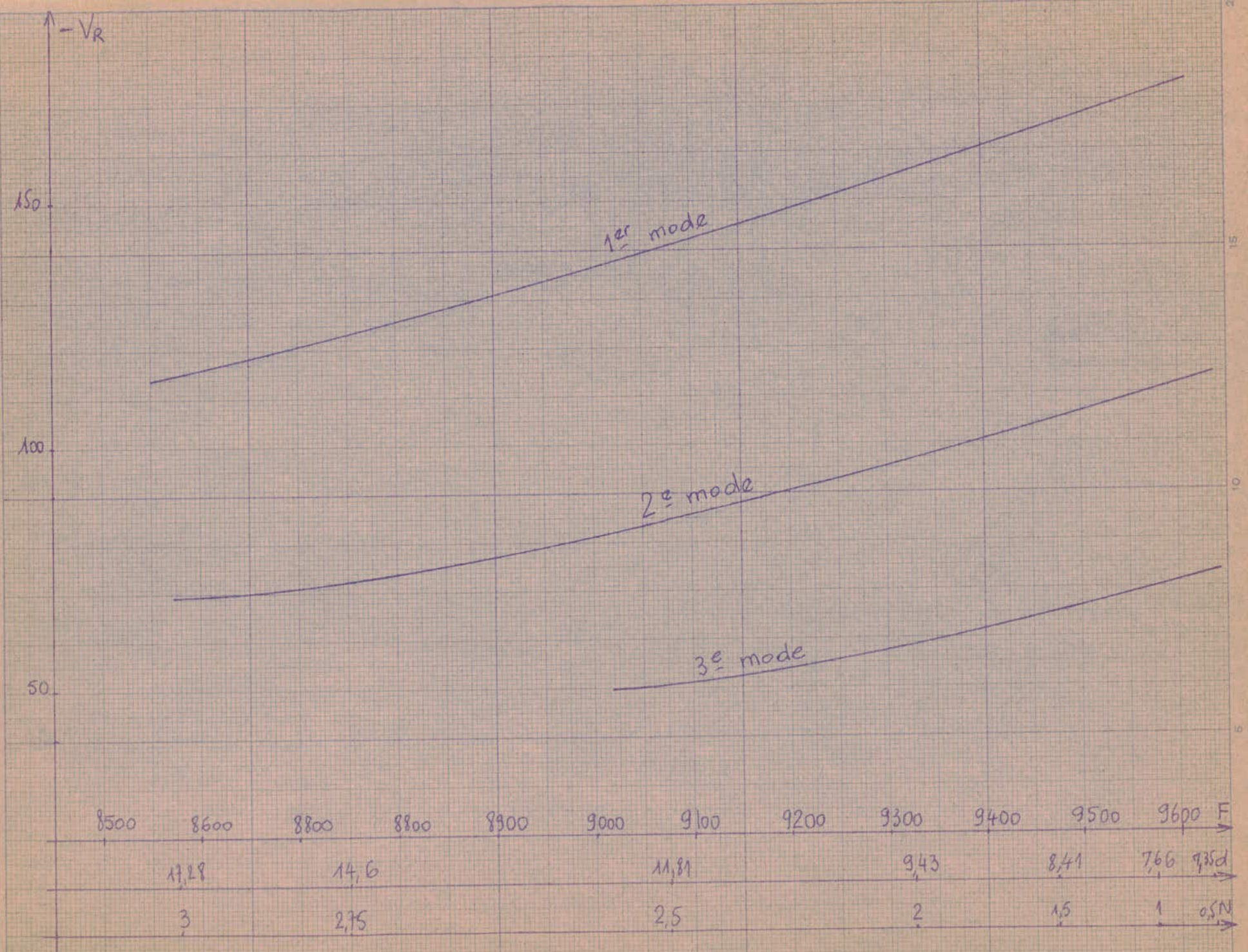
Une ligne de mesure à fente permet de déterminer le taux d'ondes stationnaires à l'émission. Enfin un cornet pyramidal rayonne dans l'espace libre et réalise l'adaptation d'impédance.



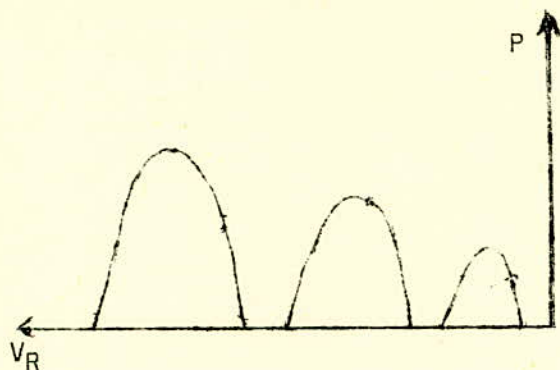
La réception se fera sur le paraboloïde au foyer duquel on aura placé un cristal détecteur accordable au moyen de deux stubs et d'un court-circuit réglable. Le cristal étant relié au millivoltmètre.

Modes d'oscillations du Klystron : Pour une fréquence donnée, en maintenant la tension cavité fixe : $V_c = 250$ volts si on fait varier la tension réflecteur on a des variations de la puissance débitée par le Klystron. Ces variations passent par des maximums puis s'annulent et

.../...



Si annulent. On obtient alors les plages d'oscillations du klystron représentées ci-après :



Entre le sommet et le pied de chaque mode existe un écart de fréquence de l'ordre de 25 MHz. Si maintenant on fait varier la fréquence et qu'on cherche pour chaque fréquence les sommets des modes on obtient les courbes données ci-contre sur papier millimétré. N désigne le nombre de tours du réglage mécanique du klystron, d la valeur lue sur l'ondemètre et F la fréquence en MHz.

N	0,5	1	1,5	2	2,5	2,75	3
d	7,35	7,66	8,41	9,43	11,81	14,6	17,28
F	9635	9575	9470	9325	9075	8750	8550
1er mode volts	175	170	165	158	140	121	115
2ème mode volts	112	110	105	100	85	72	70
3ème mode volts	72	70	65	60	52	/	/

b) Mode Opératoire : on trace les courbes du diagramme de rayonnement dans le plan H avec successivement :

- Le guide ouvert.

- Le cornet
- L'I ris 14 mm X 10 mm
- L' I Ris 10 mm X 8 mm.

La fréquence d'émission sera de 9000 MHz

La distance R_2 entre l'antenne parabolique et le cornet est

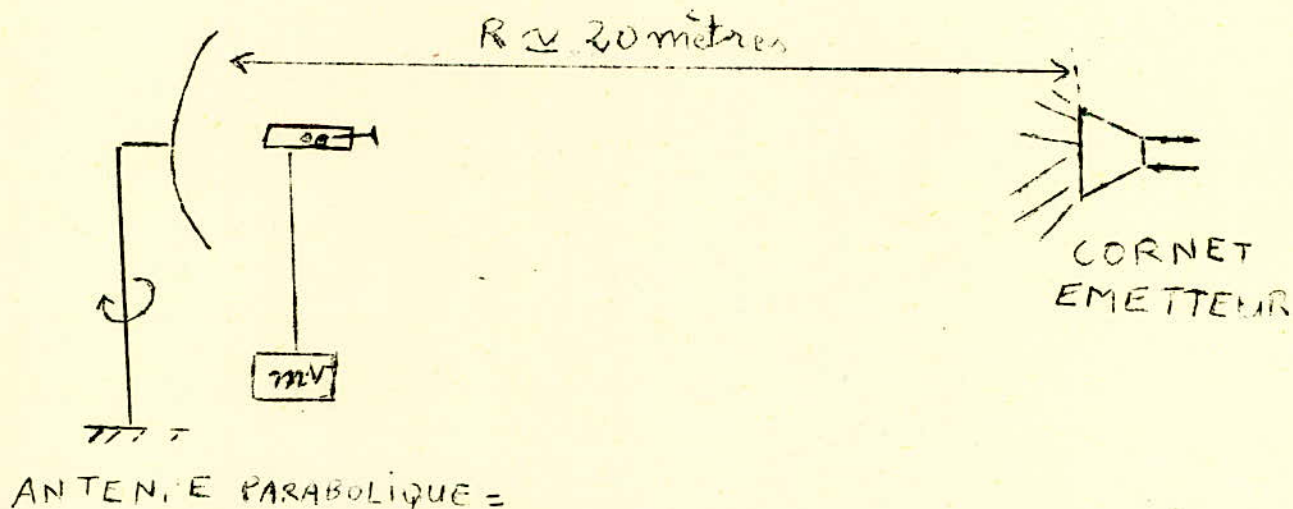
$$R \geq \frac{D_1^2 + D_2^2}{4\lambda} \text{ avec } D_1 = 0,6 \text{ mètre } D_2 = 0,1 \text{ mètre et } \lambda = 0,03 \text{ M}$$

$$R \geq 12,3 \text{ mètres}$$

on prendra donc $R \approx 20$ mètres.

on fera successivement deux séries de mesures une première série sera faite sur la terrasse du Département électronique et une deuxième série sur le toit.

On notera pour chaque courbe l'ouverture à - 3 dB, les niveaux des lobes secondaires et leur position par rapport au lobe principal. Les courbes seront tracées sur papier millimétré θ étant exprimé en degrés.



V / Etude en Bande passante de l'antenne.

1) Définition:

La bande passante d'une antenne est la largeur du spectre de fréquences pouvant être émis (ou reçu) avec une atténuation de moins de 3dB par rapport au signal reçu maximal.

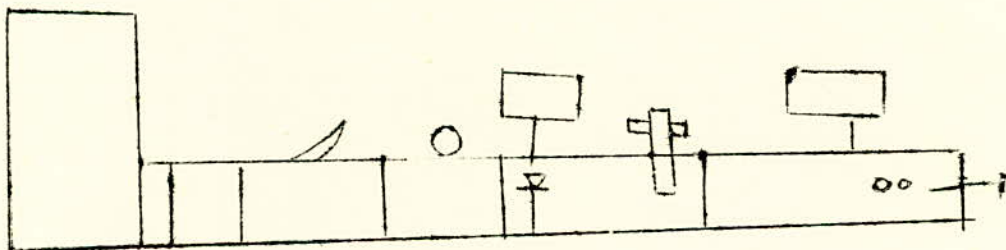
Pour déterminer la bande passante de l'antenne il faut que la puissance émise en direction du paraboloïde pour les différentes fréquences considérées soit constante. Soit P_T la puissance totale émise par le klystron la puissance émise par le cornet par unité d'angle solide en direction du paraboloïde est :

$$P_e = \frac{P_T}{4 \Pi} \cdot G = \text{Constante.}$$

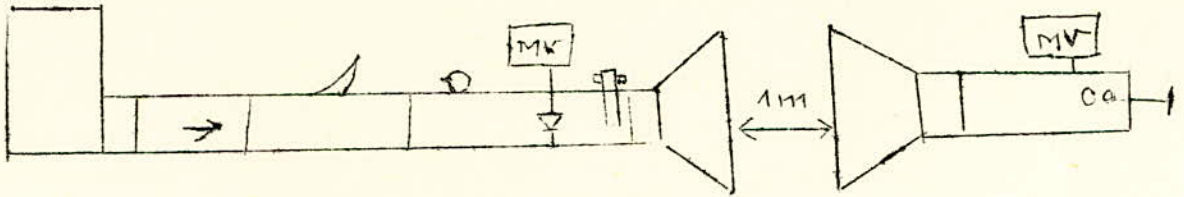
Les variations de P_T sont déterminées directement par la lecture du millivoltmètre de la ligne de mesure et on pourra faire les corrections au moyen de l'atténuateur. Quand à la variation du gain du cornet G en fonction de la fréquence il est nécessaire de la déterminer expérimentalement.

2) Mesure du gain du Cornet :

On réalise le montage suivant :



on accorde le guide de détection de façon à, avoir un T.O.S voisin de 1 et on note la puissance détectée sur le millivoltmètre (la détection étant quadratique on a proportionnalité entre le tension et la puissance). Soit P_T cette puissance on réalise alors le montage suivant:



Les 2 cornets sont identiques et montés à une distance R l'un de l'autre égale à $R \geq \frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2(0,1)^2}{2,03} = 9,67$ mètre

on prendra $R = 1$ mètre

on règle les 2 cornets de façon à avoir la réception maximale on note alors la puissance reçue P_r par le 2ème cornet. Cette puissance étant égale à :

$$P_r = \frac{P_T \cdot G}{4\pi R^2} [G \cdot S_{eff}] \text{ car } G_1 = G_2 = G$$

$$P_r = \left[\frac{P_T \cdot G}{4\pi R^2} \right] \cdot \left[\frac{\lambda^2 \cdot G}{4\pi} \right] = \frac{\lambda^2 P_T \cdot G^2}{16\pi R^2} = P_T \cdot G^2 \cdot \frac{\lambda^2}{16\pi R^2}$$

$$\text{D'où } G = \frac{4\pi R}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r}{P_T}}$$

Ainsi connaissant P_r , P_T et on peut calculer $G(\lambda)$ pour chaque fréquence ces mesures ont été faites dans la salle de montage. On trouve les valeurs suivantes .

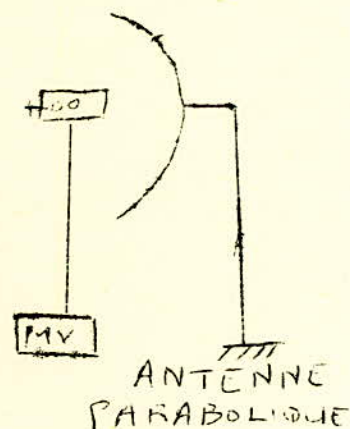
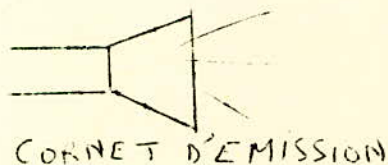
F MHz	8500	8600	8700	8800	8900	9000	9100	9200
G	110	112	104	109	117	116	111	106

F MHz	9300	9400	9500	9600	!
G	97	90	80	83	

3) Mesure de la bande Passante :

on accorde le guide de détection à la fréquence centrale soit 9000 MHz. On place l'antenne à environ 20 mètres du cornet et on se règle de façon à avoir le maximum de puissance. Pour chaque fréquence on corrige la puissance débitée par le klystron de façon à avoir la puissance emise constante. on notera pour chaque fréquence la puissance reçue par l'antenne !

Ces mesures ont été faites dans la terrasse du département en utilisant comme sources ou foyer les mêmes que pour l'étude du diagramme de rayonnement. On notera pour chaque courbe la fréquence pour laquelle on a un maximum de puissance, les fréquences de coupures à -3 d B supérieures et inférieures d'où on déduira la bande passante à - 3 d B.



VI Etude des Règlages Mécaniques

Problème : Nous avons vu que les antennes paraboliques sont très directives et placées en visibilité optique pour les relais de Faixeaux Hertzien. Pour que l'antenne de réception soit sur le sommet du lobe principal de l'antenne d'émission afin de recevoir le maximum de puissance il faut que les axes des 2 antennes soient rigoureusement confondus.

Une erreur de visée dans l'angle de tir de l'ordre de 1' sur une distance de 50 Kms de l'une ou l'autre des 2 antennes entraînerait une chute de gain non négligeable.

Ainsi leur utilisation adéquate exige une bonne fixation définitive : grandes antennes de télévision de 6 mètres de Diamètre par exemple, ou des réglages mécaniques assez précis : Ce qui est le cas pour les petites antennes de retransmission portatives de Diamètre 1,50 m et au besoin d'un asservissement de position : Antennes radar de poursuite automatique afin de localiser les coordonnées de l'objet visé.

Les Erreurs de positionnement sont dûes essentiellement aux jeux mécaniques souvent difficiles à éliminer. La plupart des antennes portatives sont munies de vis poussoirs pour le réglage de l'angle de site θ et sont articulées sur un axe vertical pour le positionnement en azimuth θ .

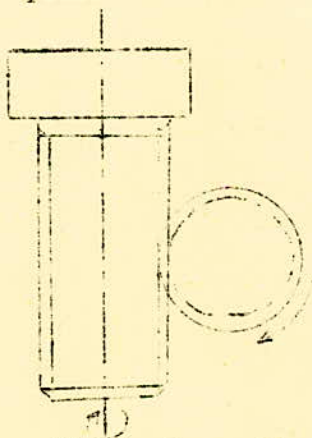
Les très grandes antennes sont commandées par des moteurs par l'intermédiaire de jeux de pignons démultiplicateurs et n'échappent pas entièrement à ces défauts.

II Réalisation Pratique.

Nous disposons d'une parabole en Aluminium ayant un diamètre $D = 60$ cm coupée par un plan en $Z = Z_0 = 8,7$ cm et ayant une distance focale $F = 26$ cm. Afin de pouvoir tracer son diagramme de rayonnement nous devons envisager une bonne fixation mécanique du réflecteur sur son nœud portatif

avec la possibilité d'effectuer des orientations suivant l'angle d'azimuth θ (dans le plan Horizontal) et suivant l'angle de sit ϕ (dans le plan vertical). La combinaison de ces 2 rotations nous permet de pointer l'antenne dans n'importe quelle direction.

La précision de ces réglages est telle que l'on puisse facilement apprécier une rotation relative d'un angle de 30 minutes. Pour cela on a envisagé la réalisation d'un système de transmission de mouvement vis sans fin schématisée ci-après.



La rotation de la vis entraîne celle du pignon qui communique son mouvement au parabole. C'est un système démultiplicateur par 60 c'est à dire qu'à une rotation de 1 tour complet de la vis de commande manuelle le parabole ne tourne que 6° . Les pignons sont munis d'un système de ratissage de jeu à ressorts et sont fixés sur des pièces rapportées ayant été usinées avec une précision du centième de mm (notamment pour axes d'articulation).

Le système de réglage horizontal est muni d'un tambour gradué pour la lecture des rotations. Les vis sont articulées sur des roulements à billes et montées dans des chapes. Le tout est monté sur le mât de 1,20 m de hauteur par l'intermédiaire de 2 brides de serrage permettant également au besoin le réglage en hauteur.

L'ensemble des pièces rapportées ont été exécutées sur les machines outils (Fraisage et tournage) des ateliers de mécanique le schéma de l'antenne montée est donné dans la figure ci- contre à l'échelle 1.

MESURES

Diagramme de rayonnement sur la Terrasse avec
guide ouvert au foyer

θ	0°	0°30'	1°	1°30'	2°	2°30'	3°	3°30'	4°	4°30'	5°	5°30'
v det	3	2,8	2,3	1,6	0,9	0,5	0,18	0,06	0,03	0,025	0,02	0,026

θ	6°	6°30'	7°	7°30'	8°	8°30'	9°	9°30'	10°	10°30'	11°	11°30'
v det	0,05	0,047	0,039	0,029	0,022	0,04	0,07	0,1	0,17	0,25	0,3	0,4

θ	12°	12°30'	13°	13°30'	14°	14°30'	15°
v det	0,48	0,51	0,53	0,46	0,38	0,28	0,25

θ	16°	17°	18°	19°	20°
v det	0,15	0,08	0,05	0,05	0,05

θ	0°30'	1°	1°30'	2°	2°30'	3°	3°30'	4°	4°30'	5°	5°30'	6°	6°30'	7°	7°30'
v det	2,5	2,1	1,5	0,9	0,55	0,26	0,11	0,05	0,03	0,02	0,016	0,02	0,016	0,014	0,02

θ	8°	8°30'	9°	9°30'	10°	10°30'	11°	11°30'	12°	12°30'
v det	0,028	0,03	0,03	0,028	0,02	0,01	0,05	0,01	0,023	0,044

θ	13°	13°30'	14°	15°	16°	17°
v det	0,07	0,095	0,1	0,09	0,05	0,025

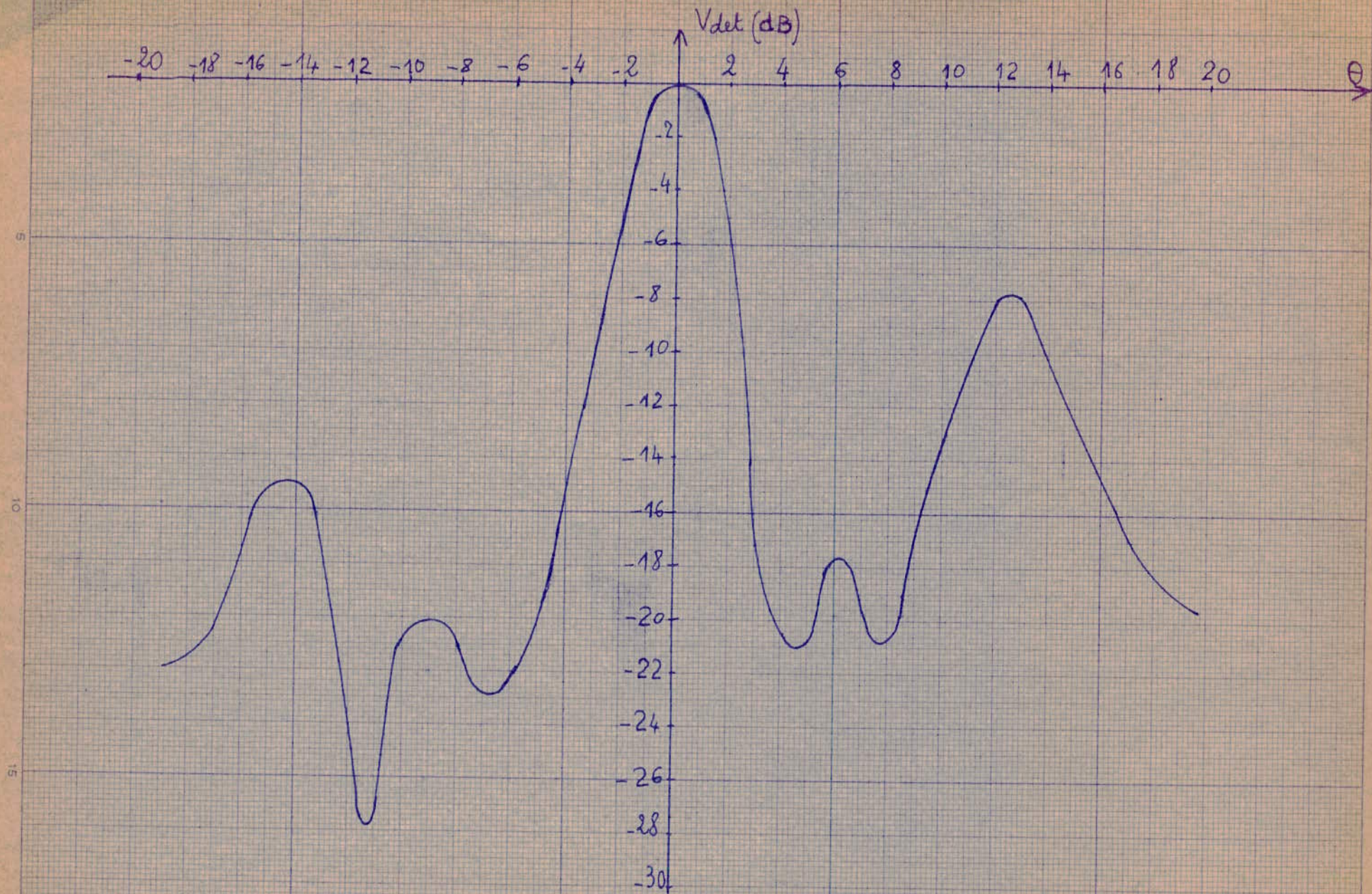


Diagramme de Rayonnement de l'antenne avec guide ouvert (sur la terrasse).

Ouverture à - 3 dB = 3°

Position du 1er minimum $\left\{ \begin{array}{l} 4^{\circ}30' \text{ pour } \theta > 0 \\ 6^{\circ}40' \text{ pour } \theta < 0 \end{array} \right.$

Niveau du maximum du lobe secondaire $\left\{ \begin{array}{l} -17,6 \text{ dB pour } \theta > 0 \\ -20 \text{ dB pour } \theta < 0 \end{array} \right.$

Position du maximum du 1er lobe secondaire : $\left\{ \begin{array}{l} 6^{\circ} \text{ pour } \theta > 0 \\ 9^{\circ} \text{ pour } \theta < 0 \end{array} \right.$

La courbe est dissymétrique, en plus on constate la présence des deuxièmes lobes secondaires dont le niveau dépasse celui des premiers lobes secondaires ce qui est contraire à la théorie - En fait ces lobes sont dus aux réflexions multiples des façades de la terrasse que l'antenne détecte. On les appelle les lobes de coma.

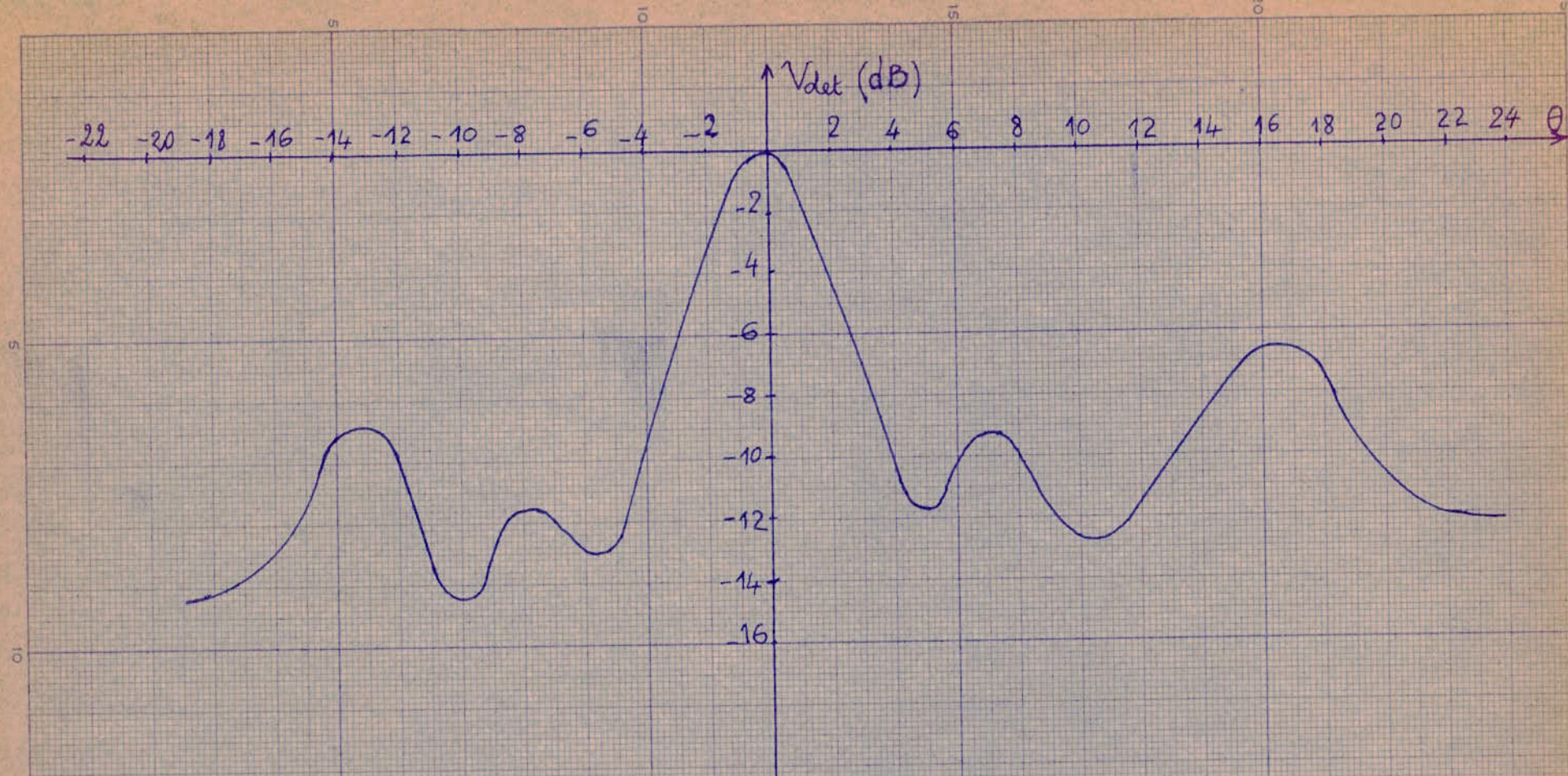


Diagramme de Rayonnement sur
la terrasse avec cornet au foyer -

Diagramme de rayonnement sur la terrasse avec le
cornet au foyer

θ	0°	1°	1°30'	2°	2°30'	3°	3°30'	4°	4°30'	5°	5°30'	6°
v det	0,152	0,42	0,3	0,22	0,17	0,12	0,1	0,07	0,05	0,04	0,04	0,06

θ	6°30'	7°	7°30'	8°	8°30'	9°	9°30'	10°	10°30'	11°	11°30'	12°
v det	0,065	0,072	0,07	0,06	0,05	0,04	0,025	0,03	0,026	0,03	0,036	0,04

θ	12°30'	13°	13°30'	14°	14°30'	15°	15°30'	16°	16°30'	17°	17°30'	18°	18°30'
v det	0,05	0,06	0,07	0,08	0,092	0,1	0,10	0,12	0,12	0,11	0,11	0,10	0,09

θ	19°	19°30'	20°
v det	0,08	0,065	0,05

$-\theta$	0°	0°30'	1°	1°30'	2°	2°30'	3°	3°30'	4°	4°30'	5°
v det	0,58	0,55	0,5	0,48	0,38	0,22	0,16	0,075	0,01	0,03	0,028

$-\theta$	5°30'	6°	6°30'	7°	7°30'	8°	8°30'	9°	9°30'	10°	11°
v det	0,025	0,028	0,04	0,04	0,042	0,043	0,038	0,035	0,025	0,02	0,028

θ	$11^{\circ}30'$	12°	$12^{\circ}30'$	13°	$13^{\circ}30'$	14°	$14^{\circ}30'$	15°	$15^{\circ}30'$	16°	$16^{\circ}30'$
v det	0,04	0,065	0,065	0,07	0,072	0,072	0,06	0,05	0,035	0,025	0,025

$-\theta$	17°	$17^{\circ}30'$	18°
v det	0,023	0,021	0,02

Ouverture à -3 dB = $3^{\circ}30'$

Position du 1er minimum $\left\{ \begin{array}{l} 5^{\circ} \text{ pour } \theta > 0 \\ 5^{\circ}30' \text{ pour } \theta < 0 \end{array} \right.$

Niveau du maximum du lobe secondaire $\left\{ \begin{array}{l} -9,1 \text{ dB pour } \theta > 0 \\ -11,5 \text{ dB pour } \theta < 0 \end{array} \right.$

Position du maximum du lobe secondaire $\left\{ \begin{array}{l} 7^{\circ} \text{ pour } \theta > 0 \\ 8^{\circ} \text{ pour } \theta < 0 \end{array} \right.$

39 bis

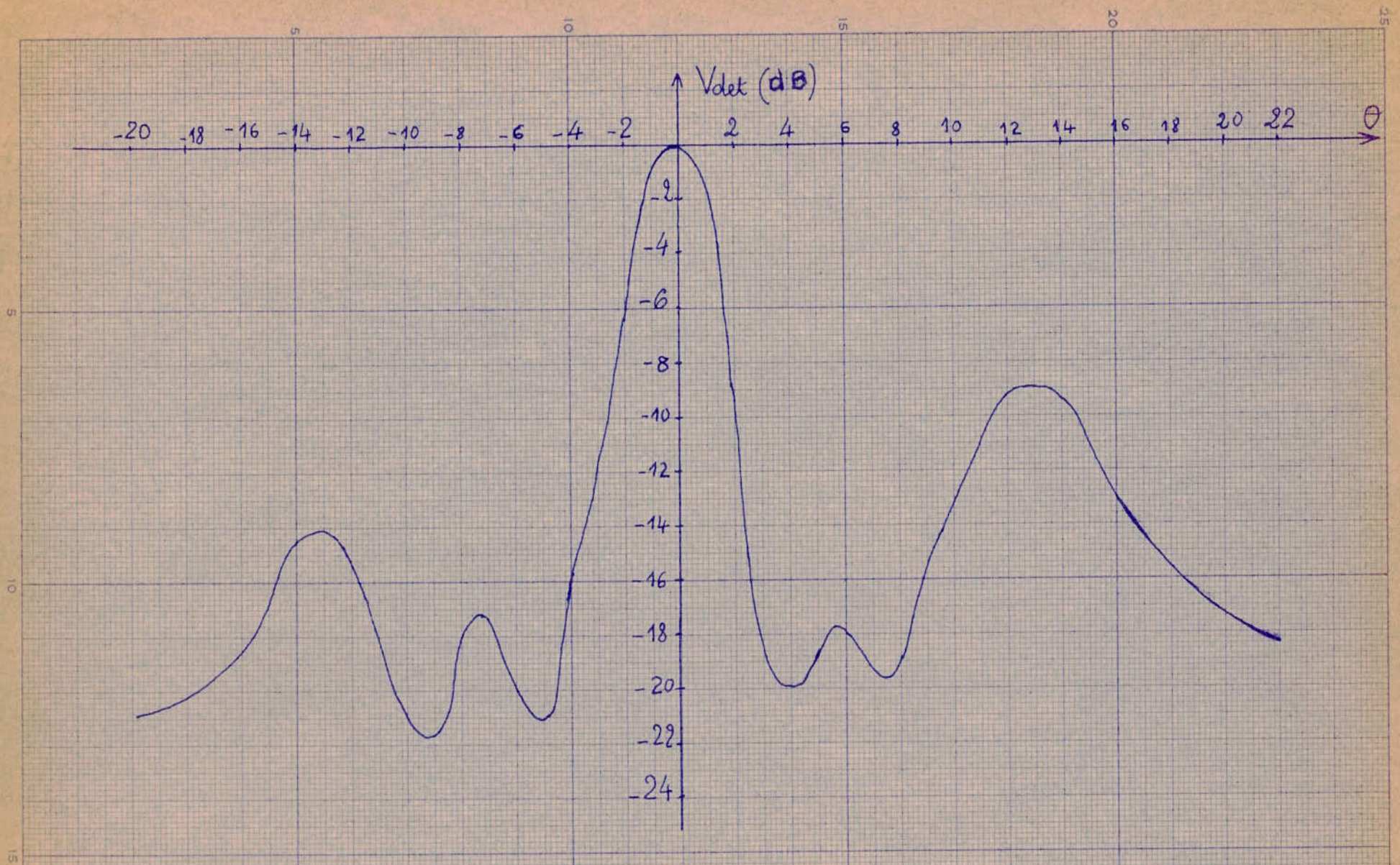


Diagramme de Rayonnement sur la terrasse avec iris (14x10) au foyer.

Diagramme de Rayonnement sur la Terrasse Avec IRIS 14 x 10 Au Foyer

θ	0°	0° 30'	1°	1° 30'	2°	2° 30'	3°	3° 30'	4°	4° 30'	5°
v det	1,4 mV	1,3	1	0,7	0,35	0,15	0,03	0,015	0,012	0,022	0,03

θ	5° 30'	6°	6° 30'	7°	7° 30'	8°	8° 30'	9°	9° 30'	10°	10° 30'	11°
v det	0,032	0,028	0,02	0,018	0,015	0,016	0,024	0,036	0,046	0,07	0,1	0,13

θ	11° 30'	12°	12° 30'	13°	13° 30'	14°	14° 30'	15°	15° 30'	16°	16° 30'	17°
v det	0,03	0,15	0,18	0,21	0,22	0,2	0,17	0,13	0,09	0,07	0,06	0,05

θ	17° 30'	18°	18° 30'	19°	19° 30'	20°
v det	0,04	0,035	0,034	0,03	0,03	0,028

-θ	0°	0° 30'	1°	1° 30'	2°	2° 30'	3°	3° 30'	4°	4° 30'	5°
v det	1,4	1,3	0,9	0,6	0,35	0,15	0,08	0,04	0,03	0,022	0,012

$-\theta$	$5^{\circ}30'$	6°	$6^{\circ}30'$	7°	$7^{\circ}30'$	8°	$8^{\circ}30'$	9°	$9^{\circ}30'$	10°	$10^{\circ}30'$	11°	$11^{\circ}30'$	12°
v det	0,01	0,015	0,02	0,03	0,022	0,017	0,013	0,01	0,01	0,012	0,02	0,03	0,04	0,046

$-\theta$	$12^{\circ}30'$	13°	$13^{\circ}30'$	14°	$14^{\circ}30'$	15°	$15^{\circ}30'$	16°	$16^{\circ}30'$	17°	$17^{\circ}30'$	18°	$18^{\circ}30'$
v det	0,052	0,06	0,06	0,053	0,042	0,03	0,025	0,018	0,018	0,016	0,015	0,012	0,012

$-\theta$	19°	20°
v det	0,012	0,012

- Ouverture à -3 dB

$$\Delta \theta = 3^{\circ}$$

Position du 1^{er} minimum $\left\{ \begin{array}{l} 4^{\circ} \text{ pour } \theta > 0 \\ 5^{\circ} \text{ pour } \theta < 0 \end{array} \right.$

Niveau du maximum du 1^{er} lobe secondaire $\left\{ \begin{array}{l} -17,6 \text{ dB pour } \theta > 0 \\ -17,2 \text{ dB pour } \theta < 0 \end{array} \right.$

Position du Maximum du 1^{er} lobe secondaire $\left\{ \begin{array}{l} 5^{\circ}30' \text{ pour } \theta > 0 \\ 7^{\circ}12' \text{ pour } \theta < 0 \end{array} \right.$

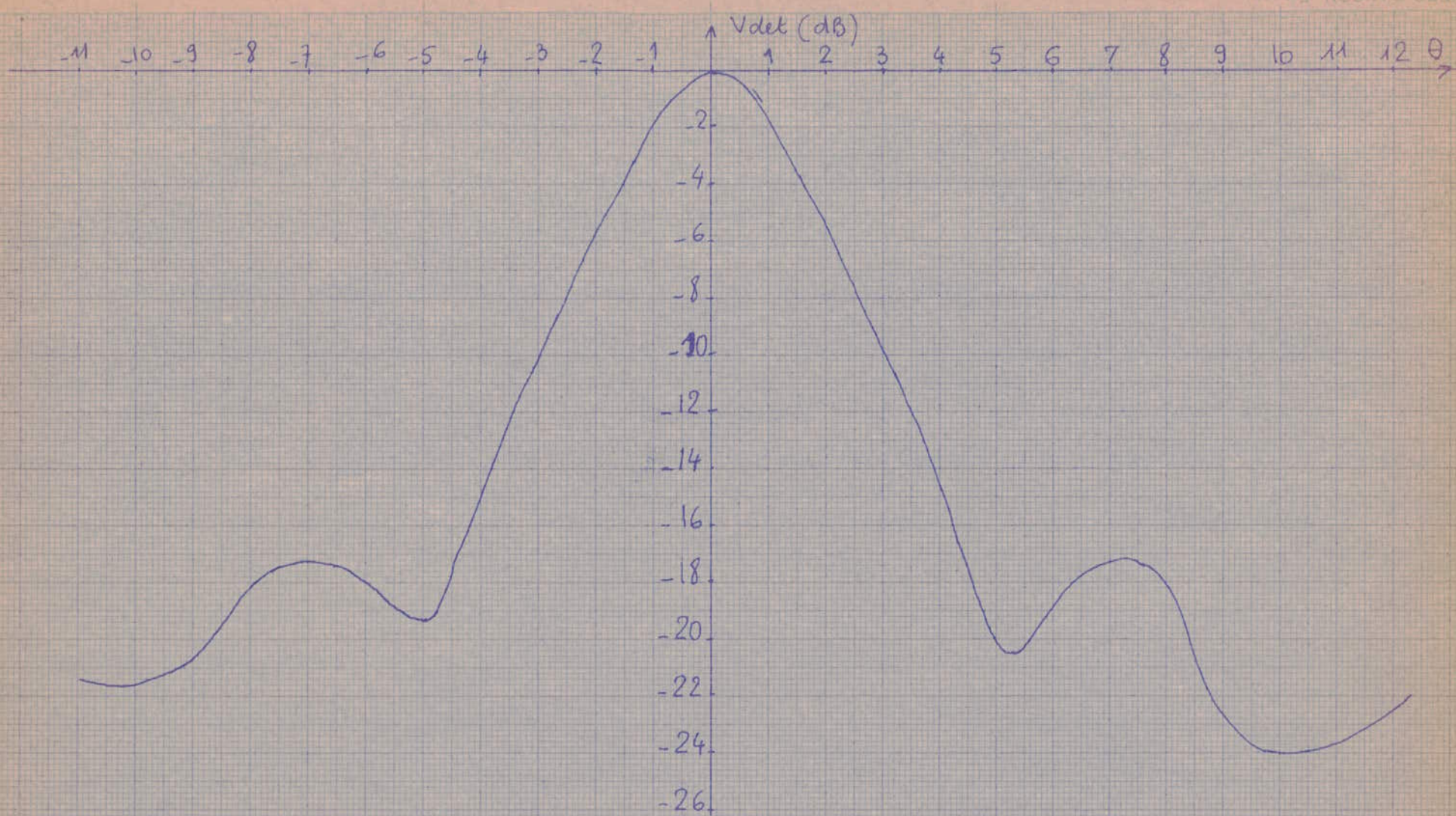


Diagramme de Rayonnement de
l'antenne avec guide ouvert (sur le toit).

Diagramme de rayonnement l'antenne
 sous le TOIT avec guide ouvert au foyer

θ	0°	0°30'	1°	1°30'	2°	2°30'	3°	3°30'	4°	5°	5°30'
V _{det} mv	5	2,8	2,8	2	1,2	0,8	0,4	0,21	0,12	0,04	0,06

θ	6°	6°30'	7°	7°30'	8°	8°30'	9°	9°30'	10°	10°30'	11°	11°30'
V _{det} mv	0,072	0,09	0,1	0,11	0,068	0,04	0,021	0,020	0,020	0,022	0,024	0,28

θ	6°	0°30'	1°	1°30'	2°	2°30'	3°	3°30'	4°	4°30'	5°	5°30'
V _{det} mv	5	4	3	2	1,4	0,7	0,4	0,20	0,15	0,1	0,05	0,07

θ	6°	6°30'	7°	7°30'	8°	8°30'	9°	9°30'	10°	10°30'	11°
V _{det} mv	0,08	0,09	0,09	0,043	0,085	0,07	0,041	0,37	0,35	0,035	0,035

Ouverture à - 3 Db : 2°30'

position du 1er minimum : 5°

Niveau du 1er lobe secondaire : - 17 dB

Position du maximum du lobe secondaire : 7°

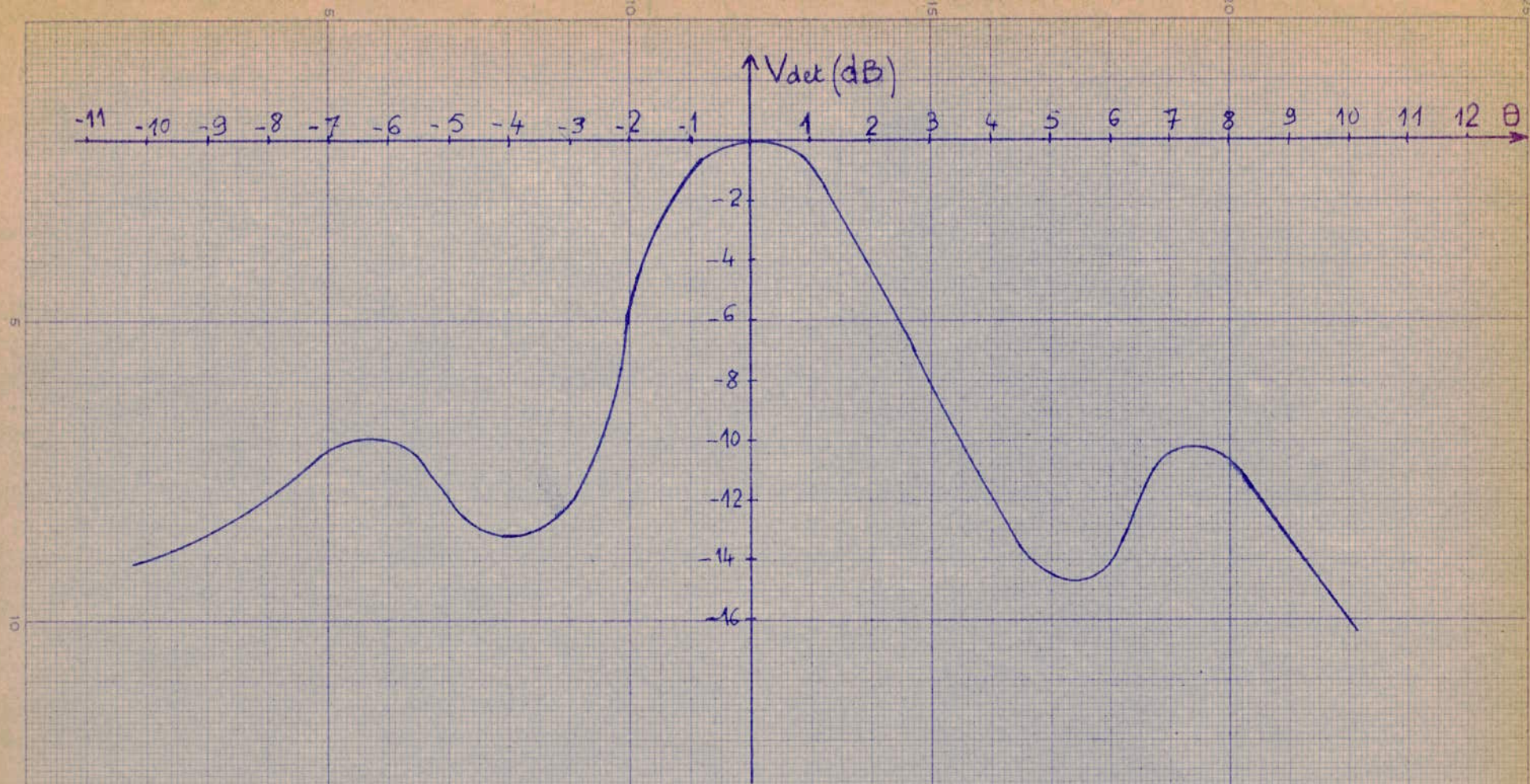


Diagramme de Rayonnement de L'antenne
avec cornet au foyer (sur le toit).

Diagramme de Rayonnement de l'Antenne avec
Cornet au foyer (SUR LE TOIT)

θ	0°	0°30'	1°	1°30'	2°	2°30'	3°	3°30'	4°	4°30'
V_{det}	1	0,9	0,7	0,44	0,3	0,2	0,1	0,085	0,07	0,05

θ	5°	5°30'	6°	6°30'	7°	7°30'	8°	8°30'	9°	9°30'	10°
V_{det}	0,03	0,03	0,035	0,05	0,09	0,085	0,0085	0,072	0,05	0,03	0,025

θ	0°	0°30'	1°	1°30'	2°	2°30'	3°	3°30'	4°	4°30'
V_{det}	1	0,85	0,68	0,43	0,32	0,21	0,068	0,065	0,05	0,047

θ	5°	5°30'	6°	6°30'	7°	7°30'	8°	8°30'	9°
V_{det}	0,065	0,085	0,11	0,11	0,095	0,083	0,065	0,055	0,047

Ouverture à - 3dB = 3°20'

Position du 1er minimum $\left\{ \begin{array}{l} 5°30' \text{ pour } \theta > 0 \\ 4° \text{ pour } \theta < 0 \end{array} \right.$

Niveau du maximum du lobe secondaire $\left\{ \begin{array}{l} - 10,2 \text{ dB pour } \theta > 0 \\ - 10 \text{ dB pour } \theta < 0 \end{array} \right.$

Position du maximum du lobe secondaire $\left\{ \begin{array}{l} 5°30' \text{ pour } \theta > 0 \\ 6°30' \text{ pour } \theta < 0 \end{array} \right.$

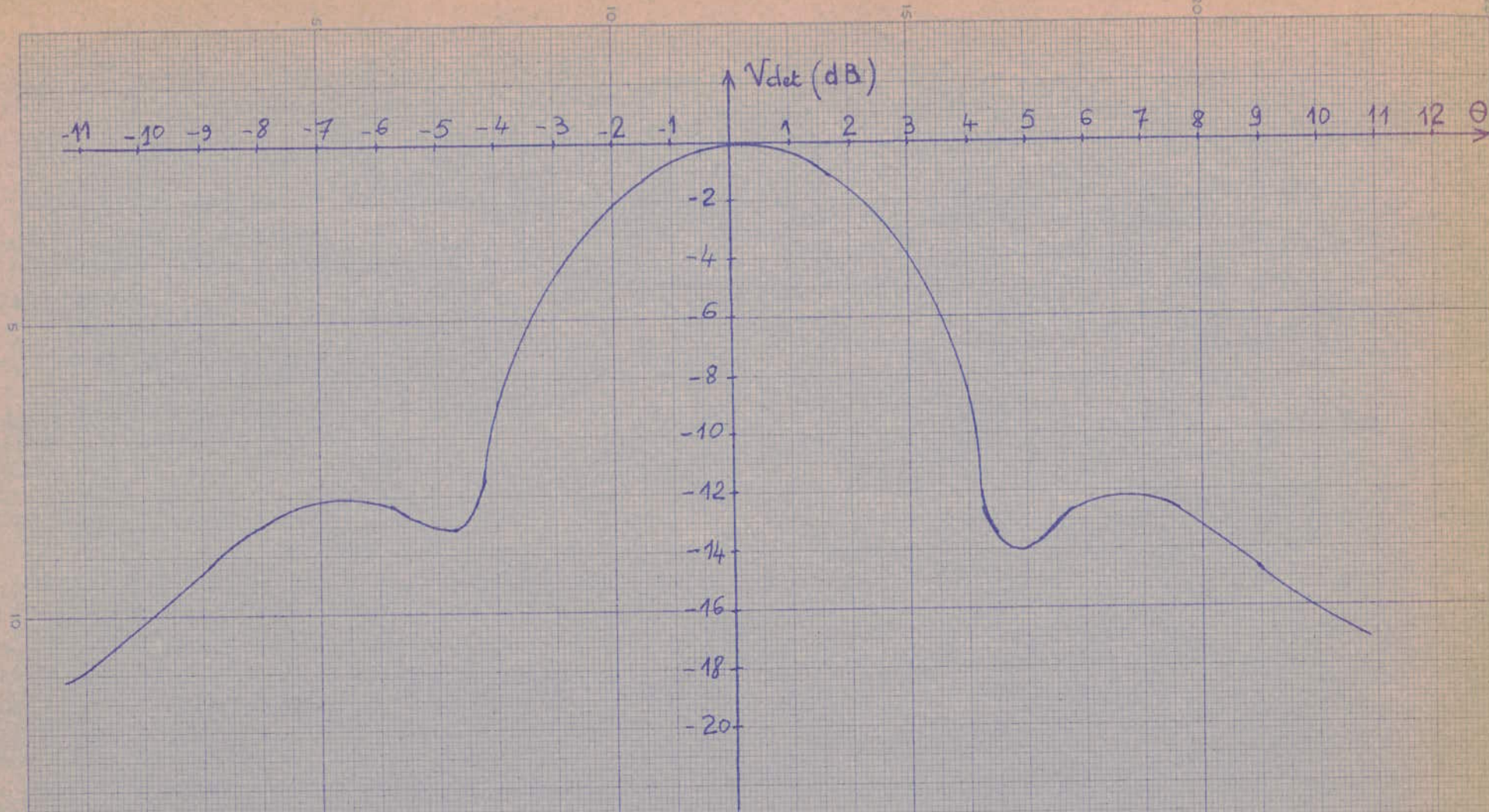


Diagramme de Rayonnement de
l'antenne avec iris (14x10) sur le toit.

DIAGRAMME DE RAYAONEMENT DE L'ENTENNE SUR LE TOIT

avec I Ris 14 x 10 au foyer

θ	0°	0°30'	1°	1°30'	2°	2°30'	3°	3°30'	4°	4°30'	5°	5°30'
Vdet	2,5	2,3	2,1	2	1,7	1,32	1	0,75	0,25	0,12	0,11	0,13

θ	6°	6°30'	7°	7°30'	8°	8°30'	9°	9°30'	10°	10°30'	11°	12°
Vdet	0,15	0,17	0,17	0,14	0,13	0,13	0,11	0,09	0,07	0,07	0,05	0,05

θ	0°	0°30'	1°	1°30'	2°	2°30'	3°	3°30'	4°	4°30'
V det	2,5	2,1	2	1,8	1,5	1,3	0,9	0,7	0,25	0,14

θ	5°	5°30'	6°	6°30'	7°	7°30'	8°	8,30	9
Vdet	0,12	0,15	0,17	0,18	0,17	0,16	0,15	0,13	0,11

θ	9°30'	10°	10°30'	11°	11°30'	12°
Vdet	0,15	0,08	0,05	0,04	0,04	0,04

ouverture à - 3dB = 5°
 Position du 1° minimum { 4°45'
 Niveau du maximum du lobe secondaire -12 dB
 Position du maximum du lobe secondaire -6°30'

Diagramme de Rayonnement de l'Antenne sur le toit avec Iris

10 x 8 au foyer

θ	0°	0°30'	1°	1°30'	2°	2°30'	3°	3°30'	4°
v det	0,4	0,35	0,32	0,27	0,22	0,17	0,14	0,09	0,06

θ	4°30'	5°	5°30'	6°	6°30'	7°	7°30'	8°	8°30'
v det	0,012	0,013	0,025	0,07	0,072	0,07	0,06	0,04	0,03

θ	9°	9°30'	10°	10°30'	11°
v det	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01

$-\theta$	0°	0°30'	1°	1°30'	2°	2°30'	3°	3°30'	4°	4°30'	5°
v det	0,4	0,36	0,3	0,28	0,25	0,19	0,15	0,1	0,062	0,04	0,025

88888

$-\theta$	5° 30'	6°	6°30'	7°	7°30'	8°	9°	10°	11°	12°
v det	0,02	0,025	0,036	0,045	0,058	0,06	0,07	0,015	0,01	0,02

Ouverture à - 3 dB = 4°, 12'

position du 1er minimum : $\begin{cases} 4^\circ 36' & \text{pour } \theta > 0 \\ 5^\circ 30' & \text{pour } \theta < 0 \end{cases}$

Niveau du maximum du lobe secondaire $\begin{cases} -7,8 \text{ dB pour } \theta > 0 \\ -8,5 \text{ dB pour } \theta < 0 \end{cases}$

Position du maximum du lobe secondaire $\begin{cases} 6^\circ 30' & \text{pour } \theta > 0 \\ 8^\circ & \text{pour } \theta < 0 \end{cases}$

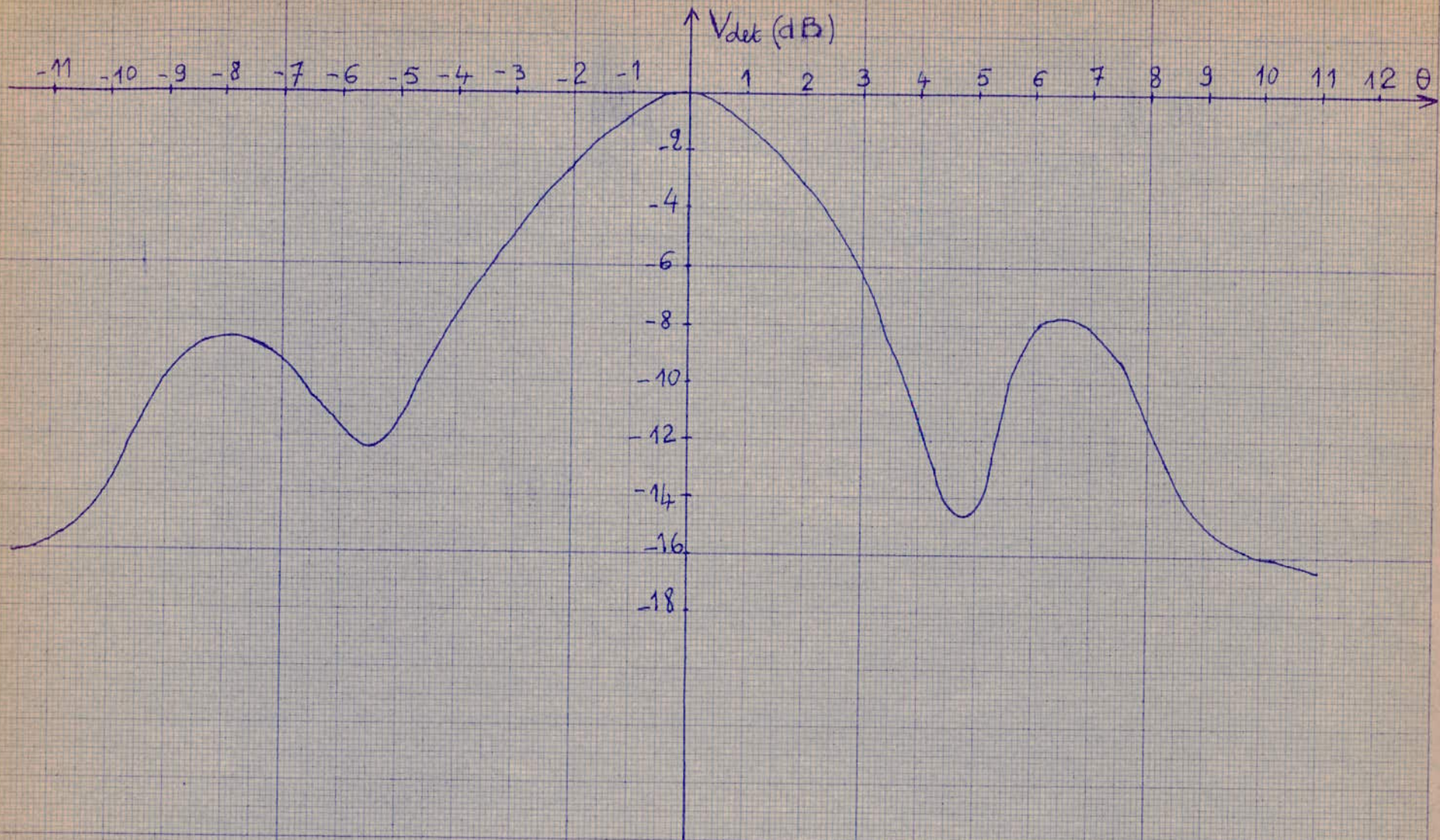


Diagramme de rayonnement de l'antenne avec iris (10x8) sur le toit.

CONCLUSION SUR L'ETUDE DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT :

Nous voyons que les diagrammes de rayonnement que nous avons relevé ne vérifient pas rigoureusement la théorie. Ceci est dû aux réflexions du sol et des environnements, aux sources de bruit extérieures et aux erreurs de mesures. Cependant, nous constatons que pour les diagrammes de rayonnement tracés sur le toit, toutes les courbes présentent une symétrie par rapport à l'axe de réception maximale et que les lobes secondaires de part et d'autre ont un même niveau par rapport au sommet du lobe principal.

Nous remarquons également que l'introduction des iris et du cornet augmente le niveau des lobes secondaires par rapport au lobe principal. L'ouverture à -3 db est plus grande dans le cas de l'utilisation des iris.

Etude de L'ANTENNE EN FREQUENCE

avec guide ouvert au foyer

F MHZ	8500	8600	8700	8800	8900	9000	9100	9200
V det mV	0,00	0,033	0,85	1,5	2;3	2;2	2;3	1,9

F MHZ	9300	9400	9500	9600
V det mV	1,1	0,5	0,18	0,3

La courbe obtenue présente une symétrie par rapport à la fréquence d'accord du guide soit 9000 MHZ on a 2 fréquences pour lesquelles la réception est maximale :

$$F_1 = 8925 \text{ MHZ}$$

$$F_2 = 9080 \text{ MHZ}$$

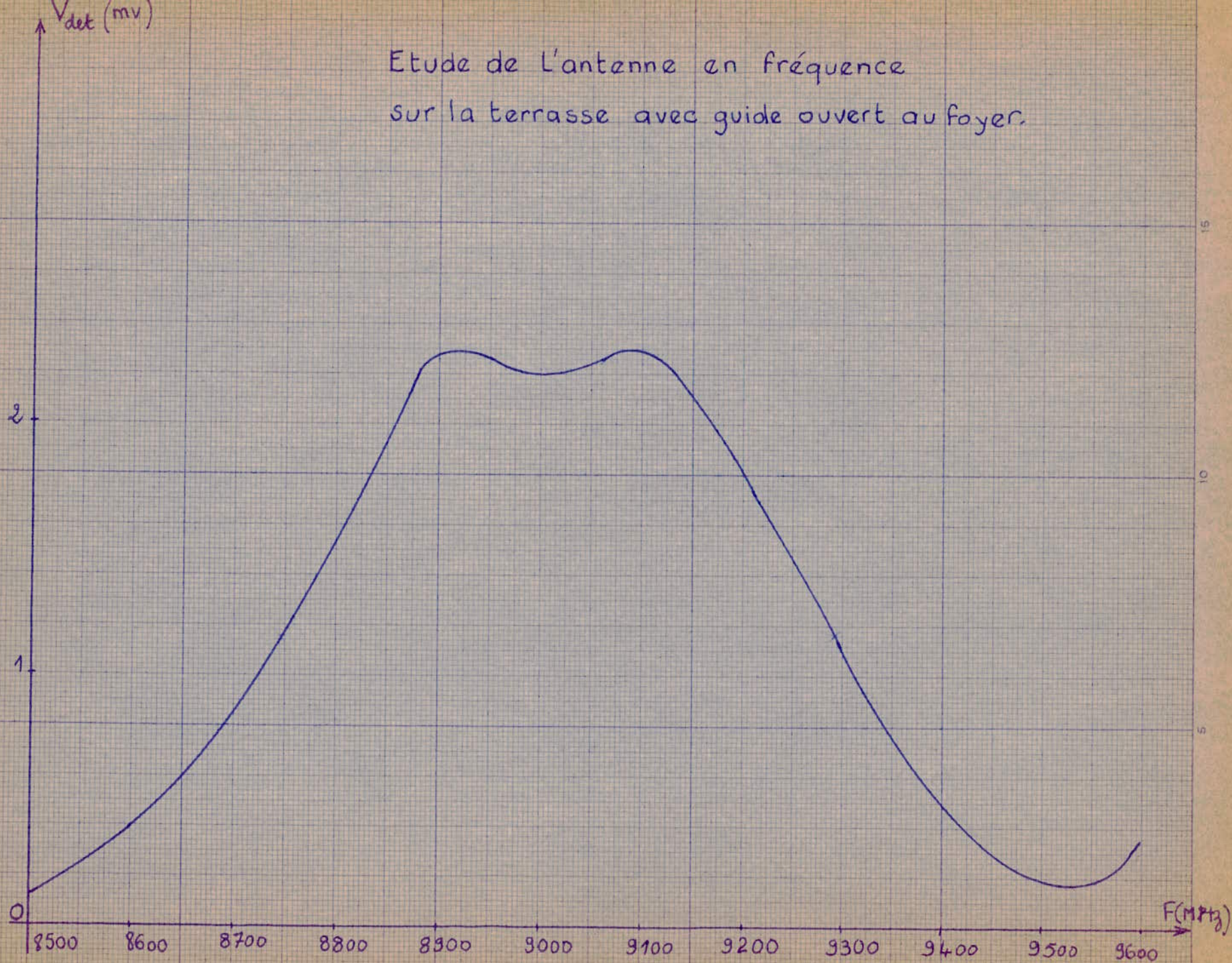
on a la même puissance reçue pour les 2 fréquences .

Fréquences de coupures à - 3 dB : $F_s = 9290 \text{ MHZ}$

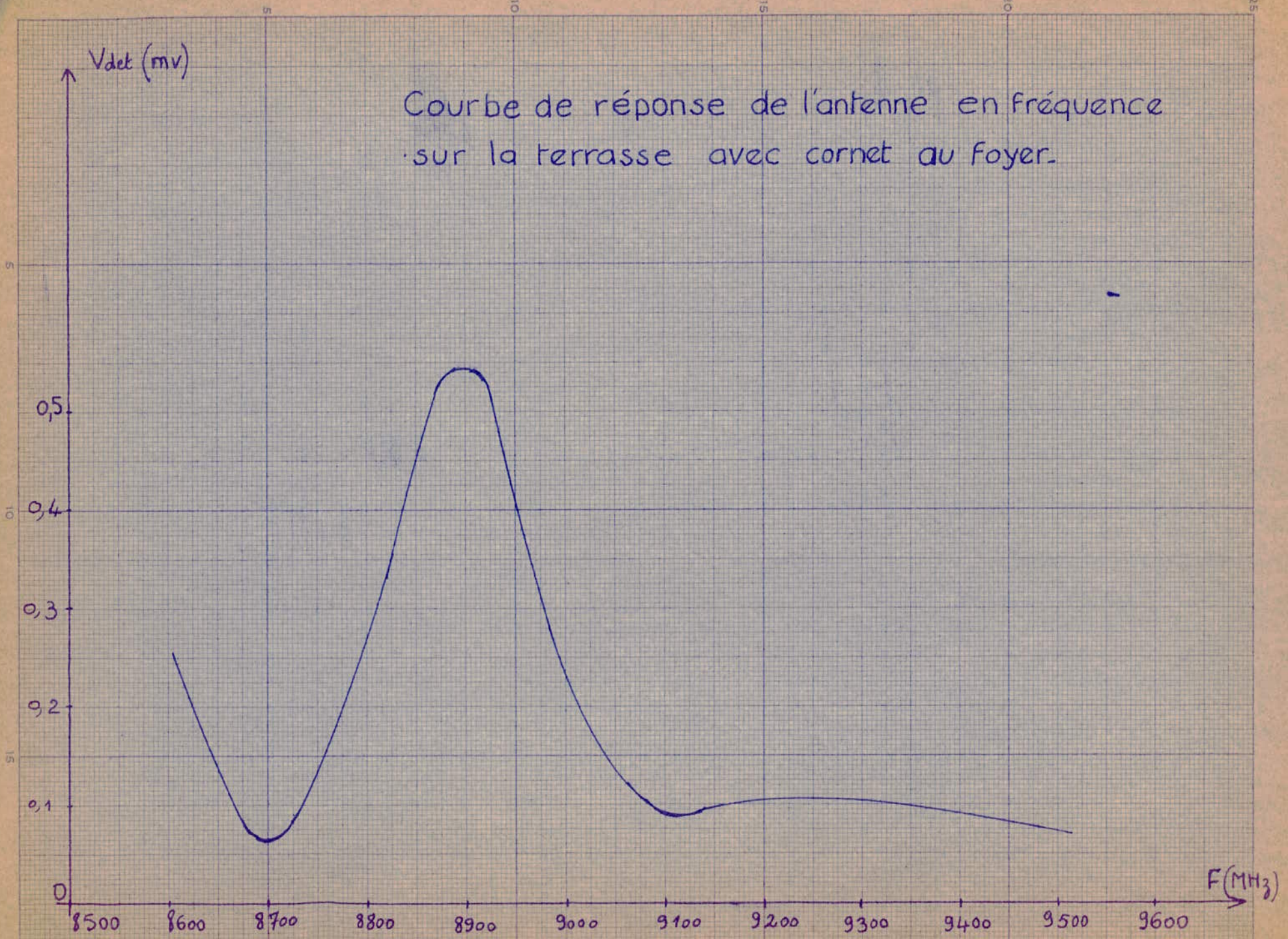
$$F_i = 8745 \text{ MHZ}$$

Bande passante à - 3db : $f = 545 \text{ MHZ}$

Etude de l'antenne en fréquence
sur la terrasse avec guide ouvert au foyer.



Courbe de réponse de l'antenne en fréquence
sur la terrasse avec cornet au foyer.



Etude de l'antenne en Fréquence
avec Cornet au foyer

F_{MHz}	8500	8600	8700	8800	8900	9000	9100
$V_{\text{det}} / \text{mV}$	/	0,25	0,06	0,27	0,55	0,23	0,09

9200	9300	9400	9500	9600
0,11	0,1	0,09	0,075	/

A La réception maximale on a : $F = 8900 \text{ MHz}$

Fréquences de coupures à - 3dB : $F_s = 8985 \text{ MHz}$

$F_i = 8800 \text{ MHz}$

Bande passante à - 3dB : $F = 185 \text{ MHz}$.

Etude de l'Antenne
EN FREQUENCE avec IRIS 14410 au Foyer

F MHz	8500	8600	8700	8800	8900	9000	9100
V det mv	0,1	0,2	0,42	0,7	1,5	1,25	1,5

F MHz	9200	9300	9400	9500	9600
V det mv	1,8	0,92	0,72	0,25	0,20

La Courbe presente 2 fréquences relatives de réception maximale

$$F_1 = 8920 \text{ MHz}$$

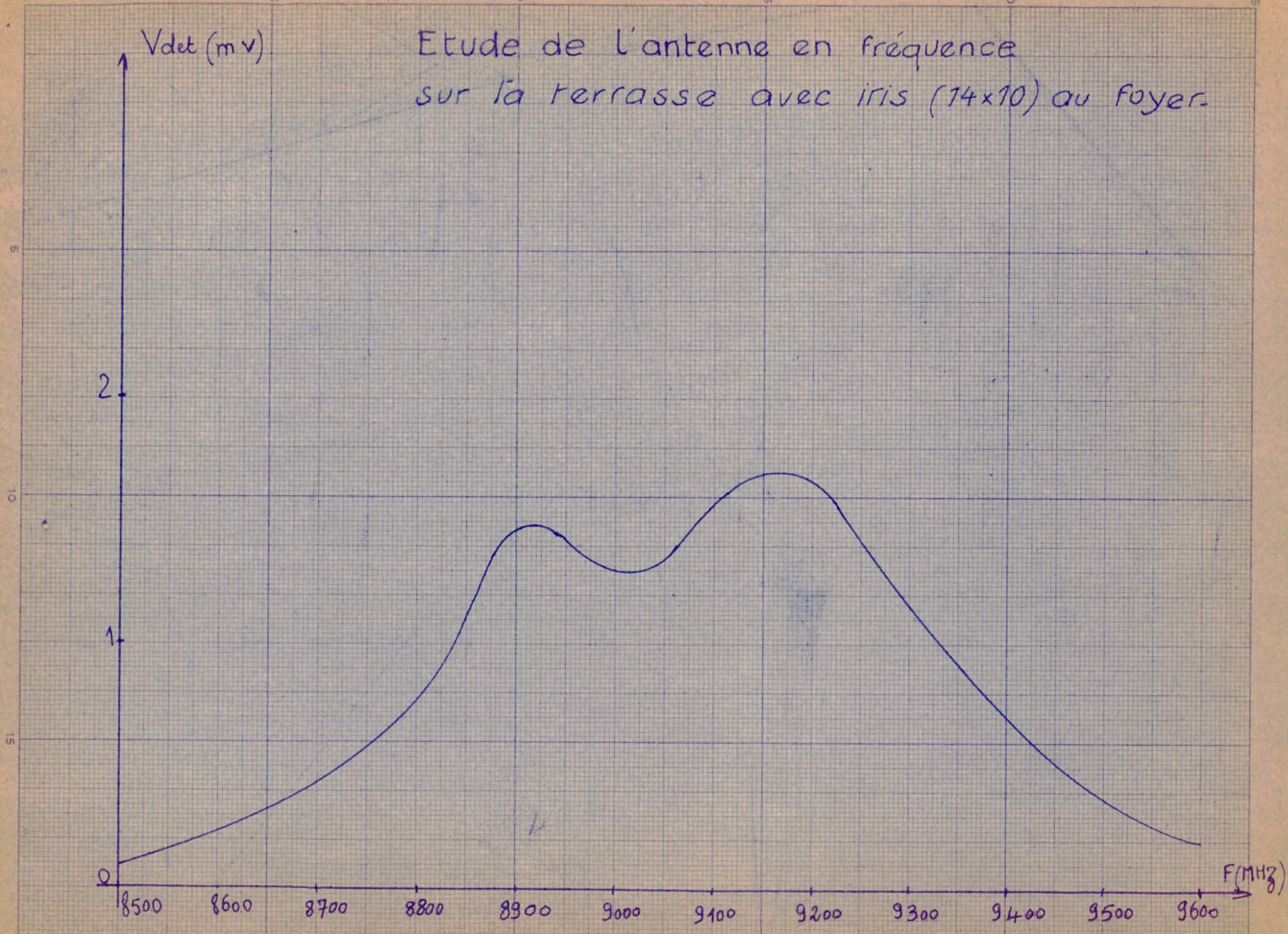
$$F_2 = 9160 \text{ MHz}$$

Fréquences de coupures à - 3 dB pour F_2 : $F_S = 9355 \text{ MHz}$

$$F_1 = 8825 \text{ MHz}$$

Bande passante à - 3 dB : $F = 530 \text{ MHz}$.

Etude de l'antenne en fréquence
sur la terrasse avec iris (14x10) au foyer.



Etude de l'ANTENNE EN FREQUENCE AVCC
LIRIS 10 X 8 AU FOYER

F MHZ	8500	8600	8700	8800	8900	9000
V det mv	0,065	0,4	0,21	0,17	0,22	0,18

F MHZ	9100	9200	9300	9400	9500	9600
V det mv	0,20	0,35	0,48	0,35	0,052	0,07

On constate qu'on a 2 fréquences particulères pour lesquelles
en a 2 maximums de puissance reçue.

1er Maximum : $F_1 = 8575$ MHZ

Fréquences de coupures à - 3db : $F_s = 8725$ MHZ

$F_i = 8530$ MHZ

Bande passante à - 3dB : $F_f = 195$ MHZ

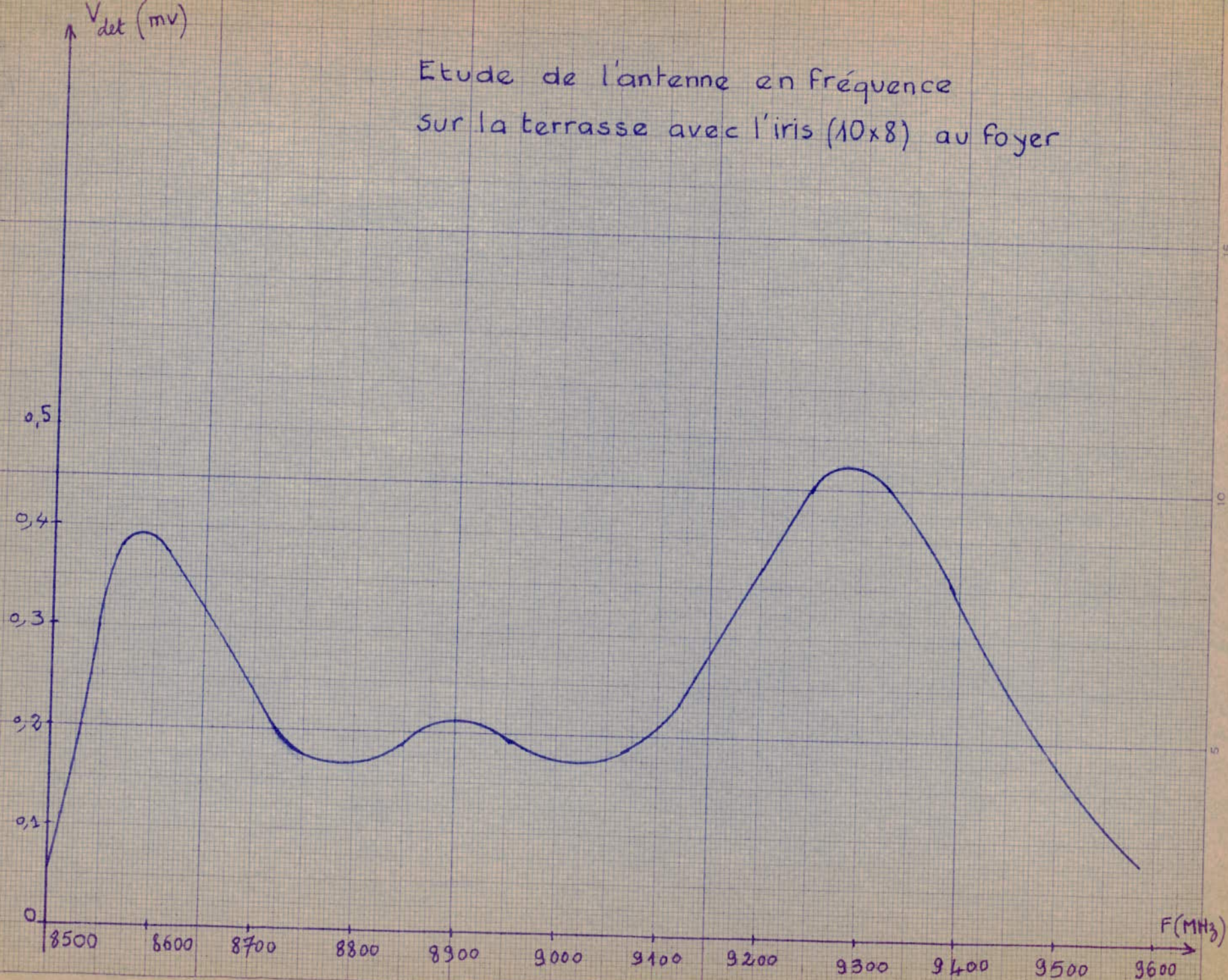
2e Maximum : $F_2 = 9280$ MHZ

Fréquences de coupure à - 3db : $F_s = 9460$ MHZ

$F_i = 9125$ MHZ

Bande passante à - 3dB : $F_2 = 335$ MHZ

Etude de l'antenne en fréquence
sur la terrasse avec l'iris (10x8) au foyer



CONCLUSION SUR L'ETUDE EN FREQUENCE DE L'ANTENNE:

Nous constatons qu'avec les différentes sources au foyer on peut changer la fréquence de réception maximale. L'antenne est à très large bande dans le cas du guide ouvert au foyer: 550 Mhz et de l'iris (14x10) : 530 Mhz. Elle est plus sélective avec l'introduction du cornet : 185 Mhz et présente deux(2) fréquences de réception maximale avec l'iris (10x8) .

C O N C L U S I O N :

Notre sujet est très vaste et il n'y a pas de doute qu'il y a beaucoup d'autres problèmes à voir tels que par exemple l'asservissement en position de l'antenne et le filtrage du bruit .Pour les paraboloïdes réels les problèmes d'encombrement dûs à leur propre poids et à la résistances au vent sont très délicats .Ainsi certains parabolöïdes utilisés en astronomie ont un diamètre qui dépasse 30 mètres . Nous voyons que ces techniques des hyperfréquences qui viennent à peine de voir le jour nous ouvrent des horizons nouveaux à explorer.Ainsi chaque jour qui vient voit l'apparition d'un matériel nouveau et des méthodes nouvelles à adapter .

BIBLIOGRAPHIE

SCHULKUNOFF-FRÜS: ANTENNA THEORY AND PRACTICE

S. SILVER : MICROWAVE ANTENNA THEORY AND DESIGN

PROJET ADANE : ANTENNE PARABOLIQUE DE FAISCEAU HERTZIEN

C. G. MONTGOMERY: TECHNIQUE DES MESURES EN MICRO-ONDES (T. 1-2)

COMPTE RENDU DUCNET: LIAISON HERTZIENNE TRANSHORIZON

ALGER-BONE

REVUE I.E.E.: ANTENNA AND PROPAGATION (FEVRIER-73)