

Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

34/82

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger

red

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES
INGENIORAT D'ETAT EN ELECTRONIQUE

SIMULATION MICRO - ONDE D'ANTENNE TV
— L'ANTENNE en X —

Proposé et suivi par Mr :

K. GRABOWSKY

Etudié par :

Achour LACENE

Ahsène ZIDANE

JUIN 1982

Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES
INGENIORAT D'ETAT EN ELECTRONIQUE

SIMULATION MICRO - ONDE D'ANTENNE TV
— L'ANTENNE en X —

Proposé et suivi par Mr :

K. GRABOWSKY

Etudié par :

Achour **LACENE**

Ahsène **ZIDANE**

JUIN 1982



—) VANT — Propos

Nous tenons à exprimer à /))onsieur K — GRABOWSKY
Proffesseur de post-graduation micro-onde à l'école
nationale polytechnique d'Alger, notre profonde gra-
titude pour nous avoir proposé un si attachant sujet
de travail, pour nous avoir guidé et suivi tout le
long de cette étude.

SOMMAIRE

	<u>Pages</u>
Chap. I : SIMULATION ELECTROMAGNETIQUE	1
- Equations des Maxwell généralisées	
- Principe de similitude	
Chap. II : RAPPELS SUR LES ANTENNES T.V	17
- Généralités et caractéristiques des antennes	
- Différents types d'antennes	
- Etude et réalisation pratiques des antennes T.V	
Chap. III: SIMULATION DE L'ANTENNE EN X	45
- Description de l'antenne en X	
- Conception du model	
- Réalisation pratique du model	
- Principes des mesures des différentes caractéristiques	
- Mesures sur l'antenne - model	
- Model final avec ses propriétés électriques	
- Conclusion	

INTRODUCTION

« Tant vaut l'antenne, tant vaut le récepteur » ce vieil adage apporte tout l'intérêt que peut présenter l'antenne dans tout système de transmission. En effet si de par sa position écartée vers les toits et les terrasses, l'antenne nous est un peu "indifférente", on ne saurait ignorer ce qu'elle nous apporte dans notre quotidien.

Si le récepteur était considéré, à juste titre, comme - produit - indispensable de notre temps, il ne doit en partie cette reconnaissance que grâce aux antennes qui le relie au milieu de propagation des ondes électromagnétiques.

Notre étude consiste à vous présenter un type d'antenne en lui façonnant un model et en précisant ses caractéristiques électriques.

I- Equations de Maxwell généralisées

I-1: Equations de Maxwell- Sens physique

I-2: Equations de Maxwell - Aspect mathématique

a) Répartition magnétique

b) Généralisation des équations de Maxwell

c) Analogie électromagnétique

II- Principe de similitude.

II-1: Introduction

II-2: Passage des grandeurs réelles, caractérisant le champ électromagnétique, aux grandeurs normalisées.

II-3: Sens des grandeurs.

II-4: Système d'équations de Maxwell normalisées

II-5: Systèmes identiques - Systèmes analogues

II-6: Simulation des constantes électromagnétiques

II-7: Simulation des conditions de rayonnement en espace libre

II-8: Exemples

I - Equations de Maxwell généralisées

Le Champ électromagnétique est une forme particulière de la matière, possédant des propriétés magnétiques et électriques. Il est évident que celui-ci n'est pas visible mais caractérisé uniquement par ses effets. La force de LORENTZ en est un exemple:

Une charge q , placée en un point, animée d'une vitesse v subit une force :

$$\vec{F} = q (\vec{E} + \vec{v} \wedge \vec{B})$$

Plus généralement pour une répartition volumique de charges de densité ρ on écrit :

$$\begin{aligned} d\vec{F} &= \rho dv (\vec{E} + \vec{v} \wedge \vec{B}) \\ \frac{d\vec{F}}{dv} &= \rho \vec{E} + \rho \vec{v} \wedge \vec{B} \end{aligned}$$

or $\vec{j} = \rho \vec{v}$

soit $\boxed{\vec{f}_v = \rho \vec{E} + \vec{j} \wedge \vec{B}}$

où $f_v : [N/m^3] ; j : [A/m^2]$

est appelée la densité volumique de la force de LORENTZ

I -1: Equations de Maxwell

Ce champ ainsi défini est caractérisé, dans la théorie électromagnétique, par les Equations de Maxwell suivantes :

$$\begin{aligned} \nabla \wedge \vec{E} &= - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \nabla \wedge \vec{H} &= \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\ \nabla \cdot \vec{D} &= \rho \\ \nabla \cdot \vec{B} &= 0 \end{aligned}$$

\vec{E} et \vec{H} étant les champs électrique. (V/m) et magnétique (A/m), \vec{B} et \vec{D} , les vecteurs induction magnétique et déplacement électrique exprimés en T et liés aux précédents dans un milieu homogène, isotrope et linéaire par les relations :

$$\vec{D} = \epsilon \cdot \vec{E} \quad \vec{B} = \mu \cdot \vec{H}$$

Tandis-que \vec{j} est la densité de courant électrique lié à \vec{E} par :

$$\vec{j} = \sigma \vec{E}$$

où :

ϵ est la permittivité absolue exprimée en F/m

μ est la perméabilité absolue exprimée en H/m

σ est la conductivité exprimée en Ω^{-1}/m

I-1-1: Sens physique

Il n'est pas dans notre sujet de détailler les lois de l'électromagnétisme on dira seulement que :

- La première équation de Maxwell représente la forme différentielle de la loi de l'induction électromagnétique ou loi de FARADAY

$$\nabla \wedge \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \Rightarrow \oint_c \vec{E} \cdot d\vec{\ell} = - \frac{d}{dt} \iint_s \vec{B} \cdot d\vec{S} \Rightarrow e = - \frac{d\phi_m}{dt}$$

Ainsi donc la force électromotrice $e = \oint_c \vec{E} \cdot d\vec{\ell}$ est directement proportionnelle à la vitesse de variation du flux ϕ_m de \vec{B}

- La deuxième équation de Maxwell représente la loi d'AMPERE - MAXWELL sous forme différentielle.

$$\nabla \wedge \vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \Rightarrow \oint_c \vec{H} \cdot d\vec{\ell} = \iint_s \left(\vec{j} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) \cdot d\vec{S} = I_{total}$$

Celle-ci montre donc que circulation du vecteur \vec{H} le long d'un contour fermé est égal au courant total.

- La troisième équation ou loi de GAUSS montre que le flux de \vec{D} à travers toute surface fermée est proportionnel à la charge intérieure

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \Rightarrow \iint_s \vec{D} \cdot d\vec{S} = \iiint_v \rho \, dv = Q$$

- La quatrième équation montre, qu'en l'absence de charges magnétiques, le flux de \vec{B} à travers toute surface fermée est nul.

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad \Rightarrow \quad \oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0$$

I-2 : Equation de Maxwell - Aspect mathématique

I-2-1: Répartition magnétique

On généralise les équations de Maxwell en les rendant complètement symétriques par introduction des charges et courants magnétiques fictifs de densités respectives ρ_m et \vec{J}_m liées par la relation de continuité :

$$\nabla \cdot \vec{J}_m + \frac{\partial \rho_m}{\partial t} = 0$$

celle-ci est analogue à la relation de continuité de courant électrique

$$\nabla \cdot \vec{J} + \frac{\partial \rho_e}{\partial t} = 0 \quad \Rightarrow \quad \oint_S \vec{J} \cdot d\vec{S} = -\frac{\partial Q}{\partial t}$$

qui montre que le flux du vecteur \vec{J} à travers une surface limitée S est proportionnel à la vitesse de variation des charges à l'intérieur d'un volume limité par S . Ainsi cette nouvelle répartition montre que le flux du vecteur \vec{B} à travers une surface S n'est donc point nul, on a alors :

ainsi que

$$\begin{array}{l} \nabla \cdot \vec{B} = \rho_m \\ \nabla \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} - \vec{J}_m \end{array}$$

Une première application est la dualité complète qu'on exprime ainsi entre les propriétés électriques et magnétiques.

I-2-2 : Généralisation des équations de Maxwell

Après introduction des charges et courants magnétiques fictifs on est amené donc à une généralisation des équations de Maxwell comme suit :

$$\nabla \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} - \vec{J}_m$$

$$\nabla \wedge \vec{H} = +\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J}$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho_e$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = \rho_m$$

Il est évident que les deux dernières équations dérivent des premières grâce aux équations de continuité des courants magnétique et électrique; ainsi seules les deux premières équations caractérisent le champ électromagnétique d'une façon générale.

I-2-3 : Analogie électromagnétique

Comme nous l'avons déjà cité, dans un milieu isotrope, homogène et linéaire nous avons :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad ; \quad \vec{D} = \epsilon \vec{E}$$

Les deux premières équations de Maxwell s'écrivent donc :

$$\begin{aligned} \nabla \wedge \vec{E} &= -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \vec{J}_m \\ \nabla \wedge \vec{H} &= \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \vec{J} \quad \text{avec} \quad \vec{J} = \sigma \vec{E} + \vec{J}_2 E \end{aligned}$$

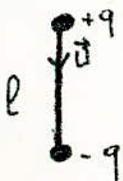
On remarque qu'un échange approprié entre source électrique et source magnétique laisse les équations de Maxwell invariantes sous la forme :

$$\begin{aligned} \vec{E} &\longrightarrow \pm \eta \vec{H} \\ \vec{H} &\longrightarrow \mp \frac{1}{\eta} \vec{E} \end{aligned}$$

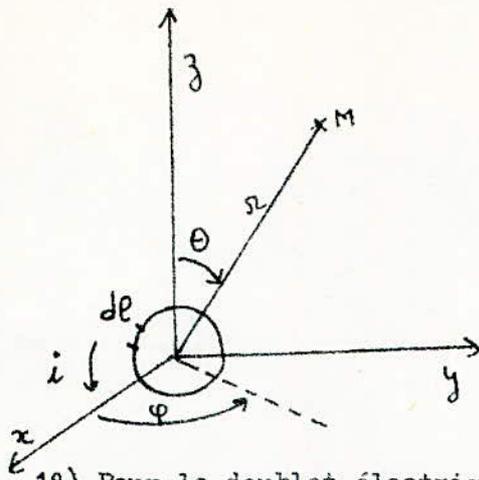
ou la constante $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ homogène à une impédance est une caractéristique du milieu. Ainsi à toute solution d'un problème de propagation correspond la solution d'un problème corrélatif tout en ayant les mêmes conditions aux limites.

exemple : Rayonnement du doublet électrique et d'une boucle de courant

Considérons une petite boucle de courant (diamètre du conducteur et aire de la boucle sont petits) parcourue par un courant d'intensité i , le moment dipolaire électrique étant :



$$\vec{p} = q \cdot l \cdot \vec{u} \quad \text{on note} \quad |\vec{p}| = p_0$$



On définit le moment dipolaire magnétique comme

$$\vec{J}_G = i \cdot \sum \cdot \vec{m} \quad \text{avec } \vec{m} \parallel \vec{oz}$$

$$|\vec{M}| = M_0$$

le calcul des potentiels retardés (\vec{A}, \vec{V}) et par suite des champs E et H nous donne (1) :

1°) Pour le doublet électrique

$$E_p = \frac{P_0 \cos \theta}{2\pi \epsilon} e^{j(\omega t - \beta r)} \left(\frac{1}{r^3} + j \frac{\beta}{r^2} \right)$$

$$E_\theta = \frac{P_0 \sin \theta}{4\pi \epsilon} e^{j(\omega t - \beta r)} \left(\frac{1}{r^3} + j \frac{\beta}{r^2} - \frac{\beta^2}{r} \right)$$

$$H_\phi = j\omega \frac{P_0 \sin \theta}{4\pi} e^{j(\omega t - \beta r)} \left(\frac{1}{r^2} + j \frac{\beta}{r} \right)$$

2°) Pour la boucle de courant

$$H_p = \frac{M_0 \cos \theta}{2\pi} e^{j(\omega t - \beta r)} \left(\frac{1}{r^3} + j \frac{\beta}{r^2} \right)$$

$$H_\theta = \frac{M_0 \sin \theta}{4\pi} e^{j(\omega t - \beta r)} \left(\frac{1}{r^3} + j \frac{\beta}{r^2} - \frac{\beta^2}{r} \right)$$

$$E_\phi = -j\omega \mu \frac{M_0 \sin \theta}{4\pi} e^{j(\omega t - \beta r)} \left(\frac{1}{r^2} + j \frac{\beta}{r} \right)$$

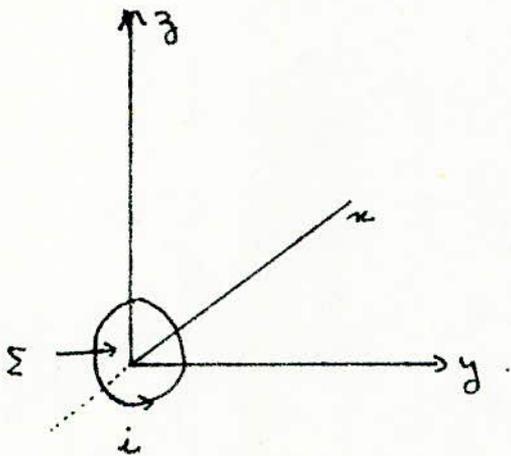
Conclusion

On remarque une analogie, entre les champs électriques et magnétiques, suivante :

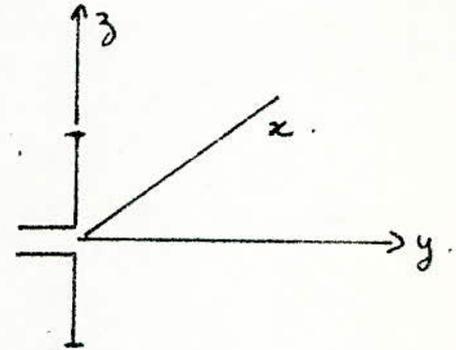
$$\left\{ \begin{array}{l} E_p \\ E_\theta \end{array} \right\} \xleftrightarrow{\frac{\rho_0}{\epsilon} \leftrightarrow M_0} \left\{ \begin{array}{l} H_n \\ H_\theta \end{array} \right\}$$

$$E_\varphi \xleftrightarrow{\rho_0 \leftrightarrow -\mu M_0} H_\varphi$$

De ceci on conclut cette identification schématisée :



boucle de courant



doublet magnétique.

II - Principe de similitude

II-1: Bien souvent il n'est pas possible d'effectuer des mesures sur les antennes dans les conditions réelles de fonctionnement (dimensions, sources, milieux...), aussi il est extrêmement utile de pouvoir réaliser un modèle de laboratoire permettant de simuler les conditions de fonctionnement réelles.

II-2: Passage des grandeurs réelles, caractérisant le champ électromagnétique, aux grandeurs normalisées.

La possibilité de réalisation d'un tel modèle de laboratoire résulte de la linéarité des équations de Maxwell. On posera :

$$\begin{aligned}\vec{H} &= \alpha_H \vec{a}_H & \vec{J}_{zE} &= \alpha_{iE} \vec{a}_{iE} \\ \vec{E} &= \alpha_E \vec{a}_E & \vec{J}_{zI} &= \alpha_{iI} \vec{a}_{iI} \\ \vec{\rho} &= \alpha_L \vec{a}_L & t &= \alpha_t a_t\end{aligned}$$

où t est le temps tandis que l caractérise les dimensions de l'antenne. On obtient donc les lois de correspondance entre les caractéristiques réelles et celles du modèle.

II-3 : Sens des grandeurs a_j et α_j

Les grandeurs $\vec{a}_j : (\vec{a}_E, \vec{a}_H, \vec{a}_{iE}, \vec{a}_{iI}, \vec{a}_L)$ indiquent les directions avec $|\vec{a}_j| = 1$ tandis que les $\alpha_j : (\alpha_E, \alpha_H, \alpha_{iE}, \alpha_{iI}, \alpha_L, \alpha_t)$ donnent la nature et l'unité de grandeur. On note aussi que a_t n'est pas un vecteur mais que $|a_t| = 1$. Les α_j nous permettent ainsi de passer d'un système réel à un système modélé.

II-4 : Système d'équations de Maxwell normalisées

Ecrivons de nouveau les équations suivantes :

$$\nabla \wedge \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \vec{J}_{zI}$$

$$\nabla \wedge \vec{H} = +\epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \sigma \vec{E} + \vec{J}_{ZE}$$

d'après les lois de correspondance et sachant que l'opérateur ∇ contient les termes α_L , on peut écrire :

$$\nabla \wedge \vec{H} = \frac{\alpha_H}{\alpha_E} (\nabla \wedge \vec{a}_H) = \sigma (\alpha_E \vec{a}_E) + \epsilon \frac{\partial (\alpha_E \vec{a}_E)}{\partial (\alpha_E a_E)} + \alpha_{iE} \vec{a}_{iE}$$

$$\nabla \wedge \vec{E} = \frac{\alpha_E}{\alpha_E} (\nabla \wedge \vec{a}_E) = -\mu \frac{\partial (\alpha_H \vec{a}_H)}{\partial (\alpha_E a_E)} - \alpha_{im} \vec{a}_{im}$$

on obtient ainsi le système d'équations normalisées :

$$\nabla \wedge \vec{a}_H = C_1 \vec{a}_E + C_2 \frac{\partial \vec{a}_E}{\partial a_E} + C_3 \vec{a}_{iE}$$

$$\nabla \wedge \vec{a}_E = -C_4 \frac{\partial \vec{a}_H}{\partial a_E} - C_5 \vec{a}_{im}$$

avec : $C_1 = \sigma \frac{\alpha_E \alpha_E}{\alpha_H}$; $C_2 = \epsilon \frac{\alpha_E \alpha_E}{\alpha_H \alpha_E}$; $C_3 = \frac{\alpha_{iE} \alpha_L}{\alpha_H}$

$C_4 = \frac{\alpha_{im} \alpha_E}{\alpha_E}$; $C_5 = \mu \frac{\alpha_H \alpha_E}{\alpha_E \alpha_E}$

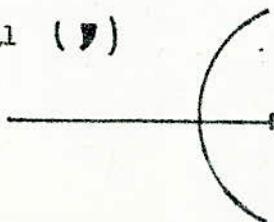
II -5 : Systèmes identiques - Systèmes analogues

Après avoir introduit la notion de simulation entre un système original et un système modelé on est amené à définir :

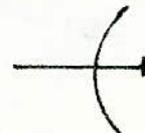
- des systèmes identiques
- des systèmes analogues

soit la représentation schématique de ces deux systèmes :

système original ()



système analogue ()



soient deux systèmes gardant les mêmes conditions aux limites, on dira qu'ils sont :

- identiques si :

$$\sigma' = \sigma'' \quad ; \quad \epsilon' = \epsilon'' \quad ; \quad \mu' = \mu''$$

$$\alpha'_{\epsilon} = \alpha''_{\epsilon} \quad ; \quad \alpha'_{H} = \alpha''_{H} \quad ; \quad \alpha'_{i\epsilon} = \alpha''_{i\epsilon}$$

$$\alpha'_{im} = \alpha''_{im} \quad ; \quad \alpha'_{e} = \alpha''_{e} \quad ; \quad \alpha'_{\epsilon} = \alpha''_{\epsilon}$$

- analogues si :

$$C'_1 = C''_1 \quad ; \quad C'_2 = C''_2 \quad ; \quad C'_3 = C''_3$$

$$C'_4 = C''_4 \quad ; \quad C'_5 = C''_5$$

II- 6 : Simulation des constantes électromagnétiques

En principe l'étude au laboratoire de notre model nous oblige à simuler à la fois les sources et les constantes caractérisant le milieu de notre système réel. Le problème consiste alors à déterminer, d'une part les constantes électromagnétiques ϵ'' , μ'' , σ'' , et d'autre part α''_{im} et $\alpha''_{i\epsilon}$ en fonction de celles du système original. D'après l'analogie des deux systèmes on peut écrire :

$$C'_1 = C''_1 \Rightarrow \sigma'' = \frac{\alpha''_{H}}{\alpha'_{H}} \cdot \frac{\alpha'_{e}}{\alpha''_{e}} \cdot \frac{\alpha'_{\epsilon}}{\alpha''_{\epsilon}} \cdot \sigma'$$

$$C'_2 = C''_2 \Rightarrow \epsilon'' = \frac{\alpha''_{H}}{\alpha'_{H}} \cdot \frac{\alpha''_{\epsilon}}{\alpha'_{\epsilon}} \cdot \frac{\alpha'_{\epsilon}}{\alpha''_{\epsilon}} \cdot \frac{\alpha'_{e}}{\alpha''_{e}} \cdot \epsilon'$$

$$C'_3 = C''_3 \Rightarrow \alpha''_{i\epsilon} = \frac{\alpha''_{H}}{\alpha'_{H}} \cdot \frac{\alpha'_{e}}{\alpha''_{e}} \cdot \alpha'_{i\epsilon}$$

$$C'_4 = C''_4 \Rightarrow \alpha''_{im} = \frac{\alpha''_{\epsilon}}{\alpha'_{\epsilon}} \cdot \frac{\alpha'_{e}}{\alpha''_{e}} \cdot \alpha'_{im}$$

$$C'_5 = C''_5 \Rightarrow \mu'' = \frac{\alpha''_{\epsilon}}{\alpha'_{\epsilon}} \cdot \frac{\alpha''_{e}}{\alpha'_{e}} \cdot \frac{\alpha'_{H}}{\alpha''_{H}} \cdot \frac{\alpha'_{e}}{\alpha''_{e}} \cdot \mu'$$

en posant $\xi = \frac{\alpha''_E}{\alpha'_E}$; $\beta = \frac{\alpha''_H}{\alpha'_H}$; $p = \frac{\alpha''_e}{\alpha'_e}$; $\gamma = \frac{\alpha''_t}{\alpha'_t}$

on aura donc :

$$\alpha''_{iE} = \frac{\beta}{p} \alpha'_{iE}$$

$$\alpha''_{im} = \frac{\xi}{p} \alpha'_{im}$$

et :

$$\epsilon'' = \frac{\beta\gamma}{\xi p} \epsilon'$$

$$\mu'' = \frac{\xi\gamma}{\beta p} \mu'$$

$$\sigma'' = \frac{\beta}{\xi p} \sigma'$$

Pratiquement se sont des contraintes sur la disponibilité des matériaux utilisables qui imposent le choix des trois constantes ξ, β, p .

si l'on exclut l'utilisation des matériaux magnétiques il vient :

$$\xi\gamma = \beta p$$

D'autre part lorsque la propagation a lieu dans l'air pour le milieu réel, on s'arrange pour utiliser de l'air pour le model. Cette précaution évite l'usage de matériaux de grandes dimensions peu commodes et générateurs de pertes. Ainsi :

$$\xi p = \beta\gamma$$

Les deux relations ne peuvent alors être vérifiées que si l'on a simultanément :

$$\xi = \beta \quad ; \quad p = \gamma$$

soit : $\xi = \beta \Rightarrow \frac{\alpha''_E}{\alpha'_E} = \frac{\alpha''_H}{\alpha'_H}$

$p = \gamma \Rightarrow \frac{\alpha''_e}{\alpha'_e} = \frac{\alpha''_t}{\alpha'_t}$

$$\text{or } \frac{\alpha''_t}{\alpha'_t} = \frac{f'}{f''}$$

donc :

$$\boxed{\frac{\alpha''_e}{\alpha'_e} = \frac{f'}{f''}}$$

Cette relation nous montre que connaissant la fréquence dans notre système original, on peut déterminer la fréquence correspondante à notre model.

II -7 : Simulation des conditions de rayonnement en espace libre

L'étude d'un système à dimension réelle dans un laboratoire pose parfois des problèmes : tels l'encombrement et les conditions de rayonnement. Il est donc impératif de modeler ce système. Dans notre cas l'antenne réelle sera donc ramenée à un model réduit à savoir que la longueur, l'épaisseur et l'espacement inter-éléments auront des dimensions très maniables. Il est évidemment clair que notre model gardera la même forme géométrique que son original.

Le laboratoire ne présente pas, hélas les mêmes conditions de rayonnement qu'en espace libre. En effet des réflexions ont lieu sur les murs, le sol et le plafond. Celles ci peuvent être considérablement atténuées grâce à l'utilisation des matériaux possédant des coefficients de réflexion très faibles. On distingue deux types de matériaux :

- Matériaux à large bande

Ils sont constitués par des couches conductrices épaisses dont le profil de conductivité est pyramidal de façon à obtenir une absorption progressive, sans réflexion de l'onde incidente.

- Matériaux à bande étroite

Ils sont constitués au moyen d'une couche diélectrique dont les deux faces ont été métallisées de telle sorte que le champ réfléchi s'annule par interférence.

Ne disposant pas d'un tel laboratoire on est amené à travailler en espace libre.

II-8 : Exemples

Pour avoir une idée précise de cette méthode nous donnons quelques exemples la décrivant.

Exemple 1 :

Soit à simuler une antenne de réception en espace libre

$$\vec{J}_{zE} = \vec{J}_{zH} = 0, \quad \nabla = 0$$

alors

$$d'_{1E} = d'_{1H} = 0$$

$$c'_1 = c''_1 = 0$$

$$c'_3 = c''_3 = 0$$

$$c'_4 = c''_4 = 0$$

Nous considérons que les perméabilités et permittivités des deux systèmes sont identiques ($\epsilon' = \epsilon''$; $\mu' = \mu''$). De plus les mesures des champs électrique et magnétique se feront dans les mêmes unités ($d'_{1E} = d''_{1E}$; $d'_{1H} = d''_{1H}$)

L'analogie des deux systèmes nous donne :

$$c'_2 = c''_2 \quad ; \quad c'_5 = c''_5$$

nous auront alors :

$$\epsilon' \frac{d'_e d'_{1E}}{d'_{1H} d'_E} = \epsilon'' \frac{d''_e d''_{1E}}{d''_{1H} d''_E} \Rightarrow \frac{d'_e}{d''_e} = \frac{d'_{1E}}{d''_{1E}}$$

or

$$\frac{d'_{1E}}{d''_{1E}} = \frac{p''}{p'}$$

donc

$$\boxed{\frac{d'_e}{d''_e} = \frac{p''}{p'}}$$

Ainsi donc le rapport des dimensions est en proportion inverse de celui des fréquences des deux systèmes considérés.

Exemple 2 :

Reprenons l'exemple 1 mais dont les conductivités des deux milieux sont telles que

$$\sigma' \neq \sigma'' \neq 0$$

nous avons ainsi : $C_1 = C_2 \neq 0$

donc

$$\sigma' \frac{\alpha'_E \alpha'_e}{\alpha'_H} = \sigma'' \frac{\alpha''_E \alpha''_e}{\alpha''_H} \Rightarrow \frac{\alpha'_e}{\alpha''_e} = \frac{\sigma''}{\sigma'}$$

d'après l'exemple 1 :

$$\frac{\alpha'_e}{\alpha''_e} = \frac{P''}{P'}$$

soit :

$$\boxed{\frac{\alpha'_e}{\alpha''_e} = \frac{\sigma''}{\sigma'} = \frac{P''}{P'}}$$

Ce cas est plus compliqué que le précédent car on doit encore vérifier que le rapport des dimensions est inversement proportionnel au rapport des conductivités.

Exemple 3 :

Considérons deux milieux qui diffèrent par leur permittivité et leur perméabilité :

$$\mu' \neq \mu'' \quad \epsilon' \neq \epsilon''$$

et dont les conductivités sont nulles :

$$\sigma' = \sigma'' = 0$$

par analogie des deux systèmes :

$$\epsilon'_2 = \epsilon''_2 \Rightarrow \epsilon' \frac{\alpha'_E \alpha'_e}{\alpha'_H \alpha'_E} = \epsilon'' \frac{\alpha''_E \alpha''_e}{\alpha''_H \alpha''_E}$$

$$\text{Soit } \frac{\epsilon'}{\epsilon''} = \frac{\alpha''_L}{\alpha'_L} \cdot \frac{\alpha'_E}{\alpha''_E}$$

$$c'_5 = c''_5 \Rightarrow \mu' \frac{\alpha'_H \alpha'_E}{\alpha'_E \alpha'_E} = \mu'' \frac{\alpha''_H \alpha''_E}{\alpha''_E \alpha''_E}$$

$$\text{Soit } \frac{\mu'}{\mu''} = \frac{\alpha''_E}{\alpha'_E} \cdot \frac{\alpha'_E}{\alpha''_E}$$

on a donc finalement :

$$\frac{\mu'}{\mu''} = \frac{\epsilon'}{\epsilon''} \Rightarrow \frac{\mu'}{\epsilon'} = \frac{\mu''}{\epsilon''}$$

c'est à dire : $\boxed{Z_{01} = Z_{02}}$ car $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$

De même on a :

$$\boxed{\frac{\alpha''_E}{\alpha'_E} = \frac{\epsilon'}{\epsilon''} \cdot \frac{P'}{P''}}$$

Ainsi pour ces deux milieux les impédances d'ondes doivent être égales. De plus on remarque que les dimensions des deux systèmes dépendent de leur permittivité et de leur fréquence de travail.

Exemple 4 :

Reprenons l'exemple 3 dont les résultats sont :

$$\frac{\epsilon'}{\epsilon''} = \frac{\mu'}{\mu''}$$

$$\frac{\alpha''_e}{\alpha'_e} = \frac{\epsilon'}{\epsilon''} \frac{\rho'}{\rho''}$$

supposons en plus que les conductivités sont différentes : $\sigma' \neq \sigma''$
 nous aurons alors par l'analogie :

$$C'_1 = C''_1 \Rightarrow \sigma' \frac{\alpha'_e}{\alpha'_H} \alpha'_e = \sigma'' \frac{\alpha''_e}{\alpha''_H} \alpha''_e \Rightarrow \frac{\sigma'}{\sigma''} = \frac{\alpha''_e}{\alpha'_e}$$

Ainsi connaissant le rapport des conductivités et des permittivités des deux milieux on peut tirer la fréquence de travail de notre model.

Remarque : On est tenté de considérer deux milieux tels que :

a)	b)	c)	d)
$\epsilon' = \epsilon''$	$\epsilon' \neq \epsilon''$	$\epsilon'' = \epsilon'$	$\epsilon' \neq \epsilon''$
$\mu' = \mu''$	$\mu' = \mu''$	$\mu'' \neq \mu'$	$\mu'' = \mu'$
$\sigma' = \sigma'' = 0$	$\sigma' = \sigma'' = 0$	$\sigma' \neq \sigma'' \neq 0$	$\sigma' \neq \sigma'' \neq 0$

Si tel est le cas on aura par l'analogie pour l'exemple (a)

$$C'_2 = C''_2 \Rightarrow \frac{\alpha'_e}{\alpha''_e} \cdot \frac{\alpha''_e}{\alpha'_e} = 1$$

$$C'_5 = C''_5 \Rightarrow \frac{\alpha'_e}{\alpha''_e} \cdot \frac{\alpha''_e}{\alpha'_e} = \frac{\mu''}{\mu'}$$

On est amené à conclure que $\mu' = \mu''$ ce qui est contraire à notre hypothèse.

Il est inutile de considérer les cas (b) (c) (d) car ils conduisent à des aberrations analogues.

II-I : Généralités

II-I-1 : Rôle de l'antenne de réception

II-I-2 : Principe de réciprocité

II-I-3 : Caractéristiques des antennes de réception

- a) Directivité
- b) Gain
- c) Aire équivalente
- d) F-e-m induite
- e) Hauteur effective
- f) Impédance d'entrée
- g) Bande passante
- h) Pertes dans les antennes - Rendement
- i) Influence du sol

II-I-4 : Différents types d'antennes

- a) Tableau
- b) Comparaison et utilisation

II-II : Etude et réalisation pratique des antennes T.V.

II-II-1: Propriétés essentielles des antennes T.V

II-II-2: L'Antenne YAGI

- a) Dipôle simple ou doublet
- b) Dipôle en présence d'un élément parasite
- c) Dipôle replié ou trombone
- d) Antenne à éléments parasites multiples

II-II-3: Antenne à réflecteur

- a) Réflecteur plan
- b) Réflecteur diédre

II-II-4: Association d'antennes

II-II-5: Liaison antenne - récepteur

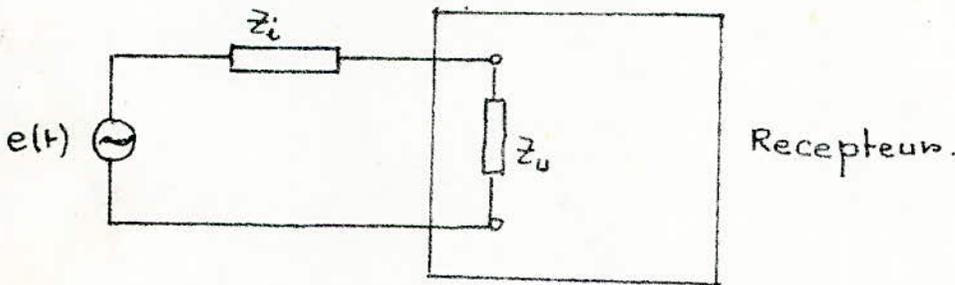
- a) Cable
- b) Symétriseur

II-I : Généralités

II-I-1: Rôle de l'antenne de réception

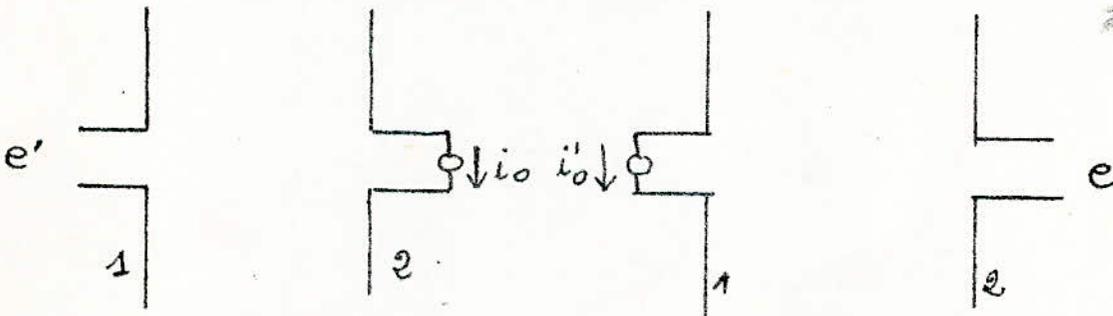
L'antenne est un dispositif, qui plongé dans un champ électromagnétique en recueille une certaine puissance pour la fournir entre ses bornes de sortie au récepteur. Devenant ainsi le siège d'une énergie haute fréquence, l'aérien est donc équivalent à un générateur de f-e-m ($e(t)$), dépendant de l'orientation de l'antenne, et d'impédance interne.

Les éléments de ce générateur seront déterminés ultérieurement



II-I-2: Principe de réciprocité

Considérons deux antennes 1 et 2 et plaçons nous dans ces cas



On alimente l'antenne 1 par un générateur de f-e-m e' et on mesure le courant induit i_0 à l'entrée de l'antenne 2

Réciproquement une f-e-m e égale à e' appliquée à l'antenne 2 produit à l'entrée de l'antenne 1 un courant i'_0 égal à i_0

En outre si on appelle impédances de transfert les rapports :

$$Z_{12} = \frac{e'}{i_0} \quad \text{et} \quad Z_{21} = \frac{e}{i'_0}$$

alors $Z_{12} = Z_{21}$

soit

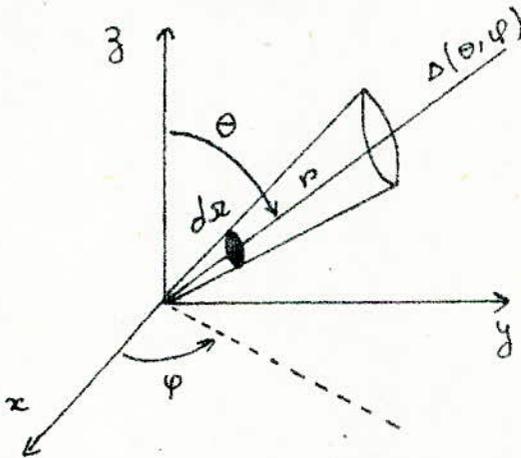
$$e i_0 = e' i'_0$$

D'après ce théorème on voit qu'on peut déterminer les propriétés d'une antenne réceptrice en la faisant fonctionner en émettrice et inversement. Dans notre exposé, pour la commodité de certains calculs, on utilisera l'antenne en régime d'émission mais pour des cas évidents on considérera celle ci en réception.

II-I-3: Caractéristiques des antennes de réception

Les fonctions d'une antenne dépendent d'un certain nombre de caractéristiques. Pour l'interprétation simple des phénomènes on suppose que l'intensité du courant est en répartition sinusoïdale pure le long de l'antenne (cette hypothèse est valable pour les antennes filaires).

a) Directivité



Le vecteur de densité surfacique de la puissance rayonnée appelé vecteur de POYNTING ($\vec{P} = \vec{E} \wedge \vec{H}$) dépend de la direction (θ, φ) pour $r = \text{cste}$

$$\vec{P} = \vec{P}(\theta, \varphi) = \frac{dW}{dS} \vec{a}_p$$

\vec{a}_p est le vecteur unitaire de la direction de propagation de l'onde.

On définit la directivité d'une antenne par :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_{\max}} \Big|_{r = \text{cste}} \leq 1$$

ou si on introduit la densité angulaire (angle solide) de la puissance ($I(\theta, \varphi) = \frac{dW}{d\Omega}$) on peut exprimer la directivité de la manière suivante :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{I(\theta, \varphi)}{I_{\max}} \leq 1$$

avec $P(\theta, \varphi) = r^2 I(\theta, \varphi)$.

b) Gain

Le gain d'une antenne dépend de la direction (θ, φ) et est défini comme suit :

$G(\theta, \varphi) = \frac{W_I}{W_A} \Big _{\substack{P_A(\theta, \varphi) = P_I \\ r = \text{cte}}} = \frac{P_A(\theta, \varphi)}{P_I}$	$\begin{aligned} W_A &= W_I \\ r &= \text{cte} \end{aligned}$
---	---

avec : W_I : Puissance rayonnée par l'antenne isotrope

P_I : Densité surfacique de cette antenne

W_A : Puissance rayonnée par l'antenne considérée

P_A : Densité surfacique de la même antenne

on a : $dW_A = P_A(\theta, \varphi) ds \Rightarrow W_A = \iint_S P_A(\theta, \varphi) ds$.

or :
$$P_A(\theta, \varphi) = \frac{D(\theta, \varphi)}{P_{\max}}$$

donc :

$$W_A = \frac{1}{P_{\max}} \iint_S D(\theta, \varphi) ds$$

de même :

donc : $W_I = 4\pi r^2 P_I$

si

si $P_A(\theta, \varphi) = P_I = \frac{D(\theta, \varphi)}{P_{\max}}$

donc :

$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi r^2 D(\theta, \varphi)}{\iint_S D(\theta, \varphi) ds}$
--

Sachant que :

nous aurons

$$ds = r^2 \sin\theta d\theta d\varphi$$

$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi D(\theta, \varphi)}{\int_0^{2\pi} [D(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta] d\varphi}$

c) 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 du récepteur. Si nous supposons que la polarisation et l'adaptation sont telles que la puissance reçue est maximum on peut écrire :

$$W_{10} = P(\theta, \varphi) \cdot S(\theta, \varphi)$$

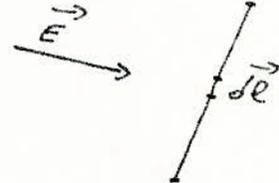
ou $S(\theta, \varphi)$ est l'aire de captation ou aire équivalente qui a pour autre expression :

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

d) F-e-m induite

Si une antenne de longueur l est plongée dans un champ électromagnétique où le champ électrique est \vec{E} , la f-e-m induite est définie comme :

$$e = - \int_0^l \vec{E} \cdot d\vec{\ell}$$



e) Hauteur effective

Soit une antenne de longueur l parcourue par un courant d'intensité maximal I_0 . On appelle hauteur effective de l'antenne la hauteur d'un rectangle de largeur I_0 dont la surface serait égale à celle délimitée par la courbe sinusoïdale. On aura ainsi :

$$h_e I_0 = \int_0^l I_x dx$$

soit

$$h_e = \frac{1}{I_0} \int_0^l I_x dx$$

En réception la hauteur effective de l'antenne est évidemment : $h_e = \frac{1}{E_{\max}} \int_0^l \vec{E} \cdot d\vec{\ell}$

f) Impédance d'entrée

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

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

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

Celle ci présente une partie réelle est partie réactive ; à l'accord cette dernière s'annule.

g) Bande passante

La bande passante d'une antenne est la bande de fréquences 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.

h) 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 des fois même l'annuler. On distingue plusieurs sortes de pertes :

a) les 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 HF ; 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 donc inutilisée ce qui rend inadéquate la formule précédente. Pratiquement on préfère, au lieu de considérer la section réellement utilisée, prendre un coefficient de résistivité variable avec la fréquence et le diamètre et reconsidérer 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 rayonnant. En pratique l'utilisation d'isolateurs (en pyrex) atténue ce genre de pertes

c) pertes par rayonnement parasite

Il s'agit des pertes au niveau des feeders. Pour éviter cette perte d'énergie on utilise des feeders à deux conducteurs concentriques car ceux ci ne rayonnent presque pas (le conducteur extérieur sert de blindage au conducteur intérieur)

On peut aussi utiliser des feeders à conducteurs parallèles ; ceux ci ne présentent aucun rayonnement car les courants circulant dans les deux fils sont constamment en opposition de phase.

d) pertes par ondes stationnaires

Les ondes stationnaires prennent naissance dès que le feeder et l'antenne sont désadaptés.

f) rendement d'une antenne

A cause de ces différentes pertes, l'évaluation du rendement d'une antenne est aléatoire, toutefois il est défini comme :

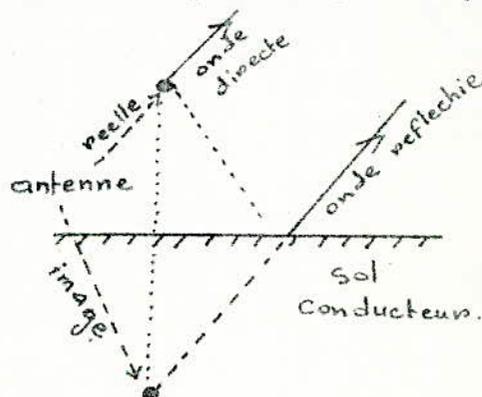
$$\eta = \frac{\text{puissance reçue par le récepteur}}{\text{puissance recueillie au niveau de l'antenne}}$$

i) Influence du sol

En pratique l'antenne n'est pas tendue dans l'espace libre mais est en présence du sol. Ce dernier selon sa nature peut absorber ou réfléchir l'énergie HF de sorte que celle ci revient exciter l'antenne avec un retard dépendant de la longueur du trajet. Dans ce dernier cas tout se passe comme si on avait un système de deux antennes identiques, symétriques par rapport au sol et parcourues donc par des courants opposés (principe des images électriques). Le sol, par sa présence, intervient donc au niveau des caractéristiques :

- il modifie l'impédance de rayonnement de l'antenne selon la hauteur de celle ci au dessus de lui

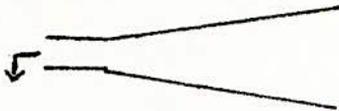
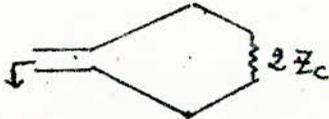
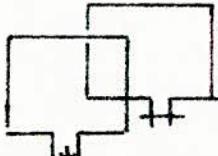
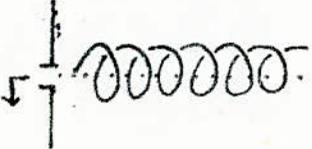
- il renforce le rayonnement dans le cas où les deux ondes (émise et réfléchie) sont en phase.



II-I-4: Différents types d'antennes

a) Tableau

TYPE	SCHEMA	OBSERVATIONS
Doublet		<ul style="list-style-type: none"> -Gain très faible (~ 2 d b) -Directivité bilatérale -Utilisé à un rayon faible de l'émetteur
Dipôle replié ou trombone		<ul style="list-style-type: none"> -Gain et directivité identiques à ceux du doublet -Bande passante assez large -Impédance d'entrée élevée
Antenne à éléments parasites : YAGI		<ul style="list-style-type: none"> -Gain et directivité élevés (en rapport avec le nombre d'éléments -Bande passante inversement proportionnelle au nombre de parasite -L'Impédance d'entrée chute (vis à vis du dipôle) a cause des directeurs
Antenne en X		<ul style="list-style-type: none"> -Directivité prononcée -à même nombre d'éléments le gain est plus élevé que celui de l'antenne Yagi -
Antenne Log- périodique		<ul style="list-style-type: none"> -Large bande passante -Adaptation difficile a réaliser sur toute la bande -Directivité assez faible

Antenne en V		<ul style="list-style-type: none"> - bande passante étroite - directivité prononcée - utilisée à proximité de l'émetteur
Antenne en losange		<ul style="list-style-type: none"> - large bande passante - très directive - en présence de $2 Z_c$, elle fonctionne en ondes progressives
Antenne quadrilataire		<ul style="list-style-type: none"> - directivité unilatérale - gain d'environ 5,5 dB - facilement adaptable avec câble 75 ohms
Antenne squelette		<ul style="list-style-type: none"> - gain d'environ 6 dB - adaptation facile grâce à la ligne quart d'onde - directivité équivalente à celle de Yagi de 3 élément
Antenne en hélice		<ul style="list-style-type: none"> - reçoit indifféremment des ondes polarisées horizontalement ou verticalement - difficile à réaliser du point de vue adaptation et alimentation

Principaux types d'antennes (suite)

Aux principaux différents types d'antennes on pourra ajouter les combinaisons de l'antenne Yagi (ajout des réflecteurs plan et diédre)

b) Comparaison et utilisation

On distingue donc deux groupes d'antennes

-Les antennes interieures

Généralement placées à proximité de l'émetteur, elles doivent travailler dans des conditions privilégiées c'est à dire en dehors de toute influence parasitaire excessive. Certes certaines antennes intérieures présentent des qualités notables soit dans leurs réalisations pratiques, soit des caractéristiques relativement bonnes (gain, directivité, large bande etc...) mais leurs inconvénients majeurs c'est leur rapprochement de l'émetteur et des fois des calculs fastidieux (antenne hélice, squelette). Ces antennes travaillent en particulier dans les bandes V.H.F

-Les antennes exterieures

Ceux sont celles qui sont généralement les plus répandues dans la pratique. En effet en plus de leur réalisations faciles elles présentent des caractéristiques remarquables. Pour l'Algerie ce type d'antenne est le plus adéquat. En effet pour, peut être, minimiser le nombre d'émetteurs pouvant s'étaler à travers le territoire l'utilisation de ces antennes et de leur combinaisons est des plus commode.

II-II : Etude et réalisation pratiques des antennes T.V.

II-II-1 : Propriétés essentielles des antennes T.V.

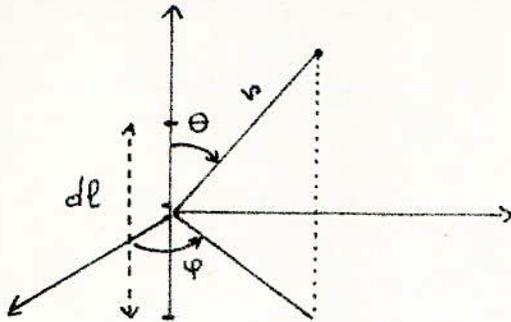
Les aériens utilisés en T.V. possèdent généralement des propriétés communes. L'Antenne :

- est un circuit oscillant accordé sur la fréquence à recevoir. Ses dimensions dépendent de celle ci.
- est caractérisée par la bande passante qui dépend de la structure de l'aérien, du diamètre des conducteurs et du nombre des parasites.
- Doit être positionnée selon la polarisation de l'onde émise.
- est caractérisée par son gain
- doit avoir une impédance adaptée au feeder.

III-II-2 : L'Antenne YAGI

Etant la plus répandue par sa forme adéquate, ses caractéristiques remarquables, pour son coût, on se propose d'en faire l'étude élément par élément de façon à voir le rôle ou l'apport de chacun d'eux.

a) Dipôle simple ou doublet



Le champ rayonné, à grande distance par un doublet élémentaire est :

$$E(\theta) = j \frac{60\pi}{\lambda r} I \cdot dl \sin\theta e^{j(\omega t - \beta r)}$$

soit en valeur absolue :

$$|E(\theta)| = \frac{60\pi}{\lambda r} dl |\sin\theta|$$

1°) Directivité

Nous avons : $D(\theta, \varphi) = \frac{P_A(\theta, \varphi)}{P_{\max}}$ à $v = cte$

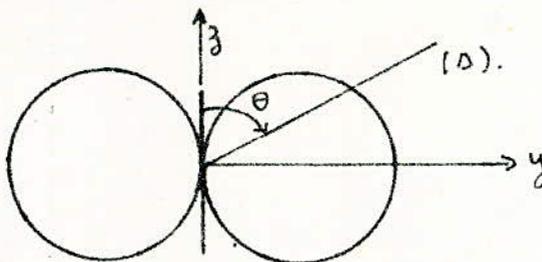
ou $P_A(\theta, \varphi) = |\vec{E} \wedge \vec{H}| = E \cdot H = \frac{|E|^2}{Z_0}$

avec $Z_0 =$ impédance caractéristique du milieu (dans le vide $Z_0 = 120\pi$)

soit :

$$\left. \begin{aligned} P_A(\theta, \varphi) &= \frac{30\pi dl^2}{\lambda^2 r^2} \sin^2\theta \\ P_{\max} &= 30\pi dl^2 / \lambda^2 r^2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \underline{D(\theta, \varphi) = \sin^2\theta}$$

et le diagramme de directivité sera :



2°) Gain

Le Gain est donné par :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi D(\theta, \varphi)}{\int_0^{2\pi} \left[\int_0^\pi D(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta \right] d\varphi}$$

on $D(\theta, \varphi) = \sin^2 \theta$; donc $G(\theta, \varphi) = \frac{3}{2} \sin^2 \theta$ et $G_{\max} = 1,76 \text{ db}$

3°) aine de captation

nous avons : $S(\theta, \varphi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \varphi)$.

alors $S(\theta, \varphi) = \frac{3\lambda^2}{8\pi} \sin^2 \theta$.

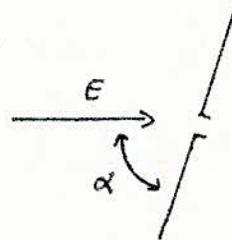
on en déduit que $S_{\max} = \frac{3\lambda^2}{8\pi}$ ne dépend que de la fréquence

4°) F.e.m induite.

$$e = - \int_0^l \vec{E} \cdot d\vec{\ell}$$

donc

$$e = - |E| l \cos \alpha$$



5°) Hauteur effective

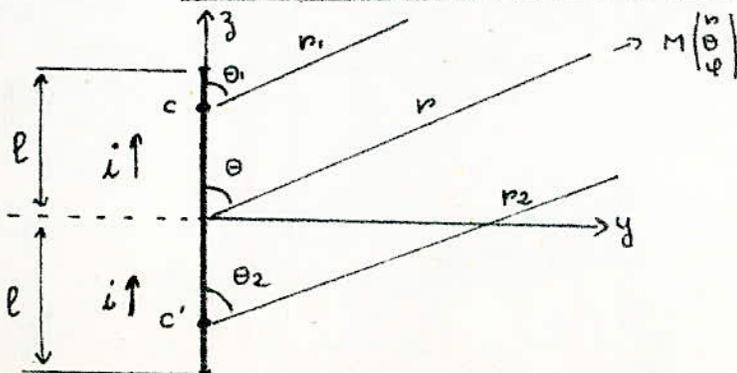
on a vu que $h_e = \frac{1}{I_0} \int_0^l I_x \cdot dx$

le courant dans l'antenne est :

$$I_x = I_0 \sin \beta (l - x)$$

donc : $h_e = \frac{\lambda}{2\pi} \left[1 - \cos \frac{2\pi}{\lambda} l \right]$

6°) Application au doublet demi-onde



à grande distance

$$\theta_1 = \theta_2 = \theta$$

$r_1 = r_2 = r$ en amplitude

on a : $r_1 = r - z \cos \theta$

$r_2 = r - z \cos \theta$ ($z < 0$).

$i(z) = i_m \sin \beta (l - |z|)$ avec $i_m = I_m e^{j\omega t}$

Le champ crée en M est la superposition des champs créés par les doublets placés en c et c'.

en c : $E_1 = j \frac{60\pi}{r} I_m \sin \theta e^{j(\omega t - \beta r)} \int_0^l \sin \beta (l - z) e^{j\beta z \cos \theta} dz$

$z > 0$.

en c' : $E_2 = j \frac{60\pi}{r} I_m \sin \theta e^{j(\omega t - \beta r)} \int_{-l}^0 \sin \beta (l - z) e^{j\beta z \cos \theta} dz$

le champ total est :

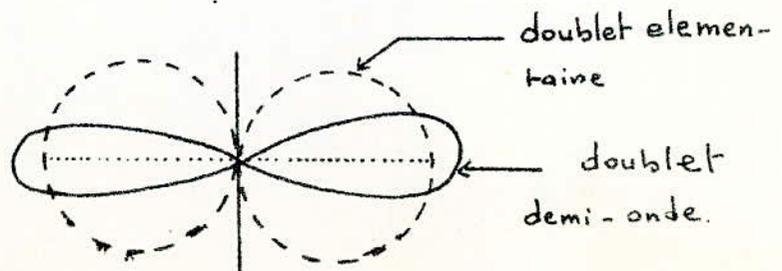
$$|E| = |E_1 + E_2| = \frac{60 I_m}{r} \left| \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right|$$

2) Directivité

$$P_A(\theta, \varphi) = \frac{E^2(\theta)}{120\pi} = \frac{3600 I_m^2}{r^2 \cdot 120\pi} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]^2$$

donc : $D(\theta) = \frac{P_A(\theta)}{P_{max}} = \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin^2 \theta}$

le diagramme devient :



Gain

Le gain maximal obtenu pour le doublet demi-onde est de l'ordre de : 2,15 dB. (soit 1,635)

Aire de captation

$$S_{\max} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\max} = 0,13 \lambda^2.$$

Cette aire est plus importante que celle du doublet élémentaire.

Hauteur effective

$$h_e = \frac{\lambda}{2\pi} \left(1 - \cos \frac{2\pi \ell}{\lambda} \right)$$

pour $\ell = \frac{\lambda}{2}$ on a :

$$h_e = \frac{\lambda}{\pi}$$

Remarque :

L'antenne demi-onde produit un champ double de celui produit par l'antenne quart-d'onde car pour cette dernière. $h_e = \frac{\lambda}{2\pi}$

Impédance d'entrée

Pour une répartition sinusoïdale, sur l'antenne, du courant et en calculant le flux du vecteur de Poyting à travers une sphère de très grand rayon on trouve :

$$R_r = 73,2 \Omega \quad (6)$$

De même en partant d'une répartition sinusoïdale et en calculant les champs à la surface même de l'antenne à partir des potentiels retardés on trouve :

$$\left(Z_0 \right)_{\frac{\lambda}{2}} = R_r + jX_0 = (73,2 + j 42,5) \Omega \quad (6)$$

Remarque

Le Calcul de l'impédance à la base est en général très complexe. On peut y accéder par deux méthodes différentes :

1°) En assimilant l'antenne à une ligne chargée, au ventre d'intensité, par la résistance de rayonnement. Cette méthode est approximative puisque tous les éléments de l'aérien participent au rayonnement et que nous considérons une résistance localisée

2°) En calculant les champs \vec{H} et \vec{E} en tous les points de l'antenne et par intégration il est alors possible de connaître, à partir des puissances active et réactive en chaque point, la résistance et la réactance totale

L'inconvénient de cette méthode c'est le calcul fastidieux qu'il faut effectuer surtout pour le calcul du terme réactif. (travaux de Labus (3))

b): Dipole en presence d'un parasite.

En ajoutant, à un dipole, un élément parasite, d'une longueur donnée et à une certaine distance de celui ci, on modifie les caractéristiques de l'antenne.

Considérons deux antennes dont une seule est alimentée. On peut écrire:

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

$$0 = Z_{21} i_1 + Z_{22} i_2$$

avec: Z_{11} et Z_{22} les impedances propres des deux antennes telles que:

$$Z_{11} = R_{11} + jX_{11} = |Z_{11}| e^{j\varphi_{11}}$$

$$Z_{22} = R_{22} + jX_{22} = |Z_{22}| e^{j\varphi_{22}}$$

Z_{12} et Z_{21} caractérisent le couplage des deux séries. On les appelle impedances mutuelles :

$$Z_{12} = R_{12} + jX_{12} = |Z_{12}| e^{j\varphi_{12}}$$

$$Z_{21} = R_{21} + jX_{21} = |Z_{21}| e^{j\varphi_{21}}$$

Le théorème de réciprocité donne:

$$Z_{12} = Z_{21}$$

- Expression de l'impédance d'entrée :

Le courant i_2 induit dans le parasite s'écrit:

$$i_2 = -\frac{Z_{12}}{Z_{22}} i_1 = i_1 \frac{|Z_{12}|}{|Z_{22}|} e^{j(\pi + \varphi_{12} - \varphi_{22})}$$

on a alors:

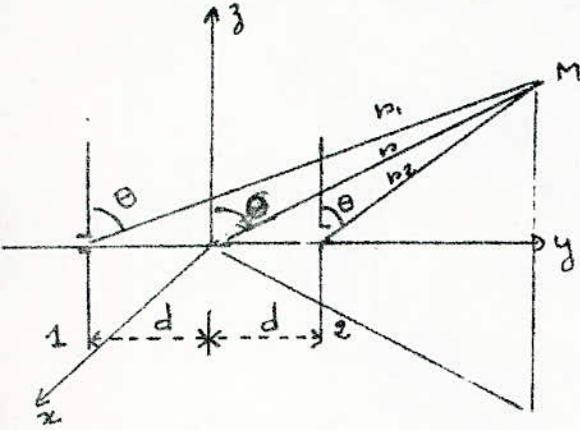
$$Z_e = R_e + jX_e = Z_{11} + \frac{|Z_{12}|^2}{|Z_{22}|} e^{j(\pi + 2\varphi_{12} - \varphi_{22})}$$

$$\text{car } Z_e = \frac{V_1}{i_1}$$

On remarque que le couplage modifie l'accord et diminue l'impédance.

-Champ rayonné dans le plan vertical

Le champ total au point M est la superposition des champs propres de l'antenne et de son parasite. On a:



$$r_2 = r - d \sin \theta$$

$$r_1 = r + d \sin \theta$$

$$\text{donc } E_1 = j \frac{60\pi}{\lambda r} i_1 dl \sin \theta e^{j(\omega t - \beta r)} e^{-j\beta d \sin \theta}$$

$$\text{on pose: } E_1 = E_0 e^{-j\beta d \sin \theta}$$

$$\text{de même on a: } E_2 = j \frac{60\pi}{\lambda r} i_2 dl \sin \theta e^{j(\omega t - \beta r)} e^{j\beta d \sin \theta}$$

$$\text{soit } E_2 = \frac{i_2}{i_1} E_0 e^{j\beta d \sin \theta}$$

le champ total sera:

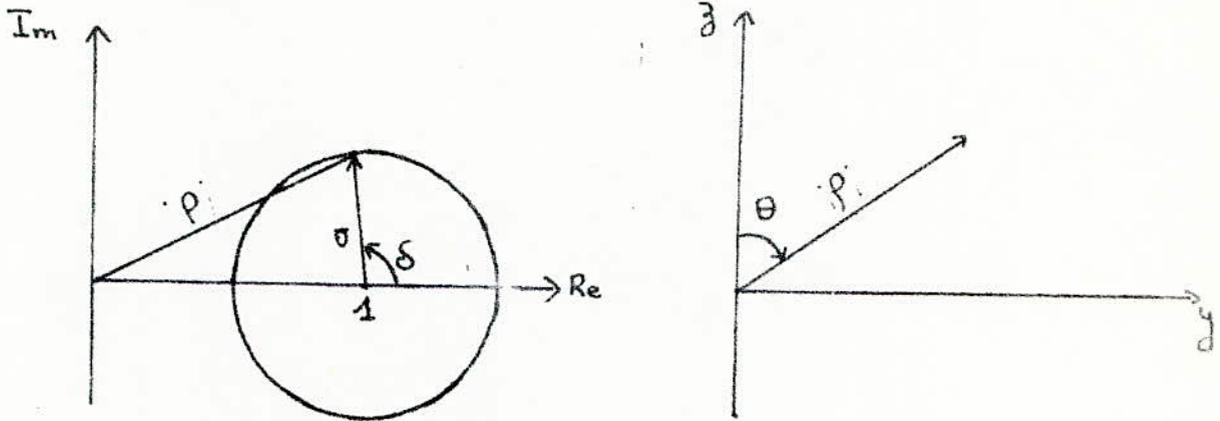
$$E_T = E_0 e^{-j\beta d \sin \theta} \left[1 + \frac{i_2}{i_1} e^{2j\beta d \sin \theta} \right]$$

$$\text{or } \frac{i_2}{i_1} = \frac{|Z_{12}|}{|Z_{22}|} e^{j(\pi + \varphi_{12} - \varphi_{22})}$$

$$\text{donc } |E_T| = |E_0| \cdot \left| 1 + \frac{|Z_{12}|}{|Z_{22}|} e^{j(\pi + \varphi_{12} - \varphi_{22} + 2\beta d \sin \theta)} \right|$$

- Tracé du diagramme de rayonnement

Posons $\left| \frac{z_{12}}{z_{22}} \right| = a$ et $\delta = \pi + \varphi_{12} - \varphi_{22} + 2kd \sin \theta$ le terme $\rho = |1 + a e^{j\delta}|$, est représenté dans le plan complexe par un cercle de centre d'abscisse 1 et de rayon a. La détermination de ρ pour différentes valeurs de δ permet de tracer le diagramme de rayonnement.



Pour des valeurs particulières de $\theta, \varphi_{12}, \varphi_{22}$, d donc de δ on détermine ρ sur le plan complexe, ensuite cette valeur sera reportée sur le plan de rayonnement pour θ considéré. Le diagramme sera tracé ainsi point par point.

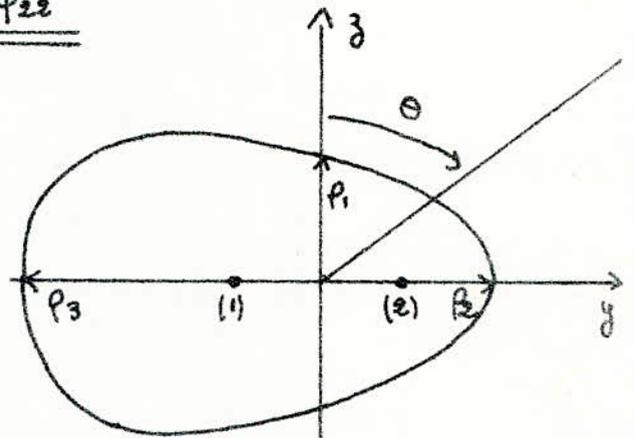
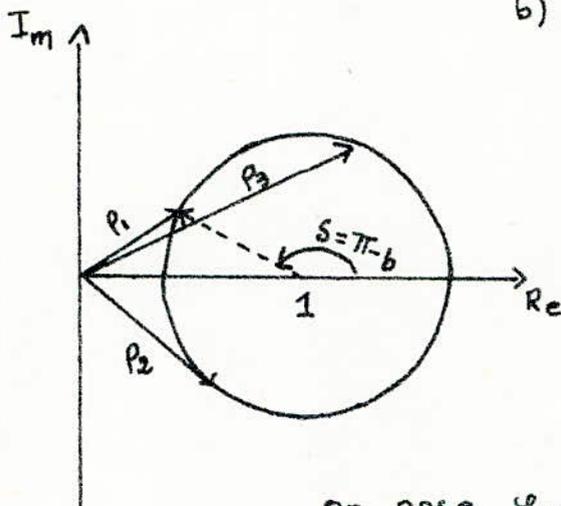
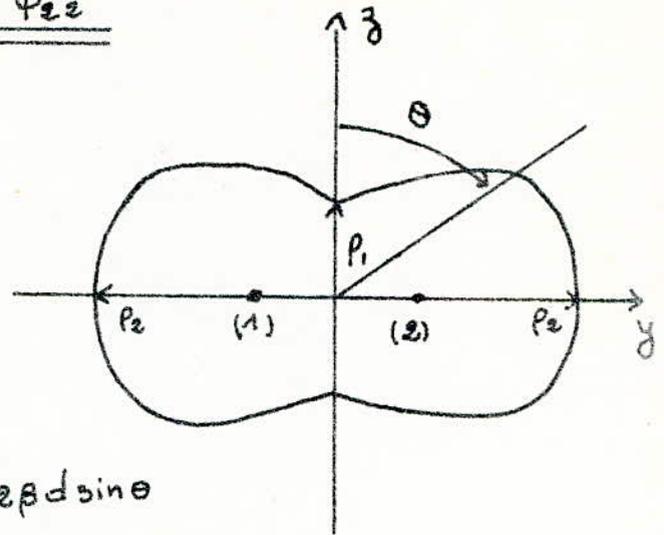
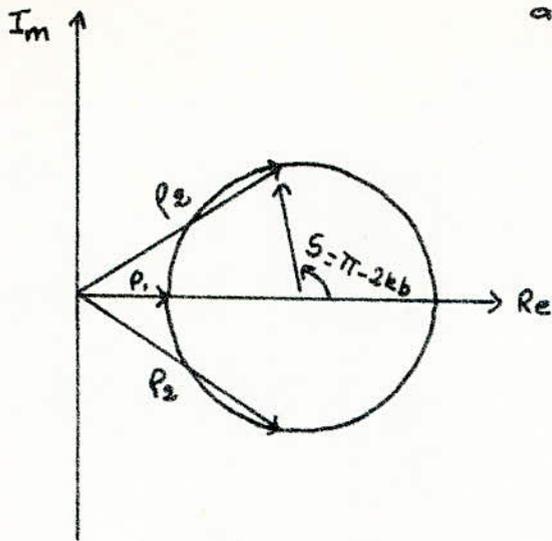
Considérons les trois cas possibles suivants pour lesquels on tracera le diagramme de directivité, pour la même valeur quelconque de d. (page 35)

Conclusion.

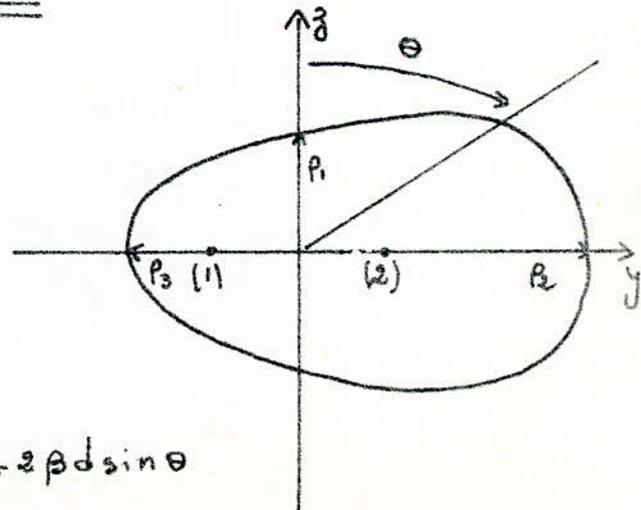
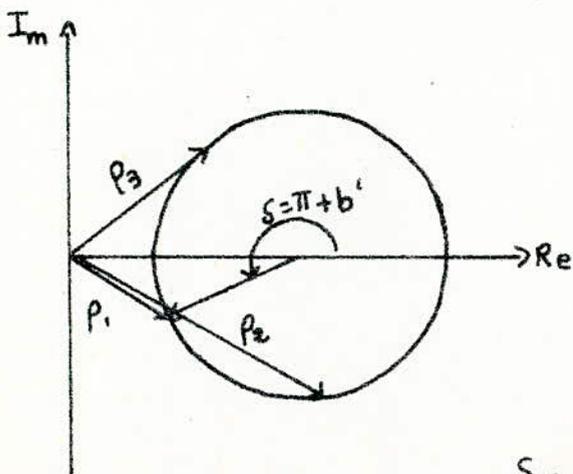
Ces diagrammes montrent l'effet de l'élément parasite suivant les valeurs de φ_{12} et φ_{22} . On remarque que dans le cas de (b) celui ci joue le rôle d'un réflecteur et que dans (c) il se comporte en directeur. Ce rôle de parasite peut être aussi étudié en l'assimilant à une ligne ouverte de réactance :

$$X_{12} = -z_c \cotg \frac{2\pi}{\lambda} \rho$$

En agissant sur l du parasite on commande sa réactance :



on pose $\varphi_{12} - \varphi_{22} = -b \Rightarrow S = \pi - b + 2\beta d \sin \theta$



$S = \pi + b' + 2\beta d \sin \theta$

- Pour $l > \frac{\lambda}{2}$, $X_{22} > 0$ donc $\varphi_{22} > 0$ alors le parasite se comporte en réflecteur. (cas b)
- Pour $l < \frac{\lambda}{2}$, $X_{22} < 0$ donc $\varphi_{22} < 0$ alors on est en présence d'un directeur (cas c).

Remarque.

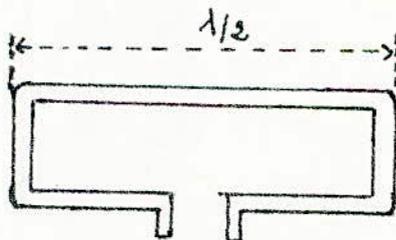
La Présence d'un parasite :

- Améliore la directivité
- Augmente le gain de l'antenne
- modifie l'impédance d'entrée
- diminue la bande passante

Ces effets dépendent principalement de la distance parasite - pilote et également de la longueur du parasite.

c- Trombone ou dipôle replié

Pour remédier à l'inconvénient d'une impédance d'entrée faible on utilise comme antenne pilote, un dipôle replié ou trombone. Celui ci est constitué d'une antenne demi-onde et d'un parasite de même longueur reliés par leurs extrémités.



Cette forme particulière présente des avantages tels que :

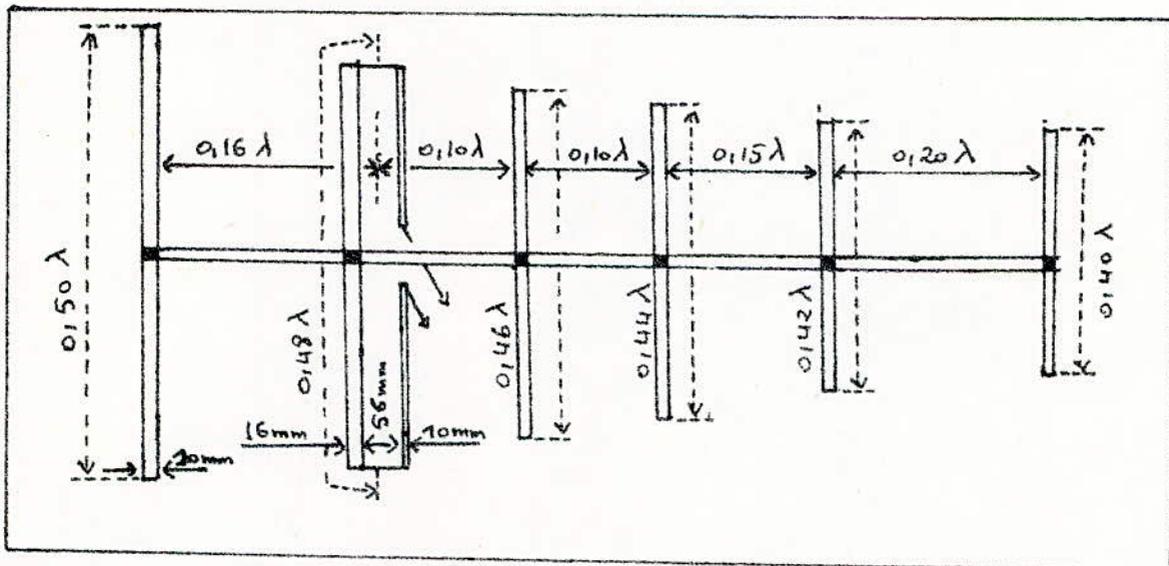
- L'Impédance d'entrée est de l'ordre de 300 ohms, ce qui facilitera l'adaptation avec le feeder. De plus celle ci reste constante dans une certaine gamme de fréquence.
- Une bande passante plus large que celle d'un dipôle simple alors qu'on peut utiliser un diamètre légèrement inférieur.
- La Présentation d'un point électriquement neutre, situé à l'opposé du centre de coupure, ce qui permet la fixation mécanique de l'antenne en ce point et sans aucun isolement spécial.

Signalons enfin que l'on peut réaliser des dipôles repliés comportant plus de deux éléments ; l'impédance d'entrée augmente avec le nombre d'éléments et dépend également du dipôle alimenté.

c- Antenne à éléments multiples.

Les antennes à deux ou trois éléments ne peuvent servir qu'à une distance relativement faible de l'émetteur. De même il n'existe aucune méthode simple de calcul des antennes à plusieurs éléments. En ce qui concerne les diagrammes de rayonnement on peut cependant obtenir des valeurs approximatives en supposant que tous les éléments sont des demi-ondes et que les courants sont déphasés des quantités correspondantes au temps de propagation d'un élément au suivant. On se trouve ainsi dans le cas d'un alignement rayonnant (3).

- Antenne Yagi



Le gain maximum d'une telle antenne croit avec le nombre de directeurs selon la relation :

$$G = 2,5 n d \quad (2) \quad n d = \text{nombre de directeurs.}$$

mais ils font chuter l'impédance de l'ensemble; on la relève en raccourcissant la longueur des éléments à mesure que l'on s'éloigne du pilote.

II-II-3 : Antenne à réflecteur

Dans le but d'éliminer le rayonnement arrière d'un dipôle on lui adjoint un réflecteur, le principe des images électriques permet l'étude d'un tel ensemble.

a) Réflecteur plan

En considérant le réflecteur parfaitement conducteur, le principe des images consistera à placer une antenne image A' à une distance $2s$, de l'antenne A , est symétrique de A par rapport au plan.

Les courants i et i' dans les antennes

A et A' sont de même amplitude mais de signes contraires. On étudie le groupement des deux antennes alimentées en phase. On obtient (4) :

L'Antenne A' rayonne un champ :

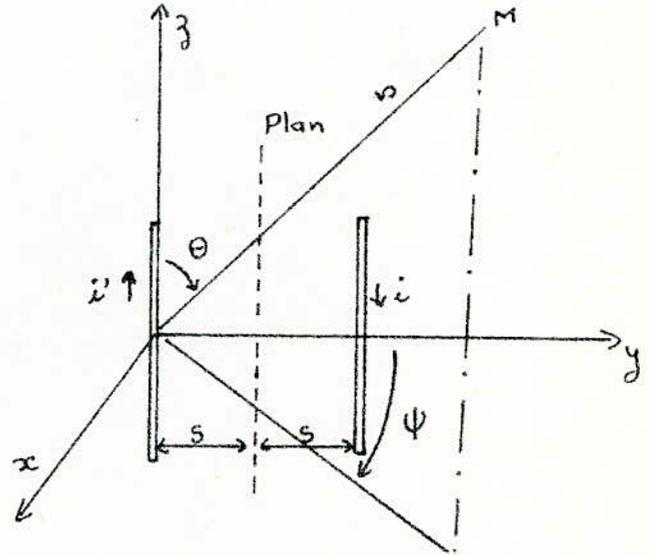
$$E_{A'} = -K i \frac{e^{-j\beta r}}{r}$$

Le champ total rayonné s'écrit :

$$E_T = -K i \frac{e^{-j\beta r}}{r} + K i \frac{e^{-j\beta r}}{r} e^{-2j\beta s \cos \psi \sin \theta}$$

$$\text{Soit } E_T = 2j i K \frac{e^{-j\beta r}}{r} \sin(\beta s \cos \psi \sin \theta) e^{-j\beta s \cos \psi \sin \theta}$$

$$\text{donc } |E_T| = 2 K \frac{I}{r} \left| \sin(\beta s \cos \psi \sin \theta) \right|$$



si $f_i(\theta)$ étant la fonction caractéristique du dipôle A isolé, la fonction des deux antennes sera :

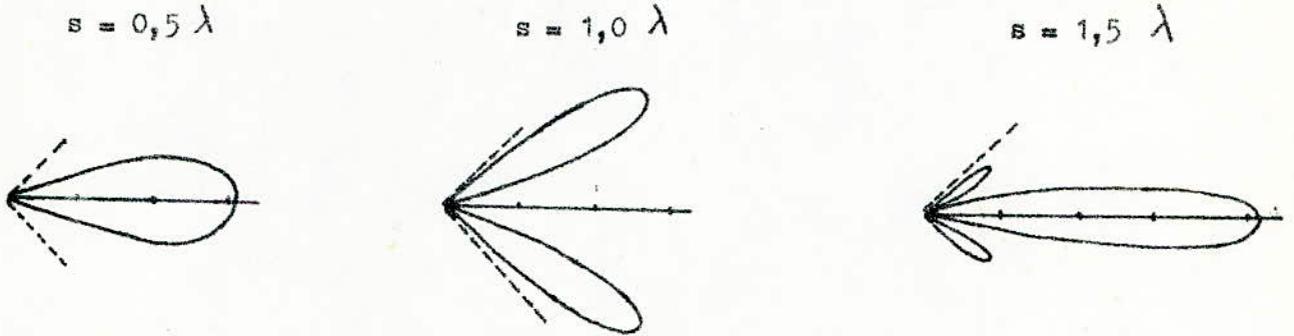
$$F(\theta) = f_i(\theta, \psi) \cdot 2 \sin(\beta s \cos \psi \sin \theta)$$

ainsi la directivité (le gain) d'une telle association dépend de s .

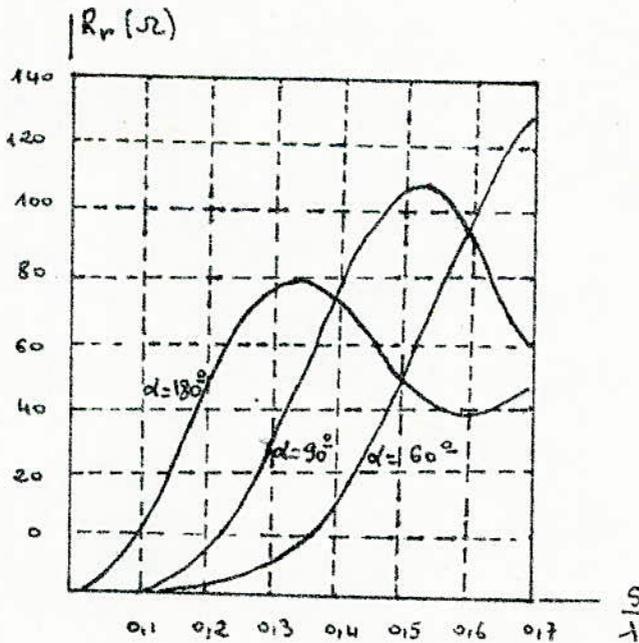
b) Réflecteur diédre

De l'utilisation d'un réflecteur diédre on profite d'effets directifs plus marqués, ainsi que d'un meilleur gain. Considérons un exemple :

le rayonnement d'une antenne demi-onde placée près d'un diédre d'angle $\alpha = \frac{\pi}{2}$ se ramène à celui de quatre antennes parallèles, les courants de deux aériens consécutifs étant en opposition de phase. Le diagramme de rayonnement obtenu pour différentes valeurs de s est :



et la résistance de rayonnement est suivant l'espacement :



Remarque

- Les réflecteurs protègent l'antenne contre les brouillages pouvant la prendre à revers

- Les surfaces métalliques des réflecteurs sont remplacées par des grilâges pour éviter les prises de vent.

- Dans le cas du dièdre les caractéristiques sont plus marquées quand l'angle est compris entre 60° et 90° .

II-II-4 : Association d'antenne

Le souci de l'augmentation du gain peut conduire à une association d'antennes. Celle ci est d'autant plus nécessaire que la distance émetteur-récepteur est grande.

On sait que par suite de la linéarité des équations de Maxwell, si deux champs électriques \vec{E}_1 et \vec{E}_2 existent simultanément en un même point de l'espace, le champ total en ce point est d'après le principe de superposition :

$$\vec{E} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2$$

intuitivement on peut donc imaginer que les caractéristiques d'une association seront plus performantes. La théorie de l'alignement de sources rayonnantes (3) nous donne le diagramme d'une telle combinaison comme :

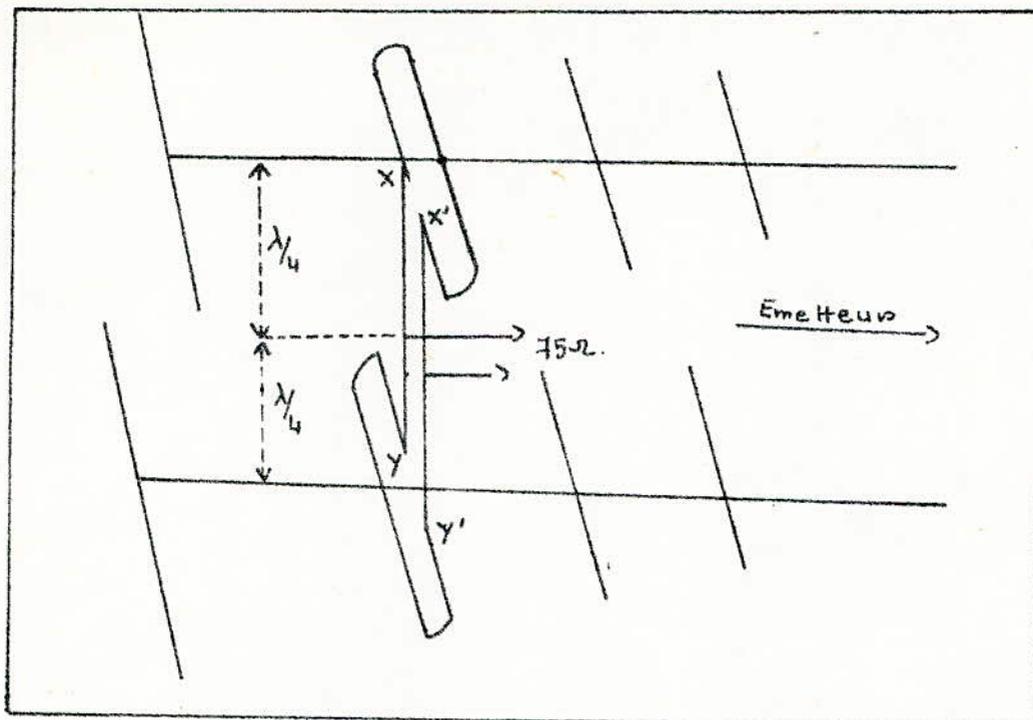
$$D(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \cdot F(\theta, \varphi)$$

avec $f(\theta, \varphi)$ = diagramme propre d'une source

$F(\theta, \varphi)$ = diagramme de l'alignement de sources isotropiques remplaçant les antennes associées.

or $G \sim D(\theta, \varphi)$; donc une telle association présentant un diagramme important voit son gain plus marqué

Schéma d'association verticale



Inconvénients de la combinaison d'antennes

En plus de l'encombrement, l'inconvénient majeur provient du couplage des antennes

- En effet l'utilisation d'une ligne quart d'onde pour le couplage présente une selectivité assez grande de sorte qu'à égalité de gain la bande passante d'une association est moins large que celle d'une antenne unique où l'on aurait accru le nombre d'éléments

- Le couplage peut être aussi assuré par un coupleur mais ce dispositif introduit un affaiblissement qui, si le gain et le champ dont on dispose sont assez faibles, compromet la qualité de l'image : contraste moins bon, apparition de neige ..

II-II-5 : Liaison antenne-récepteur

a) Câble coaxial

La liaison antenne-récepteur doit être assurée par une ligne pouvant transporter les courants HF, recueillis par l'aérien, au récepteur. Comme la ligne doit être protégée contre les bruits externes, l'utilisation d'un câble coaxial s'impose. Celui ci se compose :

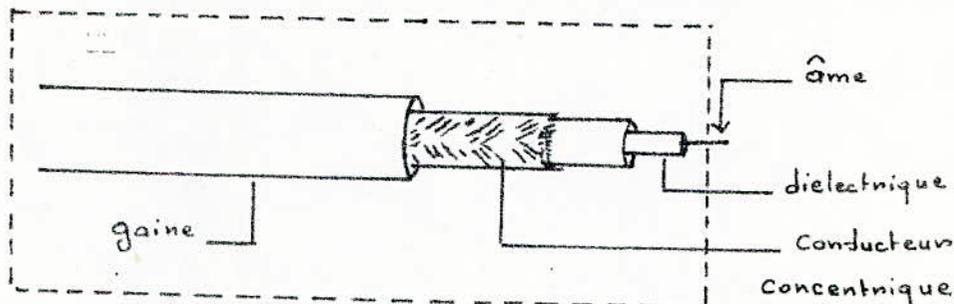
- d'un conducteur intérieur, torsadé ou plein, isolé par un couverture

cylindrique de matière à faibles pertes (polyéthylène).

- d'une gaine métallique, en tresse souple, entourant ce fil isolé.

Celle ci forme le deuxième conducteur et sert en même temps d'écran.

- le tout est recouvert d'une certaine épaisseur de matière thermoplastique protégeant le câble contre les rayonnements parasites et les intempéries.



Il existe plusieurs types de câbles, mais néanmoins leur technologie est basée sur le même principe. Ceux ci ne diffèrent que de leurs caractéristiques électriques. En effet un câble est caractérisé par son impédance et sa constante de propagation : $\gamma = \alpha + j\beta$ avec α pour affaiblissement et β pour constante de phase

- la valeur de l'impédance caractéristique est importante en ce sens qu'il est nécessaire de réaliser l'adaptation antenne-récepteur

- l'affaiblissement provient de toutes les pertes dues aux deux conducteurs (âme, tresse) et au diélectrique.

- la constante de phase β est fonction de la vitesse de propagation ($\beta = \omega/v$). Les ondes électromagnétiques se propagent dans le câble avec une vitesse V_c inférieure à leur vitesse V_a dans l'air. La connaissance du rapport $\frac{V_c}{V_a}$ est nécessaire lors d'une adaptation avec le câble.

$$\lambda_c = \lambda_a \cdot \frac{V_c}{V_a}$$

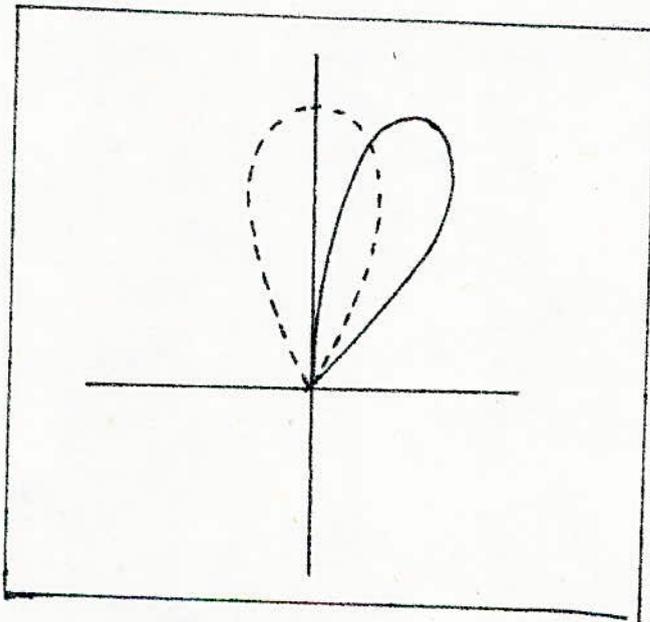
λ_c = longueur d'onde dans le câble

λ_a = longueur d'onde dans l'air.

Ainsi donc si on doit utiliser une ligne quart-d'onde pour l'adaptation on pourra déterminer sa longueur exacte.

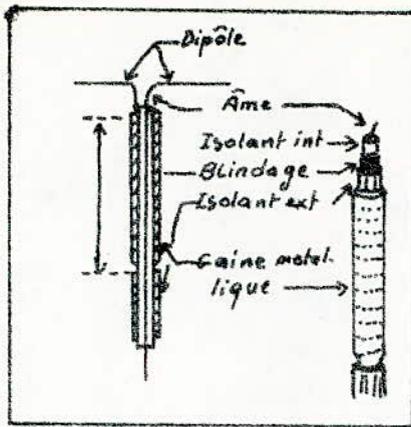
b) Symétriseurs

L'étude précédente sur les câbles coaxiaux nous révèle que ceux ci ne sont pas des lignes symétriques puisque leur deux conducteurs sont dissimilaires. Or on accorde ceux ci à des antennes électriquement symétriques, ce qui déséquilibre l'ensemble et produit dans ce cas ce qu'on appelle l'effet de câble en ce sens que ce dernier joue le rôle de collecteur et de récepteur à la fois. Pour éviter ces jonctions symétriques - asymétriques l'utilisation des symétriseurs est nécessaire.

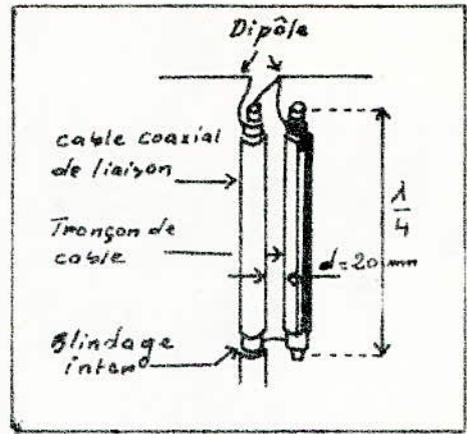


La dissymétrie de l'antenne a pour effet de dévier le lobe de directivité de sa position normale (axe de l'antenne).

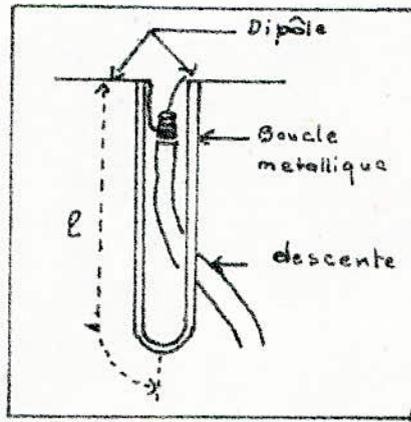
Il existe différents types de symétriseurs mais nous ne donnerons que leur constitution schématique et la manière dont ils sont montés.



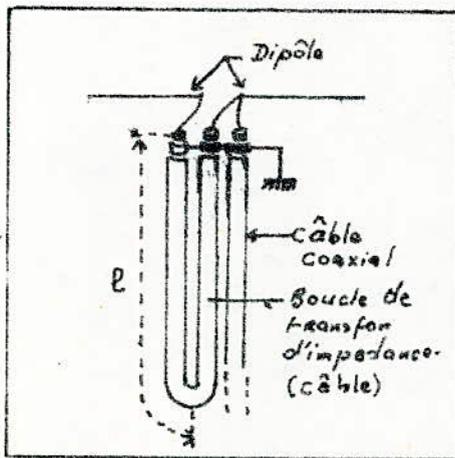
Symétriseur « bazooka »



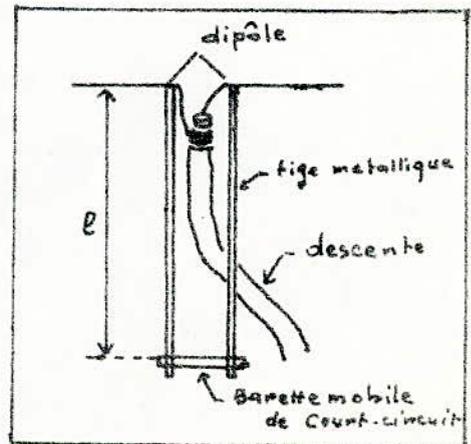
Symétriseur à boucle demi-onde



Symétriseur à boucle métallique demi-onde.



Symétriseur à boucle demi-onde accordable



Symétriseur avec transformateur d'impédance.

CONCEPTION DU MODEL

III-I : Description de l'antenne en " X "

- 1)- Forme générale de l'antenne
- 2)- Comparaison avec l'antenne YAGI

III-II : Conception du model

- 1)- Choix de la fréquence de travail
- 2)- Lieu des mesures
- 3)- Alimentation de l'antenne
- 4)- Métaux employés pour les éléments
- 5)- Support

III-III: Réalisation pratique du model

- 1)- Schéma du model
- 2)- Fixation des éléments
- 3)- Fixation du symétriseur et du câble de descente
- 4)- Schéma du support - Fixation du support au mât
- 5)- Fixation du réflecteur au support

III-IV: Principes des mesures

- 1)- Mesure de l'impédance d'entrée
- 2)- Tracé du diagramme de directivité
- 3)- Mesure du gain énergétique

III-V : Mesure sur l'antenne model

- 1)-Plan et but de la manipulation
 - a)-plan des mesures
 - b)-but des mesures
- 2)-Réalisation des mesures
 - a)-élément actif : ses dimensions
 - b)-réflecteur plus élément actif
 - c)-réflecteur plus élément actif plus directeur

- d)- réflecteur plus élément actif plus deux directeurs
- e)- réflecteur plus élément actif plus trois directeurs

III-VI : Propriétés électriques du model final

- 1)- Adaptation de l'antenne au feeder
- 2)- Mesure du gain de l'antenne
- 3)- Dimensions de l'antenne
- 4)- Conclusion

SIMULATION DE L'ANTENNE EN X

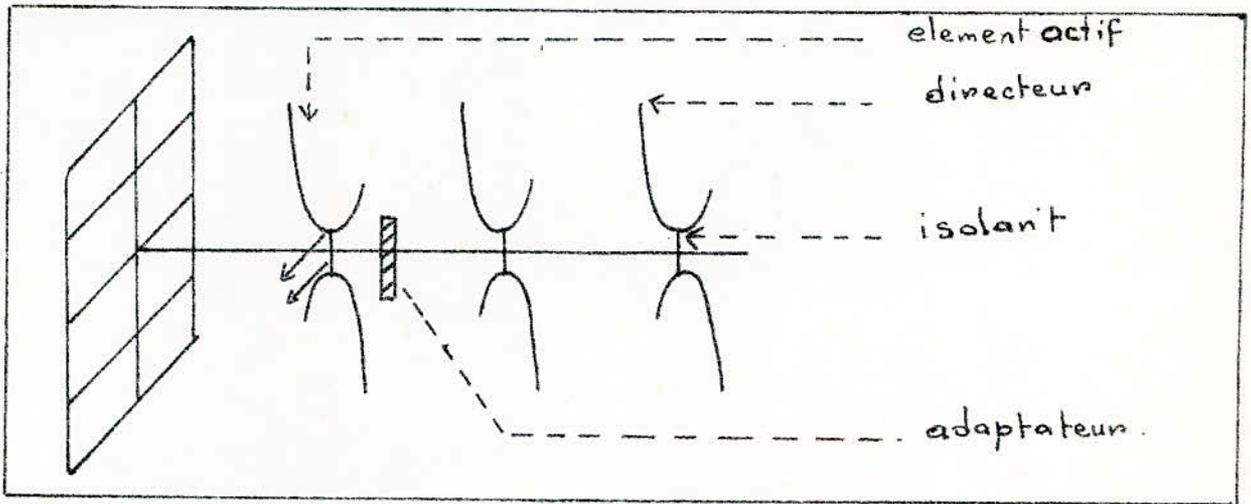
L'antenne en X est en général mal connue ; notre travail consiste à la présenter d'une façon sommaire et d'en concevoir un model.

III-I : Description de l'antenne en X

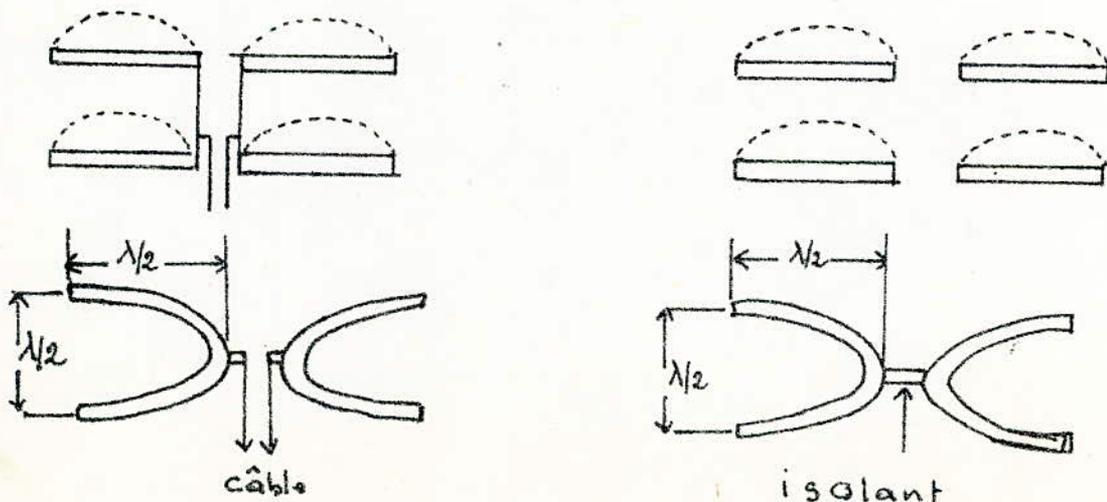
Ce type d'antenne n'est pas facile à étudier ; en effet sa conception a été plutôt intuitive et expérimentale que théorique. Il n'existe à notre connaissance aucune étude théorique sérieuse pouvant montrer ses performances.

On se contentera de notre côté à la décrire de façon générale ; les mesures expérimentales conclueront sur ses performances.

1) Forme générale de l'antenne



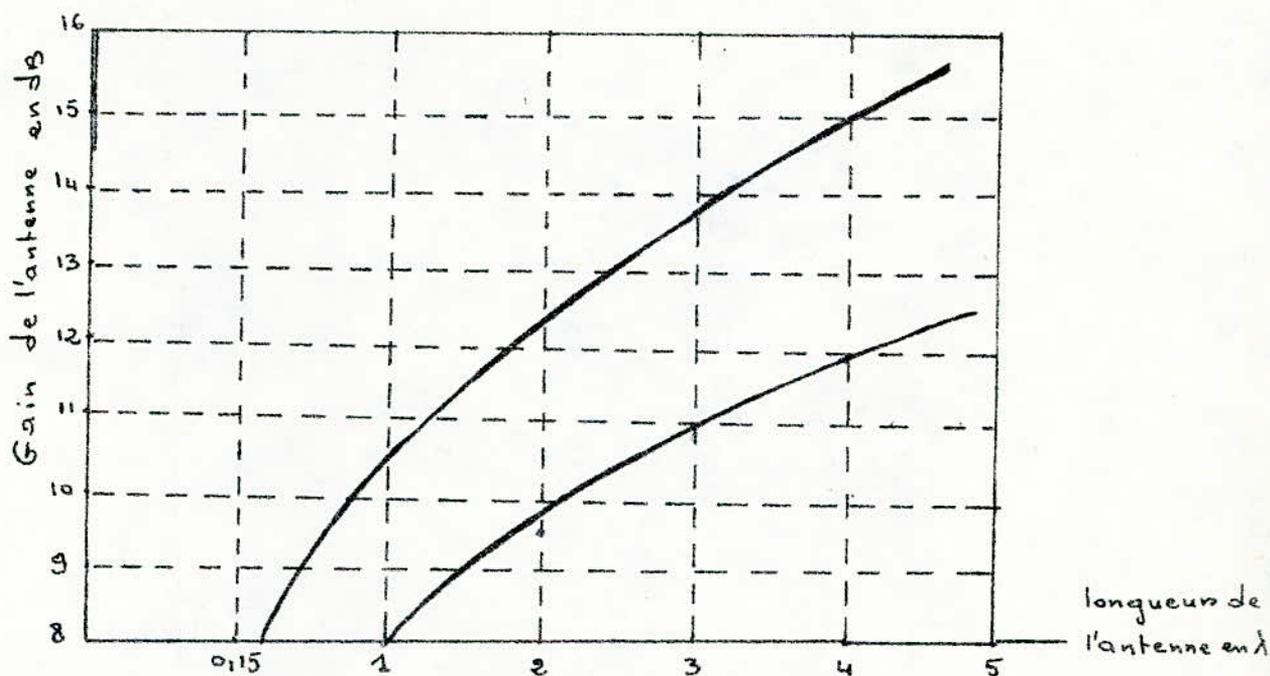
Le principe de cette antenne est le même que celui de YAGI. Toutefois le pilote et les directeurs présentent une forme en X d'où vient l'appellation de ce type d'antenne. Pour le directeur, les deux brins en U formant un élément sont séparés par un isolant.



L'adaptation de l'antenne au feeder est assurée par un élément parasite, barre de même métal, placé très proche du pilote. Pour la protéger contre les brouillages arrivant par l'arrière on lui adjoint un réflecteur diédre.

2) Comparaison avec l'antenne YAGI

Si la conception de l'antenne en X n'est pas chose aisée de par sa structure, néanmoins elle présente un avantage (5) majeur par rapport à l'antenne Yagi. En effet les mesures expérimentales sur le gain ont conduit au résultat suivant



On constate que pour une même longueur de l'antenne, l'antenne en X présente un gain plus important. De ce fait à même gain l'antenne en X est beaucoup moins encombrante, ce qui n'est pas à négliger en pratique où les problèmes de fixation restent assez délicats.

III-II : Conception du model

1) Choix de la fréquence de travail

Nous avons vu dans le premier chapitre la relation liant les dimensions et les fréquences de travail des systèmes réel et modelé

$$\frac{f''}{f'} = \frac{\alpha'_e}{\alpha''_e}$$

On voit donc qu'on est amené à choisir f'' (fréquence de travail du model) plus grande que f' (antenne réel).

Théoriquement, on peut imaginer un model des plus réduit. Ceci est irréalisable ne serait-ce pour la commodité des manipulations et aussi à cause des performances limitées du générateur - plage de variation en fréquence : $900 \div 2000$ MHz.

L'émission de la R T A se faisant avec une fréquence voisine de 200 MHz (bande III), pour avoir le rapport f''/f' entier on choisit pour fréquence de travail $f'' = 1 \text{ GHz}$ ainsi nous avons :

$$\frac{\alpha'_e}{\alpha''_e} = \frac{f''}{f'} = 5.$$

2) Lieu des mesures

Les caractéristiques d'une antenne sont définies en zone éloignée ; en effet des mesures sérieuses ne peuvent se faire entre deux antennes (émettrice - réceptrice) si celles ci ne respectent pas une distance minimale entre elles, car le couplage existant entre elles perturbera l'expérimentation.

Cette distance minimale est donnée par les formules empiriques suivantes : (5)

$$D_{\min} = c \cdot G \cdot e_{\theta} \cdot \lambda \quad (\text{m})$$

ou :

G : gain en puissance par rapport au doublet demi-onde (ω/ω)

θ : angle formé par la direction de rayonnement maximal de l'antenne avec l'obstacle le plus proche

e_{θ} : rapport de la tension induite dans l'antenne pour l'angle θ sur la tension induite pour $\theta = 0$

λ : longueur d'onde en mètre

L : dimension la plus grande de l'antenne

c : coefficients dépendant de la précision désirée ; donnés par le tableau suivant:

Precision	10%	5%	3%
C	1,2	2,4	4

Nous donnons dans le tableau suivant les valeurs de D min pour les differentes precisions.

Nous avons: $\lambda = 30\text{cm}$ $\epsilon_0 = 1$ $G = 4$ (en rapport)

Precision	10%	5%	3%
Dmin (m)	1,44	2,88	4,8

Ainsi pour une distance entre les deux antennes d'environ 3 m nous aurons une precision de 5% sur les mesures.

Les mesures sur les antennes doivent etres effectues dans les meme conditions que celles dans lesquelles elles travaille reellement. De meme il est tres important d'eviter les reflections, parasites dues a la presence des murs ou autres corps absorbants. Le lieu repondant à ces imperatifs est la terrasse du departement d'electronique.

3) Alimentation de l'antenne

Le transport de l'énergie HF de l'émetteur vers l'antenne (émission) ou inversement de l'antenne vers le récepteur (réception) est assuré par une ligne de transmission. Il existe deux types essentiels de lignes :

- les lignes symétriques, qui présentent deux inconvénients majeurs :
 - a- sensibilité aux bruits externes risquant de perturber la réception
 - b- rayonnement important produisant ainsi des pertes non négligeables
- les lignes asymétriques ou câbles coaxiaux. Ceux ci grâce au blindage extérieur sont moins sensible aux bruits. Leur rayonnement est faible d'où des pertes faibles.

Le seul inconvénient est leur asymétrie électrique dont la conséquence sur le diagramme de directivité est néfaste. L'utilisation d'un symétriseur est alors nécessaire.

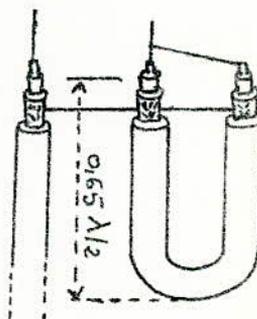
Normalement on devrait utiliser un câble à diamètre réduit mais ce type n'est pas disponible. Nous sommes contraint donc à utiliser un câble coaxial de type " 75 Ω "

Le symétriseur sera du type adaptateur à boucle demi-onde

En tenant compte du coefficient de raccourcissement

(0,65) la longueur de ce symétriseur :

$$l = 0,65 \lambda / 2$$



Pour la liaison entre les différents appareils on usera du même type de câble. Ces appareils possèdent des connexions type coaxial (Général-Radio). Les câbles seront munis de fiches identiques permettant ainsi des liaisons assez solides.

4)- Métaux employés pour les éléments

En général pour éliminer le poids des antennes et éviter ainsi l'attaque par une atmosphère saline on utilise dans la construction des aériens des tubes de duralumin (densité 2,80) qu'on recouvre d'aluminium pur (vedal). Ne disposant pas de ce matériau on usera du cuivre pour la fabrication des éléments ;

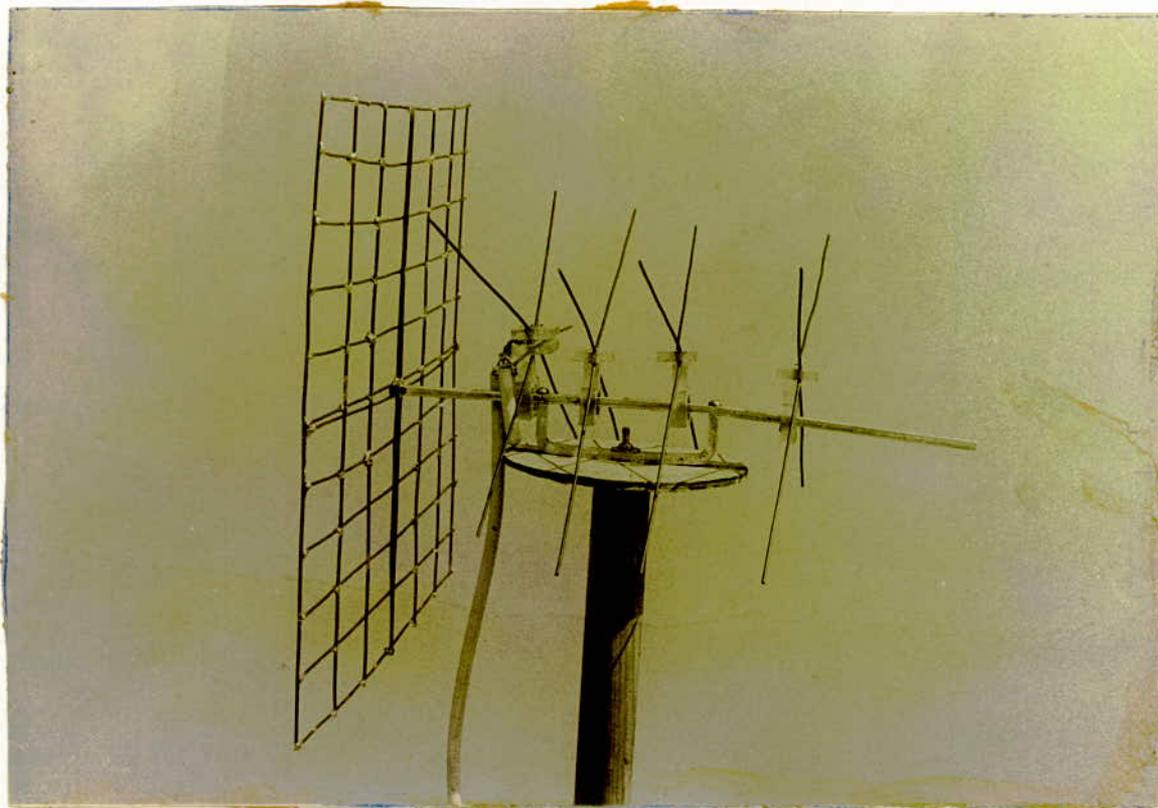
et de ce fait on évite ainsi la production du couple galvanique qui prend naissance sous l'action de l'humidité au niveau des points de connexions. L'utilisation du cuivre présente d'une part l'avantage d'une résistivité faible donc de pertes ohmiques également assez faibles et d'autre part il se couvre à l'air d'une couche d'oxyde protectrice et ne se corrode pas.

5)- Support

Le support en général est constitué (comme pour les éléments) par un alliage léger (aluminium) dans le but d'alléger l'ensemble. La fixation des éléments est assurée par les procédés mécaniques. Pour notre model ce porte élément est un parallépipède d'aluminium permettant d'une part le coulissage des éléments pour la recherche des solutions optimales dans les différentes mesures et d'autre part la fixation au mât.

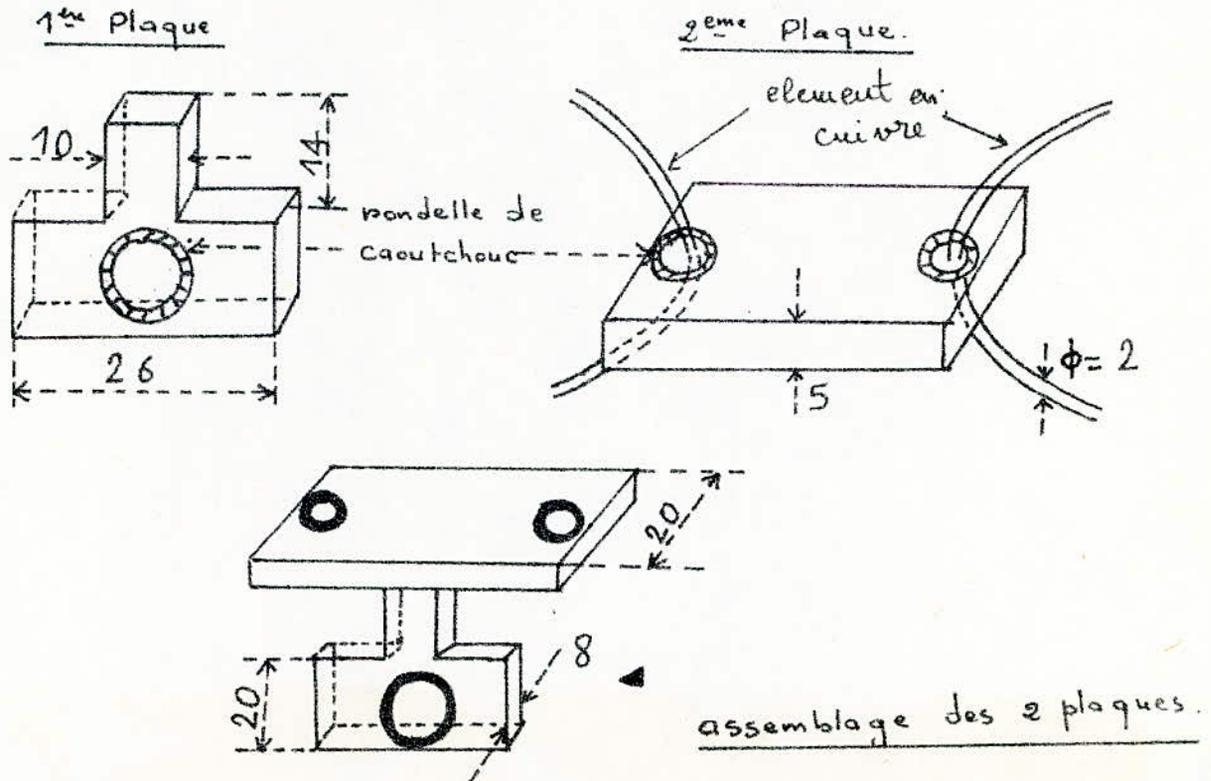
III-III : Réalisation pratique du model

1)- Schéma du model



2)- Fixation des éléments

deux plaques de plexiglas montées selon la fig. assurent la fixation de l'élément en X. Le collage des deux plaques est fait avec du chloroforme.



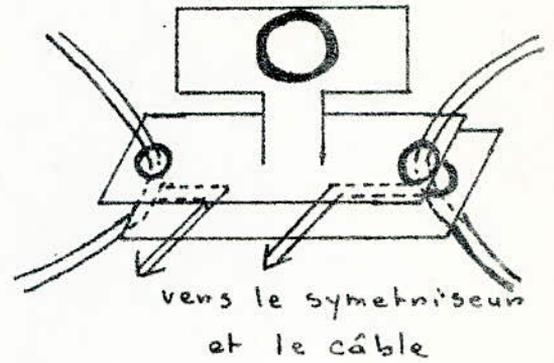
Remarques

- L'utilisation des deux plaques est nécessaire car d'une part il faut assurer la fixation de l'élément avec le support en aluminium tout en permettant la mobilité le long de celui-ci grâce à la rondelle de caoutchouc et d'autre part maintenir les deux brins formant l'élément.

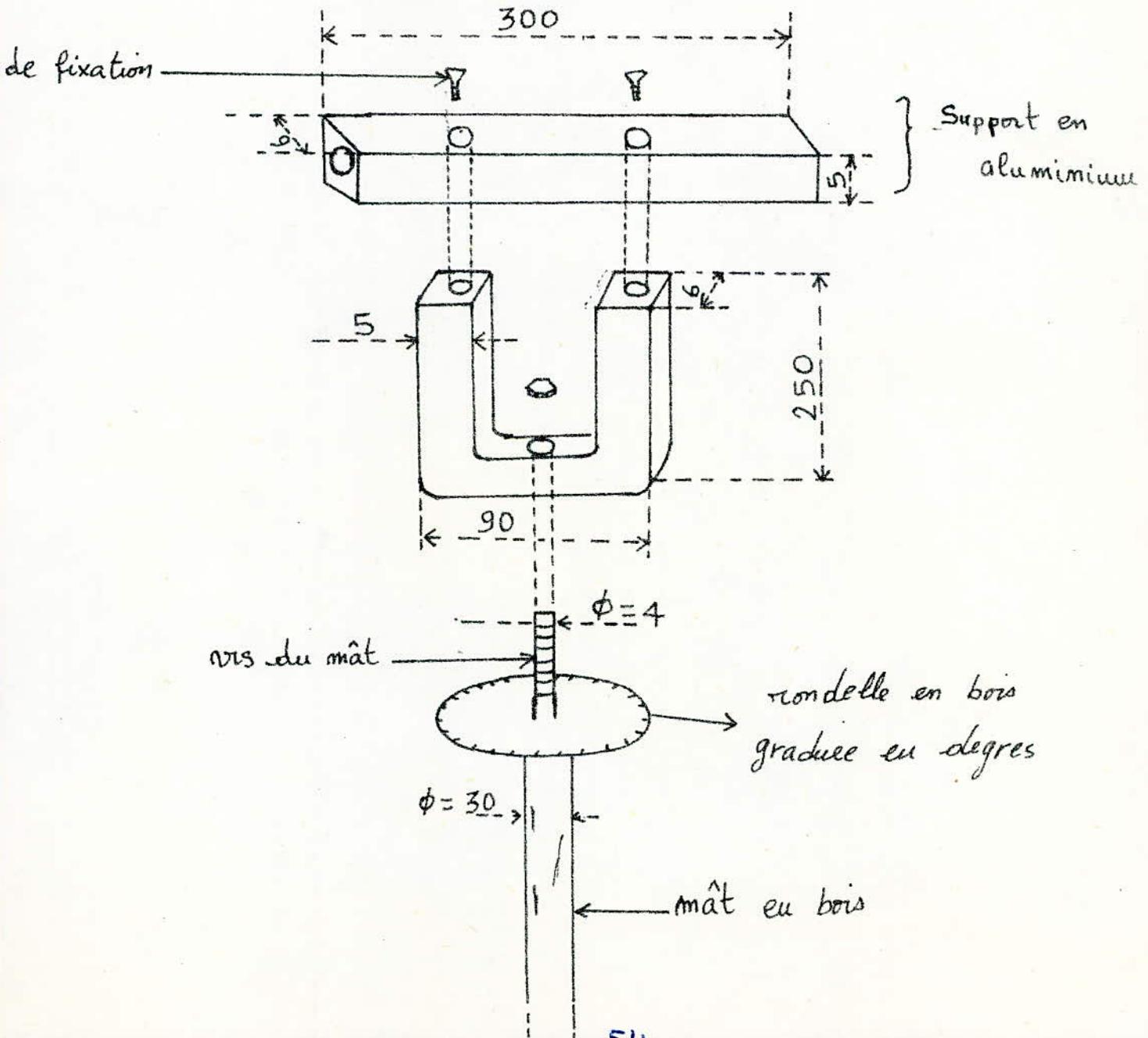
- Pour faciliter l'alimentation de l'élément actif on utilise une autre plaque identique à la deuxième. Celles-ci sont montées l'une sur l'autre avec possibilité d'accès au milieu d'un brin formant l'élément.

3) Fixation du symétriseur et du câble de descente

Deux tiges également en cuivre, soudées aux milieux des brins formant l'élément en X permettent de fixer le symétriseur et le câble de descente

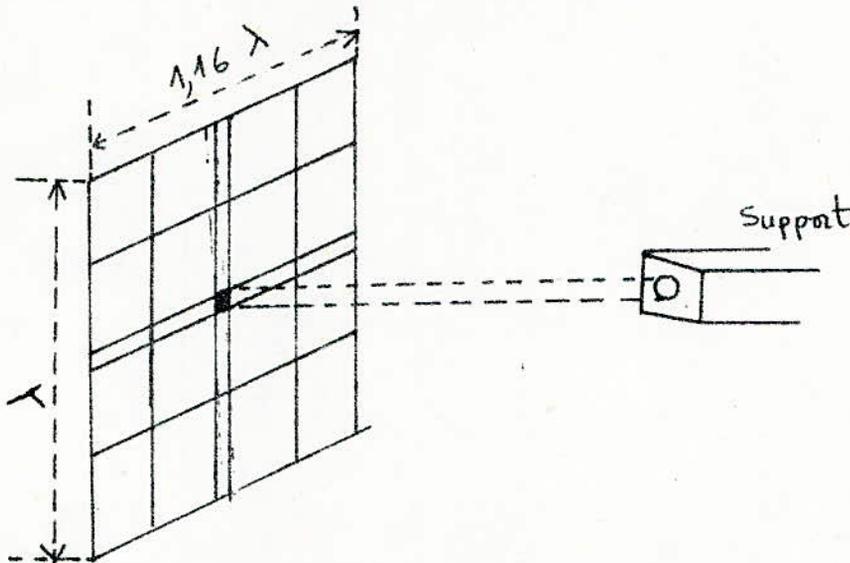


4) Schéma du support - Fixation au mât



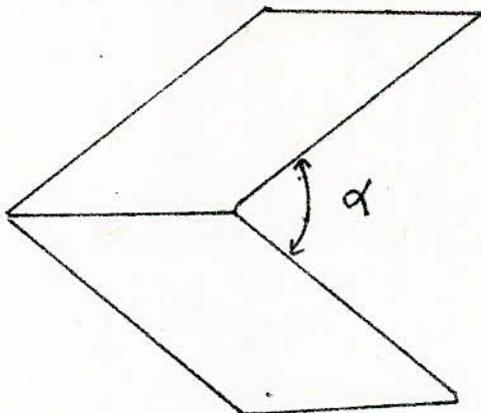
5) Fixation du réflecteur au support

Considérons un réflecteur plan, constitué d'un grillage de fils de cuivre. Dans ce dernier on prévoindra un orifice par où passera une vis qui s'enfoncera à l'intérieur de la section du support.



Remarque

L'utilisation d'un réflecteur diédre nous est un peu délicate car celui-ci doit "couvrir" l'antenne. On se contentera d'un réflecteur plan tout en rappelant que les caractéristiques dans le cas du diédre sont plus marquées.



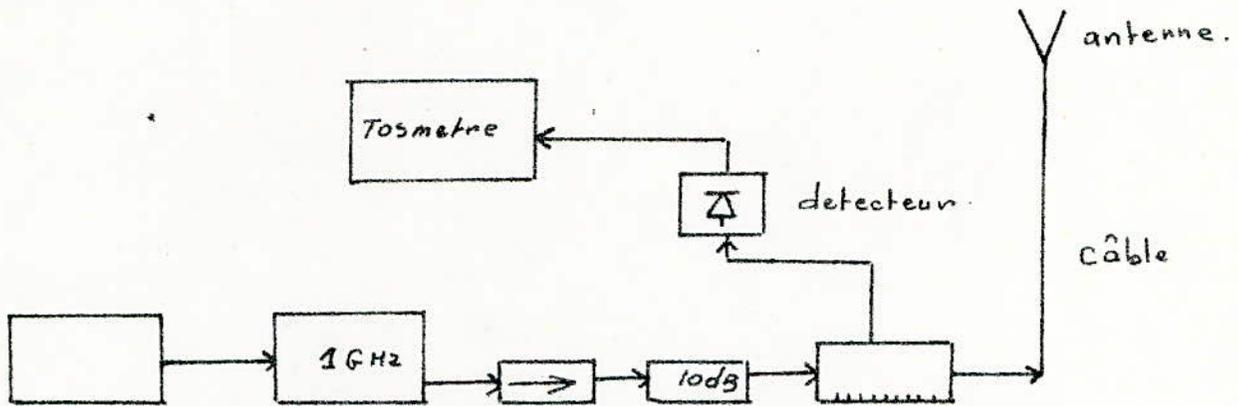
III-IV : Principes des mesures

Les caractéristiques à mesurer sont :

- l'impédance d'entrée
- la directivité
- le gain énergétique

1) Mesure de l'impédance d'entrée

Schéma de mesure :



Alimentation Générateur isolateur Atténuateur Ligne à mesure.

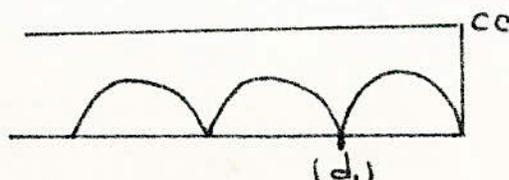
But :

La connaissance de l'impédance d'entrée d'une antenne est importante. Elle nous permet de savoir si l'antenne est accordée. Autrement dit si la puissance émise par l'antenne est maximum.

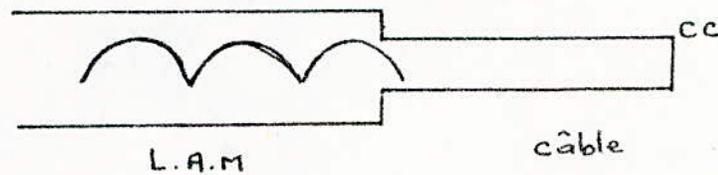
On cherchera ainsi à rendre la partie réactive nulle et la partie active égale à l'impédance caractéristique du câble coaxial, en agissant sur la longueur et la forme des éléments.

Plan :

- 1) On court-circuite la ligne à mesure et on détermine la position du minimum (d_1)



2) On remplace le court-circuit par le câble coaxial que l'on court-circuite. On détermine la position du minimum (d_2) ainsi que le Tos S_1 ,



Ainsi connaissant la valeur du Tos S_1 et le déplacement ($d_1 - d_2$) du minimum on calcule l'impédance d'entrée du câble court-circuité Z_{ecc} à l'aide de la formule :

$$Z_{ecc} = Z_0 \frac{S_1 [1 + \operatorname{tg}^2 \beta (d_1 - d_2)]}{S_1^2 + \operatorname{tg}^2 \beta (d_1 - d_2)} + j Z_0 \frac{1 - S_1^2}{S_1^2 + \operatorname{tg}^2 \beta (d_1 - d_2)} \operatorname{tg} \beta (d_1 - d_2)$$

ou :

Z_0 : impédance caractéristique de la ligne à mesure

En outre nous savons que pour une ligne court-circuitée l'impédance d'entrée est :

$$Z_{ecc} = Z_{01} + R \gamma l$$

Z_{01} : impédance caractéristique du câble

l : longueur du câble

nous avons donc :

$$R \gamma l = Z_{ecc} / Z_{01}$$

La mesure de $R \gamma l$ sera effectuée une seule fois au début des mesures. Sa valeur sera utilisée ultérieurement.

3) on remplace le court-circuit du câble par l'antenne à étudier. On mesure la position du minimum (d_3) et le Tos S_2 le déplacement ($d_1 - d_3$) et le Tos S_2 nous permettent de calculer l'impédance d'entrée du câble chargé par l'antenne à l'aide de la formule :

$$Z_e = Z_0 \frac{S_2 [1 + \operatorname{tg}^2 \beta (d_1 - d_3)]}{S_2^2 + \operatorname{tg}^2 \beta (d_1 - d_3)} + j Z_0 \frac{1 - S_2^2}{S_2^2 + \operatorname{tg}^2 \beta (d_1 - d_3)} \operatorname{tg} \beta (d_1 - d_3)$$

Nous savons aussi que :

$$Z_e = Z_{01} \frac{Z_A + Z_{01} \operatorname{th} \gamma \ell}{Z_{01} + Z_A \operatorname{th} \gamma \ell}$$

ou :

Z_A : impédance d'entrée de l'antenne étudiée.

en posant :

$$Z_e = R_e + j X_e$$

$$\operatorname{th} \gamma \ell = c + j d$$

on aura :

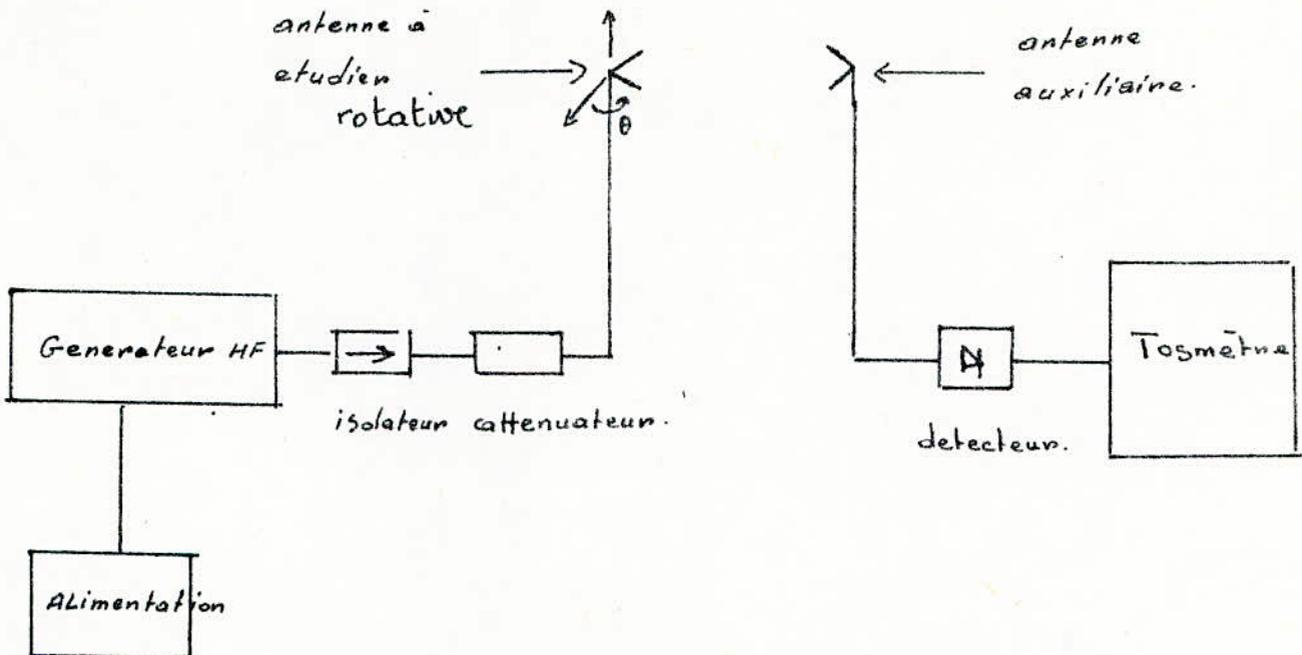
$$R_a = Z_{01} \frac{(c Z_{01} - R_e)(c R_e - X_e d - Z_{01}) + (Z_{01} d - X_e)(R_e d + X_e c)}{(R_e c - X_e d - Z_{01})^2 + (R_e d + X_e c)^2}$$

$$X_a = Z_{01} \frac{(Z_{01} d - X_e)(R_e c - X_e d - Z_{01}) - (Z_{01} c - R_e)(R_e d + X_e c)}{(R_e c - X_e d - Z_{01})^2 + (R_e d + X_e c)^2}$$

avec $Z_A = R_a + j X_a$

2) Tracé du diagramme de directivité

Schéma :



But :

Le diagramme de directivité nous permet de connaître la répartition énergétique en fonction de l'angle à une distance constante de l'antenne de réception. Celui-ci est tridimensionnel, mais pour des raisons pratiques il est présenté comme un graphique à deux dimensions dans un ou plusieurs plans (vertical et horizontal)

Plan :

- 1) On règle le générateur pour un maximum de puissance à une fréquence de 1 GHz avec la modulation rectangulaire à 1 KHz .
- 2) On met le Tos-mètre en service sur le calibre approprié.
- 3) On place l'antenne de réception perpendiculairement à l'antenne d'émission. Cette dernière est positionnée à $\theta = 0^\circ$
- 4) On obtient la pleine déflexion (0 dB) sur le Tos-mètre en réglant le contrôle du gain

5) En tournant l'antenne d'émission, on note la position de l'angle Θ ainsi que la déviation sur le Tos-mètre en dB que l'on convertit en rapport.

6) On utilise les résultats obtenus pour tracer le diagramme polaire.

3) Mesure du gain énergétique

Il y a plusieurs méthodes pour déterminer le gain. La méthode que nous présentons consiste à comparer le gain d'une antenne connue avec celui de l'antenne étudiée.

La formule utilisée dans le cas où les deux antennes sont accordées est :

$$P_r = P_e G_e G_r \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (1)$$

G_e : gain de l'antenne émettrice

G_r : gain de l'antenne réceptrice

P_r : puissance recue par l'antenne

P_e : puissance émise par l'antenne

d : distance entre les deux antennes

λ : longueur d'onde

Il n'est pas nécessaire de connaître les valeurs absolues de P_e et P_r mais uniquement le rapport P_e / P_r

Dans le cas où les antennes utilisées ne sont pas accordées nous aurons

$$P_e = P_{e_{\text{me}}} (1 - |\Gamma_e|^2)$$

$$P_{r_{\text{me}}} = P_r (1 - |\Gamma_r|^2)$$

ou $P_{e_{\text{me}}}$ et $P_{r_{\text{me}}}$ sont les puissances à mesurer

ou:

Γ_e : coefficient de réflexion au niveau de l'antenne émettrice

Γ_r : coefficient de réflexion au niveau de l'antenne réceptrice

alors :

$$G_e = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \cdot \frac{P_r}{P_e} \cdot \frac{1}{G_r}$$

donc

$$G_e = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \frac{P_r \text{ lue}}{P_t \text{ lue}} \frac{1}{G_r} \frac{1}{(1 - |\Gamma_e|^2)(1 - |\Gamma_r|^2)} \quad (2)$$

La détermination de G_r s'effectue en utilisant deux antennes identiques (émission-réception)

ainsi nous avons :

$$\Gamma = \Gamma_e = \Gamma_r$$

$$G_e = G_r = G$$

donc

$$G = \frac{4\pi d}{\lambda} \sqrt{\frac{P_r \text{ lue}}{P_t \text{ lue}}} \frac{1}{(1 - |\Gamma|^2)}$$

Plan :

- 1) On règle le générateur à un maximum de puissance
- 2) On obtient la pleine déflexion sur le Tos-mètre (0 dB) quand les antennes sont alignées
- 3) On met le Tos-mètre sur le calibre 0 dB sans toucher au contrôle du gain
- 4) On enlève les deux antennes ainsi que leurs symétriseurs et on connecte les deux câbles
- 5) On se place sur la gamme appropriée du Tos-mètre pour obtenir une déflexion
- 6) On note la sensibilité et la déviation
- 7) On calcul la différence en dB entre les puissances mesurées et on convertit les dB en rapport

8) On calcule le gain avec la formule (1) quand on a l'adaptation et avec la formule (2) lorsqu'il n'y a pas d'adaptation.

Remarques :

- La détermination des coefficients de réflexion (Γ) se fait après détermination de l'impédance d'entrée de l'antenne (Z_A) à l'aide de la formule suivante :

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_{01}}{Z_A + Z_{01}}$$

- Le schéma utilisé pour la mesure du gain est le même que celui utilisé pour le tracé du diagramme de directivité.

III-V: Mesures sur l'antenne - model

1) Plan et but des manipulations

a) Plan

Si nous considerons toute l'antenne (reflector, pilote et directeur), la recherche des solutions optimales sera complexe, car il se presente pour nous plusieurs degres de liberte sur lesquels on peut agir (dimensions, espacements). Les mesures sur le modele seront effectuées selon l'ordre suivant:

- Elément actif seul
- Elément actif avec reflecteur
- Elément actif, reflecteur et 1 directeur
- Elément actif, reflecteur et 2 directeurs
- Elément actif, reflecteur et 3 directeurs

De façon à faire sortir l'influence de chacun d'eux sur la directivité de l'antenne. Sachant que lors de l'adjonction d'éléments parasites au pilote l'accord change, le problème d'adaptation ne sera étudié que lorsque l'antenne sera montée complètement.

b) But :

On se forcera de dégager des solutions optimales pouvant caractériser au mieux notre model. En effet on doit:

- Determiner les dimensions de l'élément en X
- Preciser la distance reflecteur-élément actif
- Dégager un compromis entre les distances reflecteur-pilote-directeur de façon que les caractéristiques resultantes soient plus performantes.
- Procéder à l'adaptation de l'ensemble au cable coaxial
- Determiner le gain de l'antenne

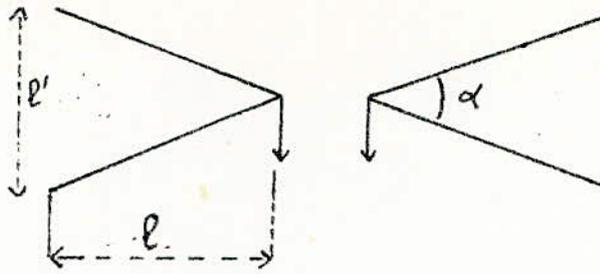
En principe la determination de la bande passante est importante mais l'absence de materiel (fréquence-mètre) nous oblige à ne point en tenir compte

2) Realisation des mesures

a) Elément actif

-Impédance d'entrée, dimension

Pour que toute la puissance fournie soit rayonnée l'antenne doit être adaptée au feeder. Le choix du pilote est basé essentiellement sur l'impédance qu'il presente.



Les mesures effectuées en fonction de la demi-longueur l de l'élément et de l'écartement des bouts du brin caractérisant l'angle α ont donné les résultats suivants:

$\frac{l}{l'}$	$\frac{l}{2} + 10\%$	$\frac{l}{2}$	$\frac{l}{2} - 2,5\%$	$\frac{l}{2} - 5\%$	$\frac{l}{2} - 10\%$	$\frac{l}{2} - 15\%$	$\sum R_a$	$\sum X_a$
$\frac{l}{2} + 10\%$	$R_a = 49,7$ $X_a = -32,4$	75,96 -37,02	81,68 -4,58	85,87 -2,86	93,57 23,54	92,23 42,36	479,05	-10,99
$\frac{l}{2}$	55,542 -40,040	76,771 -5,921	81,212 -14,200	91,1767 0,265	89,443 23,926	85,139 37,979	479,28	2,009
$\frac{l}{2} - 10\%$	51,95 -34,08	71,03 -5,20	79,22 -14,48	89,04 3,18	89,44 23,92	84,67 39,29	465,37	12,62
$\sum R_a$	157,22	223,76	242,12	266,09	272,46	262,04		
$\sum X_a$	-106,57	-48,15	-33,27	0,59	71,40	119,63		

-Etude du tableau

De part sa partie réactives très faible, le pilote $\left\{ l = \frac{1}{2} - 5\% , l' = \frac{1}{2} \right\}$ s'impose pour notre choix. Ainsi notre model sera constitué par ce type d'élément. Il était visible que la longueur l sera légèrement inférieur à la demi-onde car la longueur électrique est plus petite que la longueur mécanique.

On relève que l influe énormément sur la partie active de l'impédance d'entrée. En effet on constate que lorsque l diminue, R_a augmente mais chute à $l = \frac{1}{2} - 15\%$

L'influence de l' sur R_a est assez faible, par contre la partie réactive semble dependre énormément de l' . En effet si aucune tendance n'est précisément visible en comparant les differentes colonnes de valeurs, par contre l'étude globale montre que X_a augmente quand l' diminue. On conclue alors:

$$l \downarrow \Rightarrow \begin{cases} R_a \uparrow \text{ mais chute à } l = \frac{1}{2} - 15\% \\ X_a \uparrow \end{cases}$$

$$l' \downarrow \Rightarrow \begin{cases} R_a \text{ reste relativement constante} \\ X_a \text{ augmente.} \end{cases}$$

On peut alors remarquer qu'un compromis entre l et l' , pour annuler la partie réactive de l'impédance, peut se présenter.

-Directivité

L'élément actif, monté seul, présente un diagramme bilatéral (fig III-4). L'angle d'ouverture à -3dB est d'environ 49° . L'adjonction d'un réflecteur change l'état électrique de ce dipole.

6) Élément actif avec réflecteur

Avant de poursuivre la construction de l'antenne on doit d'abord choisir la distance réflecteur-pilote présentant l'état électrique le plus adéquat. La comparaison des diagrammes de directivité (fig. III,2) selon l'angle d'ouverture et le rapport des niveaux du lobe principal et du plus grand lobe secondaire donne :

$d(\lambda)$	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35
θ_{-3dB}^e	68	50	50	44	46	54
R	0,199	0,158	0,112	0,126	0,066	0,158
R_{dB}	-7	-8,01	-9,5	-9,03	-11,8	-8,01

L'espacement $d(\lambda) = 0,25\lambda$ présentant le meilleur couple ($\theta = 44^\circ$, $R = 0,126$) sera pris pour la suite du travail.

Conclusion

- L'angle d'ouverture est ainsi diminué par l'apport du réflecteur
- Le diagramme de directivité est devenu unilatéral

c) pilote - réflecteur avec directeur

Comme précédemment il faudrait encore déterminer l'espacement d_1 entre pilote et directeur et enfin noter le changement sur la directivité. Une comparaison identique à la précédente sur les diagrammes obtenus (fig. III,3) donne

d_1	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25
θ_{3dB}	37	34	55	50	48
R	0,118	0,112	0,25	0,150	0,094

La position $d_1 = 0,10 \lambda$ du directeur présente une ouverture à -3dB et un rapport de niveaux les plus intéressants. Ainsi la présence d'un directeur pour une position d_1 optimal améliore la directivité de l'ensemble réflecteur - pilote

$$- \theta = 34^\circ \text{ au lieu de } 44^\circ$$

d) Réflecteur plus pilote plus deux directeurs

De l'étude identique aux précédentes (b,c) on relève uniquement les résultats suivants :

$$\text{pour } d_2 = 0,15 \lambda$$

$$\theta_{-3\text{dB}} = 30^\circ$$

$$R = 0,110$$

e) Réflecteur plus pilote plus trois directeurs

La solution optimale pour un tel ensemble est telle que pour $d_3 = 0,20 \lambda$

$$\theta_{-3\text{dB}} = 28^\circ$$

$$R = 0,095$$

Conclusion

La directivité de l'antenne est d'une part rendue unilatérale par la présence d'un réflecteur et d'autre part elle augmente suivant le nombre de directeur. On sera tenté alors de concevoir des antennes à éléments considérablement multiples mais vu que l'antenne en X se comporte comme YAGI (5) cette opération présente des inconvénients comme :

- Une bande passante de plus en plus étroite et risquant de s'écarter de la fréquence centrale du canal à recevoir (2) donc dégradation assez sensible de l'information à recevoir (image).

- Impédance d'entrée faible d'où le problème d'adaptation (2)

III-VI : Model final - propriétés électriques

1) Adaptation

L'adaptation de l'antenne au feeder est primordiale.

pour réaliser celle ci il faut avoir, comme précédemment, un Tos de 1,5 au niveau de la ligne à mesure (impédance de la ligne à mesure égal à 50Ω) et le déplacement du minimum par rapport à sa position lorsque la ligne à mesure est court-circuitée ($d = d_1 - d_3$) égal à $0,25 \lambda$.

On cherchera à avoir ces deux conditions en plaçant une tige de cuivre (comme dans le système réel) de longueur convenable au voisinage du pilote

Pour une tige de cuivre de longueur $l = 0,55 \lambda$ placée à $0,026 \lambda$ du pilote. on trouve $S = 1,55$ et $\Delta d = d_1 - d_3 = 0,23 \lambda$

2) Mesure du gain de l'antenne

On doit déterminer le gain de l'antenne auxiliaire en utilisant deux antennes identiques.

La mesure effectuée sur l'impédance d'entrée de l'antenne auxiliaire nous donne :

$$Z_A = (74,235 + j 0,0066) \Omega$$

De ce fait on peut considérer le coefficient de réflexion pratiquement nul pour la détermination du gain on utilise la formule suivante :

$$G_{dB} = 10 \log \frac{4\pi d}{\lambda} - \frac{1}{2} \left(\frac{P_t}{P_n} \right)_{dB}$$

d'après les mesures effectuées on obtient :

$$\left(\frac{P_t}{P_n} \right)_{dB} = 36 \text{ dB}$$

sachant que :

$$10 \log \frac{4\pi d}{\lambda} = 21 \text{ dB}$$

nous avons alors :

$$G_{dB} = 3 \text{ dB}$$

La détermination du gain de l'antenne en X étudiée se fera à l'aide de la formule suivante :

$$G_{e\text{ dB}} = 20 \log \frac{4\pi d}{\lambda} - 10 \log \frac{P_e}{P_n} - G_n \text{ dB} \dots$$

d'après les mesures effectuées on obtient :

$$(P_e/P_n) \text{ dB} = 26 \text{ dB}$$

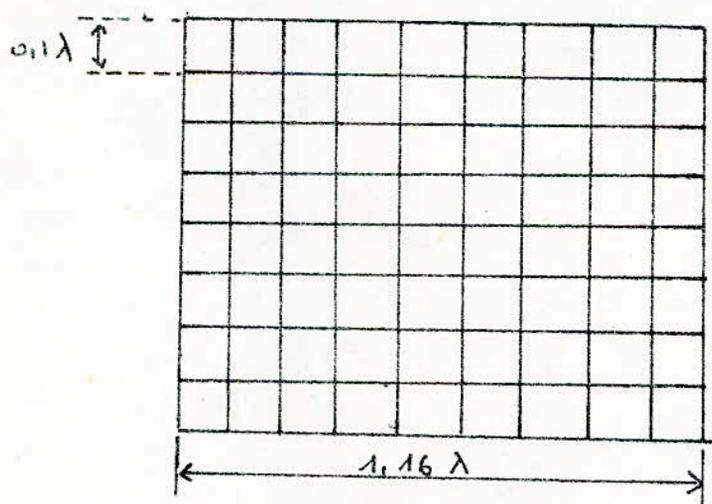
d'où le gain de l'antenne en X :

$$G_{e\text{ dB}} = 13 \text{ dB}$$

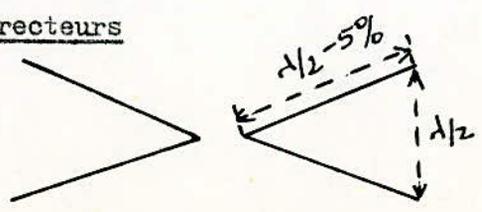
3) Dimensions de l'antenne

A partir de l'étude faite au III-V on peut maintenant présenter le model final c'est à dire l'antenne ayant un état électrique le plus intéressant.

a) Réflecteur



b) Pilote et directeurs



c) Espacements

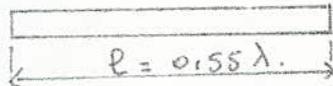
Réfecteur - pilôte : $d = 0,25 \lambda$

Pilôte - 1er directeur : $d_1 = 0,10 \lambda$

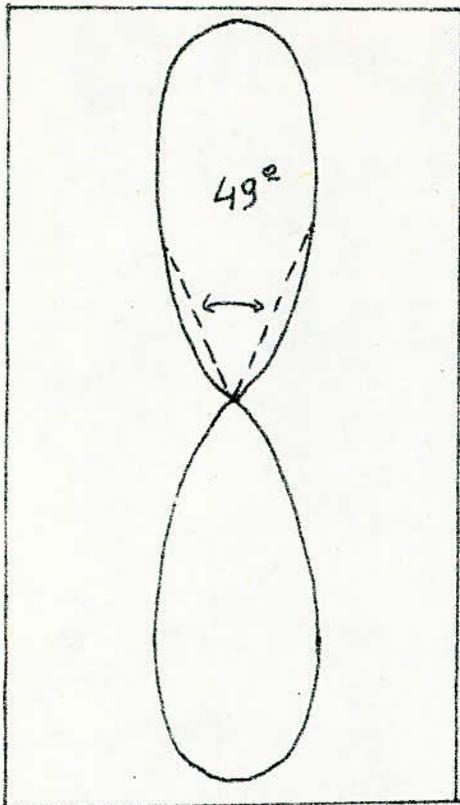
1er directeur - 2ème directeur : $d_2 = 0,15 \lambda$

2ème directeur - 3ème directeur : $d_3 = 0,20 \lambda$

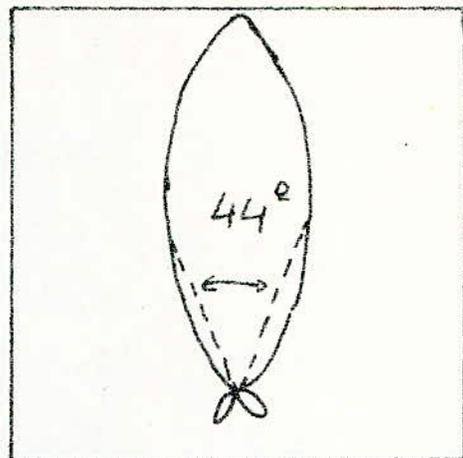
d) Tige d'adaptation



Tige - pilôte : $0,026 \lambda$

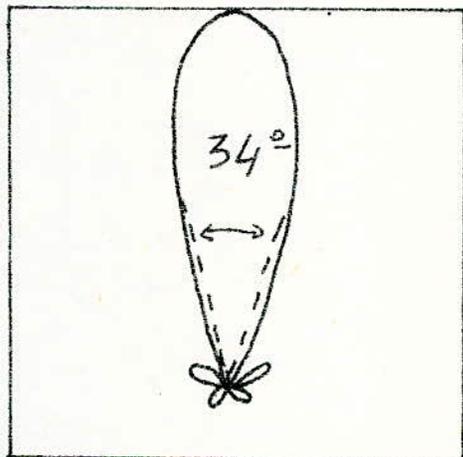


Pilote $e = \frac{\lambda}{2} - 5\%$, $e' = \frac{\lambda}{2}$



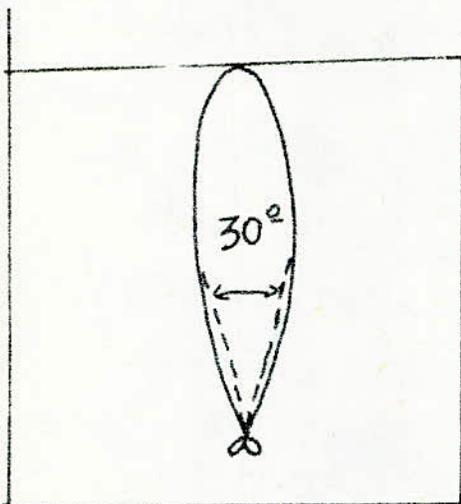
Pilote + réflecteur

$d = 0,25\lambda$



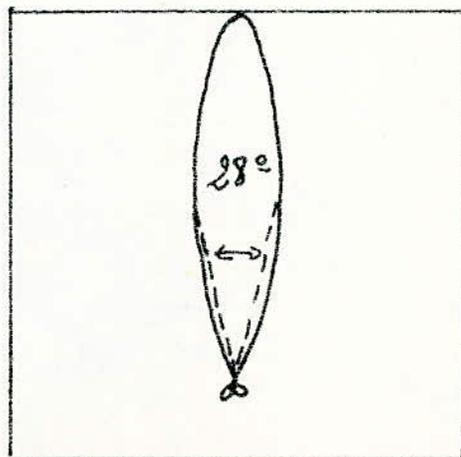
ref + Pilote + 1 directeur

$d = 0,25\lambda$, $d_1 = 0,10\lambda$



ref + Pilote + 2 directeurs

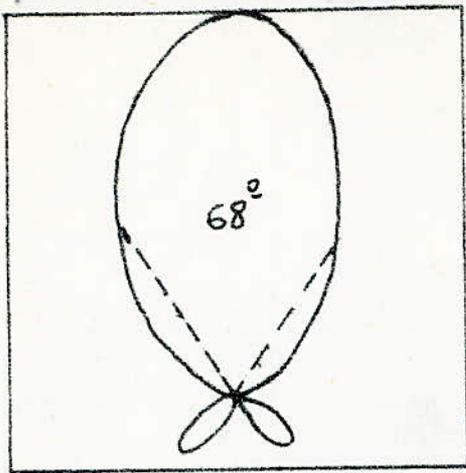
$d = 0,25\lambda$, $d_1 = 0,10\lambda$, $d_2 = 0,15\lambda$



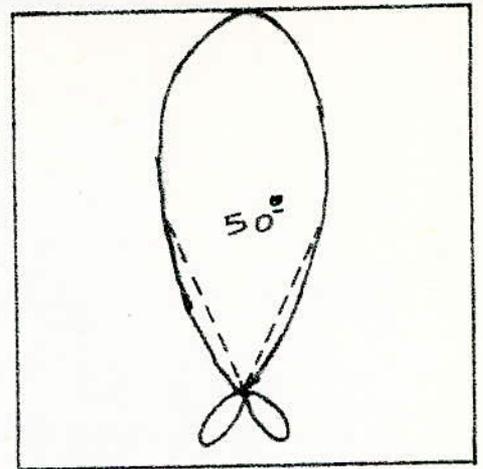
ref + Pilote + 3 directeurs

$d = 0,25\lambda$, $d_1 = 0,10\lambda$, $d_2 = 0,15\lambda$

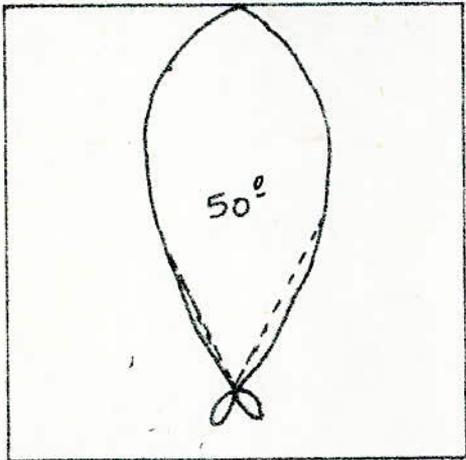
$d_3 = 0,20\lambda$



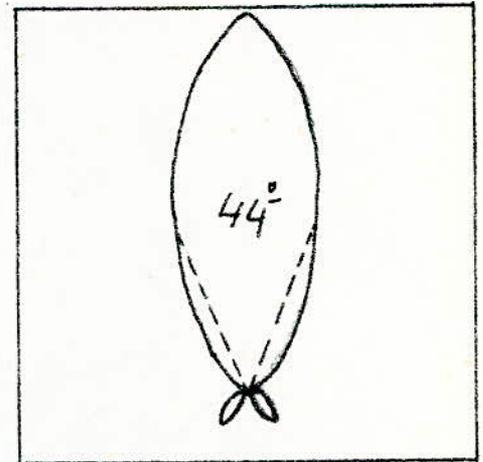
$$d = 0,10\lambda$$



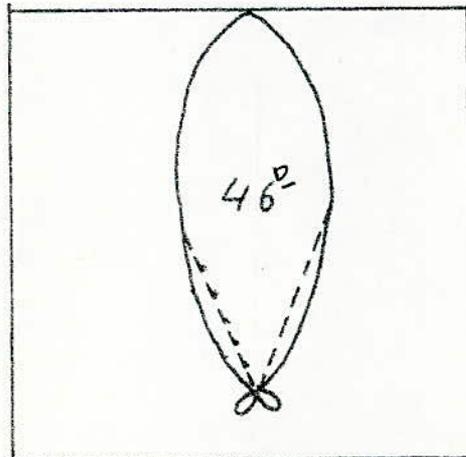
$$d = 0,15\lambda$$



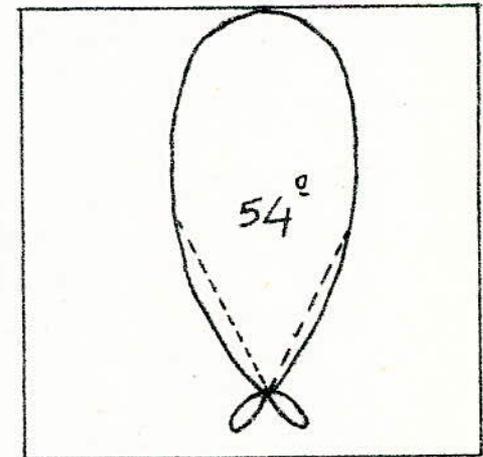
$$d = 0,20\lambda$$



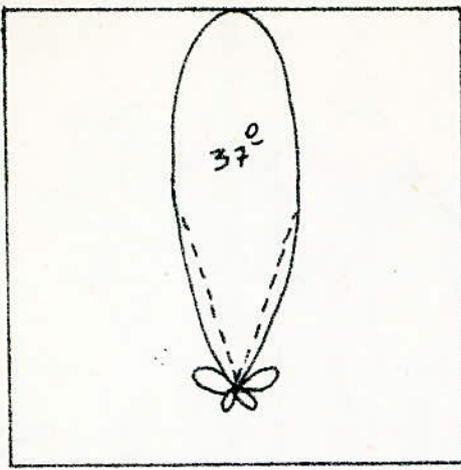
$$d = 0,25\lambda$$



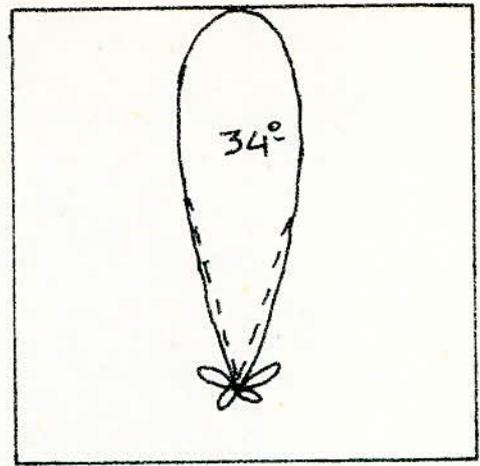
$$d = 0,30\lambda$$



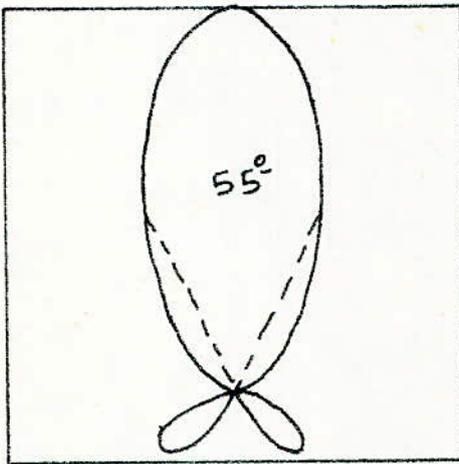
$$d = 0,35\lambda$$



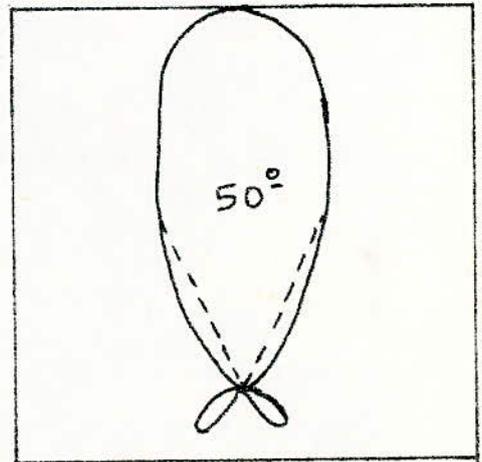
$$d_1 = 0,05 \lambda$$



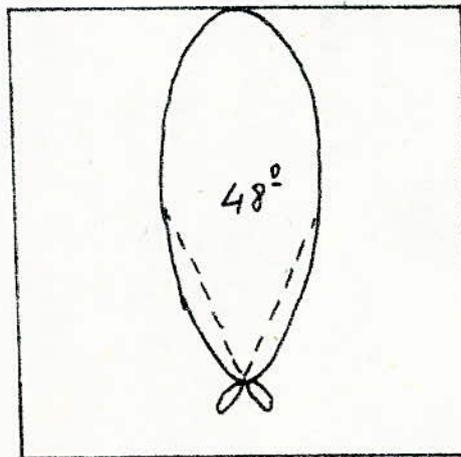
$$d_1 = 0,10 \lambda$$



$$d_1 = 0,15 \lambda$$



$$d_1 = 0,20 \lambda$$



$$d_1 = 0,25 \lambda$$

CONCLUSION

Le model étant présenté, la réalisation de l'antènneréelle n'est qu'une déduction de celui ci : en effet il suffit uniquement de multiplier les dimensions par le coefficient 5 dans le cas où la nouvelle fréquence à recevoir est de 200 MHz. (cas de la RTA)

Il serait intéressant, si le temps nous le permettait, de tirer une conclusion générale de l'influence de l'écartement du brin sur les caractéristiques de l'antenne. En effet il nous faudrait plusieurs mesures qui pourront nous dégager plus précisément le rôle de l'écartement du brin.

De même ne disposant pas de renseignements précis sur l'antenne YAGI à trois directeurs on ne peut la comparer effectivement à l'antenne en X alors que la comparaison serait certainement très intéressante.

On espère toutefois que des camarades puissent travailler dans ce sens pour compléter la connaissance de l'antenne en X.



BIBLIOGRAPHIE

- 1- FEYNMAN .- Electromagnétisme 1 .-Paris : InterEditions, 1979
- 2- SOROKINE (W.).- TV dépannage 2 .- Paris : Ed. Radio, 1975
- 3- THOUREL (L.).- Les Antennes .- Paris : Dunod, 1956
- 4- EYRAUD (P.).- Théorie et pratique des antennes.-Paris : Vuibert
- 5- BATOR (J.).- Anteny i inštatacje antenowe.- Warszawa : W.K.L., 1981
- 6- RIGAL (R.).- Cours de radioélectricité générale T. 1.-Paris:Eyrolles, 1959
- 7- GUILBERT (Ch.).- La Pratique des antennes.- Paris : Ed. Radio, 1976
- 8- QUINET (J.).- Théorie et pratique des circuits de l'électronique et des amplificateurs T. 3 .- Paris : Dunod, 1963