

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

40/86

وزارة التعليم والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

2esc

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : **Électronique**

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

ETUDE ET SIMULATION D'UN RESEAU
D'ANTENNES COAXIALES-COLLINEAIRES POUR
RADAR DOPPLER VHF

Proposé par :
Mr R. AKSAS

Etudié par :
AMIMEUR Rachid
MOKRANI Ahmed

Dirigé par :
Mr R. AKSAS

PROMOTION : JUIN 1986

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 :

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

S U J E T

ETUDE ET SIMULATION D'UN RESEAU
D'ANTENNES COAXIALES-COLLINEAIRES POUR
RADAR DOPPLER VHF

Proposé par :
Mr R. AKSAS

Etudié par :
AMIMEUR Rachid
MOKRANI Ahmed

Dirigé par :
Mr R. AKSAS

PROMOTION : JUIN 1986

DEDICACES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Je dédie ce modeste travail à :

- Mon père tombé au champ d'honneur ,
- Ma mère pour les sacrifices et toute la patience qu'elle m'a jamais cessé de témoigner à mon égard ,
- Mon frère et soeur ,
- Ma famille ,
- Mes amis .

Ahmed M.

Je dédie ce modeste travail à :

- Mes parents ,
- Mes frères et soeurs ,
- Mes amis

Rachid A.

A tous ceux qui souffrent, luttent et ne se lassent de lutter,
A tous ceux qui espèrent et respirent la douleur.

REMERCIEMENTS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Nous tenons à remercier vivement :

Notre promoteur M^r AKSAS R., enseignant à l'E.N.P., pour nous avoir proposé un si attachant sujet, nous avoir guidé et suivi tout au long de cette étude avec un esprit de recherche et une méthode de travail propre à tout véritable ingénieur.

M^r SAADA, enseignant à l'E.N.P., pour nous avoir éclairé certains détails qui nous ont permis de compléter notre travail.

Tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à la réalisation de ce travail.

Tous les enseignants qui nous ont fait don de leur savoir précieux en sachant gagner notre sympathie et notre profonde reconnaissance.

PLAN

Introduction générale.

CHAPITRE I : Introduction aux antennes.

- I - Généralités
- II - Etude d'un doublet électrique
- III - Caractéristiques des antennes

CHAPITRE II : Notions sur les radars atmosphériques.

- I - Introduction
- II - Synoptique du radar
- III - Méthodes de mesures
- IV - Description de l'antenne

CHAPITRE III : Etude des lignes de transmission.

- I - Introduction
- II - Lignes aux fréquences radioélectriques
- III - Paramètres d'une ligne de transmission.
- IV - Lignes chargées - Lignes transformateur
- V - Lignes résonateurs - Lignes ouvertes.
- VI - Application au câble coaxial RG-8 -
- VII - Conclusion

CHAPITRE IV : Etude du rideau d'antennes.

- I - Généralités
- II - Etude d'une antenne horizontale.
- III - Influence d'un réflecteur sur une antenne
- IV - Interprétation des graphes
- V - Groupement d'antennes.

- VI - Influence du nombre d'éléments sur les diagrammes.
- VII - Influence de l'espacement sur les diagrammes.
- VIII - Etude du rideau.
- IX - Influence du déphasage sur la direction du maximum.
- X - Etude des lobes d'ambiguïtés
- XI - Conclusion
- XII - Utilisation d'un réflecteur.
- XIII - Gain du rideau
- XIV - Influence du réflecteur sur le gain
- XV - Conclusion.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

CHAPITRE V : OPTIMISATION DES DIAGRAMMES DE RAYON- NEMENT.

- I - Répartition binomiale
- II - Influence d'une alimentation non uniforme
- III - Optimisation par méthode de Tchebychev.
- IV - Conclusion
- ^ Conclusion générale :

Introduction Générale

Depuis quelques années, de puissants instruments à effet Doppler, opérant dans la gamme VHF (30-300 MHz) ou UHF (300-3000 MHz) ont été développés pour des études de l'atmosphère en air clair. De tels instruments sont nommés radars MS.T et ST (soient Mésosphère - Stratosphère - Troposphère et Stratosphère - Troposphère). Ces radars généralement cohérents et à impulsions collectent avec souplesse, efficacité et rapidité les signaux rétrodiffusés par l'atmosphère.

Le radar S.T consiste à l'étude de la basse atmosphère, sa cible est constituée par l'atmosphère elle-même et plus précisément par les particules de nuages et des précipitations par des zones où l'indice de réfraction varie et aussi parfois par les insectes et les oiseaux. La cible est la région diffusante dont les dimensions sont importantes par rapport à celles du faisceau.

Il existe principalement deux concepts de radars S.T :

- Les radars à réseaux d'antennes Yagis, partiellement abandonnés
- Les radars à réseaux d'antennes coaxiales collinéaires basés sur la méthode Doppler qui présentent des avantages répondant à nos besoins à savoir :
 - portables
 - faciles à la construction
 - coût raisonnable.

Le sondage en volume de l'atmosphère conduit à utiliser des faisceaux directs par utilisation des groupements d'antennes élémentaires (demi-onde) uniformes. Cependant les aériens du réseau présentent des lobes secondaires importants par rapport au lobe principal qui risquent de capter des interférences de type radioélectriques ou autres.

La recherche d'une optimisation de ces signaux indésirables est

nécessaire dont la méthode de Tchebychev peut être mise en oeuvre.

Notre étude débutera par un aperçu sur l'élément le plus élémentaire à savoir le doublet électrique et sera généralisée pour des antennes. Des notions sur le radar S.T seront dévoilées, et à partir de la description de l'antenne utilisée, une étude sur les lignes de transmission est utile. Celle-ci sera suivie par une étude complète de la fonction caractéristique du rideau. Des méthodes d'optimisation des diagrammes de rayonnement seront proposées avant d'achever par une conclusion.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

CHAPITRE I

Introduction aux antennes

I - Généralités :

L'objet de ce chapitre est de donner un aperçu sur les divers paramètres caractérisants une antenne, à savoir :

- Le gain,
- La résistance de rayonnement,
- Les puissances rayonnées,
- Les fentes...

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 électromagnétiques statique, les lois classiques de l'électromagnétisme et celui des ondes électromagnétiques. 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 :

II-1 : Définition :

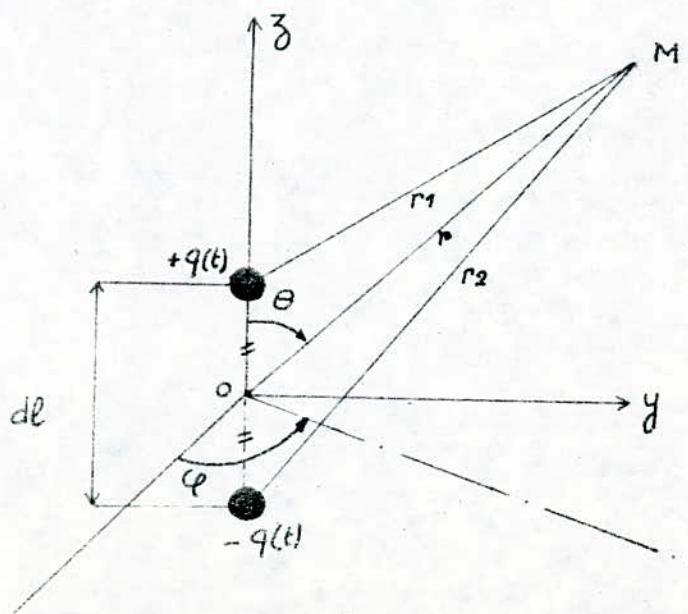


Fig I-1 : représentation d'un doublet électrique^(A)

(Δ) représente la projection de OM dans le plan horizontale

Un doublet électrique est un ensemble de deux sources (fig I-1), distantes d'une distance $d \ll \lambda$ (λ : longueur d'onde) 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 la longueur d ($d \ll \lambda$), ce qui n'est pas pour le cas des antennes.

II.2 - Expressions des potentiels:

En vertu des équations de Maxwell, les potentiels vecteur et scalaires en un point M de l'espace sont donnés par les expressions suivantes:

$$\vec{A}(r,t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{I_0 dl}{r} e^{j(\omega t - kr)} \tag{I-1}$$

$$V(r,t) = \frac{I_0 dl \cos \theta}{4\pi \epsilon_0 j\omega} \left[\frac{1}{r^2} + \frac{jk}{r} \right] e^{j(\omega t - kr)} \tag{I-2}$$

avec $k = \frac{2\pi}{\lambda}$: nombre d'onde

II.3 : Expression du champ magnétique:

En appliquant le vecteur rotationnel à (I-1), l'expression du champ magnétique s'écrit ; (en coordonnées sphériques)

$$\vec{B} = \begin{cases} B_r = 0 \\ B_\theta = 0 \\ B_\phi = \frac{\mu_0 I_0 dl}{4\pi} \frac{\sin \theta}{r} \left[jk + \frac{1}{r} \right] e^{j(\omega t - kr)} \end{cases} \tag{I-3}$$

II.4 : Expression du champ électrique:

A partir des équations (I-1) et (I-2), le champ électrique est donné par

$$\vec{E} = \begin{cases} E_r = \frac{2k \cos \theta}{j\omega} \left[\frac{1}{r^3} + \frac{jk}{r^2} \right] \\ E_\theta = \frac{k \sin \theta}{j\omega} \left[\frac{1}{r^3} + \frac{jk}{r^2} - \frac{k^2}{r} \right] \\ E_\phi = 0 \end{cases} \tag{I-4}$$

avec $K = \frac{I_0 dl}{4\pi\epsilon_0} e^{j(\omega t - kr)}$

II.5. Structures des champs rayonnés:

II-5-1 : A courtes distances: ($kr \ll 1$)

Les expressions (I-3) et (I-4) deviennent:

$$\left\{ \begin{aligned} E_r &= \frac{I_0 dl}{4\pi\epsilon_0} \frac{1}{j\omega} \frac{2 \cos\theta}{r^3} e^{j\omega t} \\ E_\theta &= \frac{Q_0 dl}{4\pi\epsilon_0} \frac{\sin\theta}{r^3} e^{j(\omega t)} \\ B_\varphi &= \frac{\mu_0 I_0 dl}{4\pi} \frac{\sin\theta}{r^3} e^{j\omega t} \end{aligned} \right. \quad (I-5)$$

Les effets de propagation sont négligeables et les champs sont en phase avec ceux de l'origine ($e^{j\omega t}$)

Les champs \vec{E} et \vec{B} sont en quadratures de phase, on dit donc dans une zone d'échange de puissances réactives..

II-5-2 : A grandes distances: ($kr \gg r$)

Dans ce cas, les expressions (I-3) et (I-4) s'écrivent:

$$\left\{ \begin{aligned} E_r &= \frac{2K \cos\theta}{j\omega} \frac{j k}{r^2} \\ E_\theta &= \frac{-K \sin\theta}{j\omega} \frac{k^2}{r} \\ B_\varphi &= \frac{\mu_0}{4\pi} I_0 dl j k \frac{\sin\theta}{r} e^{j(\omega t - kr)} \end{aligned} \right. \quad (I-6)$$

A grandes distances $|E_r| \ll |E_\theta|$, d'où:

$$\left\{ \begin{aligned} E_\theta &= \frac{\mu_0}{4\pi} I_0 dl j\omega \frac{\sin\theta}{r} e^{j(\omega t - kr)} \\ B_\varphi &= \frac{\mu_0}{4\pi} I_0 dl j k \frac{\sin\theta}{r} e^{j(\omega t - kr)} \end{aligned} \right. \quad (I-7)$$

Le rapport $c = \frac{E\theta}{B\varphi} = \frac{\omega}{k}$ représente la célérité.

Compte tenu de $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ et $\omega = kc = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 3 \cdot 10^8$ rad/s, le système (I-7) devient:

$$\begin{cases} E_{\theta} = j \frac{60\pi}{\lambda} I_0 dl \frac{\sin\theta}{r} e^{j(\omega t - kr)} \\ B_{\varphi} = j \frac{2\pi \cdot 10^{-7}}{\lambda \cdot r} I_0 dl \sin\theta e^{j(\omega t - kr)} \end{cases} \quad (I-8)$$

$$B_{\varphi} = \mu_0 H$$

les champs électriques et magnétiques \vec{E} et \vec{H} sont perpendiculaires entre eux et perpendiculaires à la direction sens de propagation, donc ils forment une onde plane.

II-6 - Puissance moyenne rayonnée par unité de surface :

Cette puissance est définie par :

$$\langle \vec{S} \rangle = \frac{1}{2} \text{Re} \vec{E} \wedge \vec{H}^*$$

\vec{H}^* est le conjugué du vecteur champ magnétique \vec{H}

Il en résulte que :

$$\langle \vec{S} \rangle = \frac{1}{8} Z_0 \left(\frac{\sin\theta}{r} \right)^2 \left(\frac{dl}{\lambda} \right)^2 I_0^2 \vec{r} \quad (I-9)$$

$Z_0 = \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \right)^{1/2} = 120\pi$ est l'impédance de l'onde rayonnée.

II-7 : Puissance totale rayonnée :

En intégrant $\langle \vec{S} \rangle$ sur une surface sphérique entourant totalement le doublet, la puissance totale rayonnée est donnée par :

$$P_r = \int_0^{\pi} \langle \vec{S} \rangle d\vec{s}$$

$$P_r = 40\pi^2 \left(\frac{dl}{\lambda} \right)^2 I_0^2 \quad (I-10)$$

II-8 : Résistance de rayonnement :

La puissance totale rayonnée peut être exprimée par :

$$P_r = \frac{1}{2} R_r I_0^2 \quad (I-11)$$

En faisant identification des expressions (I-10) et (I-11), on déduit que

$$P_r = 80 \pi^2 \left(\frac{dl}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{I-12})$$

II-9 - Gain du doublet par rapport à l'antenne isotrope :

Dans la direction du rayonnement maximal, l'expression du champ électrique efficace est

$$|E_{\theta \text{ eff}}| = \frac{60 \pi}{\lambda \cdot r} \frac{I_0 dl}{\sqrt{2}}$$

Cette dernière relation peut être formulée, à l'aide de (I-10), par :

$$E_{\theta \text{ eff}} = \frac{6,7}{r} \sqrt{P_r}$$

Pour une antenne isotrope, la puissance rayonnée par unité de surface est donnée par :

$$P_r (\text{W/m}^2) = \frac{P_r}{4\pi r^2} = \frac{E_{\theta \text{ eff}}^2}{120\pi}$$

Le gain est définie par :

$$g = \frac{E_{\theta \text{ max}}}{E_{\text{isotrope}}} = 1,22 \quad (\text{I-13})$$

En décibels, $G = 20 \log g = 1,76 \text{ dB}$

II-10 - Diagrammes de rayonnement :

$$|E_{\theta}| = \frac{60\pi}{r} \left| \frac{I_0 dl \sin \theta}{\lambda} \right|$$

La fonction caractéristique du doublet est :

$$F(\theta) = \left| \frac{I_0 dl \sin \theta}{\lambda} \right|$$

Ce diagramme peut être représenté dans différents plans par :

- Plan xoy : $\theta = \frac{\pi}{2}$ et $|F(\theta)| = \left| \frac{I_0 dl}{\lambda} \right|$

Cette fonction caractéristique représente un cercle de rayon $\left| \frac{I_0 dl}{\lambda} \right|$

- Plan yoz : $|F(\theta)| = \left| \frac{I_0 dl \sin \theta}{\lambda} \right|$; $0 \leq \theta \leq 2\pi$

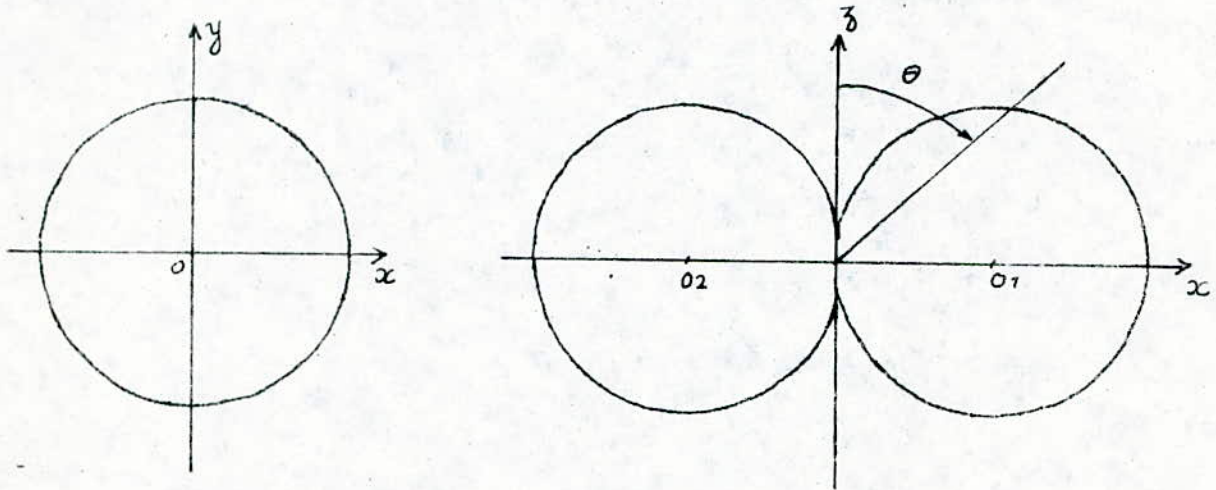


Fig I.2 Diagrammes de rayonnement dans les plans xoy et xoz

III - Caractéristiques des antennes :

III-1 - Distribution du courant dans une antenne :

La considération d'une répartition sinusoïdale du courant conduit à considérer les antennes comme des lignes sans pertes.

Cette répartition est obtenue par la résolution de l'équation intégrale [1], qui est très proche d'une sinusoïde. Elle est donnée par l'expression :

$$i(z) = I_m \sin k(l-z) e^{j\omega t}$$

III-2 - Distribution du courant pour différentes longueurs d'antennes.

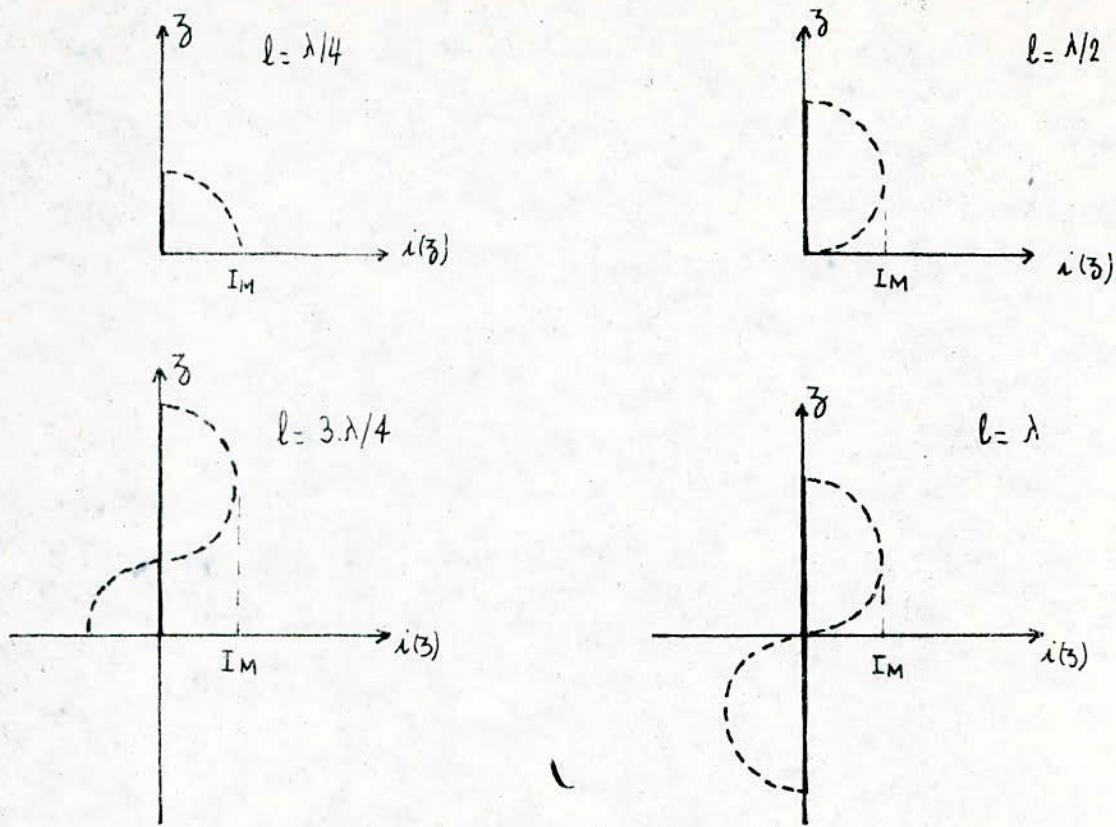


Fig I-3 Distribution des courants

III-3 - Résistance de rayonnement d'une antenne :

La résistance de rayonnement d'une antenne filaire est la résistance parcourue par un courant de référence I_M dissipant une puissance W_r , telle que

$$W_r = \frac{1}{2} R_r I_M^2, \text{ selon la loi d'ohm.}$$

$$\text{Soit } E = \frac{60 I_M}{r} F(\theta)$$

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

En égalisant les deux expressions de W_r , On tire

$$R_r = 60 \int_0^\pi F^2(\theta) \sin\theta d\theta$$

Dans le cas où la fonction caractéristique dépend de φ ,

$$R_r = \frac{30}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi \quad (\text{I-14})$$

III.4 - Gain et directivité absolues d'une antenne :

Le gain d'une antenne dans une direction θ, φ est le rapport entre la puissance rayonnée par unité d'angle solide $P(\theta, \varphi)$ dans cette direction et la puissance qui serait rayonnée par une source isotrope alimentée avec la même puissance totale P_t

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_t / 4\pi} \tag{I-15}$$

$P_t / 4\pi$ est la puissance rayonnée par la source isotrope par unité d'angle solide

Dans le cas où l'antenne rayonne intégralement la puissance qu'elle reçoit

$$P_t = \int_0^{4\pi} P(\theta, \varphi) d\Omega$$

où $d\Omega$ est l'unité d'angle solide

et $P(\theta, \varphi) = r(\theta, \varphi) P(\theta_0, \varphi_0) = r(\theta, \varphi) \cdot P_{max}$

$r(\theta, \varphi)$ représente le diagramme de rayonnement

θ_0 et φ_0 déterminent la direction du rayonnement maximal

Le gain ne dépend alors que des variations de $P(\theta, \varphi)$, donc du diagramme de rayonnement. On l'appelle directivité de l'antenne.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi) \cdot 4\pi}{\int_0^{4\pi} P(\theta, \varphi) d\Omega} \tag{I-16}$$

III.5 Gain en puissance :

Le gain en puissance dans une direction donnée est le rapport entre la puissance à fournir à une antenne de référence (source isotrope) pour produire un champ donné dans (une) la direction considérée et la puissance à fournir à l'antenne étudiée pour produire le même champ dans la même direction à la même distance

$$W_r = S_0 4\pi r^2$$

S_0 est la puissance rayonnée par unité de surface.

Il en résulte que :

$$G_p = \frac{E_{\text{eff}}^2 \cdot r^2}{30 W} \tag{I-17}$$

Compte tenu de la relation de E_{eff} et de celle de W en fonction de $F(\theta, \varphi)$, le gain peut se mettre sous la forme suivante :

$$G_p = \frac{2 F^2(\theta, \varphi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \varphi) \sin \theta \, d\theta \, d\varphi} \tag{I-18}$$

Remarque :

On utilise également souvent la notion du gain en champ à égale des puissances rayonnées.

$$g_{dB} = 20 \log \frac{E}{E_0} \tag{I-19}$$

E : champ créé par l'antenne

E_0 : champ créé par l'antenne isotrope

III.6 - Rendement d'une antenne :

Dans le cas où une dégradation de puissance se produit au niveau de l'antenne, soit du fait des pertes ou d'une mauvaise utilisation, on peut définir le rendement comme suit,

$$\eta = \frac{P_r}{P_t}$$

P_r : puissance rayonnée

P_t : puissance d'alimentation

La relation liant le rendement avec le gain et la directivité est

$$\eta = \frac{G(\theta, \varphi)}{D(\theta, \varphi)}$$

III-7 - 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 nous supposons que ces paramètres sont tels que la puissance reçue est maximum, on peut écrire :

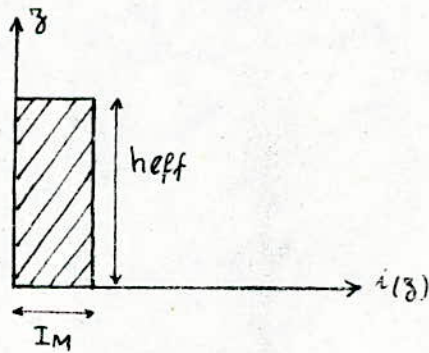
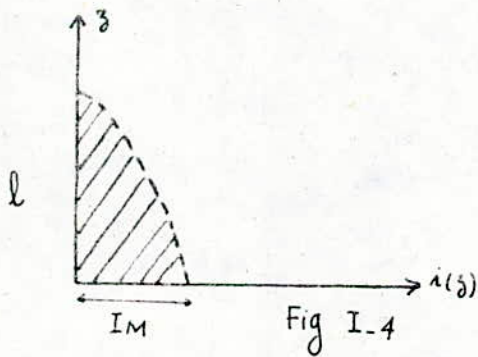
$$W_{\text{reçue}} = S(\theta, \varphi) \cdot A(\theta, \varphi)$$

$S(\theta, \varphi)$: puissance reçue par unité de surface

$A(\theta, \varphi)$ est l'aire de captation, elle est donnée par :

$$A(\theta, \varphi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G(\theta, \varphi)$$

III.8 - Hauteur effective :



La hauteur effective d'une antenne de longueur l parcourue par un courant d'intensité maximale I_m , est la hauteur d'un rectangle de largeur I_m dont la surface serait égale à celle déterminée par la courbe de distribution du courant (fig I-4).

$$h_{\text{eff}} I_m = \int_0^l i(z) dz$$

III-9 Impédance d'entrée :

L'impédance d'entrée d'une antenne est définie par :

$$Z_e = \frac{e}{i} = R + jX$$

- e : tension appliquée à l'antenne
- i : intensité du courant d'alimentation

Celle-ci présente une partie réelle et une partie réactive, à l'accord, cette dernière s'annule.

III.10 Bande passante :

La bande passante d'une antenne est la bande de fréquence pour laquelle elle présente des caractéristiques particulières.

Elle dépend de l'impédance de rayonnement, du diagramme de directivité, de la polarisation de l'onde et enfin des dimensions de l'antenne.

III.10 Pertes dans les antennes :

Il est inutile de concevoir une antenne sans tenir compte des pertes, car en effet celles-ci peuvent atténuer le gain de l'antenne et même parfois l'annuler.

On observe 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.

Classiquement, la résistance d'un conducteur est donnée par :

$$R = \rho \frac{L}{S}$$

Mais n'oublions pas qu'au niveau de l'antenne, nous avons des courants H.F, par conséquent en réagissant sur lui-même le courant variable chasse l'intensité vers la périphérie (effet de peau), d'autant plus que la fréquence est élevée. Ainsi la partie centrale du conducteur est inutilisée, ce qui rend inadéquat la formule précédente.

Pratiquement, on préfère qu'au lieu de considérer la section utilisée, prendre un coefficient de résistivité variable avec la fréquence et le diamètre est reconsidéré alors la formule précédente.

b/ Pertes par défaut d'isolement:

Ces pertes se manifestent sous forme de fuites par la résistance d'isolement, surtout aux points correspondant aux ventres de tension, donc par conséquent aux extrémités du brin de rayonnement.

En pratique, l'utilisation d'isolateurs atténue ce genre de pertes.

c/ Pertes par rayonnement parasite:

Il s'agit des pertes au niveau du feeder, pour éviter cette perte 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 sont désadaptés.

Notions sur les radars atmosphériques

I- Introduction :

Les résultats de traitement obtenues par sondage de l'atmosphère à l'aide des radars Doppler donnent essentiellement des informations sur la nature du milieu atmosphérique observé (turbulent ou stable), la hauteur de la tropopause, la vitesse de déplacement du vent et la stabilité temporelle des phénomènes observés.

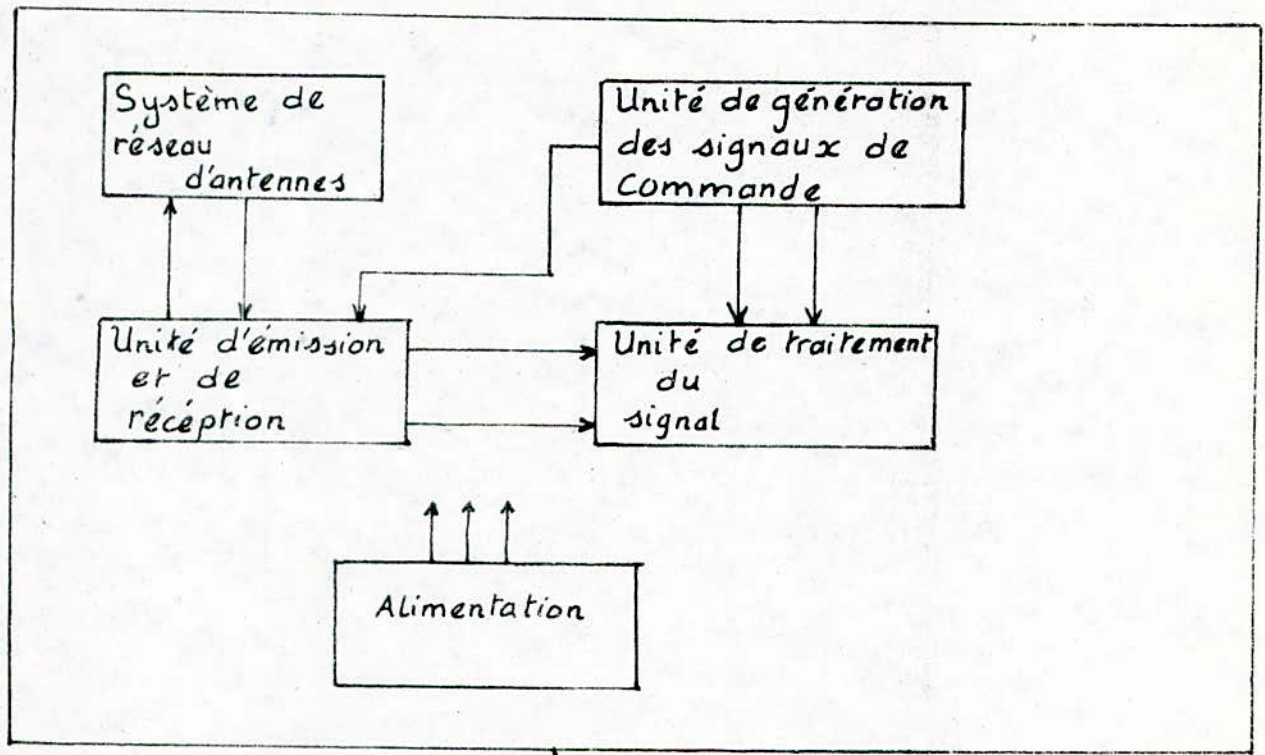
Il existe d'autres moyens que le radar pour l'étude de ces paramètres à savoir :

- avion laboratoire,
- Sondes véhiculées par ballon ou fusée
- méthodes photographiques ou radiométriques.

Cependant, les avantages du radar par rapport à ces derniers sont :

- L'observation est faite sans déplacer l'instrument.
- L'exploration est réalisée dans les trois dimensions.
- Continuité des observations dans le temps qui sont satisfaites pour de nombreuses applications.
- L'observation ne perturbe pas le milieu atmosphérique
- Disponibilité immédiate des résultats.

II. Synoptique du radar:



Le radar Doppler est principalement constitué par :

- Un système d'alimentation,
- une unité de génération des signaux de commande,
- une unité de traitement du signal,
- une unité d'émission et de réception et
- un système de réseau d'antennes.

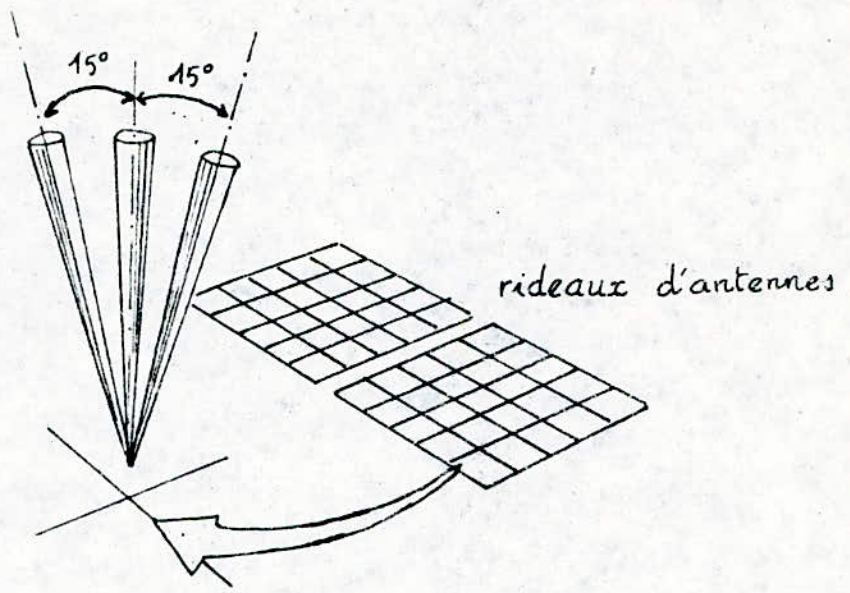
Les applications radio-radar HF ou VHF exigent une antenne directive légère, portable, facile à la construction et à un prix raisonnable.

Nous présentons une étude sur un modèle d'antenne répondant à ces besoins.

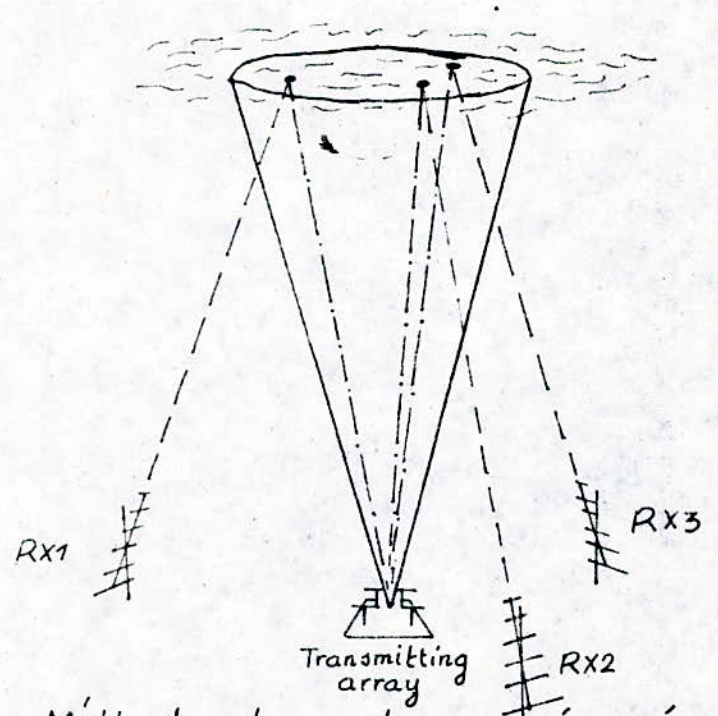
III. Méthodes de mesures:

Il existe principalement deux concepts de radars ST :

- Les radars à réseau d'antennes coaxiales-collinéaires basés sur la méthode Doppler.



Méthode Doppler



Méthode des antennes espacées

Fig II-1

- Si $\vec{V}_1 = \vec{V}_2$ de part et d'autre du cône, la pollution est nulle et on mesure exactement la vitesse verticale du vent.

- Si $\vec{V}_1 \neq \vec{V}_2$, la composante verticale du vent est alors polluée par le gradient de la vitesse horizontale.

Pour minimiser cette erreur, on propose soit :

- de diminuer la largeur du faisceau,

- ou de déterminer le gradient de la vitesse horizontale afin de l'éliminer par la suite.

b) Mesure des composantes horizontales :

Ces mesures sont effectuées à l'aide du réseau d'antennes pointant en oblique à 15° de la verticale (cette déviation est obtenue en agissant sur le déphasage en courant des lignes) dans les directions NE et SE

Pour chacune des deux directions, la vitesse horizontale V est donnée par :

$$V = V_m / \sin 15^\circ$$

où

V_m : vitesse du vent mesurée dans la direction du tir considéré.

La hauteur réelle de visée :

$$h = h_m \cos 15^\circ$$

où

h_m : distance sur la ligne de visée.

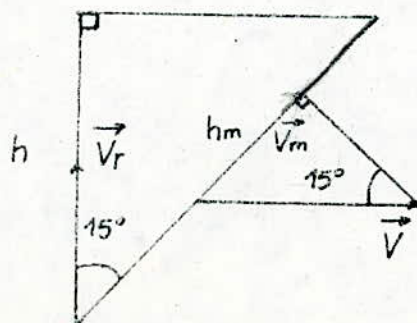


Fig II.3 Construction des composantes horizontales

En tenant compte de l'effet de la composante verticale du vent, l'expression de la composante horizontale devient :

$$V = \frac{V_m - V_r \cos 15}{\sin 15}$$

III-2 Turbulence atmosphérique:

L'intensité de cette turbulence peut être caractérisée par :

- la constante de structure réfractive de la turbulence, C_n^2 ,
- la largeur du spectre Doppler,
- l'analyse en série temporelle des vents moyennés.

La constante de structure réfractive de la turbulence qui est fonction de

- la puissance pic émise,
- la surface de captation de l'antenne,
- la température T et de
- la longueur d'onde λ ,

s'exprime par [2]

$$C_n^2 = 0.87 \cdot 10^{-17} \left(\frac{r}{\Delta r} \right) \left(\frac{S}{N} \right)$$

avec :

r : distance entre le radar et la cible.

Δr : épaisseur du milieu turbulent.

S/N : rapport signal sur bruit.

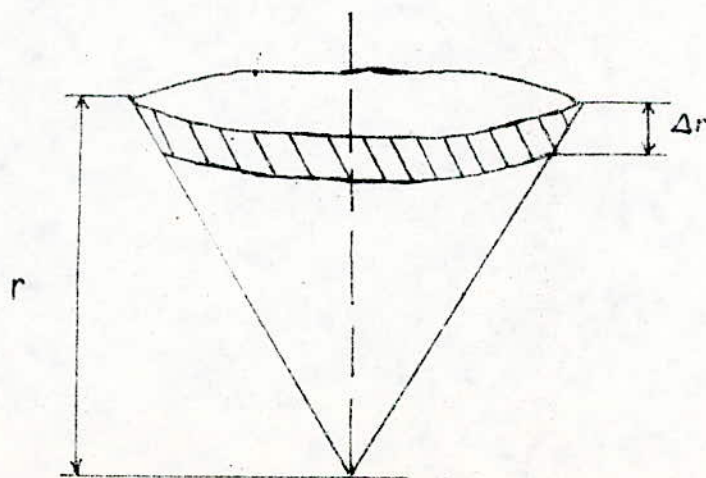


Fig II-4 Géométrie définissant les grandeurs du volume diffusant.

III-3 Hauteur de la tropopause :

Dans la couche troposphérique, la variations de la température en fonction de la hauteur est donnée par $\frac{\partial T}{\partial Z} < 0$, par contre dans la stratosphère, cette variation s'exprime par $\frac{\partial T}{\partial Z} > -2^\circ\text{K/Km}$.

La hauteur de la tropopause peut être identifier à l'altitude à laquelle le profil observé de (S/N) croise la courbe théorique de (S/N) pour $\frac{\partial T}{\partial Z}$ égale à 2°K/Km .

IV - Description de l'antenne radar :

Cette antenne représente un rideau composé de 16 lignes, dont chacune est constituée de 26 cables coaxiaux, de type R-G8, collinaires de longueur demi-onde, montés horizontalement au dessus de la terre, selon la représentation suivante.

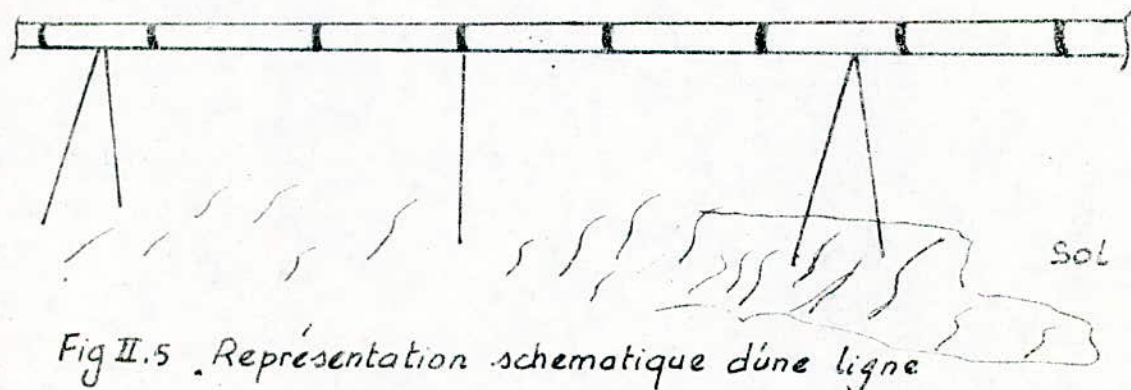


Fig II.5 . Représentation schematique d'une ligne

L'antenne est alimentée par son centre (centre de chaque ligne) à l'aide de conducteurs extérieurs. Pour assurer une répartition uniforme de puissance, on utilise un symétriseur à cables coaxiaux de même type que celui utilisé pour les antennes (fig II-6).

La fig II.7 montre le mode de connexion entre les éléments d'une ligne. Cette connexion consiste à inverser les polarités des conducteurs à chaque demi-onde.

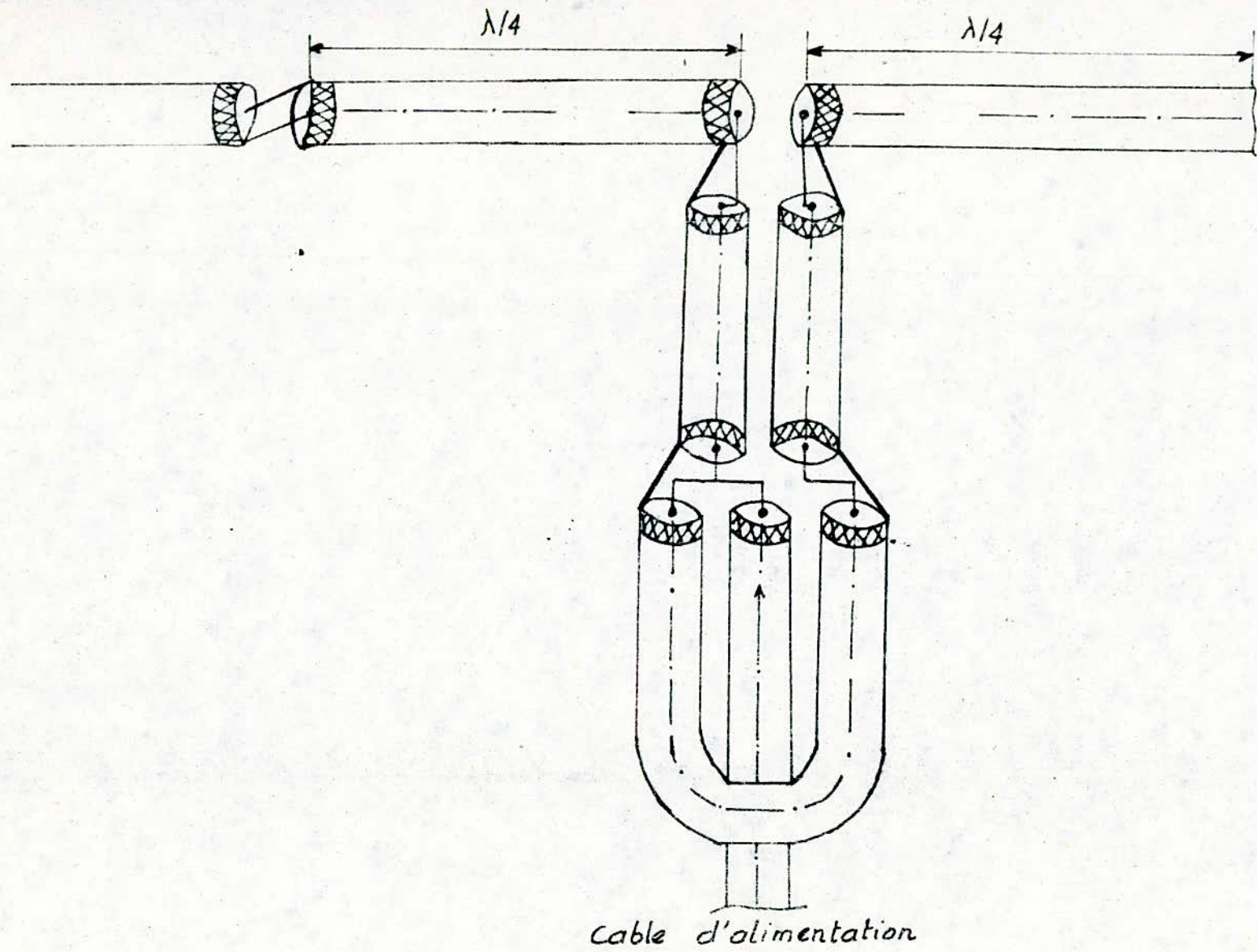


Fig II.6 Symétriseur

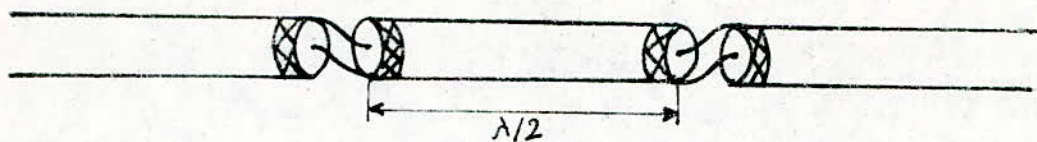


Fig II-7 mode de connexion entre éléments

Les connexions seront couvertes en premier lieu par une couche de silicium puis enveloppées dans un tube isolant résistant aux climats. Les extrémités des lignes restent non connectées et sont enveloppées de la même manière que les autres.

Etude des lignes de transmission

I. Introduction :

La comparaison de la longueur d'une ligne de transmission par rapport à la longueur d'onde du courant qui la parcourt nous entraîne à définir deux types de circuits.

I-1 circuits fermés :

Dans ce type de circuits, les éléments constitutifs (inductance L , capacité C) sont en principe localisés, en particulier la capacité répartie des fils est négligeable. L'intensité du courant à chaque instant est constante du fait que les dimensions de ces circuits sont très petites par rapport à la longueur d'onde.

I-2 circuits ouverts :

Contrairement au type précédent, la longueur de ces circuits peut être soit comparable à la longueur d'onde du courant soit plus grande que celle-ci. Il en résulte que les circuits rayonnent de l'énergie et que les capacités et inductances réparties ne sont plus négligeables.

• Certains circuits, de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde, doivent rayonner le minimum d'énergie (cas des lignes chargées de transporter de l'énergie haute fréquence à grandes distances) alors que les autres (cas des antennes ou systèmes rayonnants), doivent rayonner le maximum d'énergie.

II - Lignes aux fréquences radioélectriques :

II-1 Schéma équivalent d'un tronçon de ligne infinitésimale

Le schéma d'un tronçon de ligne pour les circuits ouverts peut être représenté par la figure ci dessous.

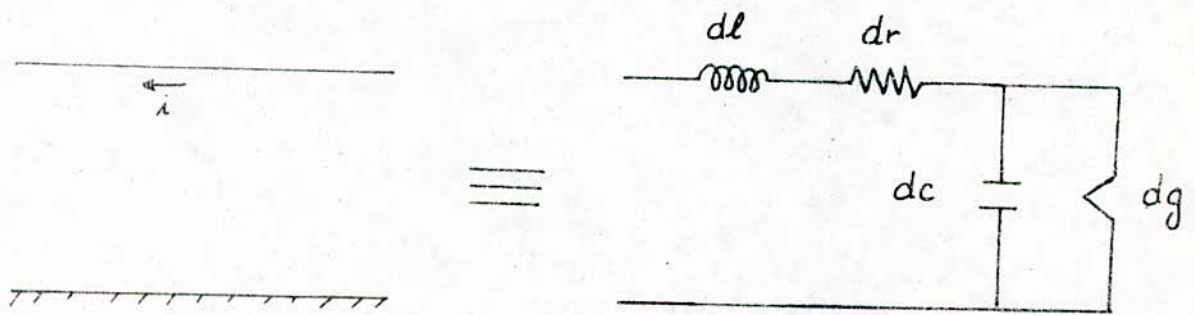


Fig III-1 Représentation d'un tronçon de ligne.

On définit :

$$R_1 = \frac{dr}{dx} : \text{résistance linéique } (\Omega/m)$$

$$G_1 = \frac{dg}{dx} : \text{péridance linéique } (\Omega^{-1}/m)$$

$$L_1 = \frac{dl}{dx} : \text{inductance linéique (Henry/m)}$$

$$C_1 = \frac{dc}{dx} : \text{capacité linéique (Farad/m)}$$

Pour un conducteur tendu horizontalement, le sol agit comme un miroir tel qu'en deux points symétriques par rapport au sol, les courants ont des sens opposés, le sol est supposé un conducteur parfait. Nous aurons alors la configuration suivante, pour un élément infinitésimal.

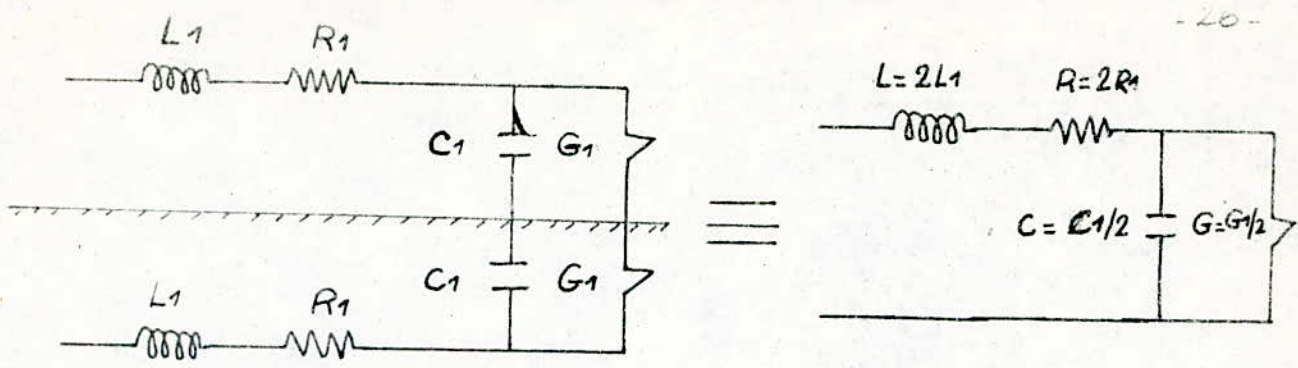


Fig III-2 Schéma d'un tronçon en présence du sol.

II-2 Equations de propagation :

Les coefficients linéiques n'ont pas en radioélectricité une signification aussi rigoureuse qu'en téléphonie. Les lignes (antennes) utilisées en radioélectricité sont beaucoup plus courtes que les lignes téléphoniques et qu'il en résulte des simplifications légitimes. On se propose de déterminer l'effet de propagation à partir de la figure (III-3)

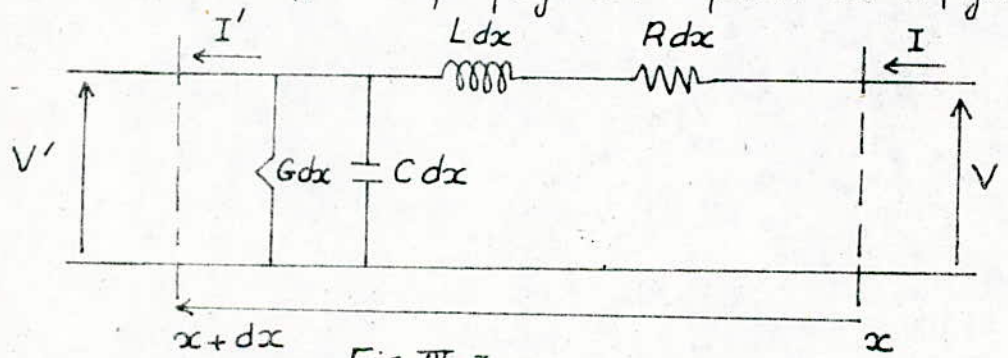


Fig III-3

(V, I) : tension et courant d'entrée

(V', I') : tension et courant de sortie.

Vu la continuité de $V(x, t)$ et $I(x, t)$ pour un élément dx ,

$$\parallel I'(x+dx, t) = I(x, t) + \frac{\partial I}{\partial x} \cdot dx$$

$$\parallel V'(x+dx, t) = V(x, t) + \frac{\partial V}{\partial x} \cdot dx$$

La première et la deuxième loi d'ohm nous donnent :

$$\begin{cases} I'(x+dx, t) - I(x, t) = - \left[G dx V(x, t) + C dx \frac{\partial V}{\partial x}(x, t) \right] \\ V'(x+dx, t) - V(x, t) = - \left[R dx I(x, t) + L dx \frac{\partial I}{\partial x}(x, t) \right] \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

La combinaison des équations du système (II-1) permet d'obtenir l'équation symétrique suivante :

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} = RG \Psi + (RC + LG) \frac{\partial \Psi}{\partial t} + LC \frac{\partial^2 \Psi}{\partial t^2} \quad (\text{II-2})$$

où

$$\Psi = V \text{ ou } I$$

En régime harmonique, cette équation devient :

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} - (R + jL\omega)(G + jc\omega) \Psi = 0 \quad (\text{II-3})$$

$$\text{En posant : } \gamma = \alpha + j\beta = [(R + jL\omega)(G + jc\omega)]^{1/2} = (Z \cdot Y)^{1/2},$$

avec :

$$Z = (R + jL\omega) \text{ et } Y = (G + jc\omega)$$

l'équation (II-3) peut s'écrire :

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial x^2} - \gamma^2 \Psi = 0$$

Ce qui entraîne :

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 V(x, t)}{\partial x^2} - \gamma^2 V(x, t) = 0 \\ \frac{\partial^2 I(x, t)}{\partial x^2} - \gamma^2 I(x, t) = 0 \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

Les solutions du système (II-4) sont sous la forme :

$$V(x,t) = V_+ e^{(\alpha+j\beta)x} + V_- e^{-(\alpha+j\beta)x}$$

$$I(x,t) = \frac{1}{(ZY)^{1/2}} \left[V_+ e^{(\alpha+j\beta)x} - V_- e^{-(\alpha+j\beta)x} \right]$$

(II-5)

γ : coefficient de propagation.

α : exposant lineique d'affaiblissement.

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$: exposant lineique de déphasage.

V_+ et V_- : tensions incidente et réfléchie.

III - Paramètres d'une ligne de transmission :

III-1 Paramètres primaires :

Nous nous limiterons à l'étude de ces paramètres pour une ligne concentrique (cable coaxial). Ces paramètres sont R, L, C et G . La coupe transversale de cette ligne est donnée par la figure suivante

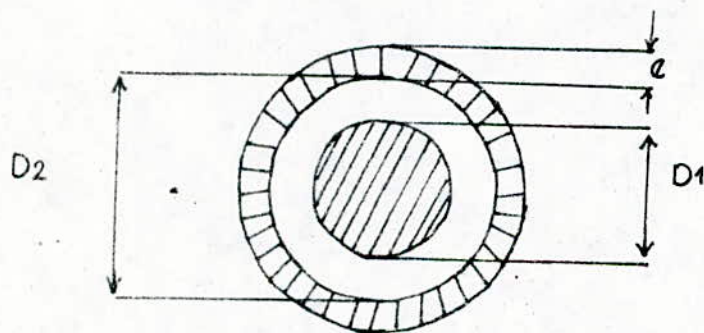


Fig III-4 coupe transversale d'un cable coaxial.

D_1 est le diamètre du conducteur intérieur.

D_2 est le diamètre intérieur du conducteur extérieur.

e est l'épaisseur du conducteur extérieur.

a) Résistance en courant continu :

Pour le conducteur central, constitué par un fil cylindrique massif, la résistance est donnée par :

$$R_1 = \frac{1}{\pi/4 \cdot D_1^2 \delta}$$

δ est la conductivité du conducteur

Pour le conducteur extérieur, la surface est donnée par

$$S_2 = \frac{\pi}{4} [(D_2 + 2e)^2 - D_2^2] = \pi e (D_2 + e)$$

La résistance totale sera la somme des deux résistances :

$$R = R_1 + R_2$$

b) Résistance en courant alternatif :

Afin de calculer la résistance d'une paire concentrique, nous devons tenir compte de l'effet pelliculaire, du fait que la résistance de rayonnement augmente avec la fréquence. En effet, il y a concentration des filets de courants vers la surface du conducteur.

Pour le conducteur intérieur, on montre que :

$$R_1 = \frac{1}{D_1} \left(\frac{\mu f}{\pi \sigma} \right)^{1/2}$$

μ : est la perméabilité du conducteur.

f : fréquence du courant parcourant le conducteur.

Pour le conducteur extérieur, supposons tout d'abord que la fréquence soit extrêmement élevée, alors tout le courant sera concentré dans la coque fictive de très faible épaisseur située à la surface intérieure du conducteur. Il est évident qu'à la limite, pour ces fréquences, cette coque sera la même que celle apparaissant à la surface du conducteur intérieur. Par conséquent, la résistance du conducteur sera :

$$R_2 = \frac{1}{D_2} \left(\frac{\mu f}{\pi \sigma} \right)^{1/2}$$

La résistance de la paire concentrique, aux hautes fréquences, est alors

$$R = R_1 + R_2 = \left(\frac{1}{D_1} + \frac{1}{D_2} \right) \left(\frac{\mu f}{\pi \sigma} \right)^{1/2}$$

Elle est exprimée en Ω/m .

On voit qu'à ces fréquences, la résistance linéique d'une paire coaxiale ne dépend pas de l'épaisseur du conducteur extérieur.

c/ Inductance linéique:

Le coefficient de self induction d'une paire concentrique est la somme du coefficient de self induction externe et des coefficients internes de chacun des conducteurs. Ces coefficients sont donnés par:

$$L_e = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{D_2}{D_1}$$

$$L_i = \frac{1}{D_2} \left(\frac{D_2}{D_1} + 1 \right) \frac{1}{2\pi} \left(\frac{\mu}{\pi \sigma f} \right)^{1/2}$$

Comme l'expression de (L_i) décroît rapidement quand la fréquence augmente, l'inductance linéique de la paire se réduit à celle du conducteur extérieur.

$$L = L_e + L_i \approx L_e = \frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{D_2}{D_1} \quad (\text{II-6})$$

d/ Capacité linéique:

La capacité linéique de la paire coaxiale s'exprime par:

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{D_2}{D_1}} \quad (\text{II-7})$$

ϵ : permittivité du diélectrique entre les deux conducteurs

a) Péditance :

Elle est donnée par :

$$G = \omega c \operatorname{tg} \delta, \text{ avec :} \quad (\text{II.8})$$

$$\omega = 2\pi f$$

$\operatorname{tg} \delta$ exprime les pertes dans le diélectrique, qui sont généralement faibles en hautes fréquences.

III-2 Paramètres secondaires :

a) Impédance caractéristique :

Elle est définie par :

$$Z_c = \frac{V_-}{I_-} = \frac{V_+}{I_+} = \left(\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega} \right)^{1/2} \quad (\text{II-9})$$

b) Exposants linéiques d'affaiblissement (α) et de déphasage (β) :

Pour calculer les expressions de ces exposants, nous allons utiliser l'approximation suivante :

$$\text{Pour } x \ll 1 \quad (1+x)^m \approx 1 + mx$$

En vertu de l'expression (II-9),

$$Z_c = \frac{(1 - jR/L\omega)^{1/2}}{(1 - jG/C\omega)^{1/2}} \cdot \left(\frac{L}{C} \right)^{1/2}$$

Comme dans le cas des hautes fréquences, $R \ll L\omega$ et $G \ll C\omega$, et en posant

$$R_c = \left(\frac{L}{C} \right)^{1/2}$$

$$\phi = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{L\omega} - \frac{G}{C\omega} \right),$$

l'expression de l'impédance caractéristique devient :

$$Z_c = R_c (1 - j\phi) \quad (\text{II.10})$$

Sachant que $\gamma = \alpha + j\beta = [(R + jL\omega)(G + jC\omega)]^{1/2}$, on déduit que

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{R_c} + G R_c \right) \quad (\text{II.11})$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC}$$

c/ Détermination du rapport optimum des diamètres :

Il a été montré que l'expression de l'affaiblissement (II.11) peut se mettre sous la forme [2] :

$$\alpha = K \frac{\frac{D_2}{D_1} + 1}{D_2 \ln \frac{D_2}{D_1}} \quad (\text{II.12})$$

K étant une constante.

Cherchons le rapport $\frac{D_2}{D_1} = f$ pour lequel l'affaiblissement doit être minimum. On peut écrire alors :

$$\alpha = K' \frac{1+f}{\ln f} \quad (\text{II.13})$$

En annulant la dérivée de l'expression (II.13), que l'on peut résoudre graphiquement, on tire

$$f = 3,6$$

Remarque : Les paramètres secondaires dépendent de la fréquence ; pour l'impédance caractéristique, les variations en fonction de la fréquence de sa partie imaginaire restent petites par rapport à l'unité, ce qui conduit à considérer qu'elle est constante dans une gamme de fréquence.

d/ Vitesse de propagation :

La vitesse de propagation de l'onde dans un cable s'exprime par la relation :

$$V = \frac{\omega}{\beta}$$

En vertu de la relation (II-11), l'équation précédente devient :

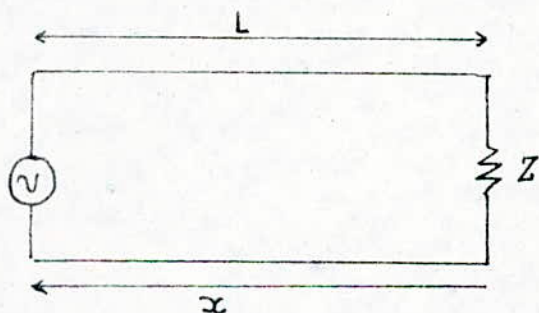
$$V = \frac{1}{(LC)^{1/2}} = (\mu_0 \epsilon_r \epsilon_0)^{1/2} = \frac{V_0}{(\epsilon_r)^{1/2}}$$

V_0 : Vitesse de propagation de l'onde dans le vide.

ϵ_r : permittivité relative du diélectrique.

IV - Ligne chargée - Ligne transformateur :

Soit une ligne sans pertes terminée par une charge Z



La formule de transformation d'impédance en un point x est donnée par

$$Z(x) = Z_c \frac{Z + j Z_c \operatorname{tg} \beta x}{Z_c + j Z \operatorname{tg} \beta x}$$

Pour $x = L$, $Z(L) = Z_0$

$$Z_0 = Z_c \frac{Z + j Z_c \operatorname{tg} \beta L}{Z_c + j Z \operatorname{tg} \beta L}$$

V - Ligne résonateur - Ligne ouverte:

Dans ce cas $Z = \infty$, donc

$$Z_0 = \frac{Z_c}{j \operatorname{tg} \beta L}$$

Pour des longueurs de la ligne différentes, l'impédance d'entrée prend des quantités différentes, en effet:

- Si $\beta L = \pi/2$ ($L = \lambda/4$) alors $Z_0 = 0$.
- Si $\beta L < \pi/2$ ($L < \lambda/4$) alors Z_0 est capacitive.
- Si $\beta L > \pi/2$ ($L > \lambda/4$ et $L < \lambda/2$) alors Z_0 se comporte comme une self.
- Si $L = \lambda/2$ alors Z_0 est infiniment grande.

VI - Application au cable coaxial RG-8.

- Le diamètre extérieur du cable (D_2) vaut 10.8 mm.
- Pour un affaiblissement lineique minimal, D_1 vaut 3 mm.
- L'isolant utilisé est le polyéthylène : $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 = 2.25 \epsilon_0$
- Les deux conducteurs, extérieur et intérieur, sont du même métal à savoir le cuivre. Il a pour perméabilité magnétique $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$.
- L'inductance lineique vaut 0.256 $\mu\text{H/m}$
- La capacité lineique vaut 97,58 pF/m
- L'impédance caractéristique $Z_c = 52 \Omega$
- La vitesse de propagation de l'onde : $v = \frac{2}{3} v_0$

VII - Conclusion :

En pratique, l'utilisation du cable coaxial nécessite une mise en compte de l'atténuation de l'onde le long de celui-ci.

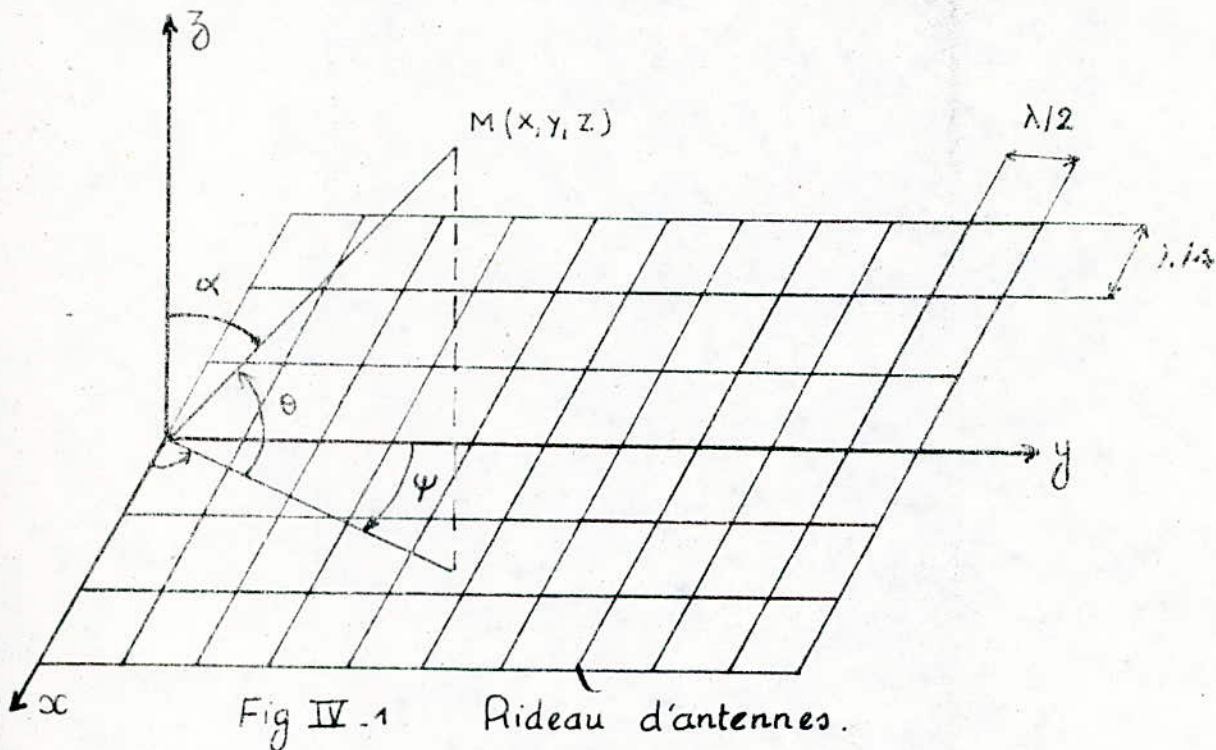
En effet, dans le cas du RG-8, le choix d'une longueur de $\lambda/3$, au lieu d'une longueur de $\lambda/2$, est nécessaire.

L'introduction d'une capacité permet d'avoir une impédance d'entrée purement résistive.

Etude du rideau d'antennes

I. Généralités :

Le rideau d'antennes est composé de 16 alignements dont chacun est constitué de 26 éléments demi-onde collinéaires (fig IV.1). l'étude de ce rideau sera menée étape par étape depuis l'élément élémentaire à savoir le demi-onde jusqu'à l'ensemble des réseaux.



II. Etude d'une antenne horizontale:

Soit une antenne tendue horizontalement à une hauteur h du sol (fig IV.2).

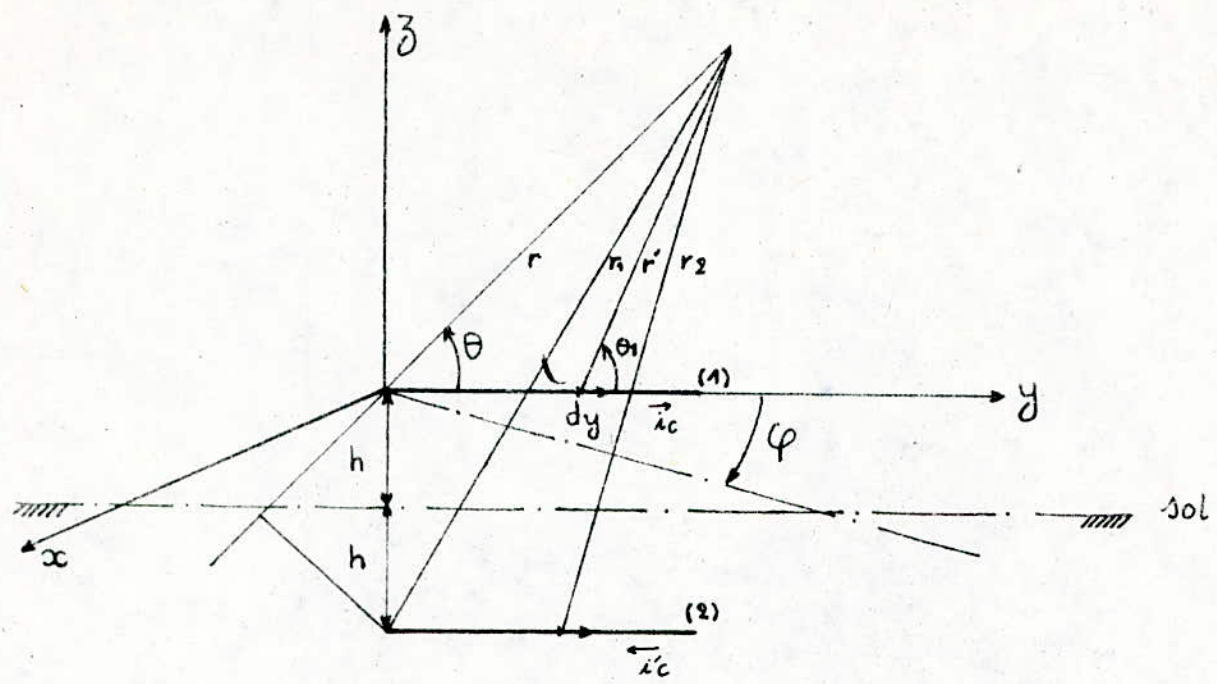


Fig IV.2 Antenne horizontale en présence du sol

La distribution du courant en régime stationnaire s'exprime par la relation :

$$i(y) = I_m \sin k(l-y) e^{j\omega t} \quad \text{où :}$$

$k = 2\pi/\lambda$: nombre d'onde.

l : longueur de l'antenne.

l'élément dy de l'antenne réelle (1) crée un élément de champ dE_1 dans l'espace en un point M qui s'exprime par :

$$dE_1 = j \frac{60\pi}{\lambda r_1} I_m \sin k(l-y) \sin \theta_1 e^{-jk r_1} e^{j\omega t} dy$$

A grandes distances, $\frac{1}{r_1} \approx \frac{1}{r}$ et $\theta_1 \approx \theta$.

L'expression du champ crée par l'antenne (1) sera :

$$\int_0^l dE_1 = E_1 = j \frac{60\pi}{\lambda r} I_m e^{j(\omega t - kr)} \frac{e^{jkl \cos \theta} - \cos kl - j \sin kl \cos \theta}{k \sin \theta} \quad (IV-7)$$

Sachant que :

$$r' = r + 2h \cos \alpha$$

$$r_2 = r + 2h \cos \alpha - y \cos \theta$$

$$i'c = -ic$$

α est l'angle complémentaire de θ

L'expression du champ crée par l'antenne image (2), peut être déduite de (IV-1) :

$$E_2 = -E_1 e^{-jk2h \cos \alpha}$$

Le terme $2h \cos \alpha$ exprime le déphasage en distance entre les deux antennes.

Le champ total crée par les deux aériens est :

$$E_T = E_1 + E_2 = E_1 (2 \sin(kh \cos \alpha))$$

ou bien :

$$|E_T| = \left| \frac{60 I_m}{r} \right| \cdot \frac{1}{2} \left| \frac{e^{jkl \cos \theta} - \cos kl - j \sin kl \cos \theta}{k \sin \theta} \right| \left| 2 \sin(kh \cos \alpha) \right| \quad (IV.2)$$

l'expression :

$$|f_1(\theta)| = \frac{1}{2} \left| \frac{e^{jkl \cos \theta} - \cos kl - j \sin kl \cos \theta}{k \sin \theta} \right| \quad (IV-3)$$

est appelée fonction caractéristique de l'antenne isolée, et

$$F(\alpha) = 2 \sin(kh \cos \alpha)$$

est appelée fonction caractéristique de l'effet du sol.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne isolée est un cercle de rayon unité. Il est obtenu en exprimant l'angle θ en fonction de α et φ .

Le développement de l'expression (IV.3) donne :

$$f_1(\theta) = \frac{\sqrt{[\cos(2\pi/\lambda \cdot \cos\theta) - \cos(2\pi\ell/\lambda)]^2 + [\sin(2\pi\ell/\lambda \cdot \cos\theta) - \sin(\frac{2\pi\ell}{\lambda}) \cdot \cos\theta]^2}}{2 \sin\theta} \quad (IV-4)$$

Cette dernière expression nous a permis de tracer les diagrammes de rayonnement pour différentes longueurs de l'antenne dans le plan yoz. Pour cela, nous avons établi des logiciels sur le TEKRONIX 4052. Ces diagrammes sont représentés par les fig IV-3a, b, c.

III - Influence d'un réflecteur sur une antenne :

La présence d'un réflecteur au dessous d'une antenne, permet d'obtenir un diagramme de rayonnement unidirectionnel. Il est situé à une distance voisine de $\lambda/4$ par rapport à l'antenne. Ce dernier peut avoir une longueur identique ou légèrement supérieure à celle de l'aérien. Cependant, sa présence agit particulièrement sur la résistance de rayonnement et sur le gain de l'antenne (fig IV-4)

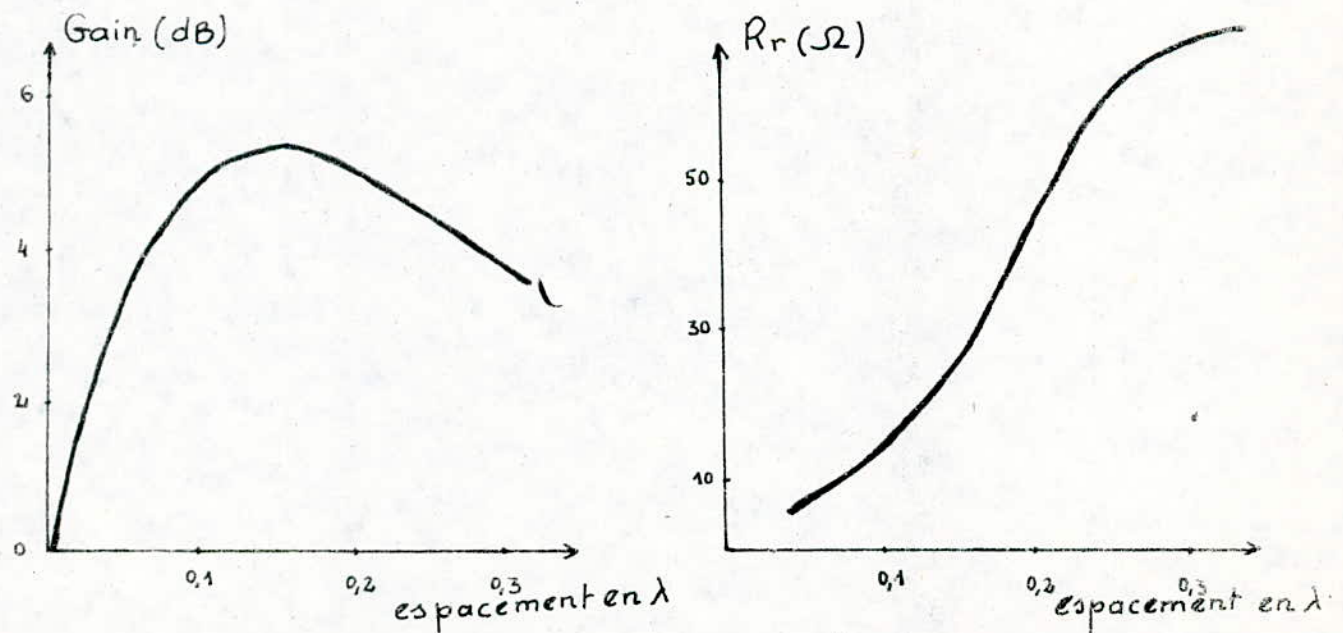


Fig IV-4 Influence d'un réflecteur sur le gain et la résistance de rayonnement.

RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE HORIZONTALE

$F_1 = 50 \text{ Mhz}$
 $L_1 = 3 \text{ Metres}$

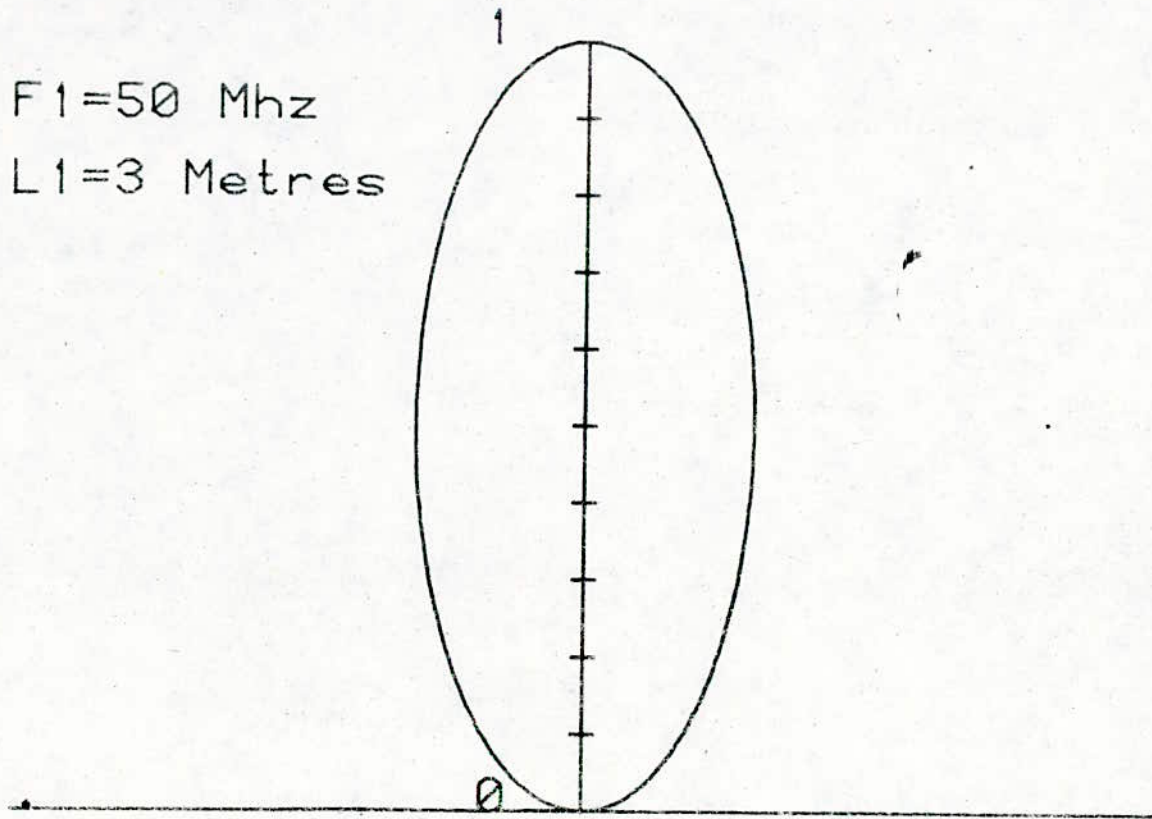


Fig IV-3-a

RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE HORIZONTALE

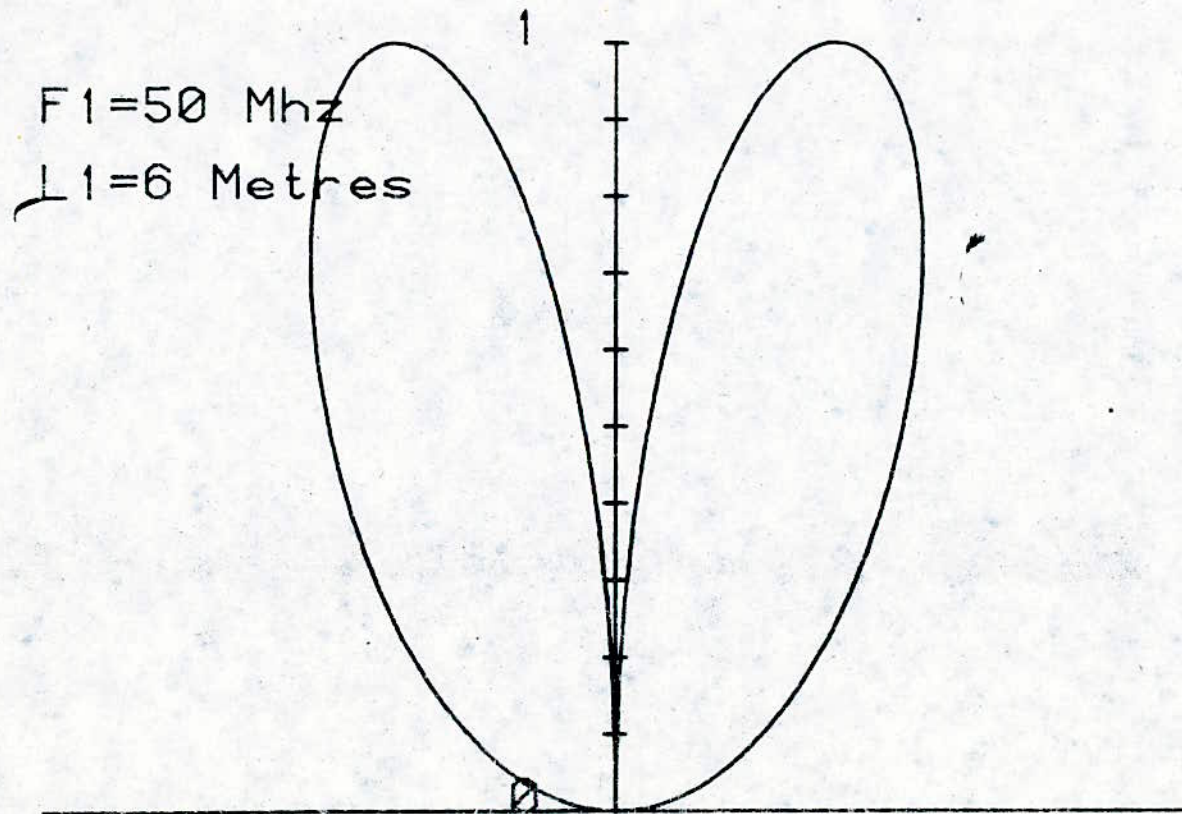


Fig IV.3. b

RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE HORIZONTALE

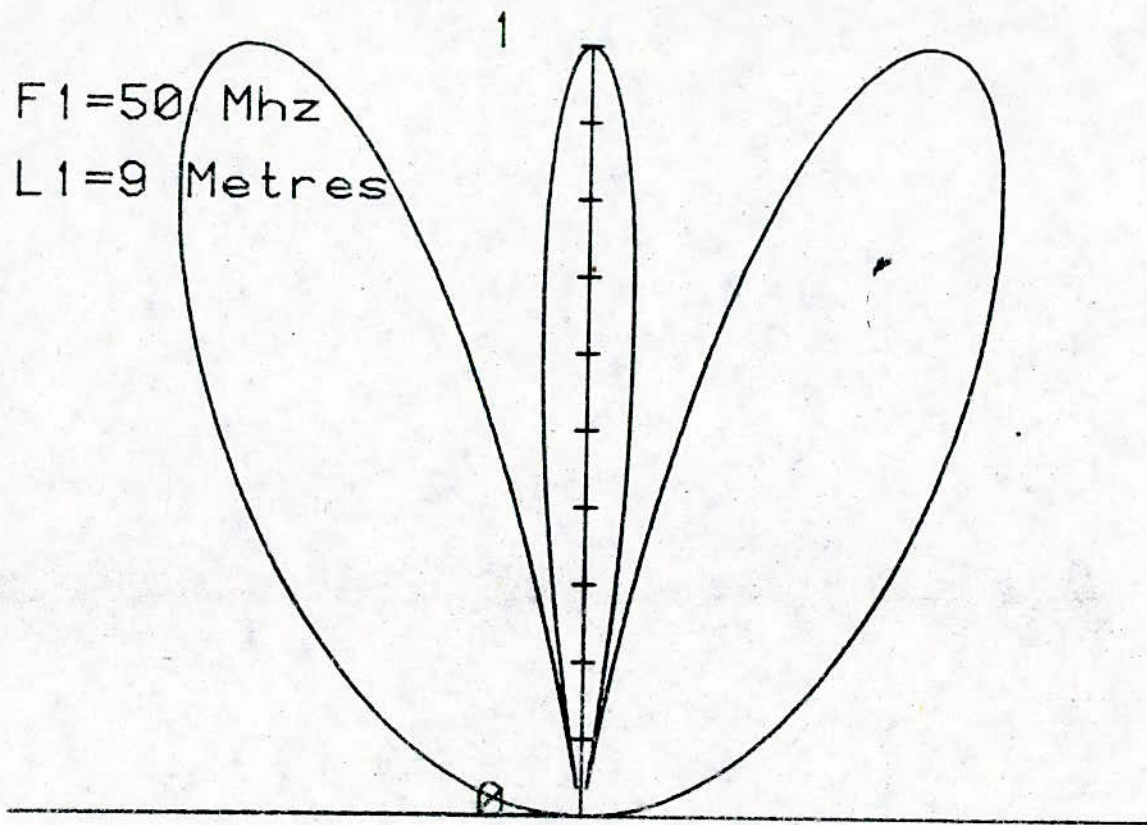


Fig IV.3-C

IV - Interprétation des graphes :

- L'analyse des fig. (IV-3-a-b-c) permet de conclure que :
- l'augmentation de la longueur de l'antenne entraîne l'apparition de plusieurs lobes.
 - Compte-tenu de l'expression (I-19), le gain maximum dans la direction verticale ($\theta = \frac{\pi}{2}$) est obtenu pour une antenne demi-onde

Le choix de l'élément demi-onde est donc tout indiqué.

V. Groupement d'antennes:

V-1 - Alignement uniforme:

Lorsqu'on réalise un alignement d'antennes identiques, régulièrement espacées et alimentées par des courants de même amplitude, on dit alors que l'alignement obtenu est uniforme.

V-2 - Groupement de deux antennes:

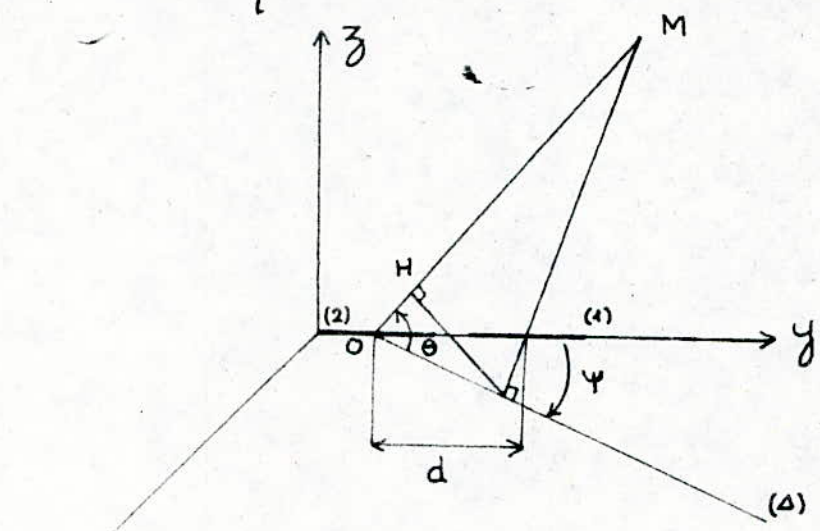


Fig IV-5 Alignement de deux antennes.

Le champ créé par l'ensemble des deux antennes demi-onde (1) et (2) en un point M de l'espace est la somme des champs créés par chacune d'elles.

$$E_T = E_1 + E_2$$

En supposant que le déphasage en alimentation est nul et seul le déphasage en distance ($S = k.OH$) existe, l'expression du champ s'écrit:

$$E_T = E_1 - E_1 e^{-jS} = E_1 e^{-jS/2} \cdot 2 \cos S/2$$

$$OH = kd \cos \psi \cos \theta$$

$$E_T = E_1 \cdot 2 \cos(S/2)$$

La fonction caractéristique totale est :

$$F(\theta, \psi) = f_1(\theta, \psi) \cdot f(\theta, \psi)$$

avec :

$f(\theta, \psi)$: la fonction caractéristique de groupement des deux antennes.

V.3 Généralisation à un alignement de N antennes :

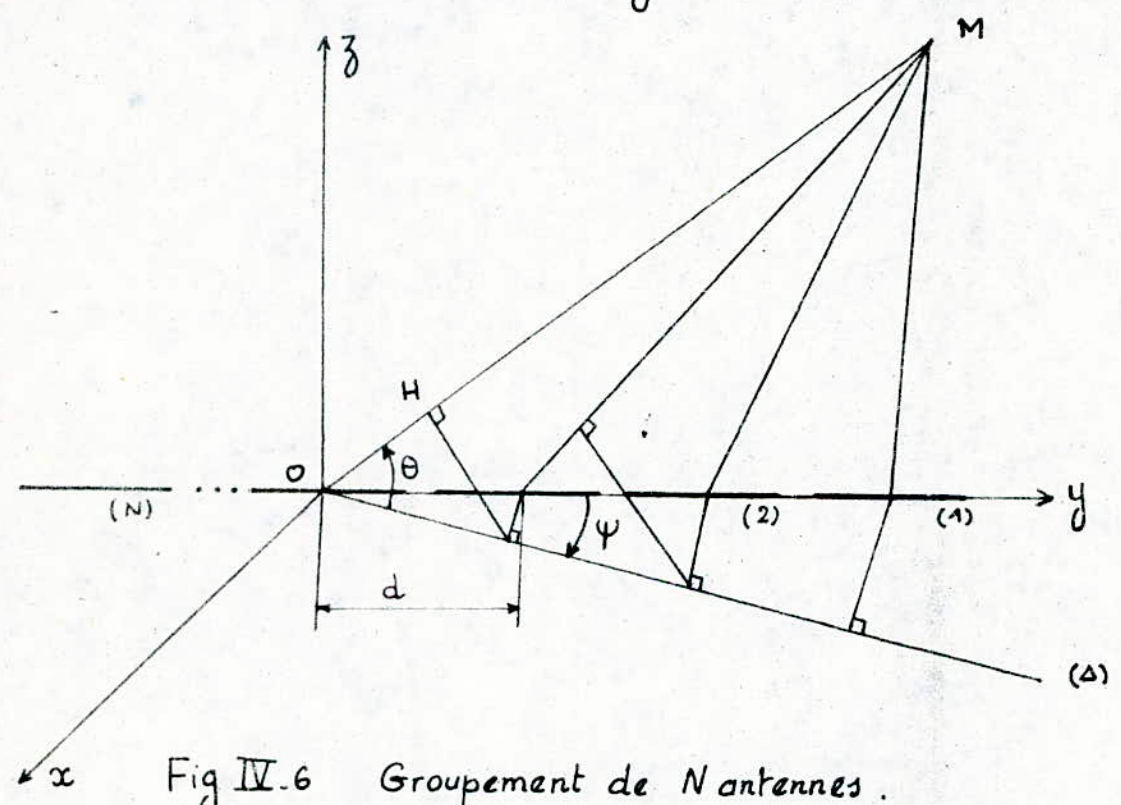


Fig IV.6 Groupement de N antennes.

(Δ) est la projection de OM sur le plan horizontal.

L'antenne (i) est en avance de phase par rapport à l'antenne (i+1). Dans le cas général, le déphasage entre deux antennes consécutives est la somme des déphasages en distance et en alimentation.

$$S = kd \cos \theta \cos \psi + \delta \quad \text{où}$$

δ est le déphasage en alimentation.

Le champ créé par l'antenne $(i+1)$ est donné par :

$$E_{i+1} = E_i e^{-jS}$$

Donc, au point M , l'ensemble des antennes crée un champ total :

$$E_T = \sum_{i=1}^N E_i$$

ou

$$E_T = E_1 e^{-j(n-1)S/2} \cdot \frac{\sin(N \cdot S/2)}{\sin S/2}$$

$$|E_T| = |E_1| \cdot \left| \frac{\sin(N \cdot S/2)}{\sin(S/2)} \right| \quad (\text{IV-7})$$

La fonction caractéristique totale de l'alignement est :

$$F(\theta, \psi) = f_1(\theta, \psi) \cdot g(\theta, \psi) \quad (\text{IV-8})$$

avec

$$g(\theta, \psi) = \left| \frac{\sin(N \cdot S/2)}{\sin S/2} \right| : \text{fonction caractéristique de groupement des}$$

N antennes.

La fonction caractéristique, réduite, du groupement est :

$$C(\theta, \psi) = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin(N \cdot S/2)}{\sin(S/2)} \right| \quad (\text{IV-9})$$

- Cette fonction prend son maximum pour :

$$S = 0$$

- Pour cette valeur de S , l'expression (IV-8) devient :

$$F(\theta, \psi) = N \cdot f_1(\theta, \psi)$$

- Selon le plan d'étude, l'expression de S prend des quantités différentes

. plan yoz :

$$\Psi = 0 \text{ et } S = kd \cos \theta + \delta$$

Le maximum de rayonnement est obtenu pour :

$$S = 0$$

Si $\theta = \pi/2$ alors $\delta = 0$ et l'expression (IV-9) devient :

$$C(\theta, \Psi) = C(\theta) = 1.$$

On dit, dans ce cas, que le rayonnement est transversal au plan des antennes.

. plan xoz :

$$\Psi = \pi/2 \text{ et } S = \delta$$

Pour un alignement non déphasé en alimentation :

$$\delta = 0 \text{ et } C(\theta, \Psi) = 1$$

L'exécution des programmes (I) et (III) en annexe, nous permettent de tracer les diagrammes de rayonnement en coordonnées polaires et cartésiennes (fig IV.7, fig IV.9), de la fonction caractéristique réduite $C(\theta, \Psi)$, dans le plan yoz.

RAYONNEMENT DU RESEAU

$F=50$ MHz

$N=6$ Elements

$D=3$ Metres

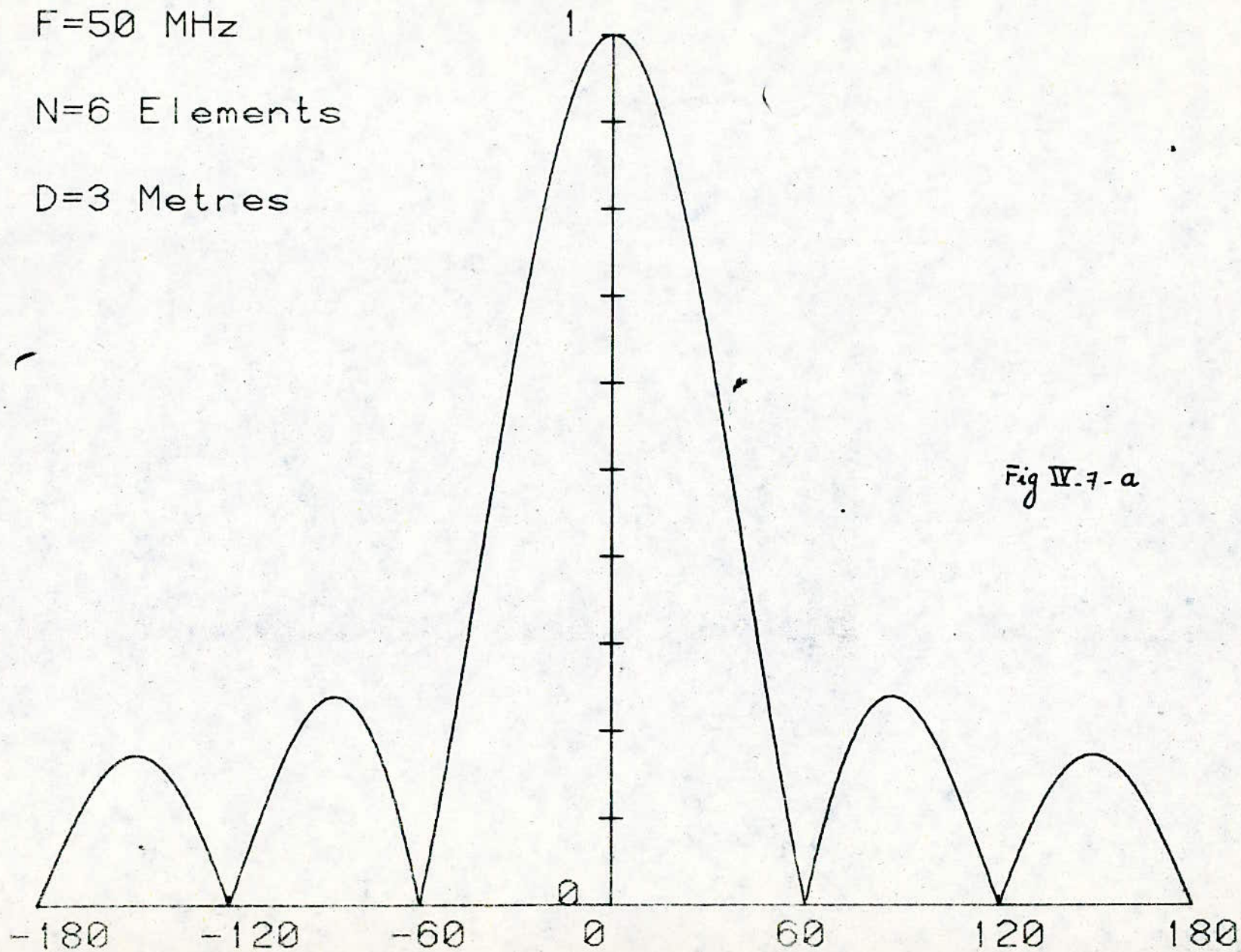


Fig V.7-a

RAYONNEMENT DU RESEAU

F=50 MHz

N=15 Elements

D=3 Metres

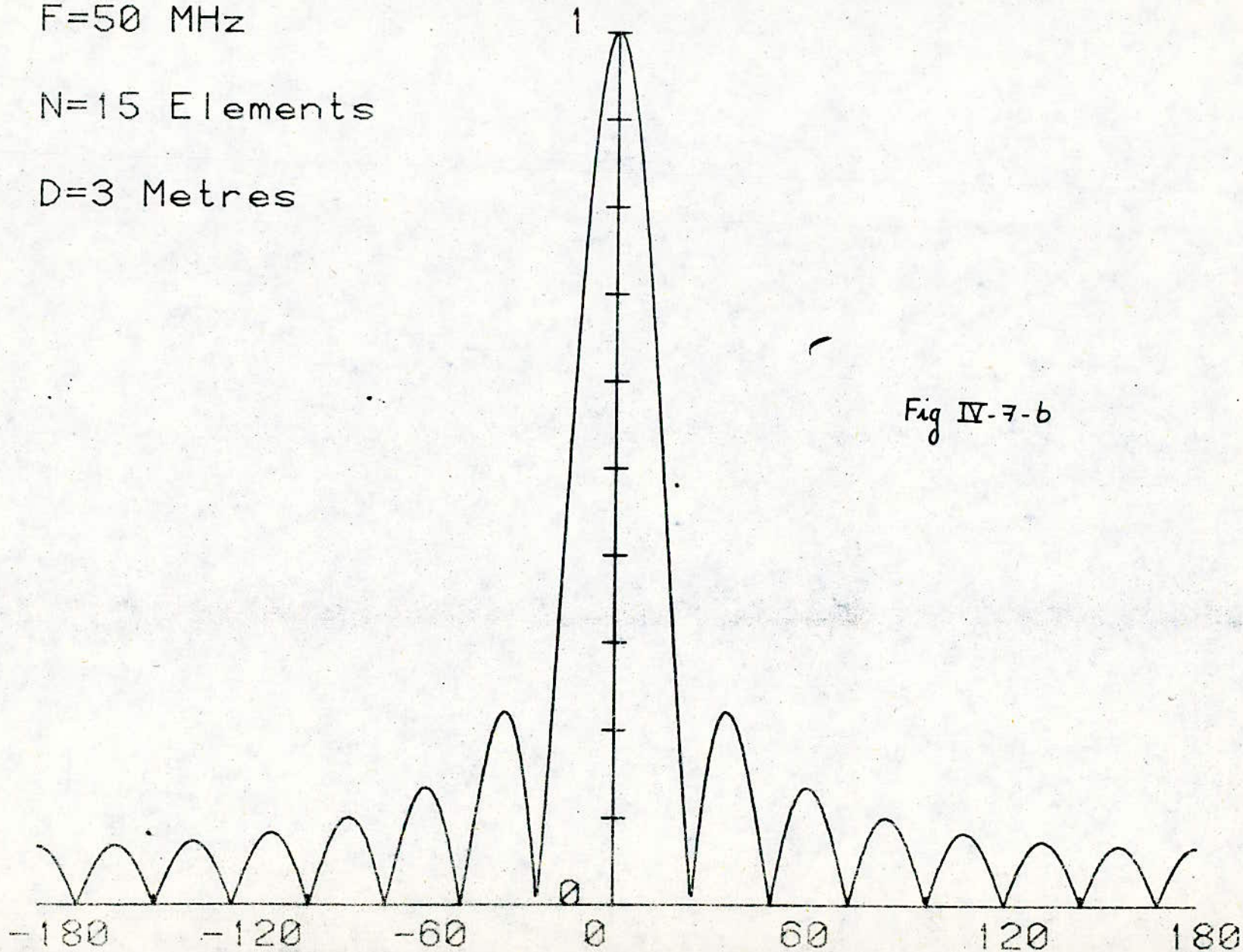


Fig IV-7-b

RAYONNEMENT DU RESEAU

F=50 MHz

N=26 Elements

D=3 Metres

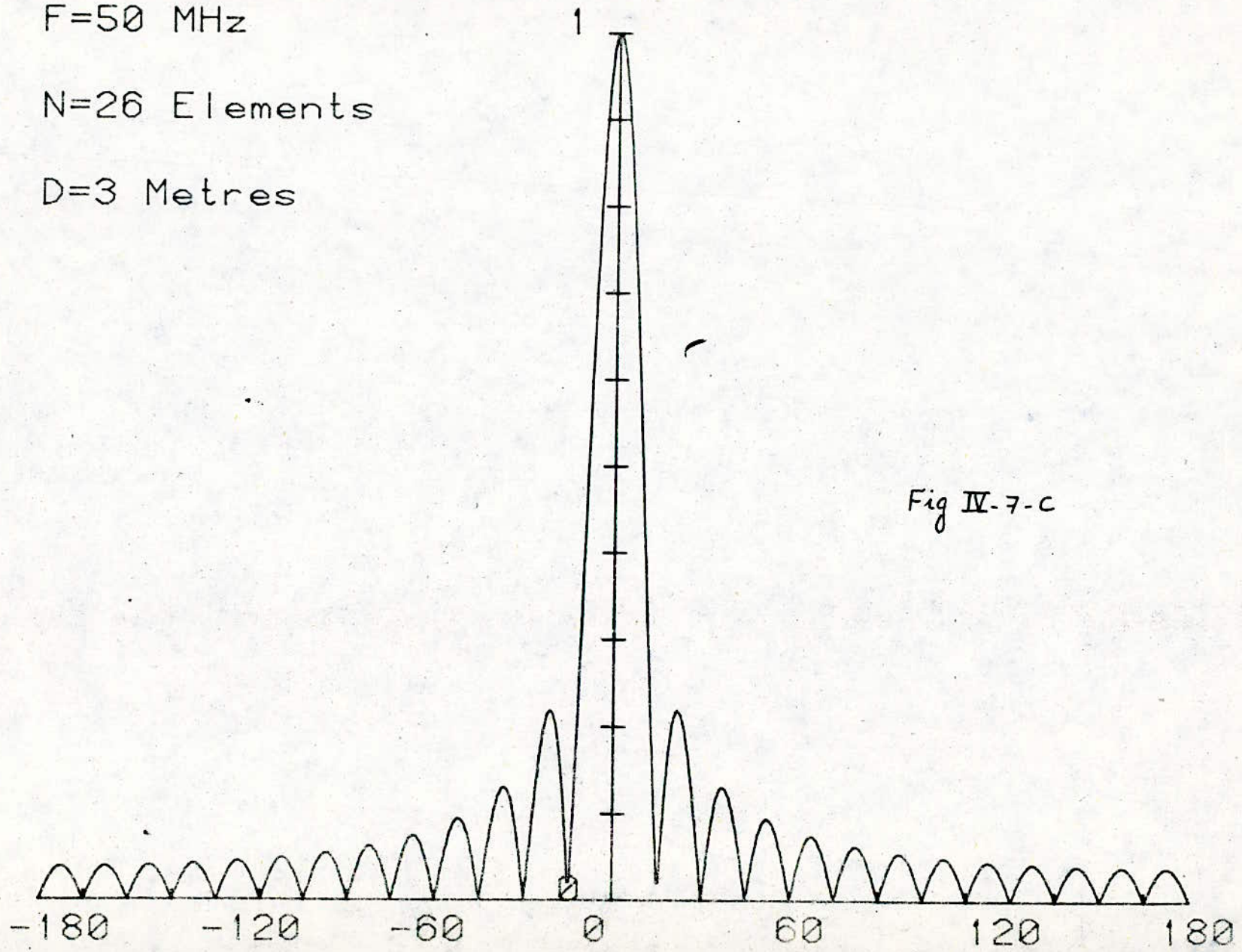


Fig IV-7-c

RAYONNEMENT DU RESEAU

F=50 MHz

N=35 Elements

D=3 Metres

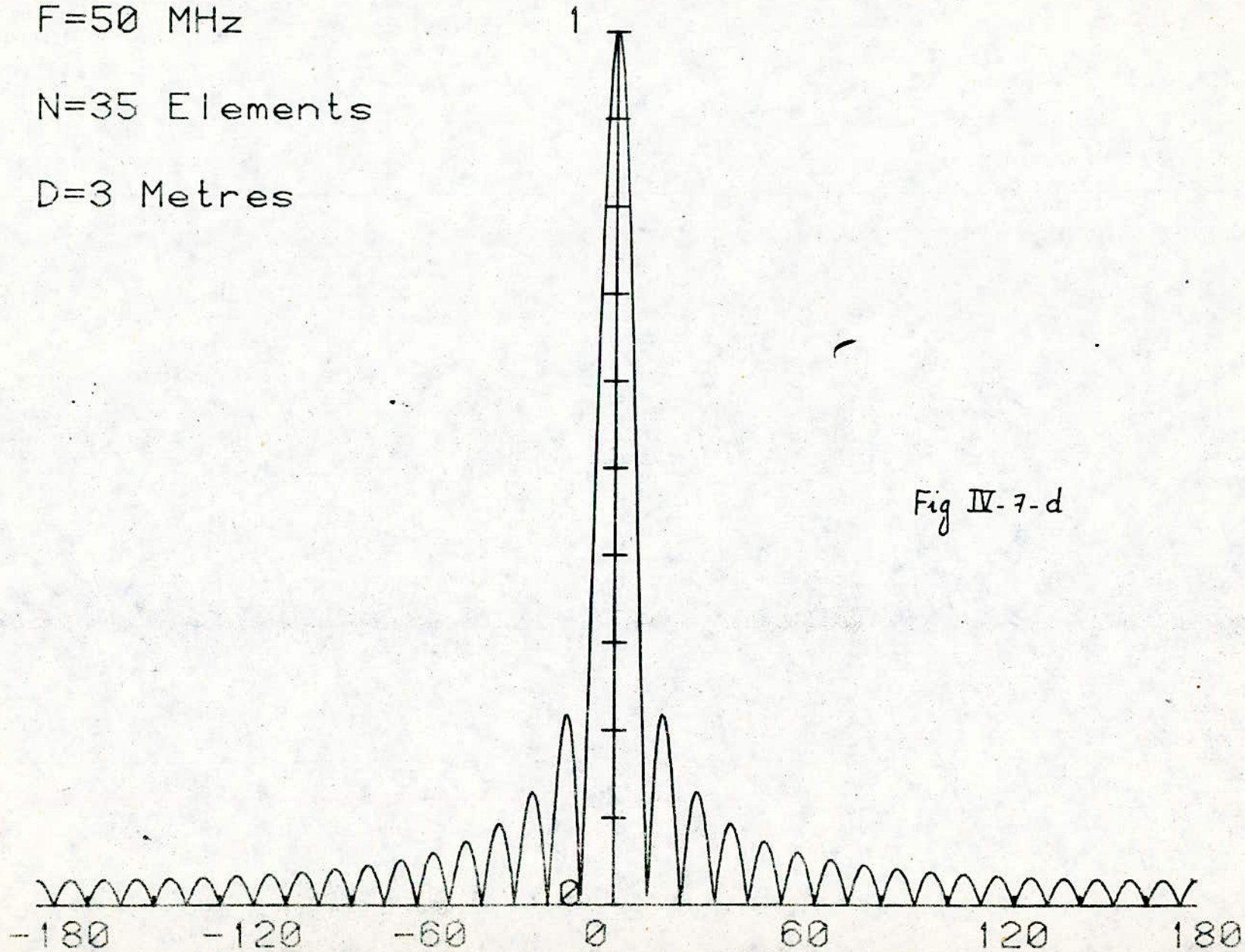


Fig IV-7-d

V.4. Etude de l'alignement suivant l'axe ox :

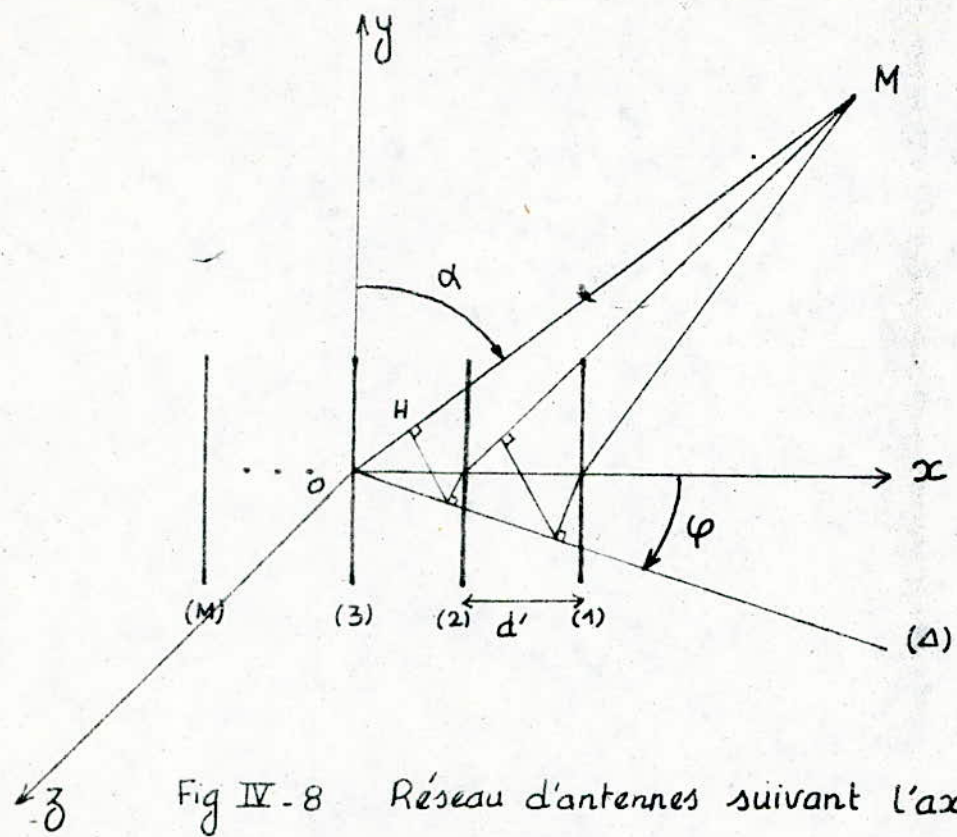


Fig IV-8 Réseau d'antennes suivant l'axe ox .

Cet alignement de M antennes est perpendiculaire à celui déjà étudié.

Soit S' , la somme des déphasages en distance et en alimentation entre deux éléments consécutifs de ce réseau.

$$S' = kd' \cos \varphi \sin \alpha + \delta'$$

Le même procédé de calcul que le précédent nous entraîne à trouver que le champ créé par ce réseau est :

$$|E_T| = |E_1| \left| \frac{\sin(M \cdot S'/2)}{\sin(S'/2)} \right|$$

La fonction caractéristique réduite du groupement est :

$$G(\alpha, \varphi) = \frac{1}{M} \left| \frac{\sin(M S'/2)}{\sin(S'/2)} \right| \tag{IV-10}$$

Dans le cas du tir vertical (réseau pointant en vertical),
 $\delta' = 0$ et $S' = kd' \cos \varphi \sin \alpha$.

Dans le plan yoz :

$\varphi = \pi/2$ et $S' = 0$ donc $G(\alpha, \varphi) = 1$.

La fonction caractéristique totale :

$F'(\alpha, \varphi) = M \cdot f_1(\alpha, \varphi)$

Dans le plan xoz :

$\alpha = \pi/2$ et $S' = kd' \cos \varphi$ donc l'expression (IV.10) devient :

$$G(\alpha, \varphi) = \frac{1}{M} \left| \frac{\sin(M kd' \cos(\varphi/2))}{\sin(kd' \cos(\varphi/2))} \right|$$

Le diagramme de rayonnement d'un tel réseau dans le plan xoz, en tir vertical, est similaire à celui étudié précédemment dans yoz. Ces diagrammes varient en fonction du nombre d'éléments et de l'espacement entre deux aériens consécutifs.

RAYONNEMENT EN COORD. POLAIRES

F1=50 Mhz

N=16 Elements

D=2 Metres

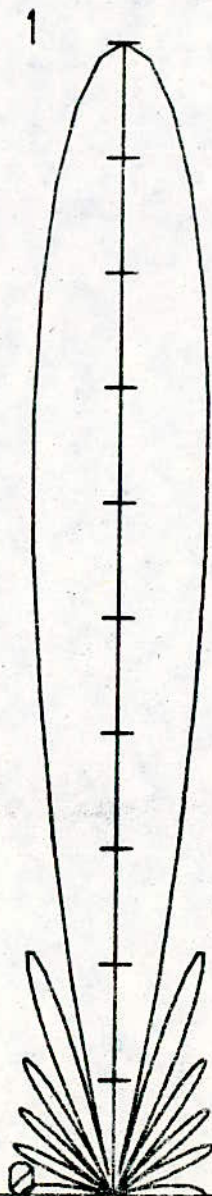


Fig IV.9-a

RAYONNEMENT EN COORD. POLAIRES

F1=50 Mhz

N=16 Elements

D=3 Metres



Fig IV. 9. b

RAYONNEMENT EN COORD. POLAIRES

F1=50 Mhz

N=16 Elements

D=4 Metres

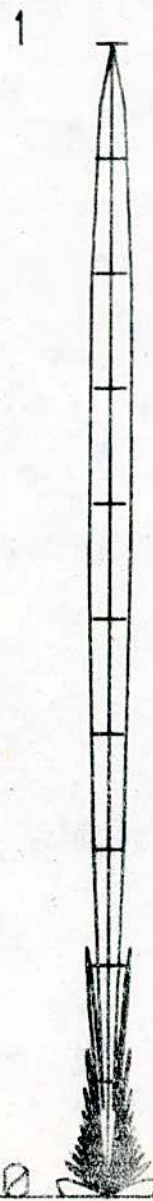


Fig IV.9.c

RAYONNEMENT EN COORD. POLAIRES

F1=50 Mhz

N=16 Elements

D=6 Metres

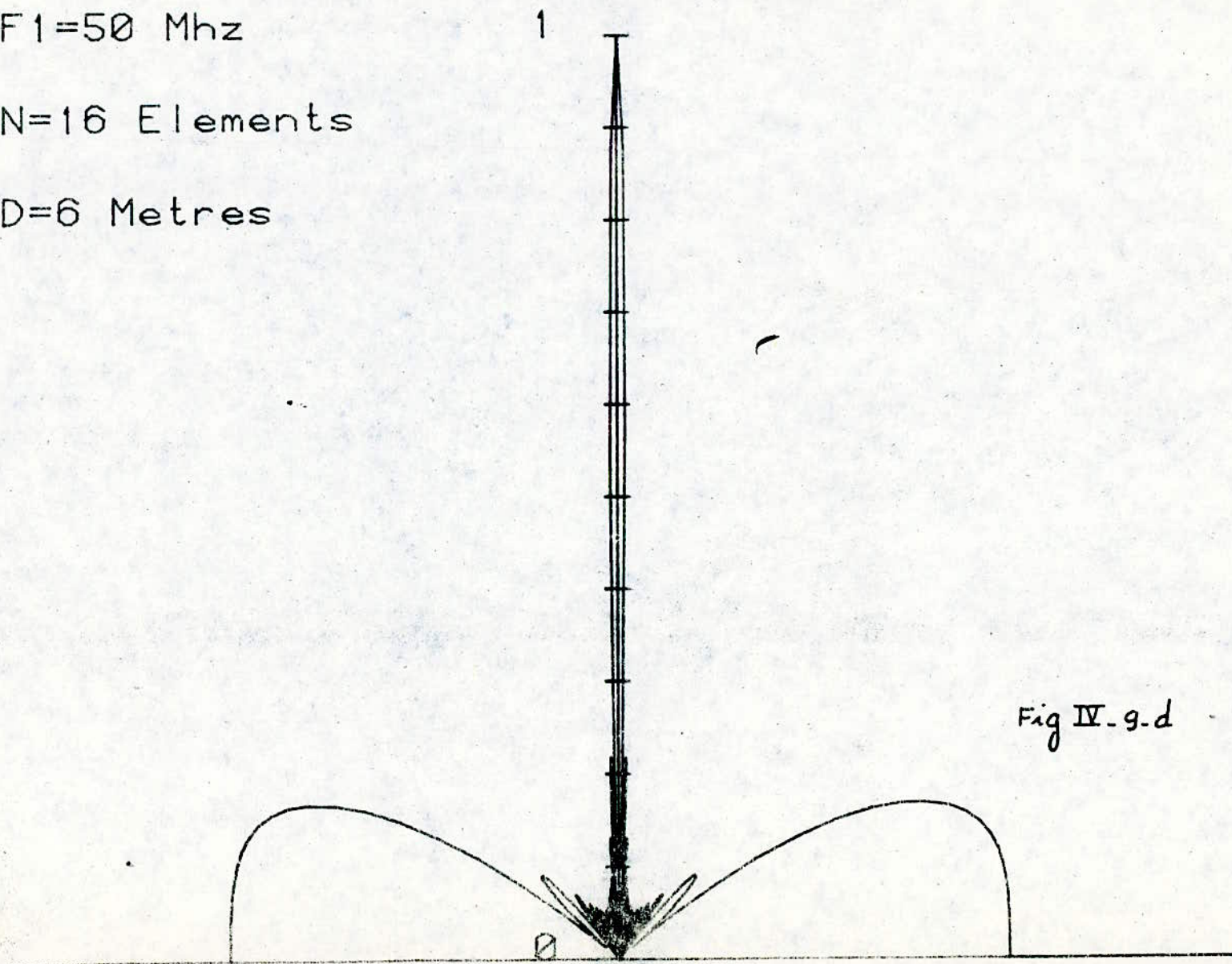


Fig IV-9-d

VI. Influence du nombre d'éléments sur le diagramme de rayonnement du groupement ($d = \lambda/2$):

L'analyse des diagrammes (fig IV.7) permet de dresser le tableau suivant :

Nombre d'éléments	Niveau du 1 ^{er} Lobe secondaire	Niveau du 1 ^{er} Lobe secondaire en dB	ouverture à -3dB du lobe principal en degrés
6	0.24	-12.39	17
7	0.22	-13.15	14
8	0.22	-13.15	12
15	0.22	-13.15	7
26	0.22	-13.15	5
35	0.22	-13.15	3

Tableau IV-1

Ce tableau permet de conclure que :

- Le maximum du 1^{er} lobe secondaire est de l'ordre de -13.15 dB pour un réseau dépassant 6 éléments.
- Le nombre de lobes secondaires varie en croissance.
- La directivité augmente avec le nombre d'éléments.

VII - Influence de l'espacement sur le diagrammes de rayonnement ($N=16$):

Les fig IV.9 nous permettent de dresser le tableau suivant :

espacement (m)	ouverture à -3dB du lobe principal (degrés)	Nombre de lobes secondaires
2	12	5
3	6	7
4	4	10
5	3	-
6	2	-

Tableau IV-2

Il en résulte que :

- La directivité varie peu avec l'espacement.
- A partir d'un espacement ($d = 5\text{m}$), nous constatons l'apparition des lobes secondaires dont le niveau est important.
- Le nombre de lobes secondaires augmente.

VIII - Etude du rideau :

Afin d'obtenir les diagrammes de rayonnement du rideau (N*M) dans les plans yoz et xoz, on doit multiplier les fonctions caractéristiques réduites C(θ, ψ) et G(α, φ) suivant les deux cas :

a) Tir vertical :

Pour ce mode de tir, les déphasages en alimentation entre les éléments d'une ligne et entre lignes est nul.

. Si yoz est le plan d'étude, la fonction caractéristique réduite du rideau s'écrit :

$$R_{NM} = C(\theta, \psi) \cdot G(\alpha, \varphi) = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin(N \cdot S/2)}{\sin(S/2)} \right| = C(\theta, \psi), \quad (\text{IV.11})$$

$S = kd \cos \theta$.

donc la fonction caractéristique du rideau se réduit à celle de l'alignement.

. Si xoz est le plan d'étude,

$$R'_{N.M} = C(\theta, \psi) \cdot G(\alpha, \varphi) = \frac{1}{M} \left| \frac{\sin(M \cdot S'/2)}{\sin(S'/2)} \right| = G(\alpha, \varphi), \quad (\text{IV.12})$$

$S' = kd' \cos \varphi$.

Dans ce cas aussi, la fonction caractéristique du rideau se réduit à celle de l'alignement, suivant ox.

b) Tir oblique :

Dans ce mode de tir, le déphasage en alimentation δ' intervient entre deux lignes consécutives.

. Dans le plan yoz,

$$R_{NM} = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin(N \cdot S/2)}{\sin(S/2)} \right| \times \frac{1}{M} \left| \frac{\sin(M \cdot \delta'/2)}{\sin(\delta'/2)} \right| \quad (\text{IV.13})$$

RAYONNEMENT TOTAL DU RIDEAU

1.

F₀=50 Mhz
N=26 Elements
M=16 Lignes



avec

$$S = kd \cos \theta$$

Si $\delta' = 2K\pi$, alors $R_{N.M} = C(\theta, \psi)$

Si $\delta' \neq 2K\pi$ alors $R_{N.M} = n C(\theta, \psi)$

où :

n est une constante réelle.

Le déphasage en alimentation entre deux alignements n'agit donc pas sur la direction de rayonnement dans le plan yo_3 .

- Dans le plan xoz :

$$R'_{NM} = C(\theta, \psi) \cdot G(\alpha, \varphi) = \frac{1}{M} \left| \frac{\sin(M \cdot S'/2)}{\sin(S'/2)} \right| \quad (\text{IV-14})$$

avec, $S' = kd' \cos \varphi + \delta'$

Selon les expressions (IV-13) et (IV-14), la déviation du lobe principal ne se fait que dans le plan xoz .

R'_{NM} est maximal si :

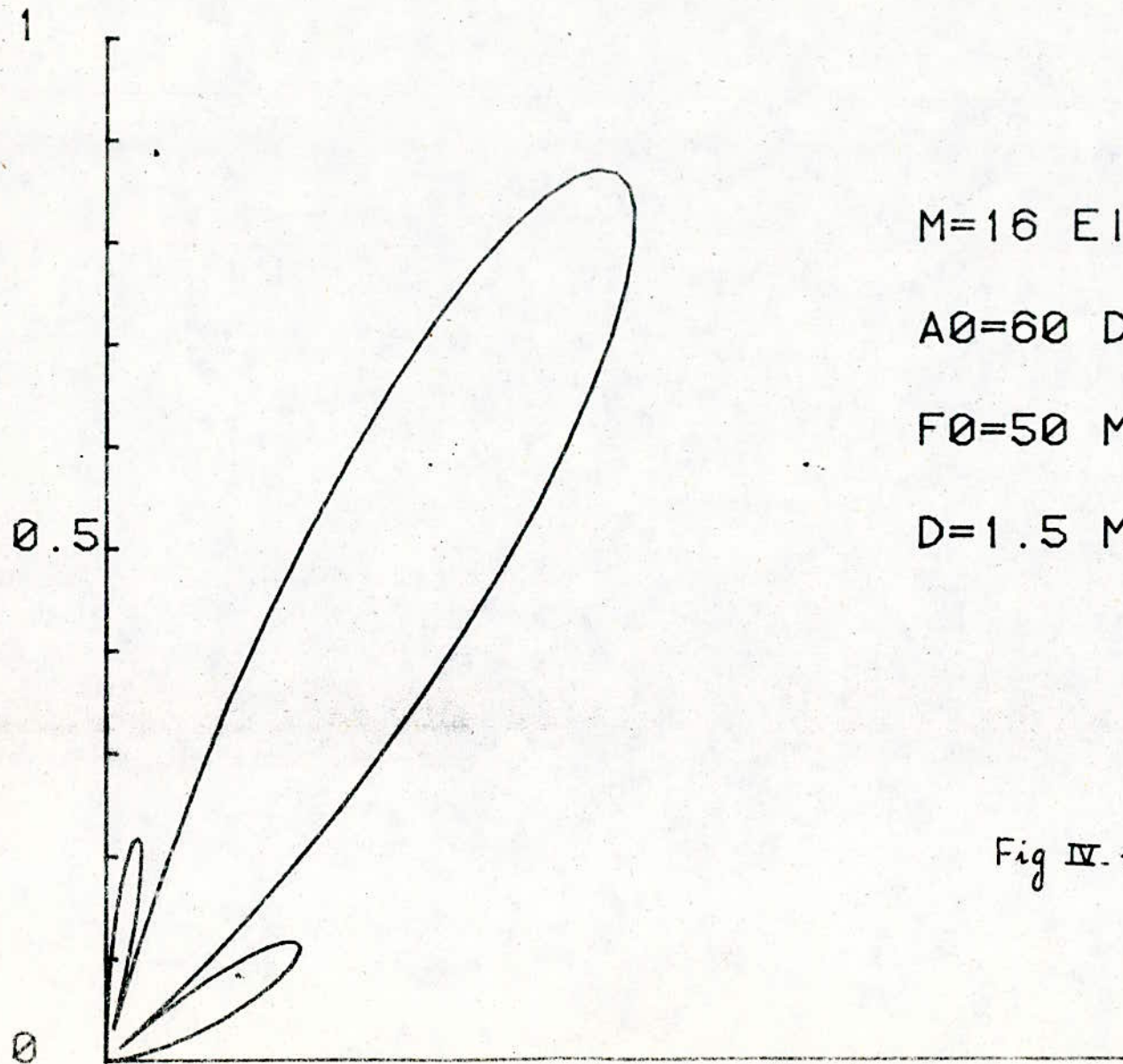
$$S' = 0 \quad \text{càd} \quad kd' \cos \varphi + \delta' = 0, \quad \text{d'où}$$

$$\cos \varphi_0 = -\frac{\delta'}{kd'}$$

φ_0 est l'angle kd' donnant le maximum de rayonnement en tir oblique. Pour avoir cette direction, on agit sur le déphasage en alimentation δ' . Ce moyen est plus commode qu'une rotation mécanique de l'antenne.

L'exécution du programme (IV), en annexe, nous permet de tracer les diagrammes de rayonnement du rideau en tir oblique. Ces diagrammes sont représentés par les figures IV-10, pour différents angles de tir.

RAYONNEMENT DU RESEAU EN TIR OBLIQUE



M=16 Elements

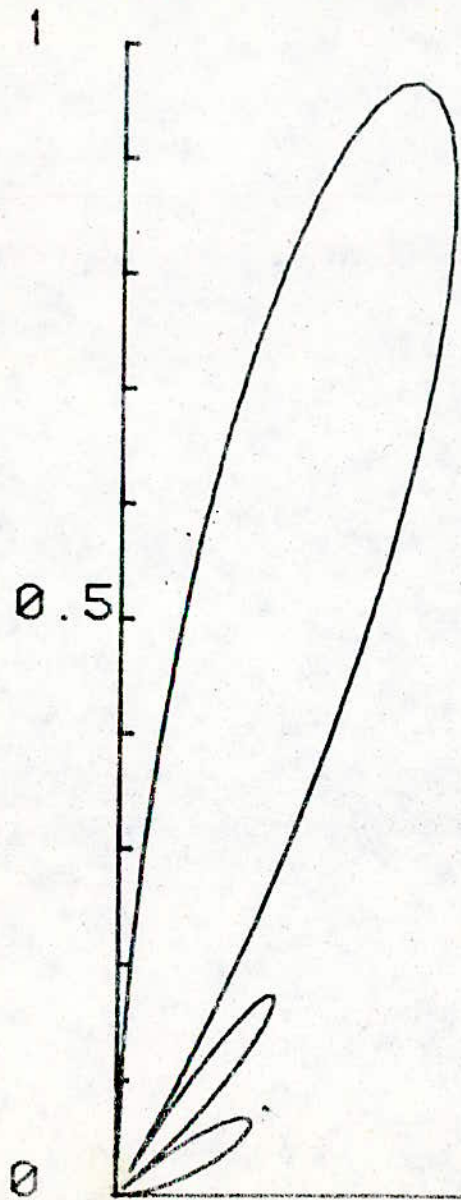
$A_0=60$ Degres

$F_0=50$ Mhz

D=1.5 Metres

Fig IV. 10-a

RAYONNEMENT DU RESEAU EN TIR OBLIQUE



M=16 Elements

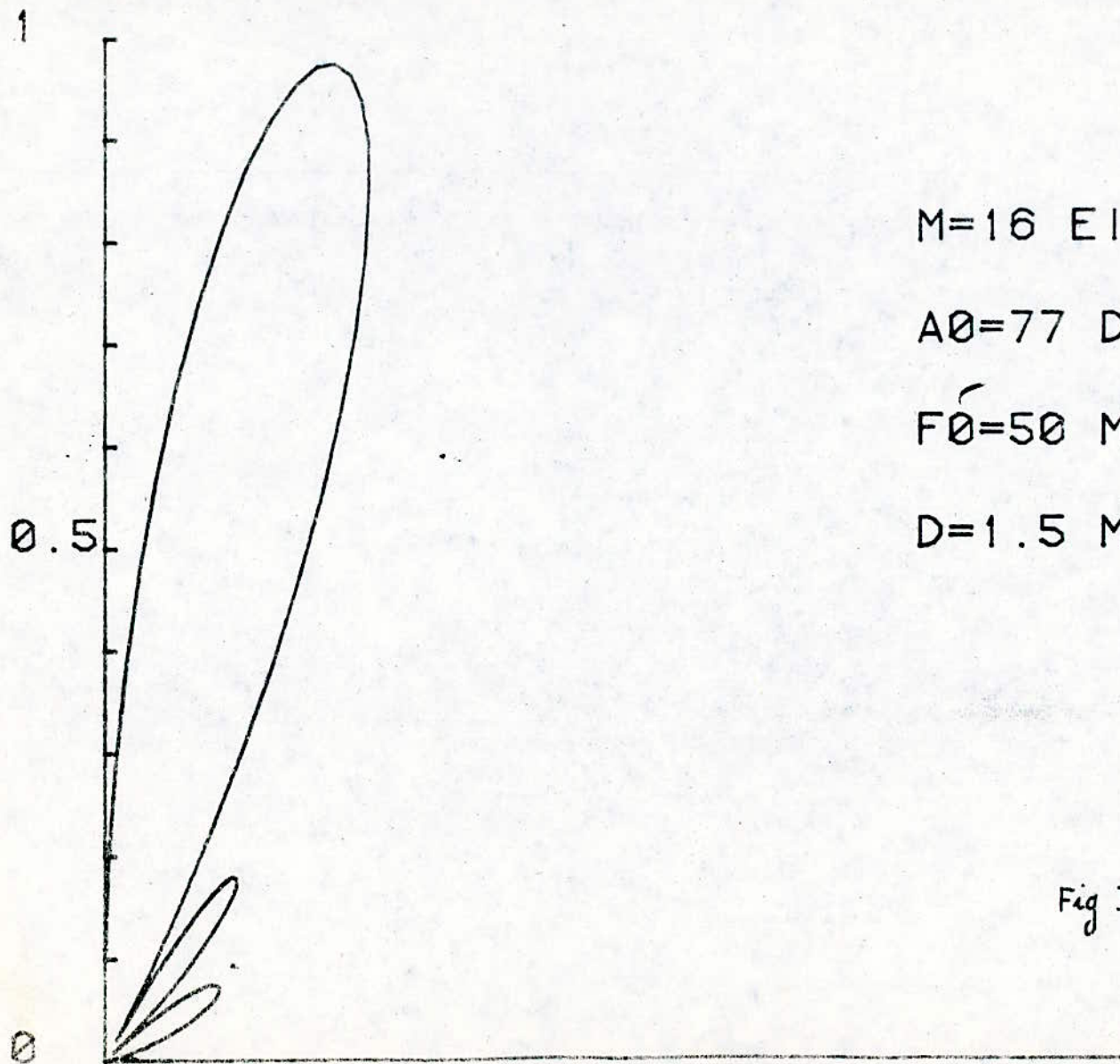
$A_0=75$ Degres

$F_0=50$ Mhz

D=1.5 Metres

Fig IV. 10-b

RAYONNEMENT DU RESEAU EN TIR OBLIQUE



M=16 Elements

$A_0=77$ Degres

$F_0=50$ Mhz

D=1.5 Metres

Fig IV. 10-c

IV. Influence du déphasage sur la direction du maximum:

Le maximum principale est dans la direction φ_0 donné par la relation:

$$S' = kd' \cos \varphi_0 + \delta' = 0$$

Le déphasage est alors: $\delta' = -kd' \cos \varphi_0$.

La notion de déphasage entre alignements est seulement valable pour le réseau pointant en oblique, ce qui entraîne que pour:

$$0 < \varphi_0 < \pi/2,$$

deux alignements consécutifs doivent présenter un retard de phase l'un par rapport à l'autre. Pour un rayonnement pointant en vertical, les alignements sont alimentés en phase.

X. Etude des lobes d'ambiguïtés:

La fonction:

$$F(\psi) = \frac{1}{A} \frac{\sin(A\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \quad \text{avec:}$$

$$A = N \sin \theta \quad \text{et} \quad \psi = \theta - \theta'$$

est périodique de période 2π ;

$$F(\psi) = 1 \quad \text{pour} \quad \psi = 2m\pi, \quad m \text{ étant un entier.}$$

Les différentes valeurs de φ donnant les maximums principaux sont tels que:

$$p = \frac{d}{\lambda} (\cos \varphi_m - \cos \varphi_0).$$

Pour que les lobes d'ambiguïtés n'apparaissent pas, il faut que

$$|p| < 1 \quad \text{ou} \quad \left| \frac{d}{\lambda} (\cos \varphi_m - \cos \varphi_0) \right| < 1$$

Pour $\varphi_0 = \pi$, qui maximise la relation, on peut écrire que:

$$d < \lambda (1 + \cos \varphi_0).$$

XI. Conclusion:

L'étude des diagrammes de rayonnement en tir oblique nous montre que: La direction optimale est obtenue pour un angle de 75° à partir de l'horizontale du fait que:

- elle donne la meilleure directivité par rapport aux angles inférieurs.
- le lobe principal n'est pas déformé, comme dans le cas des angles supérieurs.

XII Utilisation d'un réflecteur :

Parallèlement au rideau d'antennes, nous disposons d'un réflecteur en grillage métallique situé en dessous de ce dernier d'une distance de $\lambda/4$. Ce dernier tend à rendre le rayonnement unidirectionnel dans le sens rideau passif rideau actif.

Le diagramme de l'ensemble est obtenu en multipliant celui du rideau actif par l'expression $2 \sin\left[\frac{\pi}{4}(1 + \sin\theta)\right]$ [3].

Dans la direction du rayonnement maximum ($\theta = \frac{\pi}{2}$), le champ double sous réserve que les courants de distribution restent constants.

Or ces courants diminuent du fait que le réflecteur utilisé fait augmenter la résistance de rayonnement en la multipliant par un facteur qui tend vers 2 dès que le nombre de dipôles dépasse quelques unités.

XIII Gain du rideau :

Ce gain peut être déterminée en utilisant les diagrammes de rayonnement, mais cette méthode reste généralement imprécise. Il est cependant possible de calculer le gain indirectement.

Si R_0 et R_1 désignent les résistances de rayonnement d'une antenne unique et du rideau.

Leurs puissances d'alimentation correspondantes sont :

$$P_0 = R_0 I_0^2 \text{ et } P_1 = R_1 I_0^2$$

Pour un rideau de $N \times M$ éléments parcourus par un courant I_0 , le champ dans la direction du maximum sera $(N \times M)$ fois le champ d'une antenne isolée et la puissance correspondante sera $(N \times M)^2$ fois la puissance rayonnée par cette antenne unique.

En définissant P_{r0} et P_{r1} comme les puissances rayonnées respectivement par une antenne unique et par le rideau, on peut définir le gain en puissance par :

$$g = \frac{P_{r1} / P_{r0}}{P_1 / P_0} = (N \times M)^2 \frac{P_0}{P_1} = (N \times M)^2 \frac{R_0}{R_1} \quad (\text{IV-15})$$

en dB:

$$G = 10 \log g = 10 \log (N \cdot M)^2 \frac{R_0}{R_1} \quad (\text{IV-16})$$

Sachant que :

$$R_0 \approx 50 \Omega$$

L'expression (IV-16) devient :

$$G = 16.98 + 10 \log \frac{(N \cdot M)^2}{R_1} \quad (\text{IV-17})$$

XIV. Influence du réflecteur sur le gain du rideau :

Il a été montré [3] que la présence d'un réflecteur fait de sorte que le champ rayonné dans la direction du maximum soit multiplié par $\sqrt{2}$.

Le gain du réflecteur s'exprimera alors par

$$G_r = 20 \log \sqrt{2} = 3 \text{ dB} \quad (\text{IV-18})$$

Le gain total du système rideau-réflecteur sera :

$$G_T = 19.98 + 10 \log \frac{(N \cdot M)^2}{R_1} \quad (\text{IV-19})$$

Ce calcul revient donc au calcul de la résistance R_1 qui représente la somme des résistances de rayonnement de chacune des antennes et des résistances mutuelles. Cette résistance a pour expression

$$R_1 = (N \cdot M) R_0 + \sum R_{NM} \quad (\text{IV-20})$$

Ce calcul sera long pour peu que le nombre d'éléments soit élevé.

Il est subordonné à celui de la résistance mutuelle de deux fils parallèles (fig IV-11) de longueurs $\lambda/2$.

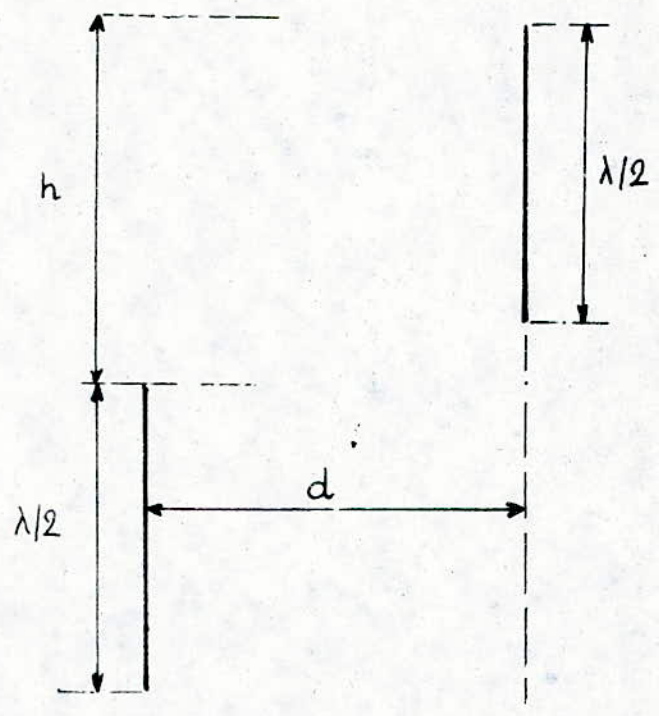


Fig IV-11 :

d et h sont exprimés en longueurs d'onde.
 Ce problème a été traité par PISTOLKORS qui a trouvé un tableau relatif aux résistances mutuelles. Ces résistances sont données pour des courants en phase parcourant les antennes. S'ils sont en opposition de phase, alors il faut changer le signe de la résistance mutuelle (cas d'une antenne parallèle au sol et sont image).

$\begin{array}{c} h \\ d \end{array}$	0	1	2	3	4	5	6
0	+73.29	+26.40	-4.06	+1.78	-0.96	0.58	-0.43
1	-12.36	-11.80	-0.78	+0.80	-1.00	+0.45	+0.30
2	+4.08	-8.83	+3.56	-2.92	+1.13	-0.42	+0.35
3	-1.77	-5.75	-6.26	+1.96	+0.56	-0.96	+0.85
4	+1.18	+3.76	+6.05	+0.16	-2.55	+1.59	-0.45
5	-0.75	-2.79	-5.67	-2.40	+2.74	-0.28	-0.10
6	+0.42	+1.86	+4.51	+3.24	-2.07	-1.59	+1.74
7	-0.33	-1.54	-3.94	-3.76	+0.74	+2.66	-1.03
8	+0.21	+1.03	+3.08	+3.68	+0.51	-2.49	-0.09
9	-0.18	-0.85	-2.50	-3.40	-1.30	+2.00	+1.12
10	+0.15	+0.69	+2.10	+3.14	-1.82	-1.35	-1.87
11	-0.12	-0.57	-1.80	-2.90	-2.24	+0.49	+1.77
12	+0.12	+0.51	+1.56	+2.61	+2.28	-0.00	-2.02
13	-0.10	-0.44	-1.18	-2.31	-2.29	-0.45	+1.71
14	+0.06	+0.36	+1.14	+2.06	+2.26	+0.85	-1.32
15	-0.03	-0.30	-1.00	-1.86	-2.14	-1.03	+0.66

Tableau IV.3

IV - Conclusion :

Les traces des diagrammes de rayonnement viennent de montrer que le groupement d'antennes fait augmenter la directivité. Il apparaît cependant des lobes secondaires dont l'affaiblissement atteint -13,15 dB. En général, on souhaite réaliser des groupements donnant un lobe principal directif avec minimisation des lobes secondaires. Nous allons montrer que cet objectif est possible en modifiant les alimentations des antennes.

CHAPITRE V

Optimisation des diagrammes de rayonnement.

I. Répartition binomiale des amplitudes des courants d'alimentation :

Pour ce mode de répartition, le $r^{\text{ème}}$ aérien d'un alignement constitué par $(n+1)$ éléments est alimenté par un courant d'amplitude donné [4] par :

$$A_r = \frac{n!}{r! (n-r)!}$$

Ainsi pour un réseau de cinq éléments, les diagrammes obtenus pour une distribution uniforme et pour une distribution binomiale sont représentés par :

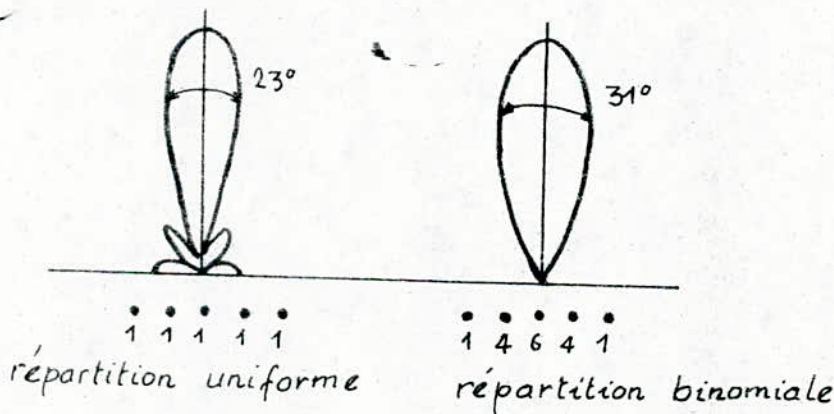


Fig V-1

On constate que la répartition binomiale des antennes fait disparaître les lobes secondaires cependant la directivité diminue.

Pour éviter cet inconvénient, on peut chercher une distribution offrant un compromis entre le niveau du premier lobe secondaire et la largeur du lobe principal.

II. Influence d'une alimentation non uniforme des antennes d'un réseau :

a) Cas où le nombre des éléments est impair :

Par raison de symétrie, l'antenne centrale sera alimentée par un courant ayant une amplitude de $2A_0$. Dans la direction (Δ) , cet aérien va rayonner à un facteur près un champ

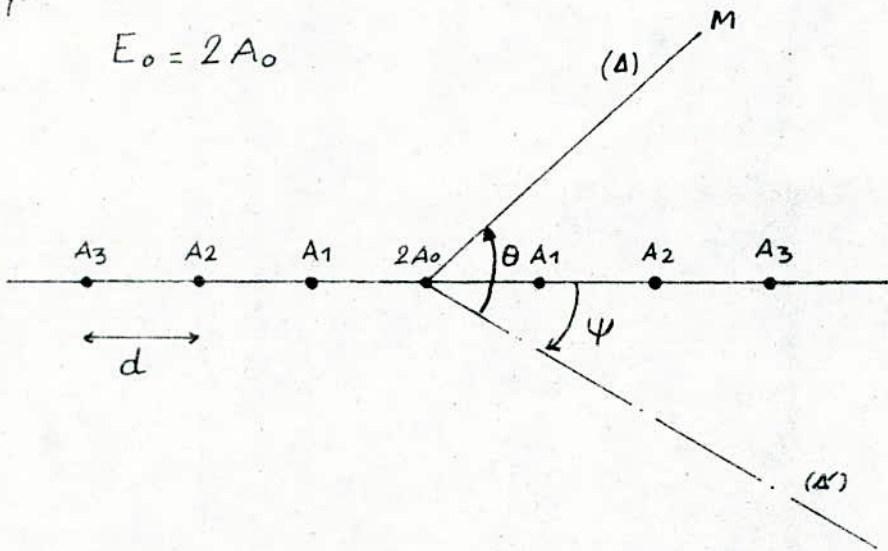


Fig V-2

La source (1) de gauche à la distance d de la première créera au point de l'espace un champ :

$$E'_1 = A_1 e^{-j\beta s} ; \quad s = kd \cos\theta \cos\psi + \delta$$

De même la source de droite créera un champ :

$$E''_1 = A_1 e^{j\beta s}$$

Le champ total créé par cette source sera :

$$E_1 = E'_1 + E''_1 = 2 A_1 \cos(\beta s / 2)$$

On procédera de la même façon pour les autres sources.

Finalement, le champ total crée par des n sources s'écrira :

$$E = 2 \left(A_0 + A_1 \cos \frac{2s}{2} + A_2 \cos \frac{4s}{2} + \dots + \frac{A_{n-1}}{2} \cos (n-1) \frac{s}{2} \right)$$

b/ cas où le nombre d'éléments est pair :

Dans ce cas, les amplitudes sont réparties symétriquement par rapport au centre du réseau.

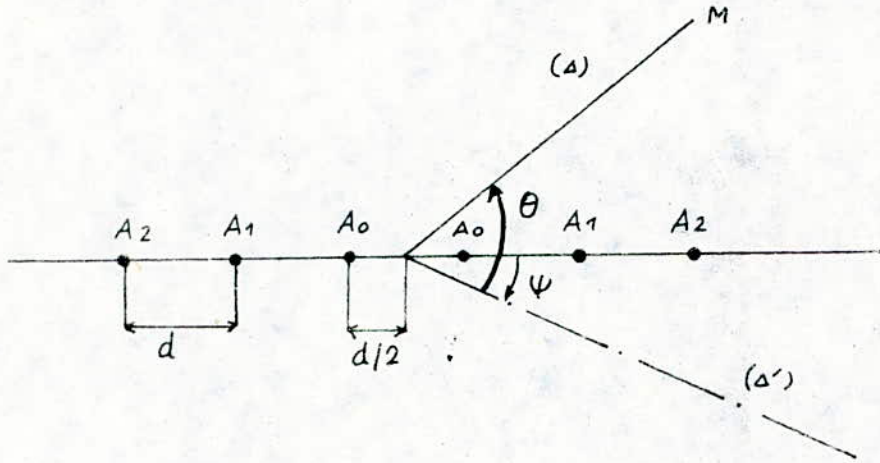


Fig V-3

Le même procédé de calcul que précédemment aboutit au calcul du champ total crée par le réseau :

$$E = 2 \left(A_0 \cos \frac{s}{2} + A_1 \cos \frac{3s}{2} + A_2 \cos \frac{5s}{2} + \dots + \frac{A_{n-2}}{2} \cos (n-1) \frac{s}{2} \right)$$

III - Optimisation par méthode de Tchebychev:

a/ Polynomes de Tchebychev:

Sachant que :

$$\cos m \frac{s}{2} = \text{Re} \left(e^{j m s/2} \right)$$

$$= \cos^m \frac{s}{2} - \frac{m(m-1)}{2!} \cos^{m-2} \frac{s}{2} \cdot \sin^2 \frac{s}{2} + \frac{m(m-1)(m-2)(m-3)}{4!}$$

$$\cos^{m-4} \frac{s}{2} \cdot \sin^4 \frac{s}{2} - \dots$$

et en remplaçant $\cos \frac{\theta}{2}$ par x , on aura, pour :

$$\begin{aligned} m=0 : \cos m \frac{\theta}{2} &= 1 & = 1 \\ m=1 : \cos m \frac{\theta}{2} &= \cos \frac{\theta}{2} & = x \\ m=2 : \cos 2 \frac{\theta}{2} &= 2 \cos^2 \frac{\theta}{2} - 1 & = 2x^2 - 1 \\ m=3 : \cos 3 \frac{\theta}{2} &= 4 \cos^3 \frac{\theta}{2} - 3 \cos \frac{\theta}{2} & = 4x^3 - 3x \\ m=4 : \cos 4 \frac{\theta}{2} &= 8 \cos^4 \frac{\theta}{2} - 8 \cos^2 \frac{\theta}{2} + 1 & = 8x^4 - 8x^2 + 1 \end{aligned}$$

Tous les termes en $(\cos m \frac{\theta}{2})$ s'expriment par des polynomes de degré maximal $(n-1)$, si n est le nombre d'antennes.

Ces polynomes s'écrivent :

$$T_0(x) = 1,$$

$$T_1(x) = x,$$

$$T_2(x) = 2x^2 - 1,$$

$$T_3(x) = 4x^3 - 3x,$$

$$T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1,$$

$$T_5(x) = 16x^5 - 20x^3 + 5x,$$

$$T_6(x) = 32x^6 - 48x^4 + 18x^2 - 1,$$

$$T_7(x) = 64x^7 - 112x^5 + 56x^3 - 7x.$$

L'expression donnant la récurrence est :

$$T_{m+1}(x) = 2xT_m(x) - T_{m-1}(x).$$

Ces polynomes s'appellent polynomes de Tchebychev, car ils sont solution de l'équation différentielle de Tchebychev : $(1-x^2)y'' - xy' + x^2y = 0$.

Les champs s'écrivent alors :

- pour n impair :

$$E = 2 \left[A_0 T_0(x) + A_1 T_2(x) + A_2 T_4(x) + \dots + \frac{A_{n-1}}{2} T_{n-1}(x) \right]$$

- pour n pair :

$$E = 2 \left[A_0 T_1(x) + A_1 T_3(x) + A_2 T_5(x) + \dots + \frac{A_{n-2}}{2} T_{n-1}(x) \right]$$

POLYNOMES DE TCHEBYCHEV

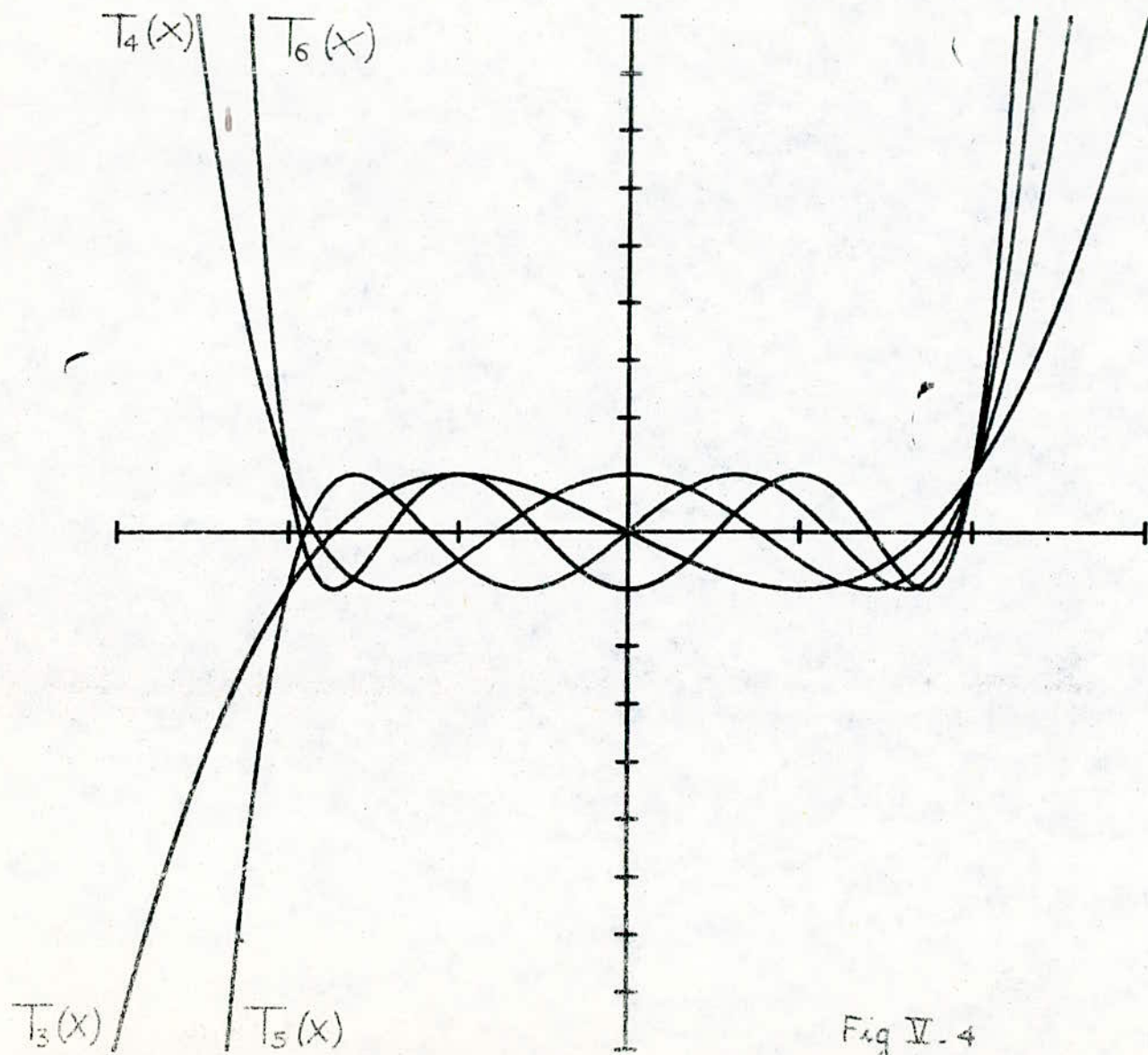


Fig V. 4

b) Principe de la méthode de Dolph Tchebychev :

On se propose de construire un alignement possédant une distribution de courant telle qu'elle offre un diagramme de rayonnement directif tout en gardant un niveau de lobes secondaires minimal. Considérons alors une fonction présentant un lobe principal et une série de lobes secondaires symétriques par rapport au maximum du lobe principal.

Tchebychev a montré que :

$$R = \frac{\text{Amplitude maximale du lobe principal}}{\text{Amplitude maximale du 1er lobe secondaire}}$$

devient maximal lorsque cette fonction est égale à l'un des polynômes de Tchebychev ; de plus la largeur du lobe principal est alors la plus faible que l'on puisse obtenir avec un réseau non uniforme d'antenne. D'après les propriétés de ces polynômes, les maximums de tous les lobes secondaires sont égaux à l'unité comme l'indique la fig V.4.

c) Application :

Soit un réseau de N antennes collinéaires coaxiales espacées de $\lambda/2$. la méthode consiste à réaliser un rayonnement directif pour une certaine valeur de R. Pour cela, on définit le facteur d'échelle par x_0 tel que :

$$T(x_0) = R$$

$$x_0 = \frac{1}{2} \left[(R + \sqrt{R^2 - 1})^{\frac{1}{N-1}} + (R - \sqrt{R^2 - 1})^{-\frac{1}{N-1}} \right]$$

Dans le cas où $x_0 > 1$, on fera un changement de variable tel que

$$x = \frac{x}{x_0}$$

les amplitudes des courants d'alimentation peuvent être obtenus par l'identification du champ total rayonné avec le polynôme de Tchebychev de degré (N-1).

- 10 -

Pour faire une comparaison entre la répartition uniforme et celle de Tchebychev, nous proposons un réseau d'antennes constitué de quatre (4) éléments. Les diagrammes de rayonnement sont représentés par les figures V-5 et V-6

IV - Conclusion :

L'analyse des diagrammes obtenus pour les deux répartitions citées nous permet de conclure que :

La méthode de Tchebychev permet de minimiser les lobes secondaires tout en gardant une bonne directivité.

REPARTITION UNIFORME

F1=50 Mhz
N=4 Elements
D=3 Metres

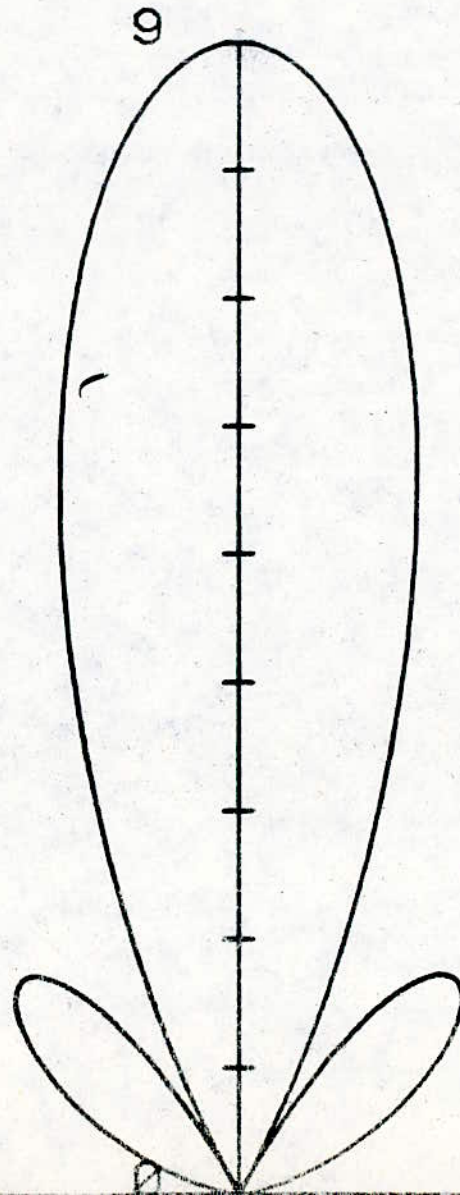


Fig V-5

REPRESENTATION DE TCHEBYCHEV

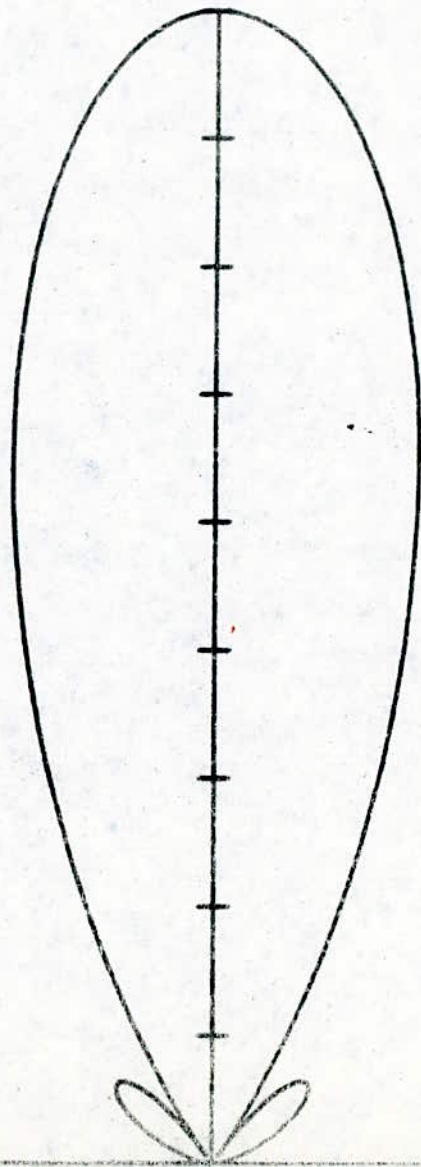


Fig V-6

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'étude sur le réseau d'antennes spécifique aux applications du radar S.T vient de montrer que l'utilisation des alignements uniformes fait augmenter la directivité du fait que la surface du lobe principale devient petite. Cet objectif est atteint lorsque les premiers zéros des diagrammes sont plus proches de l'axe de rayonnement principal. Ceci est réalisé quand toutes les sources sont alimentés avec des courants de même amplitude, mais les tracés des diagrammes montrent que le niveau des lobes secondaires est important. La réduction de leurs amplitudes peut être obtenu en excitant les sources avec des amplitudes décroissantes du centre de l'alignement vers les deux extrémités.

Le choix de la répartition binomiale montre que les lobes secondaires disparaissent mais le gain a sensiblement diminué. De plus le rapport élevé entre les amplitudes des courants des différentes antennes présente un important inconvénient pour la réalisation d'un tel alignement.

La méthode de Dolph Tchebychev offrant un compromis entre le niveau des lobes secondaires et la directivité, utilise le fait que la répartition optimale est celle qui donne comme polynôme représentant le champ de N sources, le polynôme de Tchebychev de degré $(N-1)$.

Cette réalisation est cependant difficile à mettre en application, du fait du coût important d'une telle installation.

BIBLIOGRAPHIE

- 1 - L. THOUREL Les antennes. Dunod Paris 1959
- 2 - R. CROZE L. SIMON J.P. CAIRE
Transmission Téléphoniques Eyrolles Paris V^e 1973.
- 3 - L. THOUREL Les antennes Dunod Paris 1971.
- 4 - L. Eyraud Grange. G Théorie et technique des antennes
Vuibert 1973.
- 5 - S. FERRAT Thèse de Magister : Etude de la basse atmosphère
en air clair par radar Doppler VHF 1986.
- 6 - R. RIGAL Y. PLACE Cours de radioélectricité générale
Tome I Eyrolles 1966.
- 7 - CH. GUILBERT Pratique des antennes 6^{ème} édition radio
Paris 1983.
- 8 - D. SJOBBERMA les antennes Monographie Philips 1964.
- 9 - A. CHERAIT Projet de fin d'études : Etude expérimentale
de l'impédance d'entrée d'une antenne de la gamme
des ondes décimétriques ENP 1982.
- 10 - A. LACENE A. ZIDANE Simulation micro-onde d'antennes
TV - L'antenne en X - Projet de fin d'études
ENP \ Juin 1982.

PROGRAMMES EN ANNEXE

```

100 REM**TRACE DE LA FONCTION D'UNE ANTENNE HORIZONTALE *****
110 INIT
120 DIM F(181),A(181),C(181),D(181),F(181),X(181),Y(181)
122 PRINT "SORTIE SUR PERIPHERIE"
125 PRINT "CONSOLER32 OU TRACEUR?"
127 INPUT Q
130 PRINT "DONNER LA FREQUENCE EN MHZ"
140 INPUT F1
150 PRINT "DONNER LA LONGUEUR DE L'ANTENNE EN METRES"
160 INPUT L1
170 PAGE
175 A1=300/F1
200 FOR K1=0 TO 180
210   K=K1+1
220   P(K)=PI*K1/180
230   IF SIN(P(K))=0 THEN 300
240   B1=2*P1*L1/A1
250   A(K)=B1*COS(P(K))
260   C(K)=(COS(A(K))-COS(B1))^2
270   D(K)=(SIN(A(K))-SIN(B1))^2
280   F(K)=ABS(SQR(C(K)+D(K)) / (2*SIN(P(K))))
290   GO TO 310
300   F(K)=0
310   X(K)=F(K)*COS(P(K))
320   Y(K)=F(K)*SIN(P(K))
330 NEXT K1
340 WINDOW -1.5,1.5,0,1
350 VIEWPORT 20,80,20,60
360 AXIS @Q:0,0.1
370 MOVE @Q:X(1),Y(1)
380 DRAW @Q:X(1),Y(1)
390 FOR K1=0 TO 180
400   K=K1+1
410   DRAW @Q:X(K),Y(K)
420 NEXT K1
421 MOVE @Q:-1.5,1
422 PRINT @Q:"F1=";F1;"MHZ"
423 MOVE @Q:-1.5,0.9
424 PRINT @Q:"L1=";L1;"MERTRES"
430 REM**TITRE DU TRACE*****
440 MOVE @Q:-PI/2,1.15
450 PRINT @Q:"RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE HORIZONTALE"
460 REM **GRADUATIN DE L'AXE VERTICAL*****
470 FOR I=0 TO 1 STEP 0.5
480   MOVE @Q:0,I
490   PRINT @Q:"HHH";I;
500 NEXT I
510 HOME
520 END

```



```

100 REM*TRACE DE LA FONCTION CARACTERISTIQUE*****
110 REM --- DE M ELEMENTS EN TIR OBLIQUE *****
120 INIT
130 DIM P(181), S(181), F(181), X(181), Y(181)
140 PRINT "VOULEZ-VOUS LE DIAGRAMME SUR CONSOLE#32 OU SUR TRACEUR#1"
150 INPUT @
160 PRINT "DONNER LE NOMBRE D'ELEMENTS"
170 INPUT M
180 PRINT "DONNER L'ANGLE DE TIR EN DEGRES"
190 INPUT AO
200 PRINT "DONNER LA FREQUENCE EN MHZ"
210 INPUT FO
220 PRINT "DONNER L'ESPACEMENT ENTRE ELEMENTS"
230 INPUT D
240 PAGE
250 AO=AO*PI/180
260 FOR KI=0 TO 180
270   K=KI+1
280   P(K)=PI*KI/180
290   S(K)=2*PI*FO*D/300
300   F(K)=1+(COS(P(K))-COS(AO))/2
310   IF SIN(S(K))=0 THEN 340
320   F(K)=ABS(SIN(M*S(K))/(M*SIN(S(K))))
330   GO TO 350
340   F(K)=1
350   X(K)=F(K)*COS(P(K))
360   Y(K)=F(K)*SIN(P(K))
370 NEXT KI
380 WINDOW @,1,0,1
390 VIEWPORT @,@,20,80
400 AXES @,0,0,1
410 MOVE @,X(1),Y(1)
420 DRAW @,X(181),Y(181)
430 FOR KI=0 TO 180
440   K=KI+1
450   DRAW @,X(K),Y(K)
460 NEXT KI
465 AO=AO*180/PI
470 MOVE @,0,8,0,6
480 PRINT @,"M=";M;" ELEMENTS"
490 MOVE @,0,8,0,7
500 PRINT @,"AO=";AO;" DEGRES"
510 MOVE @,0,8,0,6
520 PRINT @,"FO=";FO;" MHZ"
530 MOVE @,0,8,0,5
540 PRINT @,"D=";D;" METRES"
550 REM----TITRE DU TRACE-----
560 MOVE @,0,7,1
570 PRINT @,"RAYONNEMENT EN TIR OBLIQUE"
580 REM----GRADUATION DE L'AXE VERTICALE-----
590 FOR I=0 TO 1 STEP 0.5
600   MOVE @,0,1
610   PRINT @,"HHH";I
620 NEXT I
630 HOME
640 END
650 LIST

```

```

100 REM---TRACE DE LA FONCTION CARACTERISTIQUE TOTAL
110 REM---DU RIDEAU DANS LE PLAN YOZ
120 INIT
130 DIM P(181),E(181),T(181),F(181),X(181),Y(181),H(181)
140 PRINT "CONSOLER32 OU TRACEUR1"
150 INPUT Q
160 PRINT "DONNER LA FREQUENCE EN MHZ"
170 INPUT FO
180 PRINT "DONNER LE NOMBRE D'ELEMENTS PAR LIGNE"
190 INPUT N
200 PRINT "DONNER LE NOMBRE DE LIGNES"
210 INPUT M
220 PAGE
230 REM---FONCTION D'UNE ANTENNE
240 FOR KI=0 TO 180
250   K=KI+1
260   P(K)=PI*KI/180
270   IF SIN(P(K))=0 THEN 300
280   E(K)=ABS(COS(PI*COS(P(K))/2)/SIN(P(K)))
290   GO TO 310
300   E(K)=0
310   REM---FONCTION DU GROUPEMENT
320   T(K)=PI*COS(P(K))/2
330   IF SIN(T(K))=0 THEN 360
340   F(K)=ABS(M*SIN(N*T(K))/SIN(T(K)))
350   GO TO 370
360   F(K)=N*M
370   H(K)=F(K)*E(K)
380   X(K)=H(K)*COS(P(K))/(N*M)
390   Y(K)=H(K)*SIN(P(K))/(N*M)
400 NEXT KI
470 WINDOW -1,1,0,1
480 VIEWPORT 20,100,20,80
490 AX IS @Q:0,0,1
500 MOVE @Q:X(1),Y(1)
510 @DRAW @Q:X(1),Y(1)
520 FOR KI=0 TO 180
530   K=KI+1
540   @DRAW @Q:X(K),Y(K)
550 NEXT KI
552 MOVE @Q:-1,0.9
554 PRINT @Q:"FO=";FO;" MHZ"
555 MOVE @Q:-1,0.85
556 PRINT @Q:"N=";N;" ELEMENTS"
557 MOVE @Q:-1,0.8
558 PRINT @Q:"M=";M;" LIGNES"
560 REM*****TITRE DU TRACE*****
570 MOVE @Q:-0.5,1.1
580 PRINT @Q:"RAYONNEMENT TOTAL DU RIDEAU"
590 REM*****GRADUATION DE L'AXE VERTICALE*****
600 FOR I=0 TO 1 STEP 0.5
610   MOVE @Q:0,I
620   PRINT @Q:"HHH";I;
630 NEXT I
640 HOME
650 END

```