



This electronic version (PDF) was scanned by the International Telecommunication Union (ITU) Library & Archives Service from an original paper document in the ITU Library & Archives collections.

La présente version électronique (PDF) a été numérisée par le Service de la bibliothèque et des archives de l'Union internationale des télécommunications (UIT) à partir d'un document papier original des collections de ce service.

Esta versión electrónica (PDF) ha sido escaneada por el Servicio de Biblioteca y Archivos de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) a partir de un documento impreso original de las colecciones del Servicio de Biblioteca y Archivos de la UIT.

(ITU) للاتصالات الدولي الاتحاد في والمحفوظات المكتبة قسم أجراه الضوئي بالمسح تصوير نتاج (PDF) الإلكترونية النسخة هذه والمحفوظات المكتبة قسم في المتوفرة الوثائق ضمن أصلية ورقية وثيقة من نقلًا.

此电子版（PDF版本）由国际电信联盟（ITU）图书馆和档案室利用存于该处的纸质文件扫描提供。

Настоящий электронный вариант (PDF) был подготовлен в библиотечно-архивной службе Международного союза электросвязи путем сканирования исходного документа в бумажной форме из библиотечно-архивной службы МСЭ.



XVII^e ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE
DÜSSELDORF, 1990



UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

**CARACTÉRISTIQUES ET DIAGRAMMES
DES ANTENNES D'ÉMISSION
EN ONDES DÉCAMÉTRIQUES**



RECOMMANDATION 705 (CE 10)

CCIR COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL DES RADIOCOMMUNICATIONS

Genève, 1990

CCIR

1. Le Comité consultatif international des radiocommunications (CCIR) est l'organe permanent de l'Union internationale des télécommunications qui est chargé «...d'effectuer des études et d'émettre des recommandations sur les questions techniques et d'exploitation se rapportant spécifiquement aux radiocommunications, sans limitation quant à la gamme de fréquences...» (Convention internationale des télécommunications, Nairobi, 1982, Première Partie, Chapitre I, Article 11, numéro 83)*.

2. Le CCIR doit notamment:

a) fournir les bases techniques à l'usage des conférences administratives des radiocommunications et des services de radiocommunication pour assurer l'utilisation efficace du spectre des fréquences radioélectriques et de l'orbite des satellites géostationnaires, sans négliger les besoins des divers services de radiocommunication;

b) recommander pour les systèmes de radiocommunication des normes de fonctionnement ainsi que des mesures techniques qui assurent l'efficacité et la compatibilité de leur interfonctionnement dans les télécommunications internationales;

c) recueillir, échanger, analyser, publier et diffuser des renseignements techniques résultant d'études du CCIR ou tous autres renseignements disponibles pour le développement, la planification et l'exploitation de systèmes de radiocommunication, y compris les mesures spéciales qui pourraient être nécessaires pour faciliter l'exploitation de ces renseignements dans les pays en développement.

* Voir aussi la Constitution de l'UIT, Nice, 1989, Chapitre 1, Art. 11, numéro 84.



XVII^e ASSEMBLÉE PLÉNIÈRE
DÜSSELDORF, 1990



UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

**CARACTÉRISTIQUES ET DIAGRAMMES
DES ANTENNES D'ÉMISSION
EN ONDES DÉCAMÉTRIQUES**



RECOMMANDATION 705 (CE 10)

CCIR COMITÉ CONSULTATIF INTERNATIONAL DES RADIOCOMMUNICATIONS

Genève, 1991

RECOMMANDATION 705

CARACTÉRISTIQUES ET DIAGRAMMES DES ANTENNES D'ÉMISSION*
EN ONDES DÉCAMÉTRIQUES

(Question 44/10, Programmes d'études 44G/10 et 44H/10)

(1990)

Le CCIR,

considérant

- a) que, par sa Résolution 76, le CCIR a décidé de publier séparément une Recommandation contenant un jeu révisé de diagrammes d'antennes de radiodiffusion en ondes décimétriques conjointement avec d'autres informations pertinentes;
- b) que les diagrammes publiés dans cette Recommandation devraient être faciles à comprendre et à utiliser pour les ingénieurs responsables de la planification et de la conception, tout en fournissant toutes les informations utiles nécessaires;
- c) l'expérience acquise grâce aux précédentes éditions de la publication du CCIR «Diagrammes d'antennes»;
- d) la nécessité de maintenir le prix de cet ouvrage aussi bas que possible comme indiqué dans le Vœu 79;
- e) que les caractéristiques des antennes en ondes décimétriques, données dans l'Annexe I à la présente Recommandation, ont de vastes applications,

recommande à l'unanimité

que les formules illustrées par des exemples de diagrammes et contenues dans l'Annexe I à la présente Recommandation servent, en même temps que les programmes informatiques correspondants, à évaluer la performance des antennes d'émission en ondes décimétriques, notamment aux fins de la planification.

Note – La Partie 1 de l'Annexe I contient des informations détaillées et complètes sur les caractéristiques théoriques des antennes d'émission en ondes décimétriques.

A partir de considérations théoriques, on a élaboré des programmes d'ordinateur permettant de calculer les diagrammes de rayonnement et les gains des différents types d'antennes figurant en Annexe I.

Pour chaque antenne choisie, les données disponibles à la sortie comprennent: le gain de directivité, le gain relatif pour un azimut et un angle de site donnés, des tableaux du gain relatif par rapport au gain maximum et enfin un certain nombre de sorties graphiques différentes.

Quelques exemples de diagrammes sont donnés afin d'illustrer quelques-unes des sorties offertes par la procédure de calcul.

Les caractéristiques réelles des antennes utilisées en pratique s'écartent, dans une certaine mesure, de celles calculées analytiquement. La Partie 2 donne des informations sur ces écarts. Ces informations ont été obtenues à partir des résultats d'un ensemble complet de mesures effectuées par diverses administrations au moyen de techniques modernes.

* Le Directeur du CCIR est prié de porter à l'attention de la Commission électrotechnique internationale (CEI) le § 2 de la Partie 2 de l'Annexe I.

ANNEXE I

TABLE DES MATIÈRES

Page

PARTIE 1 – CARACTÉRISTIQUES ET DIAGRAMMES DES ANTENNES D'ÉMISSION EN ONDES DÉCAMÉTRIQUES

1.	Introduction.....	5
2.	Représentation géométrique des diagrammes de rayonnement d'antennes.....	6
	2.1 Représentation graphique.....	6
3.	Calcul des diagrammes de rayonnement et du gain.....	7
	3.1 Considérations générales.....	7
	3.2 Diagrammes de rayonnement.....	9
	3.3 Directivité et gain	9
	3.4 Effet du sol	9
4.	Réseaux de doublets horizontaux.....	11
	4.1 Considérations générales.....	11
	4.2 Désignation des réseaux de doublets horizontaux.....	12
	4.2.1 Réseaux de doublets horizontaux groupés verticalement (antennes-rideaux)	12
	4.2.2 Réseaux de doublets horizontaux groupés horizontalement (antennes tropicales).....	13
	4.2.3 Réseaux équidirectifs de doublets horizontaux.....	13
	4.2.3.1 Antennes quadrants.....	13
	4.2.3.2 Antennes à doublets croisés	14
	4.3 Déviation.....	15
	4.4 Réseaux de doublets horizontaux groupés verticalement.....	16
	4.5 Réseaux de doublets horizontaux groupés horizontalement (antennes tropicales).....	19
	4.6 Réseaux équidirectifs de doublets horizontaux.....	19
	4.6.1 Considérations générales.....	19
	4.6.2 Antennes quadrants.....	19
	4.6.3 Antennes à doublets croisés	21
	4.7 Calcul du diagramme de réseaux de doublets horizontaux.....	21
	4.7.1 Considérations générales.....	21
	4.7.1.1 Réseaux de doublets demi-onde alimentés par le centre	25
	4.7.1.2 Réseaux de doublets demi-onde alimentés en extrémité.....	25
	4.7.2 Calcul de la fonction caractéristique du réseau S_2	25
	4.7.2.1 Réseaux de doublets demi-onde groupés verticalement.....	26
	4.7.2.2 Réseaux de doublets demi-onde pour la radiodiffusion tropicale.....	27

	<i>Page</i>
4.7.3	Calcul de la fonction caractéristique du réseau S_y 27
4.7.3.1	Réseaux de doublets demi-onde alimentés par le centre 28
4.7.3.2	Réseaux de doublets demi-onde alimentés en extrémité 28
4.7.4	Calcul de la fonction caractéristique du réseau S_x 28
4.7.4.1	Antennes avec réflecteur à écran apériodique 29
4.7.4.2	Antennes avec réflecteur accordé 31
4.7.4.3	Réseaux de doublets alimentés par le centre pour la radiodiffusion tropicale 31
4.7.5	Calcul des diagrammes des réseaux équidirectifs de doublets horizontaux 32
4.7.5.1	Antennes quadrants 32
4.7.5.2	Antennes à doublets croisés 33
5.	Antennes log-périodiques 35
5.1	Considérations générales 35
5.2	Désignation des antennes log-périodiques 35
5.2.1	Antennes log-périodiques horizontales 35
5.2.2	Antennes log-périodiques verticales 36
5.3	Calcul des diagrammes d'antennes log-périodiques horizontales 36
5.3.1	Théorie fondamentale 38
5.3.2	Méthode de calcul 40
5.3.2.1	Solution approchée du problème intérieur 41
5.4	Calcul des diagrammes d'antennes log-périodiques verticales 47
5.4.1	Théorie fondamentale 49
5.4.2	Méthode de calcul 49
6.	Antennes en losange 50
6.1	Considérations générales 50
6.2	Désignation des antennes en losange 50
6.3	Calcul du diagramme d'une antenne en losange 51
7.	Antennes unipolaires verticales 53
7.1	Considérations générales 53
7.2	Désignation des antennes unipolaires verticales 53
7.3	Antennes unipolaires verticales sans système de terre 53
7.4	Antennes unipolaires verticales avec système de terre 55
7.4.1	Antennes unipolaires verticales avec système de terre constitué par un disque circulaire plein, de conductivité infinie 55
7.4.2	Antennes unipolaires verticales avec système de terre composé d'un certain nombre de fils radiaux de longueur et de diamètre donnés 56
8.	Exemples de diagrammes 59
	Références bibliographiques 59
	Bibliographie 60

	<i>Page</i>
PARTIE 2 – ASPECTS PRATIQUES DES ANTENNES D'ÉMISSION EN ONDES DÉCAMÉTRIQUES	
1. Introduction.....	61
2. Mesures des diagrammes de rayonnement d'antennes	61
2.1 Méthode de mesure.....	61
2.2 Considérations relatives à l'emploi d'un hélicoptère pour les mesures	61
2.3 Appareillage de mesure.....	62
2.4 Procédures de mesure	62
2.5 Traitement des données mesurées	65
3. Comparaison des diagrammes de rayonnement théoriques et mesurés	66
3.1 Comparaison des rapports avant/arrière théoriques et mesurés	69
4. Influence de l'environnement sur les diagrammes de rayonnement	70
4.1 Topographie du terrain.....	70
4.2 Conductivité du sol	72
4.3 Autres structures locales	72
5. Variations du rendement effectif d'une antenne	74
5.1 Diagramme azimutal.....	74
5.2 Diagramme dévié.....	76
6. Caractère approprié et application des antennes.....	77
6.1 Antennes-doublets horizontales.....	77
6.2 Antennes-rideaux orientables	77
6.3 Antennes en losange	78
6.4 Antennes log-périodiques à azimut fixe	78
6.5 Antennes log-périodiques orientables.....	78
Bibliographie.....	78
Annexe I – Exemples de diagrammes	79

PARTIE 1

**Caractéristiques et diagrammes des antennes d'émission
en ondes décamétriques****1. Introduction**

L'objet de la Partie 1 de la présente Annexe est de donner des renseignements complets et détaillés sur les caractéristiques théoriques des antennes d'émission en ondes décamétriques. L'approche analytique consiste à calculer le diagramme de rayonnement et le gain de directivité pour les types d'antenne d'émission visés. Plusieurs hypothèses simplificatrices ont été appliquées, à savoir:

- l'antenne est située sur un sol plat, homogène et imparfait,
- les éléments de l'antenne sont constitués par des fils électriques linéaires,
- la distribution du courant est sinusoïdale dans les éléments rayonnants;

on a constaté que les algorithmes, élaborés à partir de publications connues, offraient un bon compromis entre la précision et la facilité de calcul.

Il a été vérifié que la méthode d'application des coefficients de réflexion sur sol irrégulier était correcte. La méthode de calcul du gain maximum des antennes a été adaptée de manière à tenir correctement compte de l'effet des différentes conductivités du sol. On a étudié les données théoriques fondamentales et déduit les formules appropriées.

Des programmes informatiques ont été élaborés en vue de calculer les diagrammes de rayonnement et le gain pour les types suivants d'antennes, utilisés par les administrations pour la radiodiffusion à ondes décamétriques et d'autres services:

- réseaux de doublets demi-onde horizontaux;
- antennes quadrants et doublets horizontaux;
- antennes log-périodiques;
- antennes tropicales;
- antennes en losange; et
- doublets verticaux.

Pour la première fois, dans une Recommandation du CCIR, les logiciels font partie intégrante de la publication et permettent au lecteur d'effectuer lui-même les calculs pour un type quelconque d'antenne dans des conditions variables.

Pour le type d'antenne choisi, les données disponibles à la sortie comprennent: le gain de directivité, le gain relatif pour un azimut et un angle de site donnés, des tableaux du gain relatif par rapport au gain maximum et enfin un certain nombre de sorties graphiques différentes.

Pour cette raison, seuls quelques exemples de diagrammes sont inclus afin d'illustrer quelques-uns des résultats qu'il est possible d'obtenir avec la procédure de calcul retenue.

On espère que cette partie fournira à l'ingénieur un outil efficace pour la mise au point, la planification et l'exploitation des systèmes radioélectriques.

Les caractéristiques réelles des antennes s'écartent, dans une certaine mesure, de celles calculées analytiquement. La Partie 2 donne des informations sur ces écarts. Ces informations ont été obtenues à partir des résultats d'un ensemble complet de mesures effectuées par diverses administrations au moyen de techniques modernes.

2. Représentation géométrique des diagrammes de rayonnement d'antennes

Une antenne se compose d'un ou de plusieurs éléments rayonnants. La distribution spatiale du rayonnement, ou diagramme (de rayonnement) d'une antenne peut être représentée par un ensemble de points tridimensionnel, dans lequel chaque point a une valeur de force cymomotrice* (f.c.m.), fondé sur une demi-sphère située au-dessus du sol, ayant l'antenne en son centre, et dont le rayon est grand si on le compare aux dimensions physiques et électriques de l'antenne.

La force cymomotrice en un point de cette sphère est exprimée en dB au-dessous de la force cymomotrice maximale dont la valeur est fixée par hypothèse à 0 dB.

Le diagramme de rayonnement tridimensionnel est tracé dans le système de coordonnées de référence de la Fig. 1.

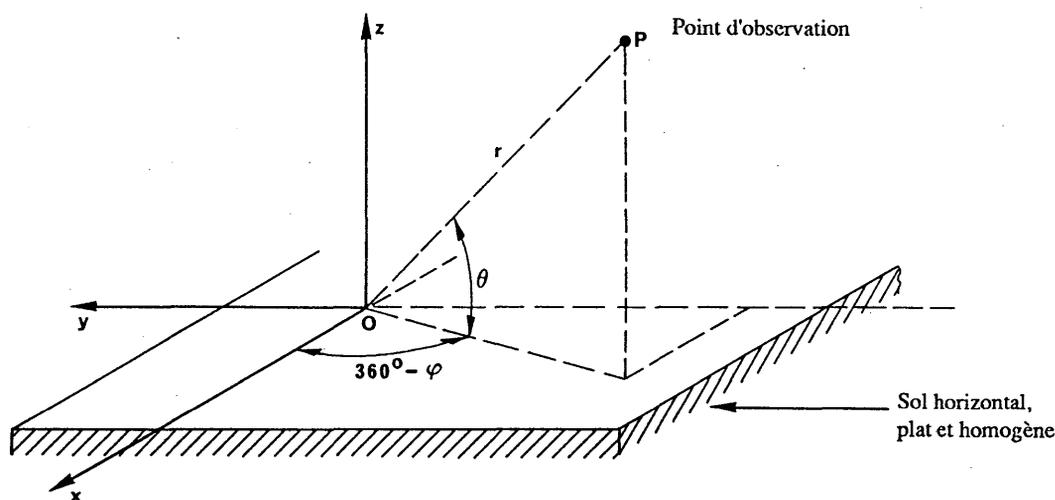
Dans un système de coordonnées polaires sphérique, on définit les paramètres suivants:

θ : angle de site par rapport à l'horizontale ($0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$)

φ : azimut par rapport à l'axe des x ($0^\circ \leq \varphi \leq 360^\circ$)

r : distance entre l'origine et le point d'observation distant où le champ lointain est calculé.

FIGURE 1
Système de coordonnées de référence



2.1 Représentation graphique

Plusieurs représentations d'un diagramme de rayonnement tridimensionnel sont possibles. On utilise très souvent un ensemble de sections particulières du diagramme de rayonnement à des angles de site spécifiques (diagrammes azimutaux) et à des azimuts spécifiques (diagrammes verticaux) pour décrire l'ensemble du diagramme de rayonnement. Les diagrammes azimutaux correspondant aux angles de site où l'on observe la force cymomotrice maximale et le diagramme vertical correspondant à l'azimut où l'on observe la force cymomotrice maximale sont les sections les plus importantes. Ces deux sections sont respectivement appelées diagramme de rayonnement horizontal (HRP) et diagramme de rayonnement vertical (VRP).

* La définition de la force cymomotrice (f.c.m.) et de la force cymomotrice spécifique est donnée dans la Recommandation 561.

La force cymomotrice (f.c.m.) en un point donné de l'espace est le produit du champ électrique produit en ce point par une antenne par la distance de ce point à l'antenne. Cette distance doit être suffisante pour que les composantes réactives du champ soient négligeables.

Exprimée en volts, la force cymomotrice est numériquement égale au champ électrique mV/m à la distance de 1 km.

La force cymomotrice spécifique en un point de l'espace est la force cymomotrice en ce point quand la puissance rayonnée par l'antenne est de 1 kW.

Pour représenter la demi-sphère et les courbes équichamp sur le plan du papier, on utilise la projection dite «sinusoïdale» ou «projection de Sanson-Flamsteed».

L'antenne se situe au centre d'une sphère comme dans la Fig. 2 dans le système de coordonnées de la Fig 1.

Dans cette projection, le point $P'(\theta, \varphi)$ sur la sphère pour le quadrant $0^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ, 0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ devient le point $P''(\theta', \varphi')$ sur un plan où $\theta' = \theta$ et $\varphi' = \varphi \cos\theta$. Une transformation similaire est appliquée aux autres quadrants.

Dans la projection de Sanson-Flamsteed indiquée à la Fig. 3 pour l'hémisphère supérieur, l'équateur est représenté par une droite horizontale et le méridien central à $\varphi = 0^\circ$ devient une ligne perpendiculaire à l'équateur et forme ainsi l'axe vertical.

Les parallèles de cet hémisphère sont des droites parallèles dont l'espacement sur le méridien central est proportionnel à l'angle de site. Les méridiens sont des portions de sinuséide passant par le pôle de l'hémisphère et espacées proportionnellement à l'azimut.

Cette projection présente deux propriétés importantes, à savoir que des aires égales sur l'hémisphère demeurent égales dans le plan du papier et que les diagrammes azimutaux pour les angles de site constants, c'est-à-dire pour des sections coniques, sont représentés par des lignes droites parallèles à l'équateur.

Le plan de référence passant par l'azimut de 270° à 90° est dans la plupart des cas un plan de symétrie de l'antenne. Pour représenter l'ensemble de l'hémisphère, il faut utiliser deux diagrammes: le diagramme de rayonnement vers l'avant et le diagramme de rayonnement vers l'arrière. Le premier représente le rayonnement dans les quarts de sphère au-dessus du sol compris entre les azimuts de $270^\circ, 0^\circ$ et 90° , alors que le second contient les rayonnements dans les deux autres quarts au-dessus du sol ($90^\circ, 360^\circ$ et 270°).

Les courbes équichamp sont graduées en valeurs de gain relatif par rapport à la valeur qui correspond au maximum de rayonnement, laquelle porte l'indication 0 dB.

Les valeurs adoptées pour les courbes équichamp sont les suivantes (en dB d'affaiblissement par rapport à la valeur maximale):

3, 6, 10, 15, 20, 25 et 30.

Chaque diagramme montre:

- la valeur de l'angle de site θ (degrés) de la direction du rayonnement maximal,
- la valeur en dB du gain de directivité par rapport à une antenne isotrope* en espace libre G_i .

3. Calcul des diagrammes de rayonnement et du gain

3.1 Considérations générales

Les hypothèses suivantes ont été utilisées dans le calcul des diagrammes de rayonnement et du gain des divers types d'antenne étudiés dans la présente Partie:

- l'antenne est située sur un sol plat homogène (coïncidant avec le plan x-y). Dans le cas d'un sol typique imparfaitement conducteur, on a utilisé une conductivité $\sigma = 0,01$ S/m et une constante diélectrique (permittivité relative) $\epsilon = 4,0$ (sol moyen);
- les éléments constitutifs de l'antenne sont de minces fils rectilignes;
- les courants dans les éléments rayonnants ont une distribution sinusoïdale.

* Voir les définitions données dans le numéro 154 du Règlement des radiocommunications et dans la Recommandation 573 du CCIR (Volume XIII).

FIGURE 2

Système de coordonnées sphérique

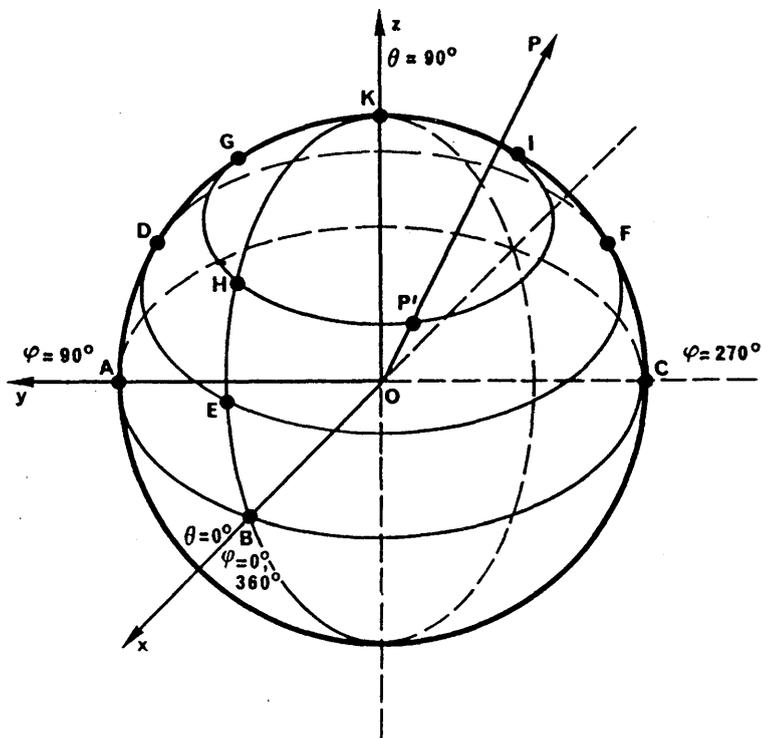
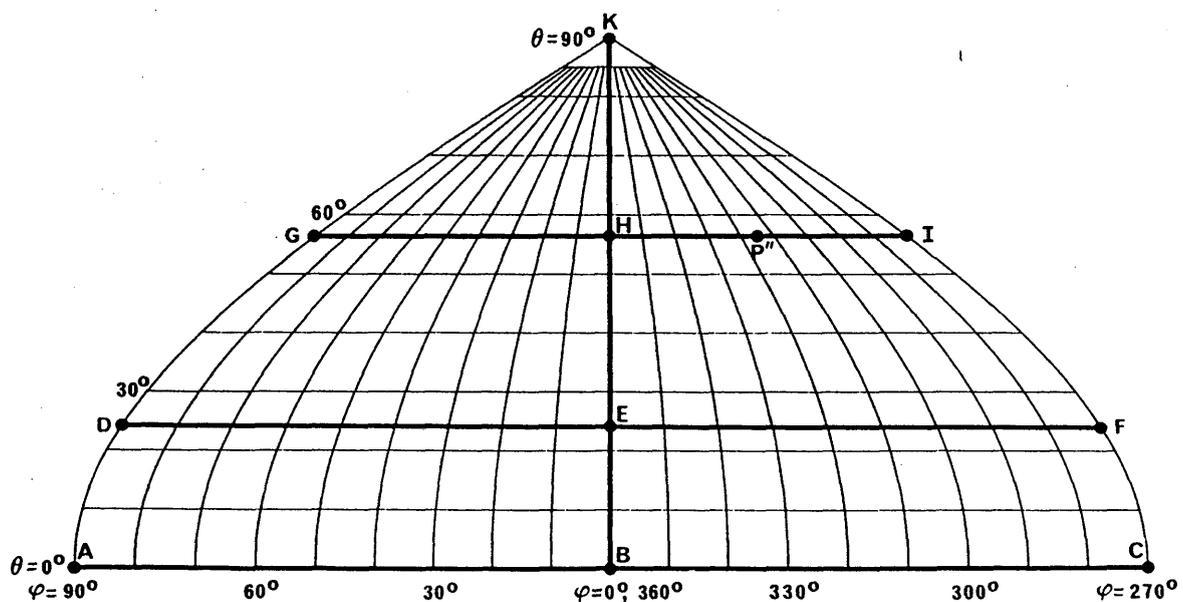


FIGURE 3

Projection de Sanson-Flamsteed



3.2 Diagrammes de rayonnement

Dans le système de coordonnées de référence de la Fig. 1, la fonction de directivité normée est donnée par l'expression suivante:

$$F(\theta, \varphi) = K |E(\theta, \varphi)| = K |f(\theta, \varphi)| \cdot |S|$$

où:

K : coefficient de normalisation pour obtenir $|F(\theta, \varphi)|_{max} = 1$, c'est-à-dire 0 dB

$E(\theta, \varphi)$: champ total créé par le réseau

$f(\theta, \varphi)$: fonction de directivité des éléments

S : fonction caractéristique du réseau, dépend de la distribution spatiale des éléments.

Si l'on exprime le champ total en fonction de ses composantes dans un système de coordonnées sphérique, on a:

$$|E(\theta, \varphi)| = \left[|E_{\theta}(\theta, \varphi)|^2 + |E_{\varphi}(\theta, \varphi)|^2 \right]^{1/2}$$

3.3 Directivité et gain

La directivité D d'une antenne est définie comme le rapport de son intensité maximale de rayonnement (ou puissance surfacique) à l'intensité de rayonnement d'une source isotrope rayonnant la même puissance totale. Elle peut être exprimée par la formule:

$$D = \frac{4\pi \cdot |E(\theta, \varphi)|_{max}^2}{W_0} = \frac{4\pi \cdot |E(\theta, \varphi)|_{max}^2}{\int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} |E(\theta, \varphi)|^2 \cos \theta \, d\theta \, d\varphi}$$

où:

W_0 : intensité de rayonnement de la source isotrope.

La définition ci-dessus de la directivité dépend seulement de la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne.

Le gain de directivité par rapport à une antenne isotrope en espace libre est donné par l'expression:

$$G_i = 10 \log_{10} D$$

Cette définition est fondée sur un rendement de 100% du système d'antenne. Pour tenir compte d'un rendement d'antenne inférieur à 100%, il faut définir le gain de l'antenne comme le rapport de son intensité maximale de rayonnement à l'intensité maximale de rayonnement d'une antenne de référence pour la même puissance à l'entrée

3.4 Effet du sol

Avec les hypothèses énoncées au § 3.1 et aussi le fait que l'antenne se trouve dans le système de coordonnées de la Fig. 1 où le plan x-y représente un sol homogène plat, on peut établir le champ distant produit au point d'observation $P(r, \theta, \varphi)$, y compris la partie réfléchiée par le sol comme suit.

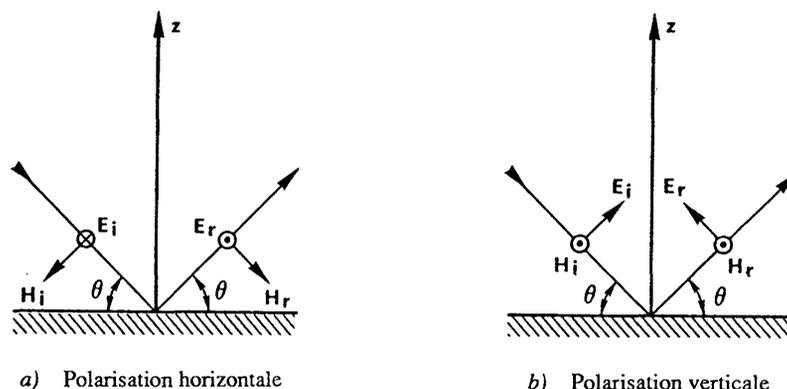
Si l'on admet que le rayonnement incident sur le sol a un front plan, on peut envisager les deux situations suivantes:

- a) polarisation horizontale,
- b) polarisation verticale.

Dans le premier cas, le vecteur électrique incident (direct) est parallèle au plan de réflexion x-y (et de ce fait, il est perpendiculaire au plan d'incidence, c'est-à-dire au plan qui contient la direction de propagation et la perpendiculaire à la surface réfléchissante, ainsi que le montre la Fig. 4 a)).

Dans le second cas, le vecteur électrique incident est parallèle au plan d'incidence alors que le vecteur magnétique incident associé est parallèle à la surface de réflexion comme le montre la Fig. 4 b)).

FIGURE 4
Réflexion de l'onde sur un sol imparfait



a) Polarisation horizontale

b) Polarisation verticale

Les composantes totales du champ lointain au-dessus du sol peuvent être exprimées par les formules suivantes:

- a) *Polarisation horizontale*

$$E_h = E_i(r_1) + E_r(r_2) = E_i(r_1) + R_h E_i(r_2)$$

où:

E_h : composante horizontale totale

r_1 : distance directe entre l'antenne et le point d'observation

r_2 : distance entre l'image de l'antenne et le point d'observation

E_i : champ électrique direct

E_r : champ électrique réfléchi

R_h : coefficient de réflexion complexe pour ondes à polarisation horizontale, donné par l'expression:

$$R_h = \frac{\sin \theta - \left[(\epsilon - \cos^2 \theta) - j \frac{18\,000 \cdot \sigma}{f \text{ MHz}} \right]^{1/2}}{\sin \theta + \left[(\epsilon - \cos^2 \theta) - j \frac{18\,000 \cdot \sigma}{f \text{ MHz}} \right]^{1/2}}$$

où:

- θ : angle d'incidence
 ϵ : permittivité relative (ou constante diélectrique) de la terre
 σ : conductivité de la terre (S/m)
 f_{MHz} : fréquence de travail (MHz).

b) *Polarisation verticale*

$$E_h' = E_i(r_1) - R_v E_i(r_2)$$

$$E_v = E_i(r_1) - R_v E_i(r_2)$$

où:

E_h' : composante horizontale totale

E_v' : composante verticale totale

R_v : coefficient de réflexion complexe pour des ondes à polarisation verticale, donné par l'expression:

$$R_v = \frac{\left[\epsilon - j \frac{18\,000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right] \sin \theta - \left[(\epsilon - \cos^2 \theta) - j \frac{18\,000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right]^{1/2}}{\left[\epsilon - j \frac{18\,000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right] \sin \theta + \left[(\epsilon - \cos^2 \theta) - j \frac{18\,000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right]^{1/2}}$$

4. Réseaux de doublets horizontaux

4.1 *Considérations générales*

Le doublet demi-onde est l'un des éléments rayonnants les plus couramment utilisés en ondes décimétriques.

Bien que les doublets horizontaux soient souvent utilisés seuls, on les assemble généralement en réseaux pour obtenir:

- un gain accru,
- des diagrammes de directivité et des capacités de déviation améliorés.

L'un des principaux aspects à prendre en considération lors de l'utilisation de réseaux plus complexes est la capacité à travailler dans des limites de rendement spécifiques sur une certaine gamme de fréquences au-dessus et au-dessous de la fréquence nominale. Cette capacité de travail à large bande dépend de divers facteurs, notamment des dispositions relatives à l'alimentation, de la structure des doublets, etc.

On obtient des gains supérieurs en disposant les doublets de façon colinéaire et/ou en empilant des doublets parallèles de manière à réduire la largeur du faisceau du lobe principal et à augmenter ainsi la directivité de l'antenne.

Le faisceau principal de certains réseaux de doublets horizontaux ayant plus d'un point d'alimentation peut être électriquement dévié si l'on alimente chaque pile ou chaque rangée de doublets par des courants d'intensité égale ayant des phases différentes.

On obtient généralement des diagrammes unidirectionnels en utilisant un réflecteur. Ce dernier peut être composé:

- soit d'un réseau identique de doublets accordés de manière à fournir un rapport avant/arrière optimal sur une gamme limitée de fréquences de travail. Dans la pratique, les antennes de ce type ont une gamme de fréquences de travail maximale couvrant deux bandes de radiodiffusion adjacentes donnant une gamme de fréquences d'environ 1,25:1 de la plus basse à la plus haute fréquence. Il convient d'observer que ce type de réflecteur est généralement accordé pour donner un rapport avant/arrière optimal pour une seule fréquence dans la bande des fréquences requise et l'on peut s'attendre à une diminution de ce rapport si l'on exploite l'antenne à une autre fréquence. Ce type de réflecteur est appelé réflecteur à «doublet accordé» ou réflecteur «parasite». On peut aussi l'utiliser pour obtenir un meilleur rendement. Cette technique n'est cependant pas utilisée de façon générale;
- soit d'un écran formé de fils horizontaux fonctionnant comme un réflecteur non accordé. Dans la pratique, plusieurs antennes de ce type peuvent être exploitées sur un nombre maximal de cinq bandes de radiodiffusion consécutives donnant une gamme de fréquences pouvant atteindre 2:1, qui est limitée par le rendement des éléments rayonnants. Ce type de réflecteur est appelé «réflecteur apériodique» ou «réflecteur à écran».

Le rapport avant/arrière d'un réflecteur apériodique dépend de facteurs tels que le nombre de fils par longueur d'onde, le diamètre des fils, la distance entre les éléments rayonnants et le réflecteur et les dimensions du réflecteur. Si l'on veut obtenir un rapport avant/arrière approchant la valeur du gain de l'antenne, il faudrait prévoir une densité d'environ 40 à 50 fils par longueur d'onde pour la bande de fréquences de travail la plus élevée de l'antenne.

4.2 Désignation des réseaux de doublets horizontaux

4.2.1 Réseaux de doublets horizontaux groupés verticalement (antennes-rideaux)

Désignation du type: H(R)(S) $m/n/h$

où:

H: réseau de doublets horizontaux groupés verticalement

R: si spécifié, indique la présence d'un réflecteur

S: si spécifié, indique qu'un déphasage de phase a été introduit dans le courant qui alimente des éléments colinéaires adjacents de manière à produire une déviation de l'azimut du faisceau principal

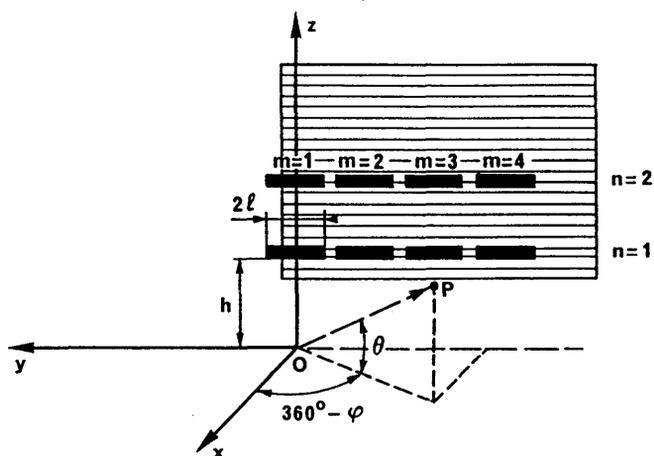
m : nombre d'éléments colinéaires de chaque rangée

n : nombre d'éléments parallèles normalement placés à intervalles d'une demi-longueur d'onde au-dessus les uns des autres

h : hauteur de la rangée de doublets la plus basse au-dessus du sol (longueurs d'onde).

Par exemple, la Fig. 5 permet de voir que HR 4/2/1,0 indique un réseau de doublets horizontaux groupés verticalement avec un réflecteur. Dans ce cas, il y a deux rangées horizontales de quatre éléments demi-onde de longueur $2l$ à la fréquence nominale, la hauteur h de la rangée la plus basse se trouvant à une longueur d'onde au-dessus du sol.

FIGURE 5
Antenne-rideau



4.2.2 Réseaux de doublets horizontaux groupés horizontalement (antennes tropicales)

Désignation du type: T(S) $m/n/h$

où:

T : réseau de doublets horizontaux groupés horizontalement (antenne tropicale)

S : si spécifié, indique qu'un déphasage de phase a été introduit dans le courant qui alimente des éléments colinéaires adjacents afin de produire une déviation de l'angle de site du faisceau principal par rapport à la verticale

m : nombre d'éléments colinéaires dans chaque rangée

n : nombre de rangées parallèles espacées d'une demi-longueur d'onde

h : hauteur des doublets au-dessus du sol (longueurs d'onde).

Par exemple, la Fig. 6 permet de voir que T 4/2/0,2 correspond à un réseau horizontal sans déviation du tir de quatre doublets horizontaux colinéaires à deux rangées parallèles de longueur $2l$ à la fréquence nominale, la hauteur h étant de 0,2 longueur d'onde au-dessus du sol.

4.2.3 Réseaux équidirectifs de doublets horizontaux

4.2.3.1 Antennes quadrants

Désignation du type: HQ n/h

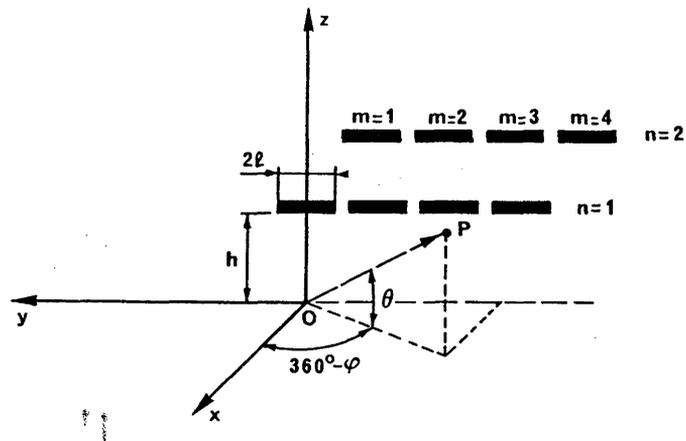
où:

HQ : antenne quadrant

n : nombre d'éléments empilés les uns au-dessus des autres

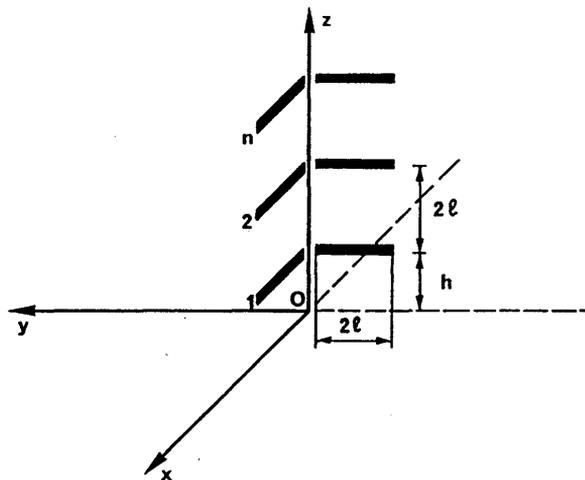
h : hauteur au-dessus du sol de la rangée de doublets la plus basse (longueurs d'onde).

FIGURE 6
Antenne tropicale



Par exemple, la Fig. 7 permet de voir que HQ 3/0,2 indique une antenne quadrant composée de trois doublets horizontaux de longueur 2ℓ à la fréquence nominale empilés verticalement, la hauteur h des doublets les plus bas se trouvant à 0,2 longueur d'onde au-dessus du sol.

FIGURE 7
Antenne quadrant



4.2.3.2 Antennes à doublets croisés

Désignation du type: HX h

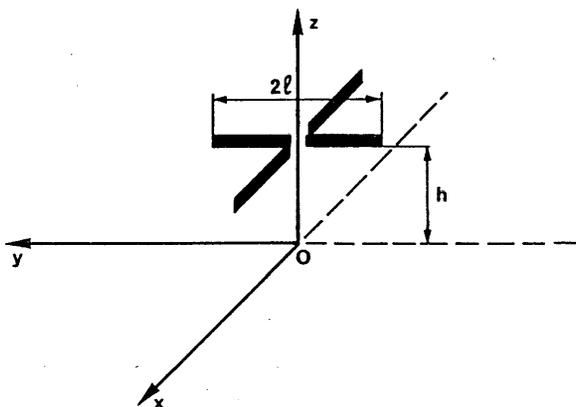
où:

HX : antenne à doublets croisés

h : hauteur des doublets au-dessus du sol (longueurs d'onde).

Par exemple, la Fig. 8 permet de voir que HX 0,3 indique une antenne à doublets croisés composée de deux doublets horizontaux de longueur 2ℓ se croisant à angle droit en leur milieu, la hauteur h étant égale à 0,3 longueur d'onde au-dessus du sol.

FIGURE 8
Antenne à doublets croisés



4.3 Déviation

Le faisceau principal de certains réseaux de doublets horizontaux comptant plus d'un point d'alimentation peut être dévié électriquement si l'on alimente chaque pile ou chaque rangée de doublets au moyen de courants de phases différentes.

Cette méthode est généralement appliquée dans le plan de l'azimut pour des réseaux de doublets horizontaux disposés verticalement. La déviation dans le plan vertical est également possible et trouve une application dans le cas des antennes tropicales.

Les principales caractéristiques des antennes à tir dévié horizontalement sont:

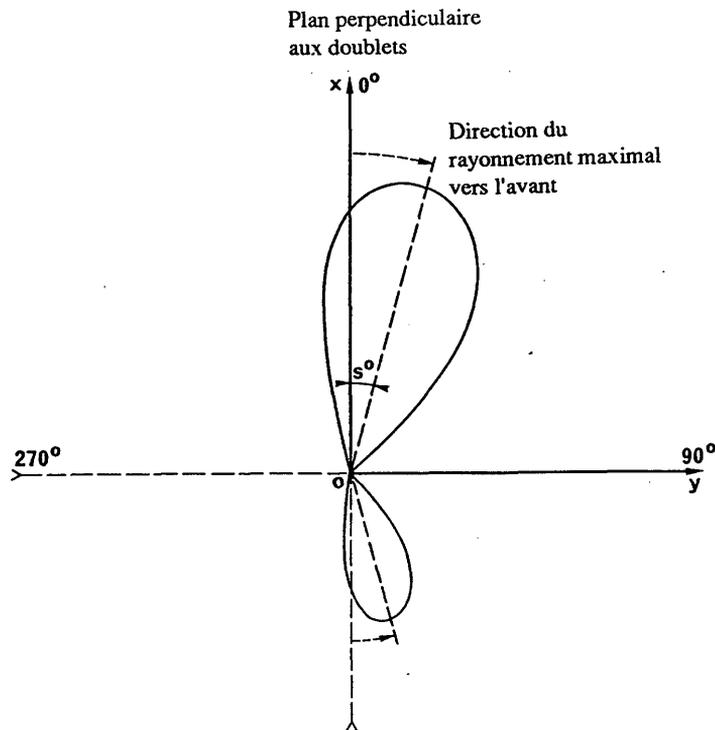
- le faisceau horizontal n'est plus dans la direction perpendiculaire au plan des doublets,
- le diagramme de rayonnement horizontal vers l'avant n'est plus symétrique par rapport à la direction perpendiculaire au plan des doublets,
- le diagramme de rayonnement vers l'arrière n'est plus symétrique par rapport à la direction perpendiculaire au plan des doublets et ne se trouve plus sur l'axe de la direction du maximum de déviation dans le diagramme vers l'avant. La déviation du rayonnement vers l'avant d'une antenne dans une direction (dans le sens des aiguilles d'une montre, par exemple) fait dévier le rayonnement arrière dans la direction opposée (c'est-à-dire dans le sens inverse à celui des aiguilles d'une montre). La Fig. 9 montre l'effet de la déviation du rayonnement avant dans le sens des aiguilles d'une montre.

Selon les méthodes de calcul classiques, l'angle de déviation du rayonnement maximal dans le cas d'antennes à tir dévié horizontalement est toujours inférieur à l'angle de déviation nominal introduit dans le calcul. Cet angle de déviation nominal est parfois indiqué par le concepteur et ne correspond donc pas nécessairement à la valeur que l'on obtient dans la pratique. Typiquement, une déviation $s = 25,5^\circ$ est réalisée si le calcul classique a été fait avec un angle de déviation nominal de 30° pour une antenne de type HRS $4/n/h$.

Il convient aussi d'observer que l'angle de déviation ne définit pas toujours avec précision le centre du diagramme horizontal donné au moyen des angles auxquels le gain maximum du diagramme de rayonnement vers l'avant est diminué de 6 dB. Cette valeur moyenne, appelée «déviation effective», s_{eff} , donne une indication plus précise du changement de la couverture assurée par le faisceau principal.

FIGURE 9

**Diagramme de rayonnement azimuthal d'une antenne
à tir dévié horizontalement**



L'angle de déviation obtenu dans la pratique dépend du rapport F_R entre la fréquence de fonctionnement et la fréquence nominale. Par exemple, la valeur de l'angle de déviation comparée à la valeur obtenue pour $F_R = 1,0$ est plus faible pour $F_R < 1,0$ et plus grande pour $F_R > 1,0$.

Dans le cas d'une antenne spécifiée, le gain maximum diminuera pour des valeurs croissantes de l'angle de déviation. Il convient aussi d'observer que l'angle de site auquel le rayonnement maximal se situe sera affecté par la valeur de F_R , mais non par l'angle de déviation s . De plus, le rapport entre le lobe principal et le lobe latéral de l'antenne diminue en fonction inverse de la déviation.

4.4 Réseaux de doublets horizontaux groupés verticalement

Les réseaux de doublets horizontaux groupés verticalement (antennes-rideaux) sont réalisés en alignant et/ou en empilant plusieurs doublets demi-onde dans un plan vertical.

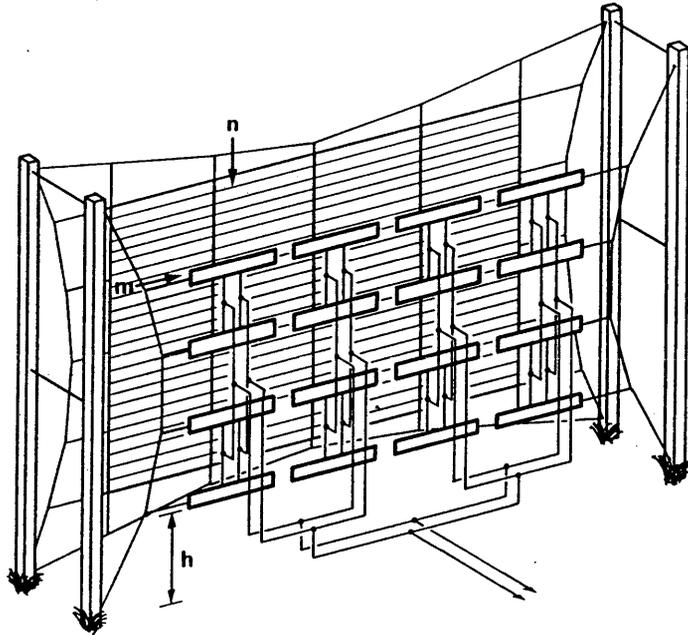
Deux arrangements d'alimentation de base différents sont utilisés:

- doublets alimentés par le centre,
- doublets alimentés en extrémité.

Dans le cas des doublets alimentés par le centre, chaque élément de doublet a son propre point d'alimentation (voir la Fig. 10). Les antennes comptant un nombre de doublets demi-onde égal ou supérieur à deux par rangée (m) peuvent permettre le tir dévié.

FIGURE 10

Réseau de doublets alimentés par le centre avec réflecteur aperiodique



Dans le cas des doublets alimentés en extrémité, deux doublets adjacents ont un point d'alimentation commun connecté à une seule ligne de transmission comme le montre la Fig. 11 pour le cas d'un réflecteur aperiodique. La Fig. 12 concerne un réseau de doublets alimenté en extrémité et avec réflecteur aperiodique. Il n'y a de possibilité de déviation que si le nombre de paires de doublets demi-onde d'une rangée (m) est pair.

FIGURE 11

Réseau de doublets alimentés en extrémité avec réflecteur aperiodique

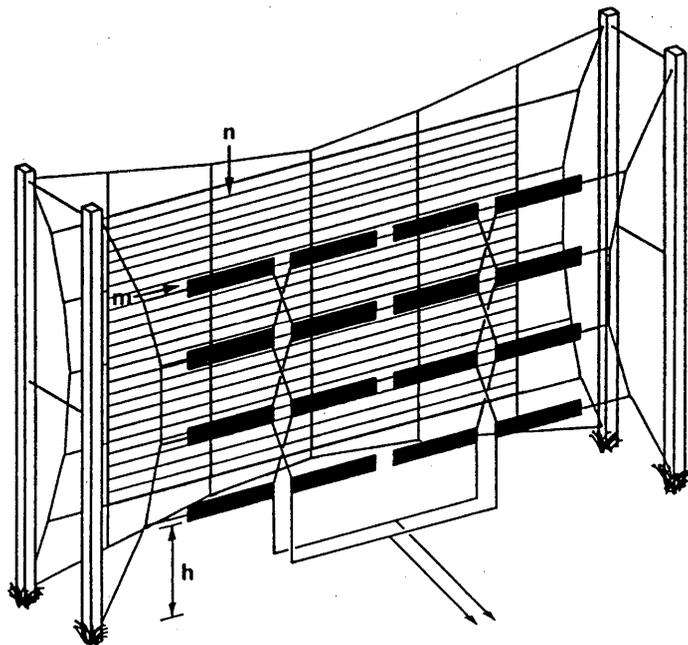
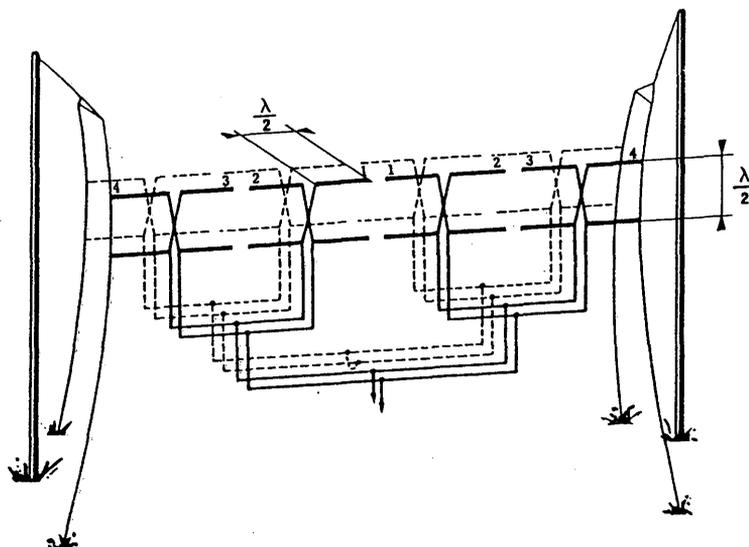


FIGURE 12

Réseau de doublets alimentés en extrémité avec réflecteur accordé



Les antennes-rideaux à éléments alimentés par le centre sont de conception plus moderne et, au prix d'un arrangement d'alimentation moins simple, elles offrent de plus grandes possibilités de déviation que les antennes correspondantes alimentées en extrémité.

Par exemple, le tir d'un réseau de doublets alimentés en extrémité du type HRS $4/n/h$ comprenant quatre points d'alimentation peut être dévié de $\pm 30^\circ$ tout en conservant des niveaux de lobes latéraux acceptables.

Un réseau de doublets alimentés en extrémité HRS $4/n/h$ correspondant ne contient que deux points d'alimentation espacés d'une longueur d'onde environ. Cet espacement et le système d'alimentation connexe, qui établit un déphasage entre les deux moitiés du réseau, entraînent une capacité de déviation pratique d'environ $\pm 15^\circ$ dans le plan azimutal. Une déviation plus importante provoquerait une amplitude peu souhaitable dans les lobes latéraux avec une valeur maximale de gain d'environ 6 dB par rapport à celle du faisceau principal.

Des réseaux de doublets horizontaux groupés verticalement présentent aussi des performances variables en fonction de leurs possibilités de fonctionnement en bandes multiples.

Les premiers types d'antennes-rideaux étaient en fait conçus pour travailler à des fréquences très proches de la fréquence nominale optimale, en sorte qu'on les appelait «antennes à bande unique». Ce type d'antenne, qui est toujours en service, est normalement muni d'un réflecteur à doublet accordé.

Les antennes-rideaux à réflecteur plus modernes sont conçues pour travailler sur deux bandes adjacentes, c'est-à-dire pour des rapports de fréquence compris entre 0,9 et 1,1.

Des gammes de fréquences de travail plus étendues (typiquement pour des rapports de fréquence allant jusqu'à 2:1) sont aujourd'hui possibles grâce à une conception soignée des éléments rayonnants (normalement, des doublets demi-onde à alimentation par le centre). Les antennes multibandes de conception moderne sont généralement équipées d'un réflecteur aperiodique maillé placé à une distance appropriée (de l'ordre de 0,25 longueur d'onde) des éléments actifs.

Le réflecteur à écran peut se composer en général d'une grille de fils horizontaux d'un diamètre allant de 2,7 à 4,7 mm placés à des espacements allant de 25 fils par longueur d'onde à plus de 100 fils par longueur d'onde à la fréquence nominale. Un écran d'au moins 40 fils par longueur d'onde est recommandé pour obtenir un fonctionnement acceptable.

4.5 Réseaux de doublets horizontaux groupés horizontalement (antennes tropicales)

Le rayonnement, essentiellement concentré aux angles de site élevés (jusqu'à 90°) et, dans la plupart des cas, avec des diagrammes de rayonnement en azimut pratiquement circulaires, sont obtenus avec des réseaux de doublets horizontaux disposés sur un plan horizontal situé à une hauteur donnée au-dessus du sol.

Ces antennes, également appelées antennes tropicales, sont fréquemment utilisées pour la radiodiffusion à courte distance dans les zones tropicales et sont formées d'une ou de plusieurs rangées de doublets horizontaux demi-onde disposés au-dessus du sol à une hauteur qui ne dépasse pas 0,5 longueur d'onde.

La déviation du faisceau principal dans le plan x-y peut être obtenue en faisant varier la phase du courant d'alimentation dans les éléments d'une même rangée (sur l'axe des y).

Le diagramme de rayonnement qui en résulte montre une inclinaison plus ou moins marquée du faisceau principal dans le plan x-y, ce qui fournit un effet directif utile pour des couvertures particulières.

4.6 Réseaux équidirectifs de doublets horizontaux

4.6.1 Considérations générales

En radiodiffusion en ondes décamétriques, pour assurer une couverture à faible portée et non directive, il faut généralement faire appel à des antennes équidirectives ou quasi équidirectives.

L'antenne unipolaire verticale (voir le § 7) a un diagramme de rayonnement équidirectif mais présente certaines limitations intrinsèques. Des antennes quadrants ou à doublets croisés permettent d'obtenir des diagrammes quasi équidirectifs en azimut et offrent une meilleure souplesse. Elles sont constituées par des agencements simples de doublets horizontaux dont la hauteur au-dessus du sol détermine l'angle de site correspondant au rayonnement maximal.

Les antennes de ce type sont normalement utilisées dans la partie basse du spectre des ondes décamétriques dans laquelle on assure en général un service de radiodiffusion à faible portée. Une conception soignée des éléments rayonnants permet de réaliser des antennes qui peuvent fonctionner sur deux ou même trois bandes de fréquences adjacentes. Cependant, la forme du diagramme de rayonnement résultant dépend fortement du rapport des fréquences.

4.6.2 Antennes quadrants

La forme la plus simple d'une antenne quadrant est représentée par deux dipôles demi-onde alimentés par une extrémité et disposés à un angle droit comme indiqué à la Fig. 13. Une autre forme d'antenne quadrant parfois rencontrée dans la pratique, est schématiquement montrée à la Fig. 14. Elle comprend quatre éléments placés à angle droit formant un carré et alimentés aux angles opposés.

Les antennes quadrants peuvent également être empilées pour obtenir des diagrammes de rayonnement verticaux plus directionnels et un meilleur gain de directivité.

Pour simplifier, lorsqu'on calculera le diagramme d'une antenne quadrant (voir le § 4.7.5.1), on ne considérera que le cas de l'antenne simple indiqué à la Fig. 13.

FIGURE 13
Antenne quadrant à 2 bras

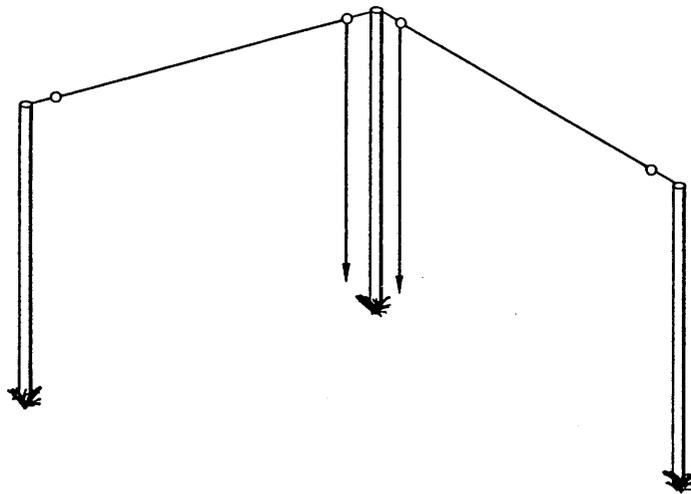
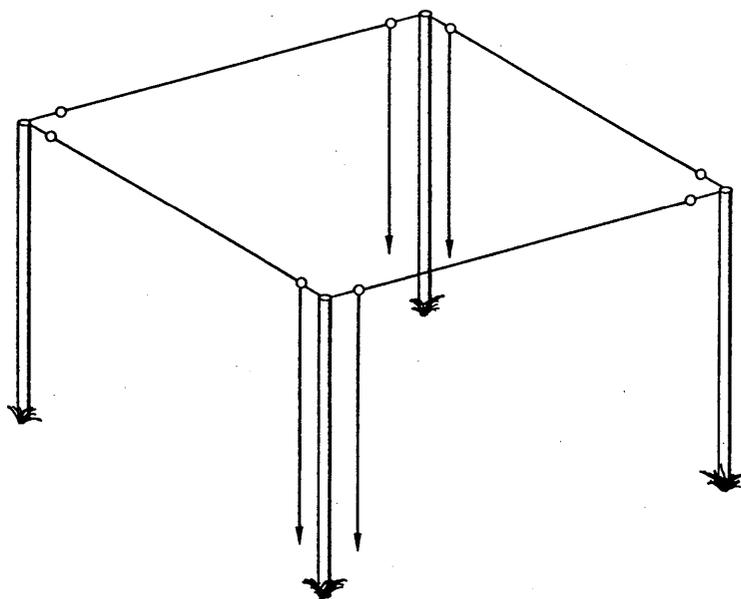


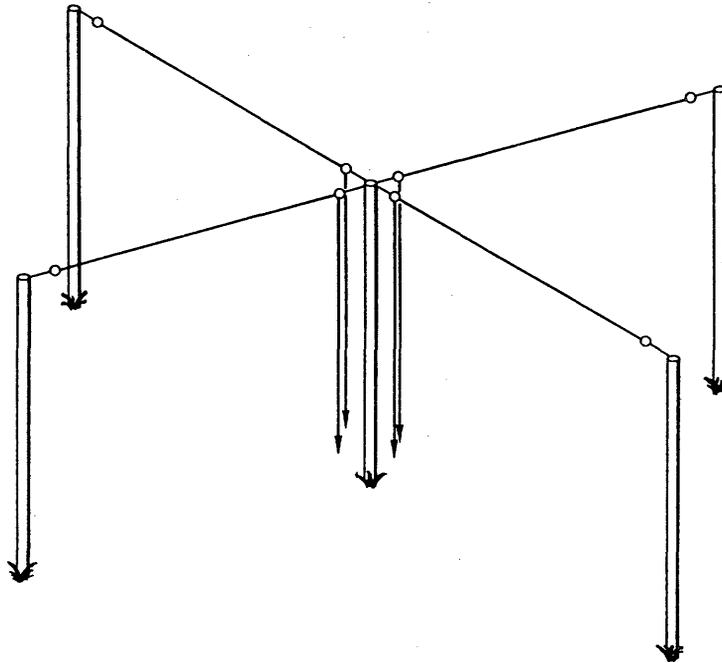
FIGURE 14
Antenne quadrant à 4 bras



4.6.3 Antennes à doublets croisés

Une antenne à doublets croisés consiste en deux doublets demi-onde alimentés par le centre placé à angle droit pour constituer une croix. Le point d'intersection coïncide avec le point d'alimentation de l'élément rayonnant tel qu'indiqué à la Fig. 15.

FIGURE 15
Antenne à doublets croisés



4.7 Calcul du diagramme de réseaux de doublets horizontaux

4.7.1 Considérations générales

Le présent paragraphe décrit la méthode de calcul adoptée dans les programmes informatiques utilisés pour obtenir les diagrammes de rayonnement pour les divers réseaux de doublets horizontaux.

Le réseau de doublets pour ondes décimétriques est étudié dans le système de coordonnées de la Fig. 1 pour les cas suivants:

- réseaux en rideau de doublets demi-onde alimentés par le centre avec écran aperiodique (Fig. 16);
- réseaux en rideau de doublets demi-onde alimentés par le centre avec réflecteur accordé (Fig. 17);
- réseaux en rideau de doublets demi-onde, alimentés en extrémité avec réflecteur accordé (Fig. 18);
- réseaux de doublets demi-onde alimentés par le centre pour la radiodiffusion tropicale (Fig. 19).

FIGURE 16

Réseau de doublets HR 4/4/ alimentés par le centre
avec réflecteur à écran aperiodique

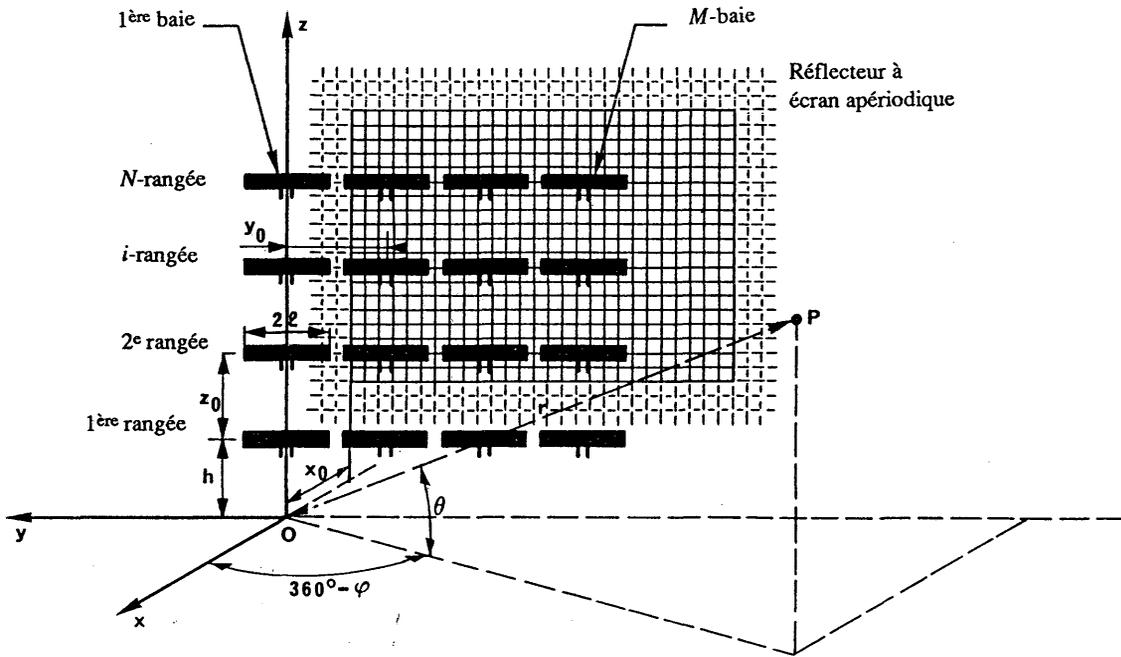


FIGURE 17

Réseau de doublets HR 4/4/ alimentés par le centre
avec réflecteur accordé

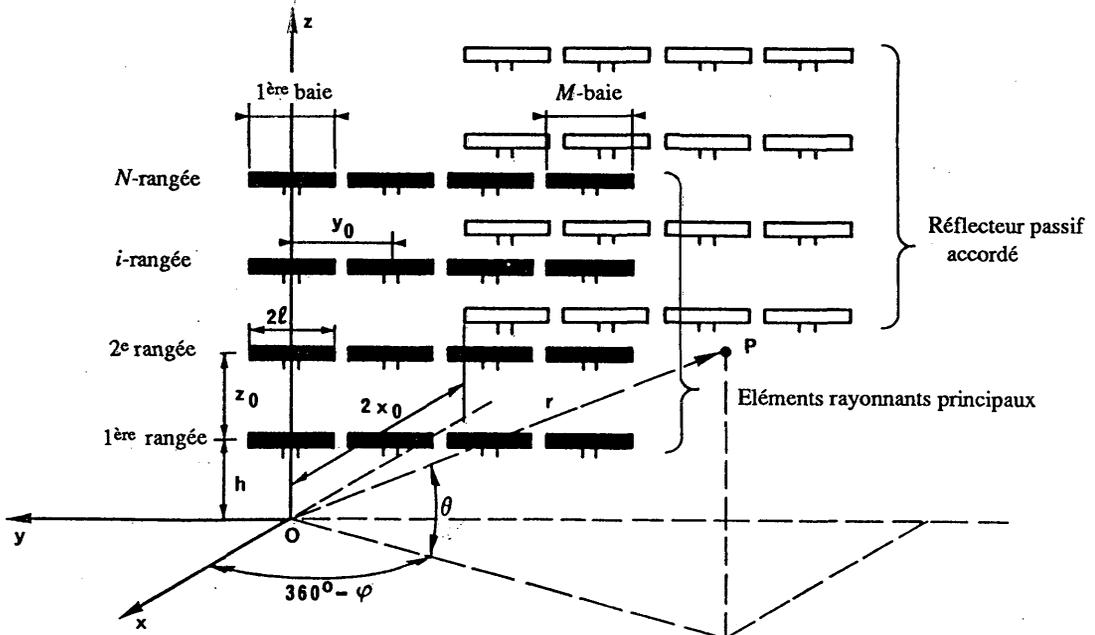


FIGURE 18

Réseau de doublets HR 4/4/ alimentés en extrémité
avec réflecteur accordé

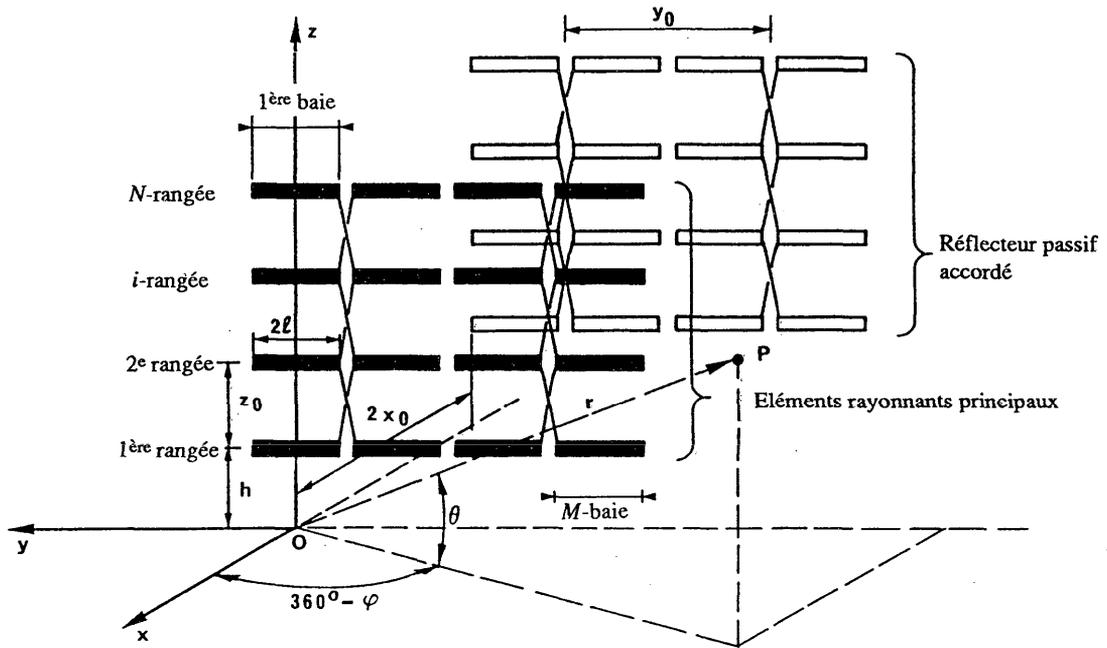
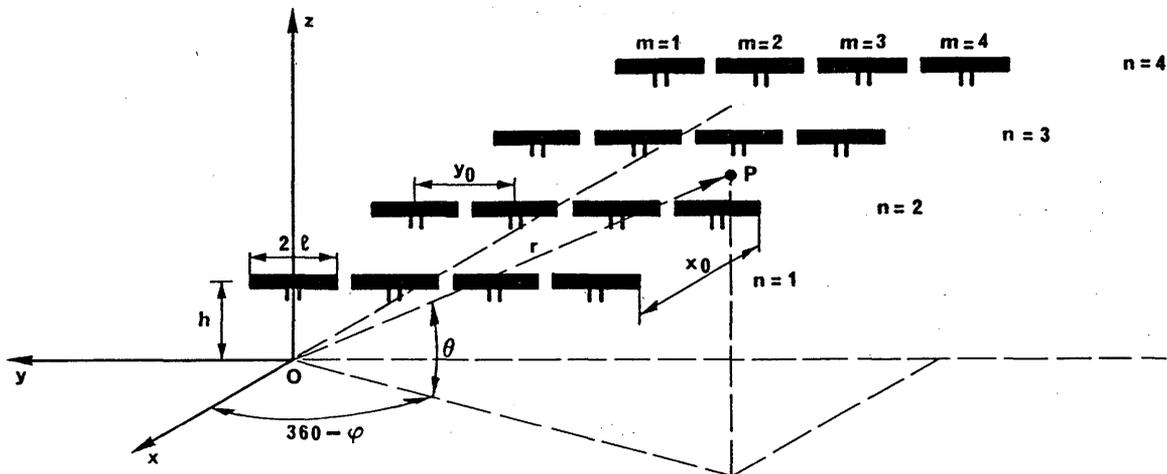


FIGURE 19

Réseau de doublets T 4/4/ alimentés par le centre
pour la radiodiffusion tropicale



Par hypothèse, ces réseaux sont conçus pour une fréquence nominale f_d (longueur d'onde λ_d) et sont exploités à une fréquence f (longueur d'onde λ). Le rapport de fréquence, F_R , est donné par l'expression

$$F_R = f / f_d = \lambda_d / \lambda$$

Le diagramme de rayonnement d'un réseau de doublets sur un sol plat, homogène et imparfaitement conducteur peut être exprimé par la fonction de directivité suivante (voir aussi [CCIR, 1978]):

$$F(\theta, \varphi) = K \cdot f(\theta, \varphi) \cdot S_x \cdot S_y \cdot S_z$$

où:

K : facteur normant pour établir $|F(\theta, \varphi)|_{max} = 1$, c'est-à-dire 0 dB

$f(\theta, \varphi)$: fonction de directivité de l'élément horizontal

S_x : fonction caractéristique du réseau pour la direction des x tenant compte de la présence d'autres éléments ou d'un réflecteur

S_y : fonction caractéristique du réseau pour la direction des y tenant compte de la présence d'autres éléments sur l'axe des y

S_z : facteur de réseau pour la direction des z tenant compte de la présence d'éléments image dus à une terre imparfaite et d'autres éléments sur l'axe des z.

La fonction de directivité, $F(\theta, \varphi)$ est également exprimée sous la forme de la résultante de deux composantes du champ électrique (E_θ et E_φ) en un point éloigné P dans le système de coordonnées de la Fig. 1, c'est-à-dire:

$$F(\theta, \varphi) = K \cdot |E(\theta, \varphi)| = K \cdot \left[|E_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |E_\varphi(\theta, \varphi)|^2 \right]^{1/2}$$

avec:

$$E_\theta(\theta, \varphi) = E_{\theta 1}(\theta, \varphi) \cdot S_x \cdot S_y \cdot S_\theta$$

$$E_\varphi(\theta, \varphi) = E_{\varphi 1}(\theta, \varphi) \cdot S_x \cdot S_y \cdot S_\varphi$$

où $E_{\theta 1}(\theta, \varphi)$ et $E_{\varphi 1}(\theta, \varphi)$ sont les composantes de la fonction de directivité de l'élément horizontal $f(\theta, \varphi)$ et S_θ et S_φ sont les composantes connexes du facteur de réseau S_z .

Dans le cas d'un doublet horizontal ayant la longueur $2l$ à la fréquence nominale, les composantes du champ électrique sont données par les expressions suivantes [Ma, 1974]:

$$E_{\theta 1}(\theta, \varphi) = -j 60 I \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \varphi \sin \theta C_d$$

$$E_{\varphi 1}(\theta, \varphi) = -j 60 I \frac{e^{-jkr}}{r} \cos \varphi C_d$$

où:

I : amplitude du courant dans le doublet

r : distance entre l'origine et le point d'observation

C_d : fonction de distribution du courant de l'élément rayonnant.

Dans l'hypothèse d'une fonction de distribution *sinusoïdale* du courant, on a:

$$C_d = \frac{\cos(kl \sin \varphi \cos \theta) - \cos kl}{1 - \sin^2 \varphi \cos^2 \theta}$$

où $k = 2\pi / \lambda$ (constante de phase).

On donne dans les paragraphes qui suivent, les expressions de la fonction de distribution du courant selon les types de réseaux, y compris la définition de kl .

4.7.1.1 Réseaux de doublets demi-onde alimentés par le centre

Ces réseaux comprennent:

- les réseaux de doublets demi-onde alimentés par le centre avec écran apériodique,
- les réseaux de doublets demi-onde alimentés par le centre avec réflecteur accordé,
- les réseaux de doublets demi-onde alimentés par le centre pour la radiodiffusion tropicale.

Dans ces cas $2l = \lambda_d / 2$ et

$$kl = 2\pi / \lambda \cdot \lambda_d / 4 = F_R \cdot \pi / 2$$

$$C_d = \frac{\cos(F_R \cdot \pi / 2 \cdot \sin \varphi \cos \theta) - \cos(F_R \cdot \pi / 2)}{1 - \sin^2 \varphi \cos^2 \theta}$$

4.7.1.2 Réseaux de doublets demi-onde alimentés en extrémité

Dans ces réseaux $2l = \lambda_d$ et

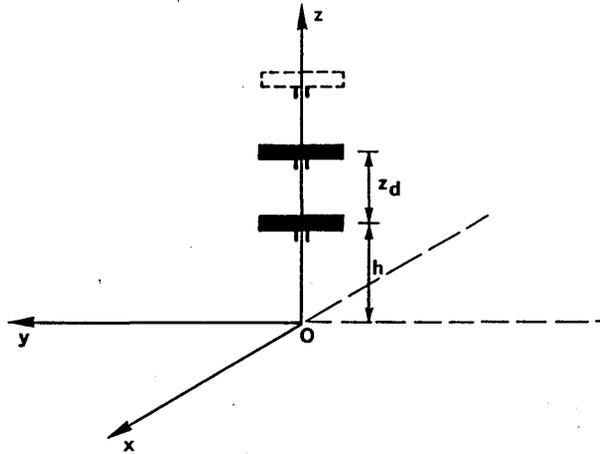
$$kl = F_R \cdot \pi$$

$$C_d = \frac{\cos(F_R \cdot \pi \cdot \sin \varphi \cos \theta) - \cos(F_R \cdot \pi)}{1 - \sin^2 \varphi \cos^2 \theta}$$

4.7.2 Calcul de la fonction caractéristique du réseau S_z

La fonction caractéristique du réseau S_z tient compte de l'effet de l'empilage de n éléments sur l'axe des z , y compris leurs composantes réfléchies par le sol.

FIGURE 20
Empilage d'éléments sur l'axe des z



La fonction caractéristique du réseau S_z a deux composantes S_θ et S_ϕ correspondant aux composantes respectives du champ électrique:

$$S_\theta = \sum_{i=0}^{n-1} e^{j(kh + ikz_d) \sin \theta} \cdot \left[1 - R_v e^{-2j(kh + ikz_d) \sin \theta} \right]$$

$$S_\phi = \sum_{i=0}^{n-1} e^{j(kh + ikz_d) \sin \theta} \cdot \left[1 + R_h e^{-2j(kh + ikz_d) \sin \theta} \right]$$

où:

- z_d : espacement des éléments verticaux
- h : hauteur de l'élément le plus bas au-dessus du sol
- R_v : coefficient de réflexion vertical
- R_h : coefficient de réflexion horizontal.

On donne dans les paragraphes qui suivent les expressions respectives de ces composants de la fonction caractéristique du réseau selon le type de réseau.

4.7.2.1 Réseaux de doublets demi-onde groupés verticalement

Ces réseaux comprennent:

- des réseaux de doublets demi-onde alimentés par le centre avec écran aperiodique,
- des réseaux de doublets demi-onde alimentés par le centre avec réflecteur accordé,
- des réseaux de doublets demi-onde alimentés en extrémité avec réflecteur accordé.

Dans ces cas, on a $z_d = \lambda_d / 2$ et $kh + ikz_d = 2\pi h / \lambda + i\pi F_R$.

Si l'on exprime h en longueurs d'onde à f_d (c'est-à-dire sous la forme: h / λ_d), on a alors:

$$kh + ikz_d = 2\pi F_R h / \lambda_d + i\pi F_R$$

et les composantes S_θ et S_φ sont données par:

$$S_\theta = \sum_{i=0}^{n-1} e^{j\pi F_R (2h/\lambda_d + i) \sin \theta} \cdot \left[1 - R_v e^{-2j\pi F_R (2h/\lambda_d + i) \sin \theta} \right]$$

$$S_\varphi = \sum_{i=0}^{n-1} e^{j\pi F_R (2h/\lambda_d + i) \sin \theta} \cdot \left[1 - R_h e^{-2j\pi F_R (2h/\lambda_d + i) \sin \theta} \right]$$

4.7.2.2 Réseaux de doublets demi-onde pour la radiodiffusion tropicale

Pour ces réseaux, on a $n = 1$ et les formules se simplifient comme suit:

$$S_\theta = e^{j\pi F_R \cdot 2h/\lambda_d \cdot \sin \theta} \cdot \left[1 - R_v e^{-j4\pi F_R \cdot h/\lambda_d \cdot \sin \theta} \right]$$

$$S_\varphi = e^{j\pi F_R \cdot 2h/\lambda_d \cdot \sin \theta} \cdot \left[1 - R_h e^{-j4\pi F_R \cdot h/\lambda_d \cdot \sin \theta} \right]$$

4.7.3 Calcul de la fonction caractéristique du réseau S_y

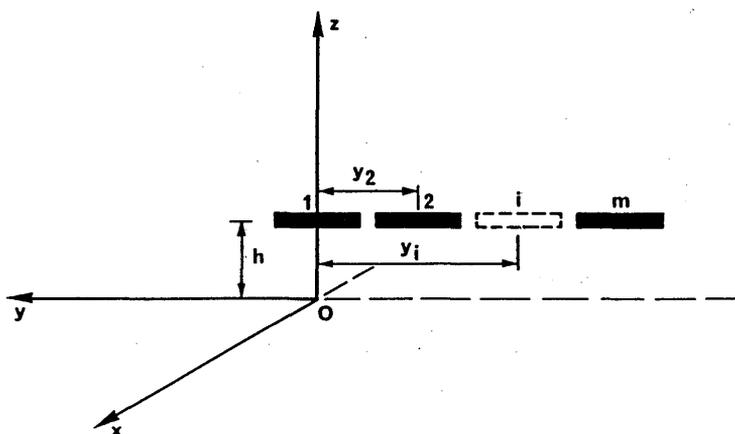
La fonction caractéristique du réseau S_y tient compte de l'effet de m éléments sur l'axe des y (voir la Fig. 21) et peut s'exprimer comme suit [Ma, 1974]:

$$S_y = \sum_{i=1}^m e^{jk y_i \cos \theta (\sin \varphi - \sin s)}$$

où:

- s : angle de déviation
- y_i : distance entre le centre de l'élément i et l'axe des z .

FIGURE 21
Eléments alignés selon l'axe des y



Les expressions de la fonction caractéristique du réseau S_y , en fonction du type de réseau, sont données dans les paragraphes ci-après.

4.7.3.1 Réseaux de doublets demi-onde alimentés par le centre

Pour ces réseaux, on a:

$$k y_i = i 2\pi / \lambda \cdot \lambda_d / 2 = i \pi F_R$$

en sorte que S_y est donné par:

$$S_y = \sum_{i=1}^m e^{j i \pi F_R \cos \theta (\sin \varphi - \sin s)}$$

4.7.3.2 Réseaux de doublets demi-onde alimentés en extrémité

Pour ces réseaux, on a:

$$k y_i = i 2\pi / \lambda \cdot \lambda_d = i 2\pi F_R$$

en sorte que S_y est donné par:

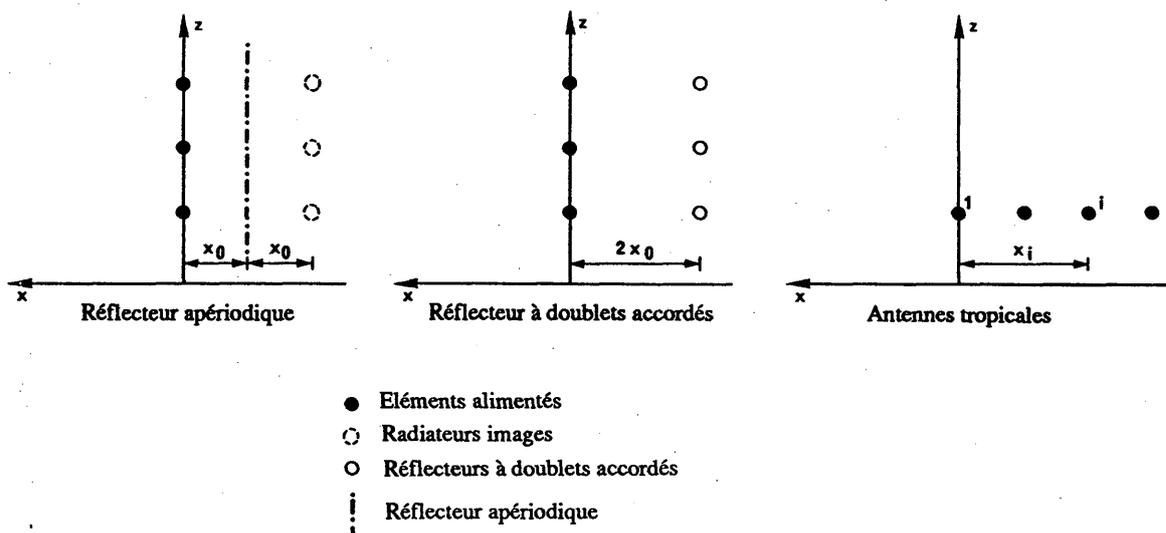
$$S_y = \sum_{i=1}^m e^{j i 2\pi F_R \cos \theta (\sin \varphi - \sin s)}$$

4.7.4 Calcul de la fonction caractéristique du réseau S_x

La fonction S_x tient compte de l'effet de la disposition de n éléments sur l'axe des x dans le cas de réseaux pour la radiodiffusion tropicale et de l'existence d'un réflecteur (doublets accordés ou écran aperiodique) dans les autres cas.

FIGURE 22

Eléments ou éléments image alignés selon l'axe des x



Les expressions de la fonction caractéristique du réseau S_x , en fonction du type du réseau, sont données dans les paragraphes ci-après.

4.7.4.1 Antennes avec réflecteur à écran apériodique

Le rendement de réflecteurs à écran apériodique peut être calculé à l'aide d'un modèle mathématique utilisant le concept d'un «radiateur image» à l'arrière d'un écran infini. Mais on n'obtient ainsi avec une précision suffisante que le diagramme vers l'avant. La grandeur du rayonnement arrière vers l'arrière de l'écran est fonction de l'efficacité de l'écran et de la distance entre le doublet et l'écran réflecteur. Dans le cas d'un écran de dimensions courantes, une partie de l'énergie est également diffractée autour du bord de l'écran. La méthode de calcul du rayonnement arrière utilisée ci-après conserve à la fonction de directivité une allure généralement semblable à celle qui a été calculée pour le diagramme vers l'avant.

Facteur de réflexion d'un écran

Un écran réflecteur composé de conducteurs droits à faible espacement et parallèles aux doublets réfléchit l'essentiel de l'énergie incidente, le reste de l'énergie traversant l'écran.

Le facteur de réflexion de l'écran q_r est défini comme le rapport de l'énergie réfléchie à l'énergie incidente et s'exprime comme suit:

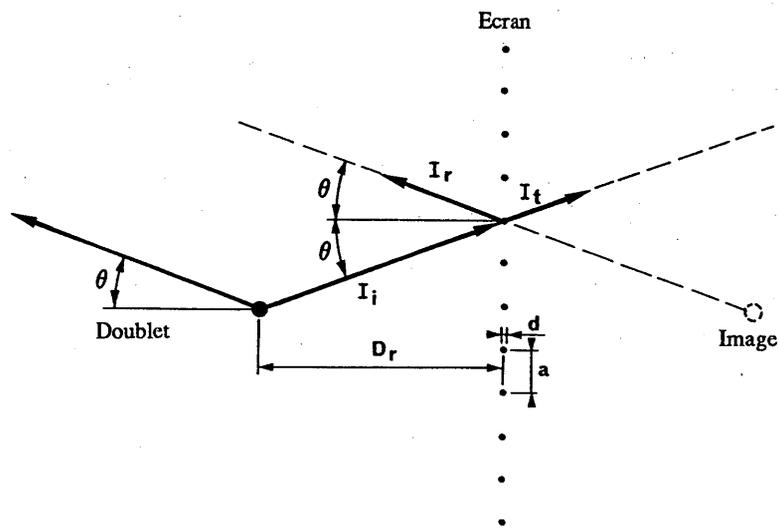
$$q_r = \frac{I_r}{I_i} = 1 - \frac{I_t}{I_i} = 1 - \frac{1}{\left[1 + \frac{1}{\left[\log_e \left(\frac{a}{\pi \cdot d} \right) \cdot \frac{2a}{\lambda} \cos \theta \right]^2} \right]^{1/2}}$$

où:

- d : diamètre des fils (mm)
- a : espacement des fils (m)
- D_r : distance entre le doublet et l'écran réflecteur (m)
- I_i : intensité de l'onde incidente
- I_r : intensité de l'onde réfléchie
- I_t : intensité de l'onde émise
- θ : angle d'incidence (ou de site).

FIGURE 23

Ecran réflecteur apériodique et doublet (vus de l'extrémité)



Le diagramme de rayonnement peut être exprimé par:

$$F(\theta, \varphi) = F_D \cdot S_x$$

où:

F_D : fonction de directivité partielle de l'antenne

S_x : fonction caractéristique du réseau pour la direction des x.

La fonction caractéristique du réseau à l'avant de l'écran peut être exprimée par:

$$S_x = \left[1 + q_r^2 - 2q_r \cos(2 \cdot k \cdot D_r \cdot \cos \varphi \cos \theta) \right]^{1/2}$$

et à l'arrière de l'écran par:

$$S_x = (1 - q_r)$$

Le rapport avant/arrière *FTBR* est alors exprimé comme suit*:

$$FTBR = 20 \log_{10} \frac{\left[F_D \left[1 + q_r^2 - 2q_r \cos(2k D_r \cos \varphi \cos \theta) \right]^{1/2} \right]_{\max}}{[F_D(1 - q_r)]_{\max}}$$

Dans le cas particulier où l'on a:

$$F_R = 1; D_r = \lambda / 4, \varphi = 0^\circ \text{ et } \theta = 0^\circ \text{ (ou } 0^\circ \leq \theta \leq 20^\circ \text{ avec une légère erreur),}$$

le diagramme de rayonnement à l'avant de l'écran devient:

$$F(\theta, \varphi) = F_D \left[1 + q_r^2 - 2q_r \cos \pi \right]^{1/2} = F_D(1 + q_r)$$

et le diagramme de rayonnement à l'arrière de l'écran devient:

$$F(\theta, \varphi) = F_D(1 - q_r)$$

et le rapport avant/arrière est alors exprimé comme suit:

$$FTBR = 20 \log_{10} \frac{F_D(1 + q_r)}{F_D(1 - q_r)} = 20 \log_{10} \frac{1 + q_r}{1 - q_r} \quad (1)$$

Diffraction

L'emploi d'un écran réflecteur aperiodique de dimensions finies entraîne une diffraction autour des bords de l'écran. Dans la plupart des cas, on peut s'attendre à ce qu'il en résulte une diminution du rapport avant/arrière. Cet effet apparaît lié à la proximité des éléments rayonnants par rapport au bord de l'écran.

A l'heure actuelle, cet effet de diffraction n'est pas pris en compte dans le modèle mathématique utilisé. De nouvelles études sont nécessaires avant qu'il ne soit possible de formuler des conclusions.

Ecran de référence

Si les paramètres physiques de l'écran aperiodique (tels que le diamètre et l'espacement des fils et la distance entre le doublet et l'écran réflecteur) ne sont pas connus, les calculs aux fins de la planification peuvent être exécutés en appliquant les valeurs de référence suivantes (voir le § 4.4):

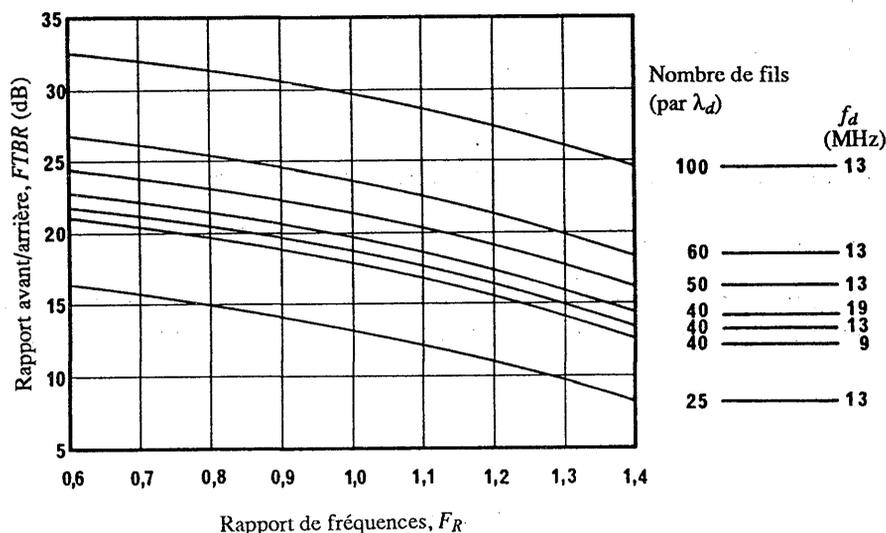
- diamètre des fils $d = 3 \text{ mm}$,
- espacement des fils $\lambda / 40$ (à la fréquence nominale),
- distance entre le doublet et l'écran réflecteur, $D_r = 0,25 \lambda$ (à la fréquence nominale).

* Le rapport avant/arrière *FTBR*, se définit comme le rapport de la valeur maximale du diagramme de rayonnement vers l'avant à la valeur maximale du diagramme de rayonnement vers l'arrière.

Variation du rapport avant/arrière en fonction des paramètres de l'écran aperiodique et du rapport de fréquence

La Fig. 24 ci-dessous montre, pour des valeurs données de l'espacement des fils (à la fréquence nominale), les variations du FTBR en fonction du rapport de fréquence F_R et de la fréquence nominale f_d , le calcul ayant été effectué avec la formule (1).

FIGURE 24
Rapport avant/arrière (FTBR) en fonction du nombre de fils par longueur d'onde (à la fréquence nominale f_d) et du rapport de fréquence F_R



4.7.4.2 Antennes avec réflecteur accordé

Ces antennes comprennent:

- les réseaux de doublets alimentés par le centre,
- les réseaux de doublets alimentés en extrémité.

Dans ces cas, l'expression du facteur de réseau S_x sur l'axe des x est donnée par [Jasik, 1950; Aizenberg, 1948]:

$$S_x = [1 + q^2 + 2q \cos(A - 2x_0 k \cos \phi \cos \theta)]^{1/2}$$

où:

- q : rapport entre le courant dans le réflecteur et dans l'élément alimenté
- A : angle de phase relatif du courant dans le réflecteur par rapport au courant dans l'élément alimenté
- $2x_0$: distance entre éléments alimentés et réflecteur.

Les valeurs $q = 0,7$, $A = \pi/2$ et $2x_0 k = \pi/2$, sont généralement utilisées pour ces antennes.

4.7.4.3 Réseaux de doublets alimentés par le centre pour la radiodiffusion tropicale

Pour ces réseaux, le facteur de réseau est exprimé par:

$$S_x = \sum_{i=0}^{n-1} e^{-j k x_i \cos \phi \cos \theta}$$

où:

x_i : distance entre le centre de l'élément i et l'axe des z .

Cette distance est donnée par:

$$x_i = i \lambda_d / 2$$

en sorte que

$$k x_i = i 2\pi / \lambda \cdot \lambda_d / 2 = i \pi F_R$$

en conséquence:

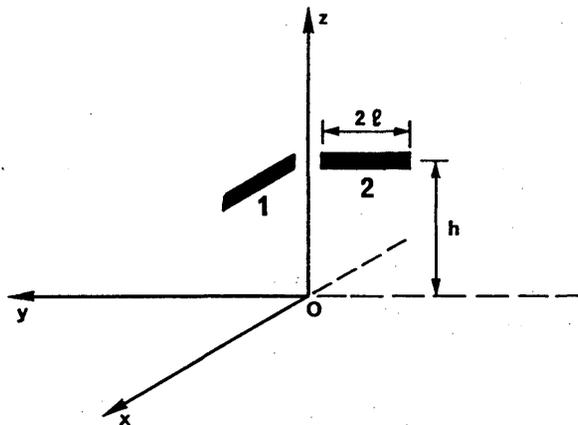
$$S_x = \sum_{i=0}^{n-1} e^{-j i \pi F_R \cos \varphi \cos \theta}$$

4.7.5 Calcul des diagrammes des réseaux équidirectifs de doublets horizontaux

4.7.5.1 Antennes quadrants

L'antenne quadrant est représentée schématiquement sur la Fig. 25 dans le système de coordonnées de la Fig. 1. Le champ total rayonné par le réseau résulte du champ rayonné par chaque doublet de longueur $2\ell = \lambda_d / 2$ à la fréquence nominale.

FIGURE 25
Antenne quadrant



Etant donné le doublet N° 1 aligné selon l'axe des x à la hauteur h , les composantes du champ électrique sont exprimées par les formules suivantes:

$$E_{1\theta}(\theta, \varphi) = -j 60 I \frac{e^{-jkr}}{r} \cos \varphi \sin \theta C_d e^{j\Delta x} S_\theta$$

$$E_{1\varphi}(\theta, \varphi) = -j 60 I \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \varphi C_d e^{j\Delta x} S_\varphi$$

où C_d est la fonction de distribution du courant de l'élément rayonnant. En admettant une fonction de distribution *sinusoïdale* du courant:

$$C_d = \frac{\cos(F_R \cdot \pi/2 \cdot \cos \varphi \cos \theta) - \cos(F_R \cdot \pi/2)}{1 - \cos^2 \varphi \cos^2 \theta}$$

Le terme $e^{j\Delta x}$ tient compte du déplacement de phase correspondant à la distance horizontale à partir de l'origine du centre du doublet. Il s'exprime ainsi:

$$e^{j\Delta x} = e^{-jk\ell \cos \theta \cos \varphi}$$

Les fonctions caractéristiques du réseau s'expriment ainsi:

$$S_\theta = e^{j\pi F_R \cdot 2h/\lambda_d \cdot \sin \theta} \cdot \left[1 - R_v e^{-j4\pi F_R \cdot h/\lambda_d \cdot \sin \theta} \right]$$

$$S_\varphi = e^{j\pi F_R \cdot 2h/\lambda_d \cdot \sin \theta} \cdot \left[1 + R_h e^{-j4\pi F_R \cdot h/\lambda_d \cdot \sin \theta} \right]$$

S'agissant du doublet N° 2 aligné selon l'axe des y à la hauteur h , les composantes du champ électrique s'expriment ainsi:

$$E_{2\theta}(\theta, \varphi) = -j60 I \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \varphi \sin \theta C_d e^{j\Delta y} S_\theta$$

$$E_{2\varphi}(\theta, \varphi) = -j60 I \frac{e^{-jkr}}{r} \cos \varphi C_d e^{j\Delta y} S_\varphi$$

La fonction de distribution du courant s'exprime à présent ainsi:

$$C_d = \frac{\cos(F_R \cdot \pi/2 \cdot \sin \varphi \cos \theta) - \cos(F_R \cdot \pi/2)}{1 - \sin^2 \varphi \cos^2 \theta}$$

Le terme $e^{j\Delta y}$ tient compte du déplacement de phase correspondant à la distance horizontale à partir de l'origine du centre du doublet. Il s'exprime ainsi:

$$e^{j\Delta y} = e^{-jk\ell \cos \theta \sin \varphi}$$

Les fonctions caractéristiques du réseau s'expriment de la même manière que pour le doublet N° 1.

Le champ total rayonné par le réseau est:

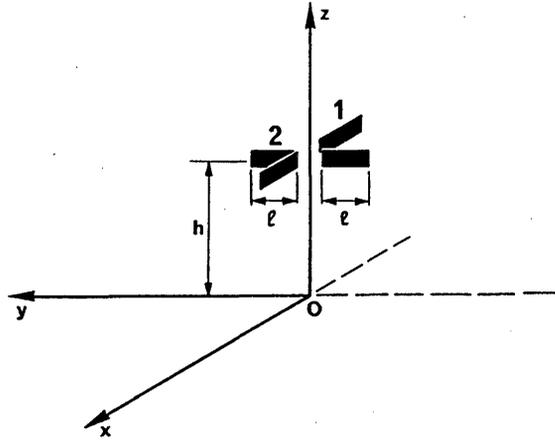
$$|E(\theta, \varphi)| = \left[|E_{1\theta}(\theta, \varphi) + E_{2\theta}(\theta, \varphi)|^2 + |E_{1\varphi}(\theta, \varphi) + E_{2\varphi}(\theta, \varphi)|^2 \right]^{1/2}$$

4.7.5.2 Antennes à doublets croisés

L'antenne à doublets croisés est représentée schématiquement sur la Fig. 26, dans le système de coordonnées de la Fig. 1. Le champ total rayonné par le réseau résulte du champ rayonné par chaque doublet de longueur $2\ell = \lambda_d/2$ à la fréquence nominale.

FIGURE 26

Antenne à doublets croisés



En ce qui concerne le doublet N° 1 aligné selon l'axe des x à la hauteur h , les composantes du champ électrique s'expriment ainsi:

$$E_{1\theta}(\theta, \varphi) = -j 60 I \frac{e^{-jkr}}{r} \cos \varphi \sin \theta C_d S_\theta$$

$$E_{1\varphi}(\theta, \varphi) = j 60 I \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \varphi C_d S_\varphi$$

où C_d est la fonction de distribution du courant de l'élément rayonnant. En supposant une fonction de distribution du courant *sinusoïdale*:

$$C_d = \frac{\cos(F_R \cdot \pi/2 \cdot \cos \varphi \cos \theta) - \cos(F_R \cdot \pi/2)}{1 - \cos^2 \varphi \cos^2 \theta}$$

Les fonctions caractéristiques du réseau s'expriment ainsi:

$$S_\theta = e^{j\pi F_R \cdot 2h/\lambda_d \cdot \sin \theta} \cdot \left[1 - R_v e^{-j4\pi F_R \cdot h/\lambda_d \cdot \sin \theta} \right]$$

$$S_\varphi = e^{j\pi F_R \cdot 2h/\lambda_d \cdot \sin \theta} \cdot \left[1 + R_h e^{-j4\pi F_R \cdot h/\lambda_d \cdot \sin \theta} \right]$$

S'agissant du doublet N° 2 aligné selon l'axe des y à la hauteur h , les composantes du champ électrique s'expriment ainsi:

$$E_{2\theta}(\theta, \varphi) = -j 60 I \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \varphi \sin \theta C_d S_\theta$$

$$E_{2\varphi}(\theta, \varphi) = -j 60 I \frac{e^{-jkr}}{r} \cos \varphi C_d S_\varphi$$

la fonction de distribution du courant s'exprime à présent ainsi:

$$C_d = \frac{\cos(F_R \cdot \pi/2 \cdot \sin \varphi \cos \theta) - \cos(F_R \cdot \pi/2)}{1 - \sin^2 \varphi \cos^2 \theta}$$

Les fonctions caractéristiques du réseau s'expriment de la même manière que pour le doublet N° 1.

Le champ total rayonné par le réseau est en conséquence:

$$|E(\theta, \varphi)| = \left[|E_{1\theta}(\theta, \varphi) + E_{2\theta}(\theta, \varphi)|^2 + |E_{1\varphi}(\theta, \varphi) + E_{2\varphi}(\theta, \varphi)|^2 \right]^{1/2}$$

5. Antennes log-périodiques

5.1 Considérations générales

Les réseaux de doublets apériodiques sont des réseaux linéaires dégressifs d'éléments de doublets de longueur variable qui fonctionnent sur une large gamme de fréquences. Le fonctionnement à large bande est réalisé en admettant que différents groupes d'éléments rayonnent à des fréquences différentes. L'espacement entre les éléments est proportionnel à leur longueur et le système est alimenté au moyen d'une ligne de transmission. Selon la variation du rapport de fréquence, les éléments qui se trouvent à la fréquence de résonance ou à son voisinage couplent l'énergie en provenance de la ligne de transmission. Le diagramme de rayonnement qui en résulte est directif et présente une caractéristique de rayonnement à peu près constante sur toute la gamme des fréquences de travail.

5.2 Désignation des antennes log-périodiques

5.2.1 Antennes log-périodiques horizontales

Désignation du type: LPH $N / L / h_1 / h_N / \ell_1 / \ell_N / Z$

où:

LPH : antenne log-périodique horizontale

N : nombre d'éléments

L : distance entre les centres de l'élément le plus court et de l'élément le plus long (m)

h_1 : hauteur de l'élément le plus court (m)

h_N : hauteur de l'élément le plus long (m)

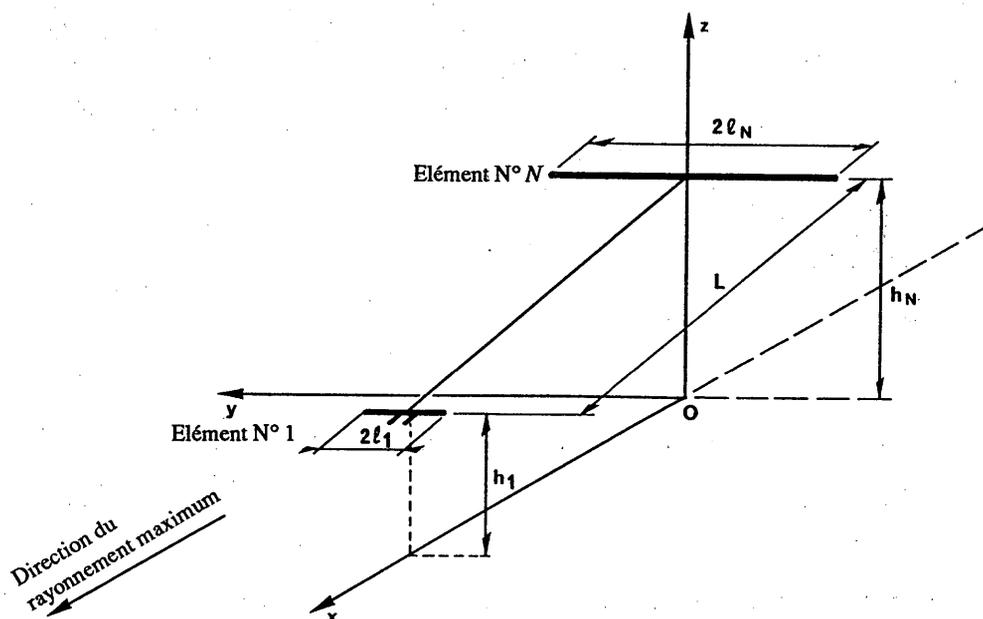
ℓ_1 : demi-longueur de l'élément le plus court (m)

ℓ_N : demi-longueur de l'élément le plus long (m)

Z : impédance de la ligne d'alimentation interne de l'antenne (Ω).

FIGURE 27

Désignation des antennes log-périodiques horizontales



5.2.2 Antennes log-périodiques verticales

Désignation du type: LPV $N / L / h_1 / h_N / l_1 / l_N / Z$

où:

LPV : antenne log-périodique verticale

N : nombre d'éléments

L : distance entre les centres de l'élément le plus court et de l'élément le plus long (m)

h_1 : hauteur de l'élément le plus court (m)

h_N : hauteur de l'élément le plus long (m)

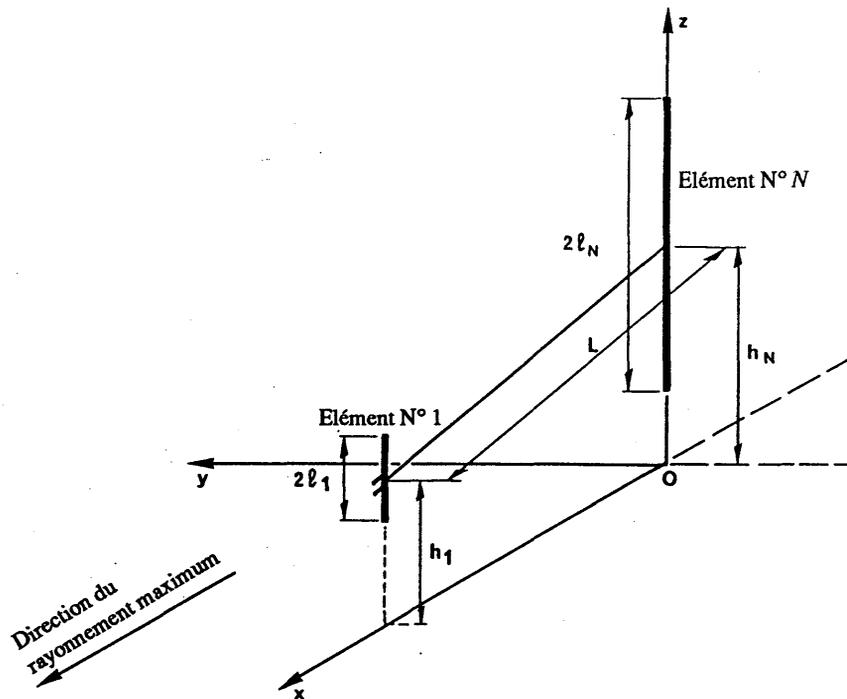
l_1 : demi-longueur de l'élément le plus court (m)

l_N : demi-longueur de l'élément le plus long (m)

Z : impédance de la ligne d'alimentation interne de l'antenne (Ω).

FIGURE 28

Désignation des antennes log-périodiques verticales



5.3 Calcul des diagrammes d'antennes log-périodiques horizontales

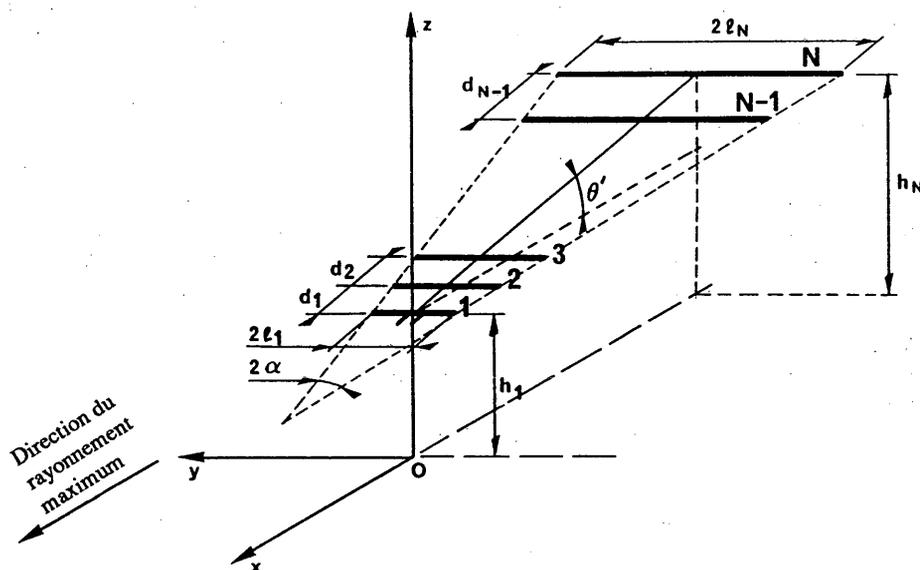
La Fig. 29 représente un réseau constitué d'éléments de doublets dont la longueur l et l'espacement d sont liés au rapport de conception τ .

Chacun des paramètres géométriques d'un réseau log-périodique est indiqué sur la Fig. 29. Les éléments sont espacés au sein d'un triangle conformément au rapport de conception τ qui est donné par le rapport des longueurs des éléments, soit:

$$\tau = l_i / l_{i+1} \quad (2)$$

FIGURE 29

Réseau log-périodique horizontal



Théoriquement, c'est aussi le rapport des rayons des doublets, bien que cela ne soit pas normalement constaté dans la pratique. Le facteur d'espacement est:

$$\sigma = d_i / 4 l_{i+1} = 0,25 (l - \tau) / \text{tg } \alpha \quad (3)$$

où:

d_i : distance du ième doublet par rapport à l'apex

α : demi-angle apex.

Le nombre d'éléments est essentiellement déterminé par le rapport de conception τ . A mesure que τ augmente, le nombre d'éléments augmente lui aussi. Les dimensions de l'antenne sont avant tout déterminées par le facteur d'espacement σ . La longueur de la perche augmente en fonction de l'augmentation de σ .

Le réseau est alimenté en polarités alternées, c'est-à-dire que des doublets adjacents sont connectés en «inversion de phase» par une ligne de transmission d'impédance Z_0 . La hauteur du premier (le plus bas et le plus court) doublet est h_1 . Les hauteurs des autres doublets sont:

$$h_i = h_1 + x_i \text{tg } \theta' \quad (4)$$

où θ' est l'angle de site de l'axe du réseau (et coïncide avec sa flèche).

L'angle ψ entre les doublets de l'antenne et la direction du point d'observation $P(r, \theta, \varphi)$ est donné par la formule:

$$\cos \psi = \cos \theta \cos \varphi \quad (5)$$

L'angle ψ_a entre l'axe de l'antenne et la direction du point d'observation est:

$$\cos \psi_a = - \cos \theta \cos \theta' \cos \varphi + \sin \theta \sin \theta' \quad (6)$$

La distance entre le centre du ième doublet et le point d'observation dans les conditions de l'espace lointain est donnée par:

$$r_i = r_1 + \cos \psi_a / \cos \theta' \quad (7)$$

Ces relations sont utilisées dans le calcul du diagramme.

5.3.1 Théorie fondamentale

Dans un réseau log-périodique de doublets horizontaux ou verticaux, l'énergie RF à une fréquence donnée progresse dans la ligne d'alimentation jusqu'au moment où elle atteint une région (région active) où les longueurs électriques et les relations de phase sont telles qu'elles produisent un rayonnement en direction des éléments de l'extrémité courte dont la longueur est inférieure à $\lambda/2$. En raison de la connexion à alimentation croisée, les champs produits en avant de cette région (ceux qui correspondent à la région d'émission) s'annulent. La région qui reste à l'extrémité longue (la région de réflexion) n'a que peu d'effet puisqu'une puissance très faible va au-delà de la région active.

Dans l'hypothèse d'une structure sans perte, le comportement de ces trois régions peut être décrit à l'aide de la théorie de la ligne d'émission. La région d'émission (extrémité courte) se comporte comme une ligne de transmission d'alimentation chargée par une réactance capacitive, la région active comme une capacité parallèle à une résistance et la région de réflexion comme une inductance de shunt. L'effet global est celui d'un réseau filtrant.

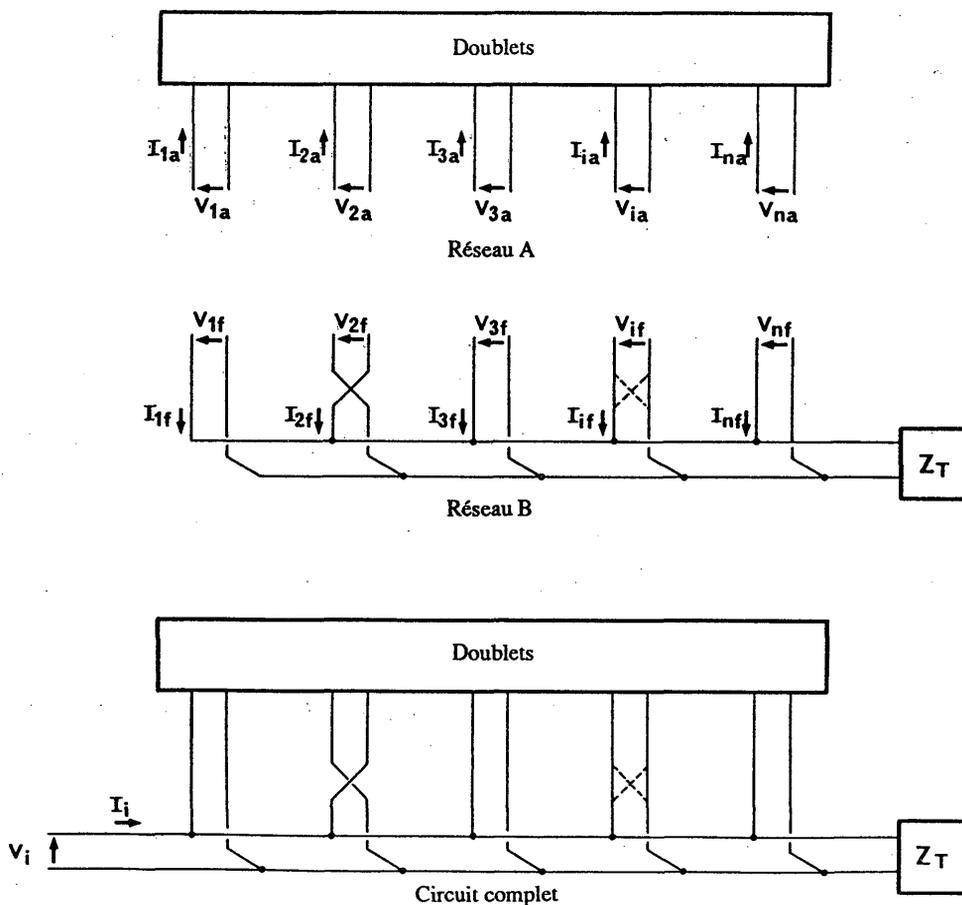
Lorsque l'antenne est placée au-dessus d'un sol plan, l'axe du réseau est basculé en sorte que les doublets sont à une hauteur électrique constante au-dessus du sol. Dans le plan azimutal, le diagramme du faisceau principal dans la plage des fréquences de l'antenne est similaire à celui d'un doublet demi-onde à une hauteur d'un quart d'onde au-dessus du sol. L'analyse de la structure d'une antenne log-périodique est généralement effectuée en divisant le problème en deux parties:

- le problème (du circuit) intérieur, qui traite de l'interaction des courants, tensions, etc. dans le système d'antenne proprement dit,
- le problème (du rayonnement) extérieur qui traite de l'interaction de l'antenne avec le milieu de propagation.

Le premier de ces problèmes peut être exprimé sous la forme d'un problème de matrice. La base de la méthode de calcul a été décrite par Carrel [1961], l'ensemble du réseau étant représenté par les réseaux A et B ainsi que le montre la Fig. 30.

FIGURE 30

Schéma de principe d'un réseau d'antenne



Le réseau A se compose d'éléments rayonnants parallèles dont les tensions et les courants d'alimentation peuvent être exprimés sous forme d'auto-impédance et d'impédance mutuelle:

$$[V_a] = [Z_a] \cdot [I_a] \quad \text{ou} \quad [I_a] = [Z_a]^{-1} \cdot [V_a] \quad (8)$$

où:

I_a : matrice 1 sur N des courants d'alimentation à la base

V_a : matrice 1 sur N des tensions de base respectives

N_a : nombre de doublets

Z_a : matrice N sur N en circuit ouvert des impédances.

Les éléments de matrice sur la diagonale principale de $[Z_a]$ représentent l'auto-impédance des doublets; les éléments extérieurs à la diagonale représentent les impédances mutuelles entre doublets indiqués par les indices.

De façon analogue, les relations courant-tension correspondant au circuit de ligne d'alimentation de la Fig. 30 peuvent être données au moyen de l'expression:

$$[I_f] = [Y_f] \cdot [V_f] = [Y_f] \cdot [V_a] \quad (9)$$

où I_f et V_f sont respectivement la matrice 1 sur N des courants d'alimentation et des tensions de réponse pour chaque section de la ligne d'émission qui constitue un circuit d'alimentation complet, tandis que $[Y_f]$ est l'admittance N sur N en court-circuit de la ligne d'alimentation. Les éléments de $[Y_f]$ dépendent de la longueur de la ligne de transmission dans chaque section et l'admittance caractéristique Y_0 , dont la valeur est connue une fois qu'un choix est fait ou qu'une conception de ligne de transmission est choisie.

La solution analytique du problème est obtenue tout d'abord en calculant la matrice du courant total à l'entrée $[I]$ en ajoutant les équations (8) et (9):

$$\begin{aligned} [I] &= [I_a] + [I_f] = [I_a] + [Y_f] \cdot [V_a] \\ &= [I_a] + [Y_f] \cdot [Z_a] \cdot [I_a] \\ &= ([U] + [Y_f] \cdot [Z_a]) \cdot [I_a] \end{aligned} \quad (10)$$

où $[U]$ est la matrice unité N sur N .

Les éléments de $[I]$ représentent les courants d'entrée à chaque nœud (bases des doublets) où l'antenne et les circuits d'alimentation sont combinés. Dans chaque cas concret, tous les éléments de matrice de $[I]$ ont la valeur zéro à l'exception de I_1 , qui est la seule source de courant (à la base du doublet le plus court) pour la totalité du réseau. Sans que la généralité en soit diminuée, on peut admettre que $I_1 = 1$, en sorte que les courants de base $[I_a]$ des doublets peuvent être déterminés à partir de l'équation (10) par inversion de matrice:

$$[I_a] = ([U] + [Y_f] \cdot [Z_a])^{-1} \cdot [I] = ([U] + [Y_f] \cdot [Z_a])^{-1} \cdot [1 \ 0 \ \dots \ 0]^t \quad (11)$$

Si l'on se réfère à la Fig. 30, la distribution (sinusoïdale) du courant sur le doublet générique peut être exprimée par [Ma, 1974]:

$$\begin{aligned} I_i(x) &= I_{mi} [\sin k(l_i - |x|)] \quad \text{pour } k l_i < \pi/2 \\ I_i(x) &= I_{mi} [\sin k(|x|) - 1] \quad \text{pour } k l_i = \pi/2 \end{aligned} \quad (12)$$

où il convient d'observer que $I_i(0) = I_{ai}$, I_{ai} ayant la valeur calculée au moyen de l'équation (11).

Le diagramme de rayonnement du réseau horizontal log-périodique sur sol homogène plat et imparfaitement conducteur peut être exprimé au moyen de la fonction de directivité normée suivante:

$$F(\theta, \varphi) = K \cdot f(\theta, \varphi) \cdot S_\theta \cdot S_\varphi$$

où:

K : facteur normant pour établir $|F(\theta, \varphi)|_{max} = 1$, c'est-à-dire 0 dB

$f(\theta, \varphi)$: fonction de diagramme d'élément horizontal

S_θ : fonction caractéristique du réseau pour la direction θ

S_φ : fonction caractéristique du réseau pour la direction φ

La fonction de directivité est aussi exprimée sous la forme (voir le § 4.7.1):

$$F(\theta, \varphi) = K \cdot |E(\theta, \varphi)| = K \cdot \left[|E_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |E_\varphi(\theta, \varphi)|^2 \right]^{1/2}$$

avec

$$E_\theta(\theta, \varphi) = j 60 \frac{e^{-jk r}}{r} \sin \theta \sin \varphi S_\theta$$

et

$$E_\varphi(\theta, \varphi) = -j 60 \frac{e^{-jk r}}{r} \cos \varphi S_\varphi$$

ou, en négligeant le terme dépendant de la distance (non nécessaire pour la détermination du diagramme de rayonnement):

$$E_\theta(\theta, \varphi) = |S_\theta| \sin \theta \sin \varphi$$

$$E_\varphi(\theta, \varphi) = -|S_\varphi| \cos \varphi$$

si l'on tient compte de (4), (5), (6) et (7), les fonctions caractéristiques du réseau peuvent être écrites sous la forme:

$$\begin{aligned} S_\theta &= \sum_{i=1}^{Na} I_{mi} e^{j k x_i \cos \psi_a / \cos \theta} \cdot \left(1 - R_v e^{-2j k h_i \sin \theta} \right) \cdot F_i \\ S_\varphi &= \sum_{i=1}^{Na} I_{mi} e^{j k x_i \cos \psi_a / \cos \theta} \cdot \left(1 + R_h e^{-2j k h_i \sin \theta} \right) \cdot F_i \end{aligned} \quad (13)$$

où F_i est la fonction de rayonnement du i ème doublet exprimée sous la forme:

$$F_i = \frac{\cos(k l_i \cos \theta \cos \theta') - \cos(k l_i)}{1 - \cos^2 \theta \cos^2 \theta'}$$

5.3.2 Méthode de calcul

En se fondant sur les formules ci-dessus, le calcul du diagramme de rayonnement est plus compliqué que dans le cas de doublets horizontaux. En fait, le courant d'entrée de chaque doublet n'a pas une valeur fixe mais il devrait être établi fréquence par fréquence au moyen d'une matrice d'inversion. Cette complication peut conduire à un codage de programme informatique lourd et, partant, à certaines difficultés pour intégrer les programmes de calcul en temps réel dans un système de planification plus général.

De plus, il convient d'observer que, même dans le cas d'un calcul exact fondé sur les algorithmes ci-dessus, certains écarts sont inévitables entre le diagramme calculé et la réalité. Ces écarts peuvent être plus importants que dans le cas du doublet horizontal puisque le rapport des longueurs τ (voir l'équation (2)) est théoriquement aussi le rapport des rayons des doublets, en sorte que la dimension transversale de l'élément rayonnant joue aussi un rôle dans le rendement global.

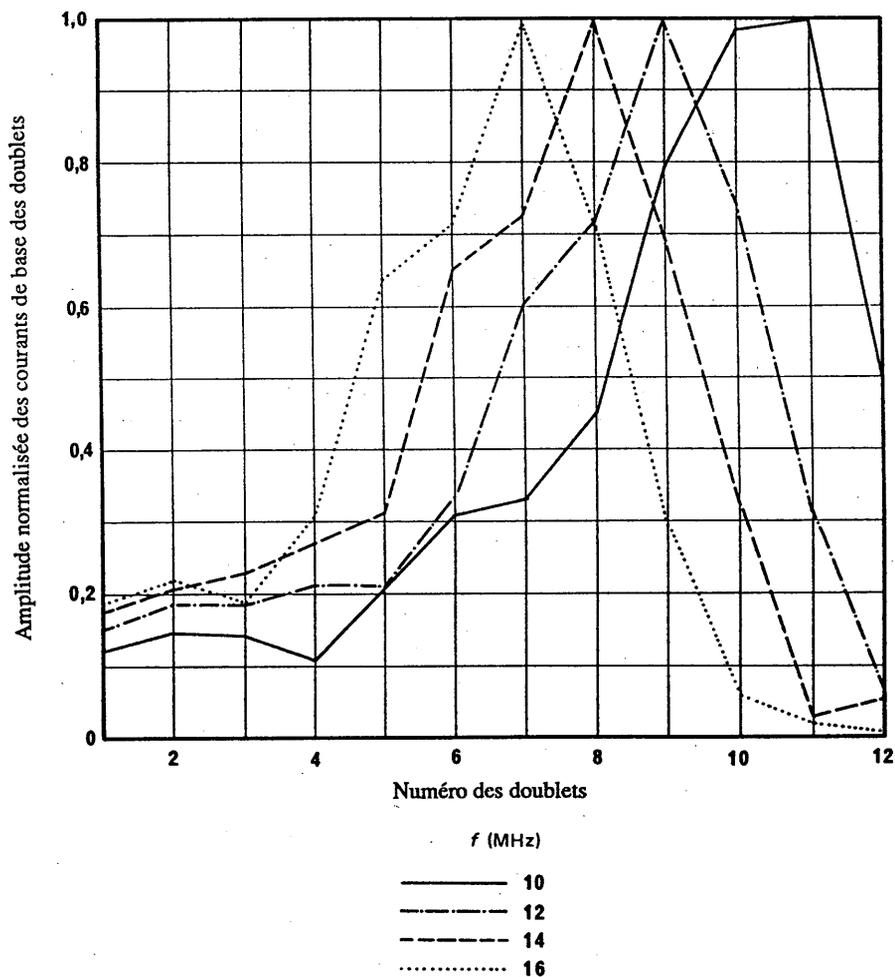
Etant donné qu'un écart plus ou moins prononcé doit être accepté, et si l'on tient aussi compte du contexte de planification dans lequel les résultats doivent être appliqués, une solution approchée (mais plus simple et plus rapide) du problème intérieur sera décrite au point ci-dessous selon les suggestions de [Lloyd, 1983].

5.3.2.1 *Solution approchée du problème intérieur*

La distribution des courants de base du doublet en amplitude et en phase dans le cas d'un réseau log-périodique typique bien conçu a été mesurée et calculée. Des exemples de distribution en amplitude et en phase ont été calculés par [Ma, 1974] en fonction de la position du doublet, comme le montrent les Fig. 31 et 32 pour une antenne donnée.

FIGURE 31

Amplitude normalisée des courants de base des doublets d'un réseau log-périodique en espace libre en fonction de la position des doublets et de la fréquence

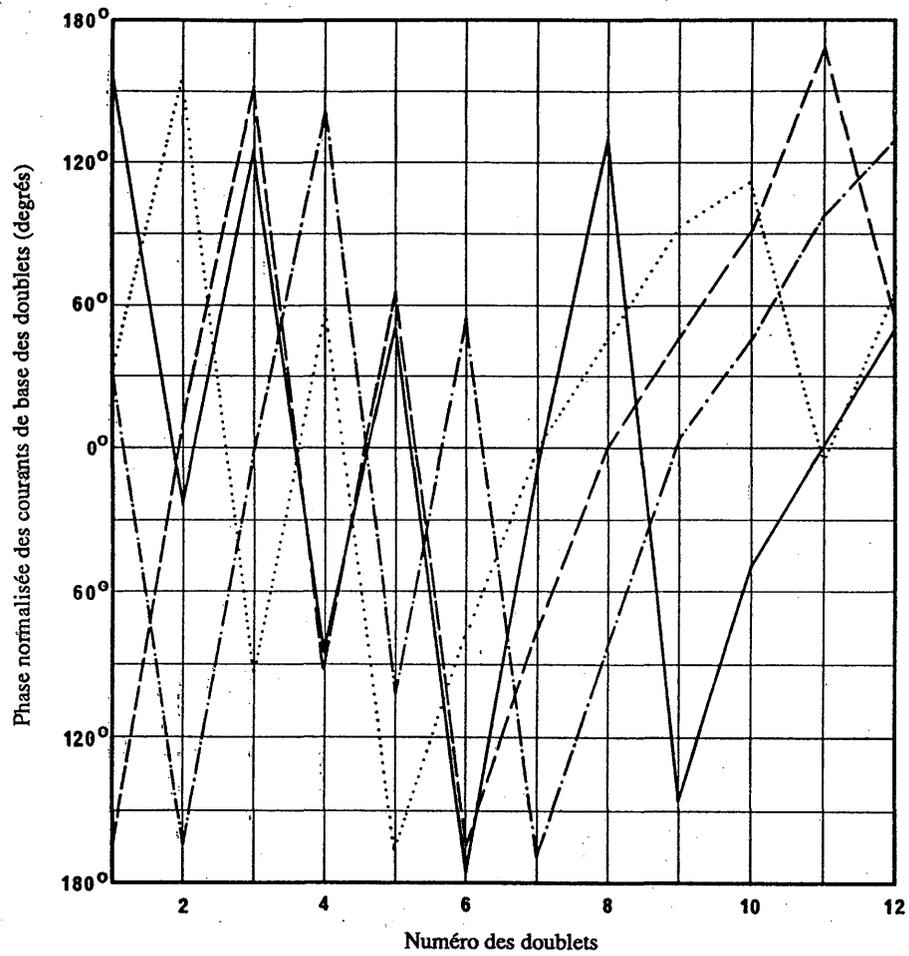


Les Fig. 33 et 34 montrent les mêmes distributions en fonction de la demi-longueur de l'élément aux diverses fréquences de travail dans le même cas pour des gammes de fréquences de 10-32 MHz.

Bien que ces courbes aient été calculées dans les conditions de l'espace libre, il est possible de déduire une courbe de distribution générale du courant s'appliquant à un réseau log-périodique quelconque bien conçu, comme le montre la Fig. 35, en adaptant des courbes appropriées sur les Fig. 33 et 34.

FIGURE 32

Phase normalisée des courants de base des doublets
du même réseau log-périodique en espace libre en fonction
de la position des doublets et de la fréquence

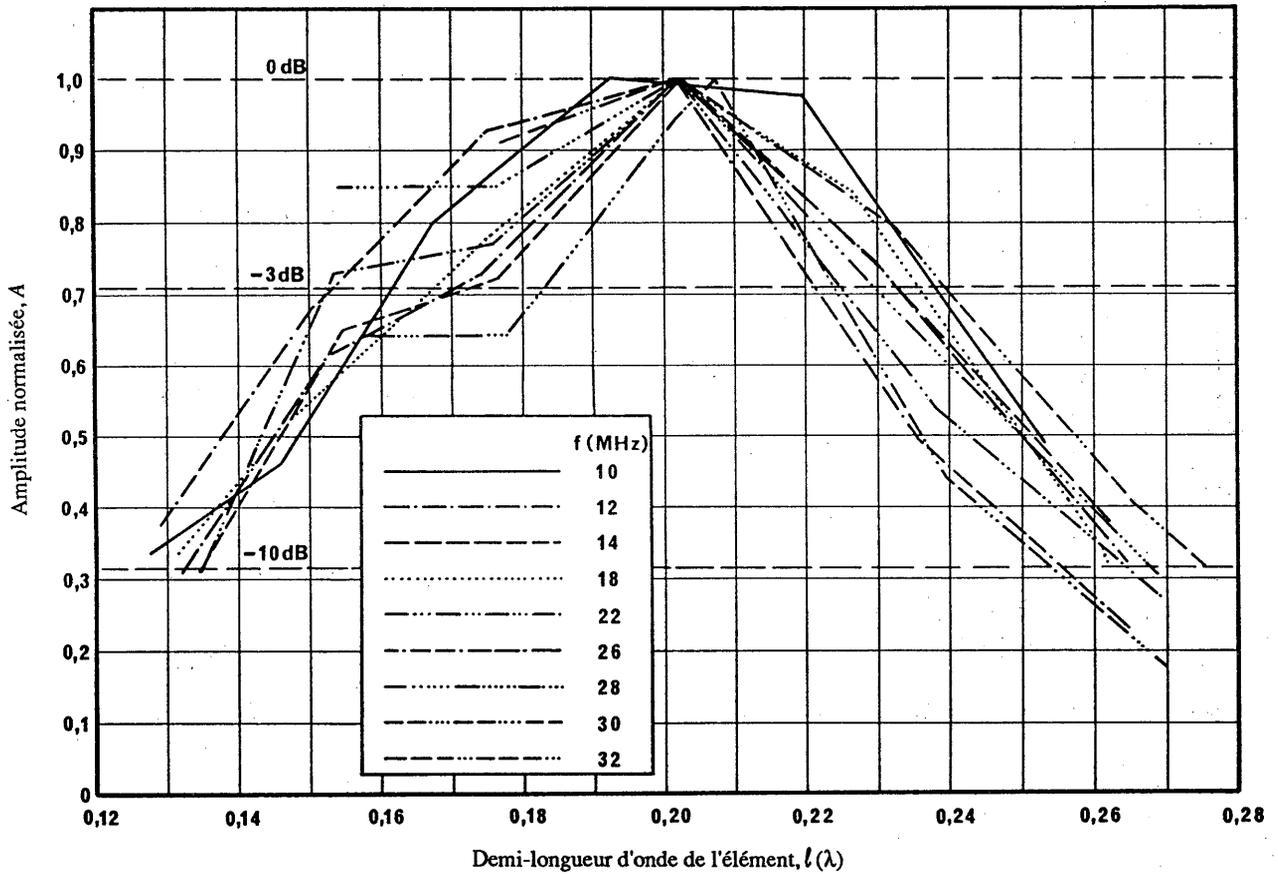


La phase a été normée avec celle de l'élément présentant la plus forte amplitude en courant.

— f (MHz) —	
—	10
- - -	12
- · - · -	14
· · · · ·	16

FIGURE 33

Amplitude normalisée des courants de base des doublets du réseau log-périodique dans l'espace libre en fonction de la demi-longueur de l'élément et de la fréquence



La phase a été normée avec celle de l'élément présentant la plus forte amplitude en courant.

FIGURE 34
Phase normalisée des courants de base des doublets du réseau
log-périodique en fonction de la demi-longueur de l'élément et de la fréquence

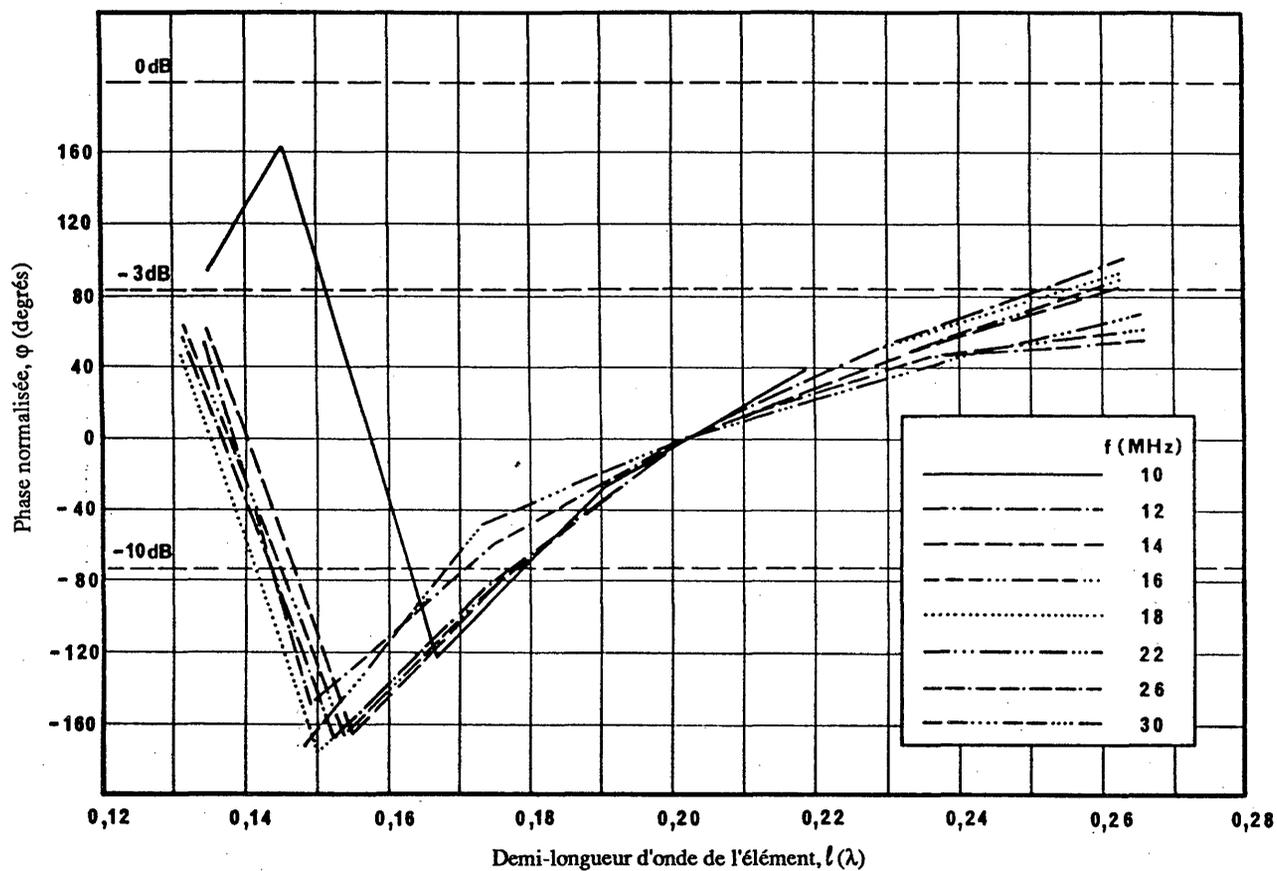
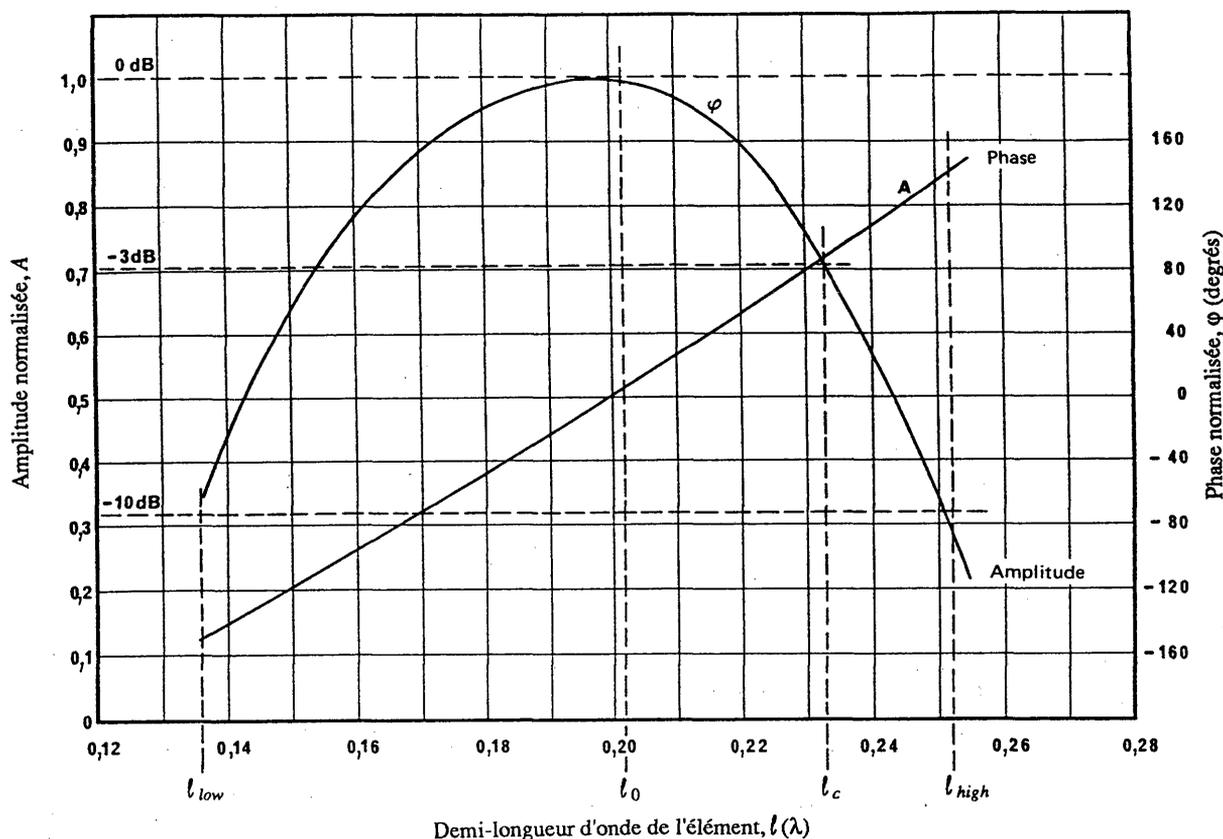


FIGURE 35

Courbe générale établie par extrapolation de l'amplitude et de la phase normalisées des courants de base en fonction de la longueur des éléments



La largeur de bande utilisable (B_{ar}) d'une antenne dépend de la largeur de bande relative que peut couvrir cette antenne avant que des effets inacceptables ne soient produits par l'élément le plus court ou le plus long. La limite haute fréquence est atteinte lorsque le courant de l'élément le plus court est à 10 dB en dessous du maximum, ce qui se produit pour un doublet de longueur l_{low} (on utilise ici des longueurs puisque la distance par rapport à l'apex varie avec l'angle d'apex α). La limite basse fréquence est atteinte lorsque le courant dans l'élément le plus long est inférieur au maximum de 3 dB. Cette longueur est l_c . Le maximum correspond à une longueur l_0 et les 10 dB supérieurs à une longueur l_{high} . On utilise les équations empiriques suivantes:

$$l_c = 0,5 S_h (Z_0, l/a)$$

où Z_0 est l'impédance de la ligne de transmission, l/a est le rapport entre la longueur de l'élément et le diamètre du fil et S_h est un facteur de raccourcissement [Carrel, 1961]. La Fig. 36 représente S_h mesuré et calculé en fonction de Z_0 pour diverses valeurs de l/a , [Ma, 1974].

$$l_{low} = l_c / B_{ar}$$

$$B_{ar} = 1,1 + 30,7 \sigma (1 - \tau) \tag{14}$$

B_{ar} est la largeur de bande de la région active utilisable de l'antenne telle qu'elle a été empiriquement proposée par [Carrel, 1961]. La Fig. 37 montre les valeurs mesurées de B_{ar} en comparaison avec celles données par l'équation (14).

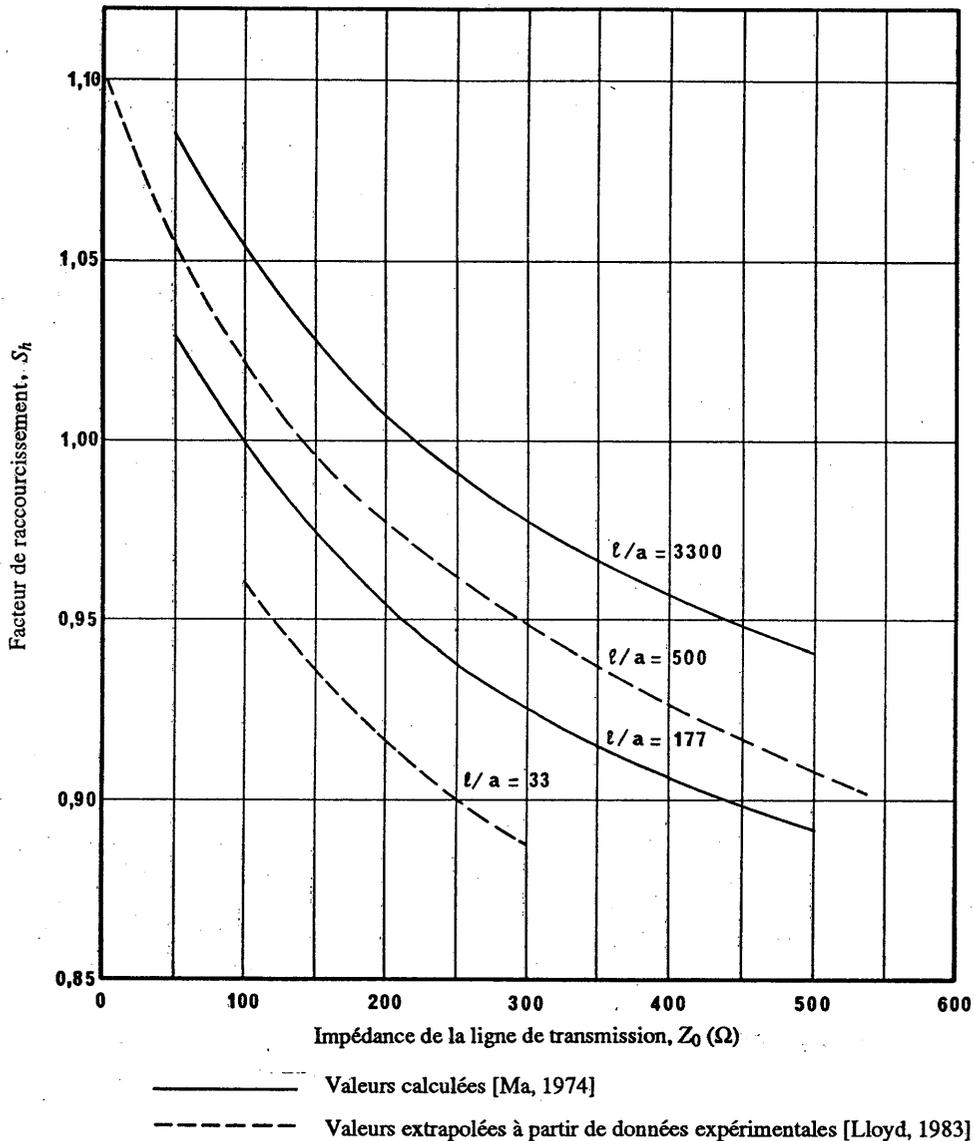
$$l_{high} = 1,1 l_c \tag{15}$$

et

$$l_0 = l_{low} + 0,7166 (l_c - l_{low}) \quad (16)$$

Les équations (15) et (16) sont conçues en vue de reproduire les courbes de [Carrel, 1961] et [Ma, 1974]. Le coefficient 0,7166 correspond à $l/a = 500$. Cette valeur est utilisée ci-après comme valeur de défaut dans les calculs.

FIGURE 36

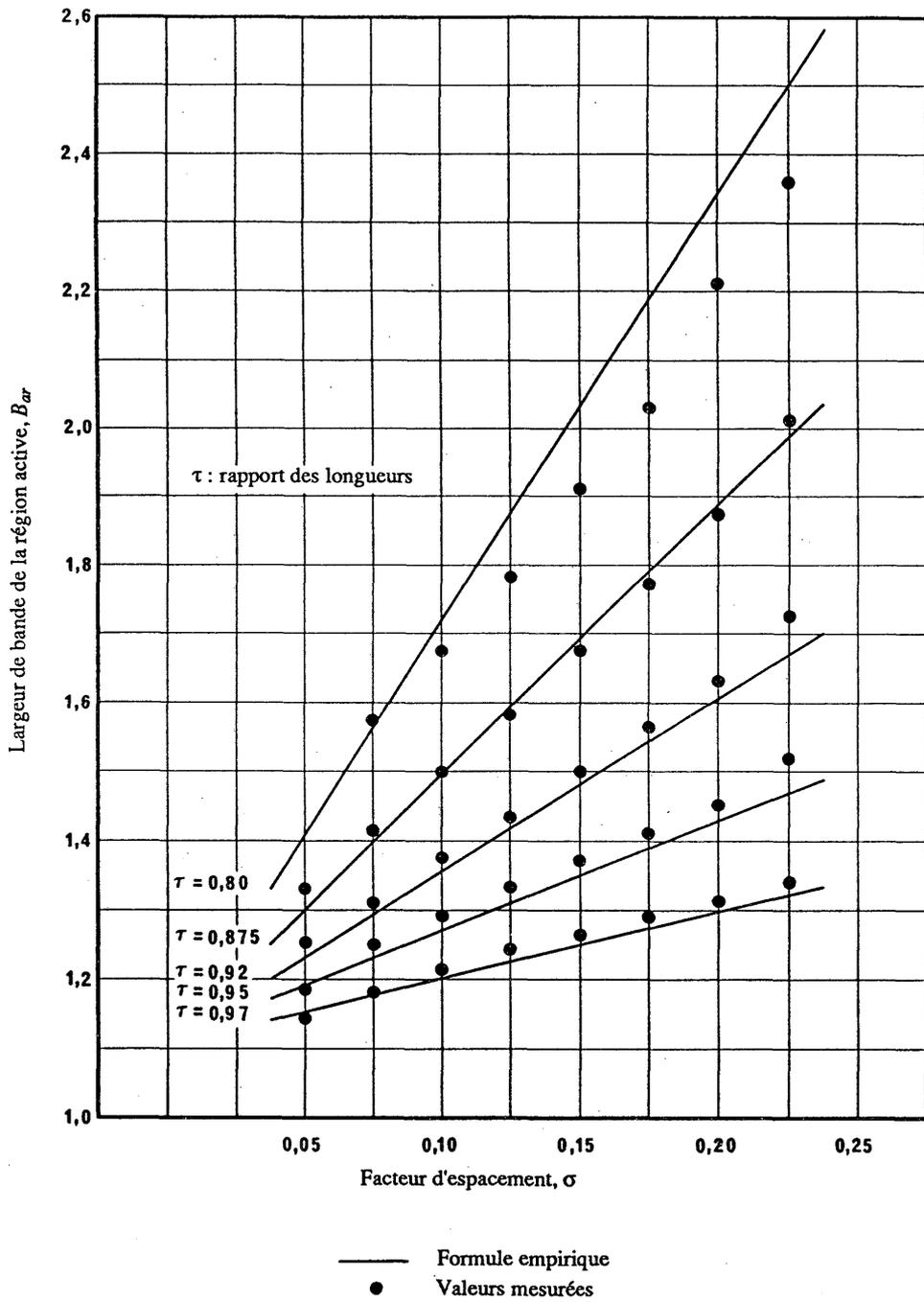
Facteur de raccourcissement S_h en fonction de Z_0 et de l/a 

La procédure appliquée ne prend en considération que les doublets qui correspondent à la région active entre l_{low} et l_{high} . Pour chaque type d'antenne, la courbe analogue à celle de la Fig. 35 est calculée et un courant I_{bi} et la phase sont évalués pour chaque doublet situé dans la région active. Tous les courants de doublet sont alors renormés en sorte que la valeur du courant maximal soit égale à 1 puisque la longueur du doublet ne correspond généralement pas à l_0 .

Il convient de rappeler que les courants de doublet ci-dessus représentent les courants de base normés de doublets actifs. Les courants I_{mi} qui figurent dans l'expression (13) des fonctions caractéristiques du réseau sont les courants (de boucle) maximaux dans chaque doublet. De ce fait, il faudra les calculer en appliquant l'expression (12) pour $x = 0$, c'est-à-dire :

$$I_{mi} = I_{bi} / \sin(k l_i)$$

FIGURE 37
 Largeur de bande de la région active B_{ar}
 en fonction de σ et de τ



5.4 Calcul des diagrammes d'antennes log-périodiques verticales

Un réseau log-périodique vertical peut être réalisé de deux manières comme l'indiquent les Fig. 38 et 39. S'il est construit à une hauteur constante au-dessus du sol (comme sur la Fig. 38), un réseau a des caractéristiques large bande, mais le facteur hauteur qui découle de la réflexion par le sol dépend de la fréquence. Si l'on veut atténuer cette difficulté, le réseau peut être construit en disposant ses éléments à une hauteur variable comme le montre la Fig. 39.

FIGURE 38

Antenne log-périodique verticale
(centres des éléments situés à une hauteur fixe)

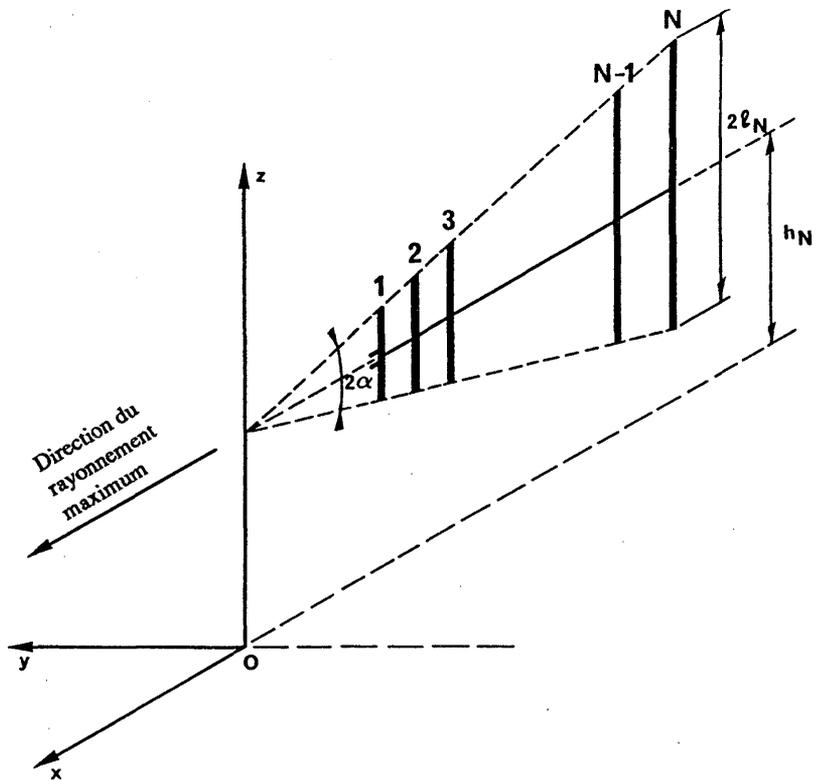
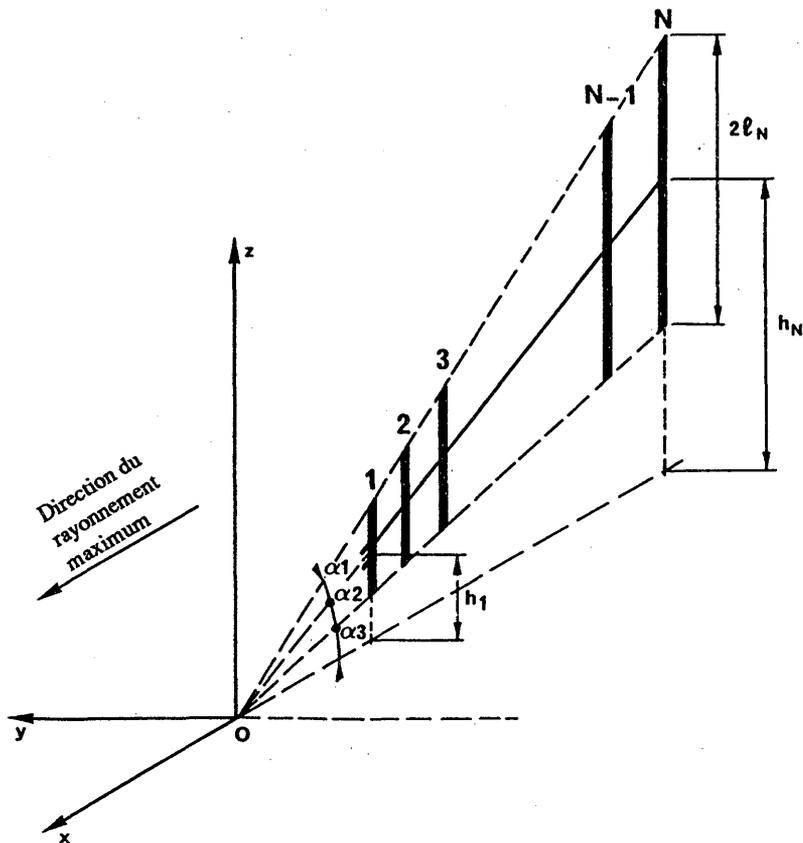


FIGURE 39

Antenne log-périodique verticale
(centres des éléments situés à des hauteurs variables)



Le paragraphe qui suit étudie le cas d'une antenne log-périodique verticale dont les centres des éléments sont situés à hauteur variable comme correspondant à la situation la plus fréquente.

Si l'on se réfère à la Fig. 39, la géométrie du réseau est déterminée par les trois angles α_1 , α_2 et α_3 . Le facteur d'espacement σ' (voir l'équation (3)) peut être écrit sous la forme:

$$\sigma' = d_i / 4 l_{i+1} = (1 - \tau) / 4 [\sin(\alpha_2 + \alpha_3) - \text{tg } \alpha_3 \cos(\alpha_2 + \alpha_3)]$$

La hauteur de chaque élément est donnée par l'expression:

$$h_i = l_i [1 + \sin \alpha_3 \cos(\alpha_2 + \alpha_3) / \sin \alpha_2]$$

L'angle ψ_b entre l'axe de l'antenne et le point d'observation est:

$$\cos \psi_b = \sin \theta \sin(\alpha_2 + \alpha_3) - \cos \theta \cos(\alpha_2 + \alpha_3) \cos \varphi$$

Il est clair alors que, si $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ et $\alpha_3 = -\alpha$, la situation se ramène à celle d'un réseau log-périodique vertical dont les centres des éléments sont situés à une hauteur fixe.

5.4.1 Théorie fondamentale

La théorie fondamentale est essentiellement la même que celle décrite au § 5.3.1, sous réserve des exceptions suivantes.

Les composants du champ électrique sont exprimés sous la forme:

$$E_\theta(\theta, \varphi) = 0$$

et

$$E_\varphi(\theta, \varphi) = j 60 \frac{e^{-jk r}}{r} S_v$$

ou, si l'on néglige le terme qui dépend de la distance (non nécessaire pour la détermination du diagramme de rayonnement):

$$E_\theta(\theta, \varphi) = 0$$

$$E_\varphi(\theta, \varphi) = S_v$$

la fonction caractéristique du réseau S_v peut être donnée par l'expression [Ma, 1974]:

$$S_v = \sum_{i=1}^N I_{mi} e^{j k x_i \cos \psi_b / \cos(\alpha_2 + \alpha_3)} \cdot e^{j k h_i \sin \theta} \cdot \left(1 + R_v e^{-2j k h_i \sin \theta} \right) \cdot F_i \quad (17)$$

où F_i est la fonction de rayonnement du ième doublet:

$$F_i = \frac{\cos(k l_i \sin \theta) - \cos k l_i}{\cos \theta} \quad (18)$$

5.4.2 Méthode de calcul

La méthode de calcul suit exactement celle d'une antenne log-périodique horizontale décrite au § 5.3.2. La seule différence étant, bien évidemment, l'expression différente de S_v et de F_i , qui seront évaluées conformément aux formules (17) et (18).

6. Antennes en losange

6.1 Considérations générales

Les antennes en losange ont largement été utilisées pour les communications en ondes décimétriques. Elles continuent à être utilisées pour les liaisons point à point du service fixe. Elles ont également été utilisées pour la radiodiffusion en ondes décimétriques mais leur emploi n'est plus recommandé pour ce service (voir la Partie 2, § 6.3). Les antennes en losange sont formées de quatre conducteurs droits ayant la même longueur l disposée en forme de losange (voir la Fig. 40).

Une conception typique d'antenne en losange utiliserait des longueurs de côté égales à plusieurs longueurs d'onde et l'antenne serait disposée à une hauteur comprise entre 0,5 et 1,0 de la longueur d'onde correspondant au milieu de la gamme des fréquences de travail.

L'antenne en losange diffère du réseau de doublets car elle appartient à la catégorie des antennes à ondes progressives, c'est-à-dire que les courants dans les conducteurs de l'antenne sont essentiellement des ondes progressives en provenance du point d'alimentation et se propageant dans les fils jusqu'à la résistance de terminaison.

Une puissance très importante peut être perdue dans la résistance de terminaison: elle représente le prix à payer pour obtenir des caractéristiques intéressantes telles que la simplicité de la construction, la largeur relativement grande de la bande de service et un fort gain de directivité.

6.2 Désignation des antennes en losange

Désignation du type: $RH\ l / \gamma / h$

où (voir la Fig. 40):

RH : antenne en losange horizontale

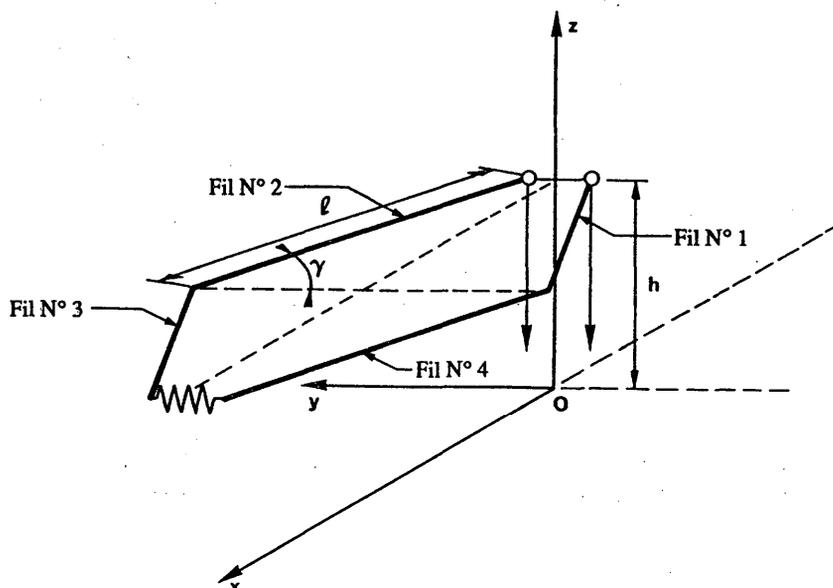
l : longueur d'un côté du losange (m)

γ : moyenne de l'angle intérieur obtus du losange

h : hauteur du losange au-dessus du sol (m).

FIGURE 40

Antenne en losange horizontale



6.3 Calcul du diagramme d'une antenne en losange

Bien que le cas le plus général soit représenté par une antenne en losange inclinée, cette configuration ne se rencontre pas fréquemment et nous n'étudierons ici que le cas d'une antenne en losange horizontale.

Le diagramme de rayonnement d'une antenne en losange sera calculé conformément à la méthode proposée par [Ma, 1974]. Elle consiste à tenir compte de la contribution au champ global produite par les divers conducteurs en présence d'un sol plat, homogène et imparfaitement conducteur.

Si l'on se réfère à la Fig. 40, les quatre conducteurs de l'antenne sont respectivement identifiés par les numéros de 1 à 4.

Soient:

$$\cos \psi_1 = \cos \theta \sin (\varphi - \gamma)$$

$$\cos \psi_2 = \cos \theta \sin (\varphi + \gamma)$$

où γ est la moitié de l'angle obtus du losange, et soient également:

$$F_1 = \frac{1 - e^{-jkl(1 - \cos \psi_1)}}{1 - \cos \psi_1}$$

$$F_2 = \frac{1 - e^{-jkl(1 - \cos \psi_2)}}{1 - \cos \psi_2}$$

Les composantes du champ résultant des fils N° 1 et N° 2 sont:

$$E'_\theta = E_{\theta 1} + E_{\theta 2} = 30 I_m \frac{e^{-jkr}}{r} F'_\theta$$

$$E'_\varphi = E_{\varphi 1} + E_{\varphi 2} = 30 I_m \frac{e^{-jkr}}{r} F'_\varphi$$

où:

$$F'_\theta = -\sin \theta \sin (\gamma + \varphi) \cdot F_1 \cdot (1 - R_v e^{-2jkh \sin \theta}) + \sin \theta \sin (\gamma - \varphi) \cdot F_2 \cdot (1 - R_v e^{-2jkh \sin \theta})$$

$$F'_\varphi = -\cos (\gamma + \varphi) \cdot F_1 \cdot (1 + R_h e^{-2jkh \sin \theta}) - \cos (\gamma - \varphi) \cdot F_2 \cdot (1 + R_h e^{-2jkh \sin \theta})$$

De la même manière, les composantes de champ résultant des contributions des conducteurs N° 3 et N° 4 sont données par les relations:

$$E''_\theta = E_{\theta 3} + E_{\theta 4} = 30 I_m \frac{e^{-jkr}}{r} F''_\theta$$

$$E''_\varphi = E_{\varphi 3} + E_{\varphi 4} = 30 I_m \frac{e^{-jkr}}{r} F''_\varphi$$

où:

$$F''_\theta = e^{-jkl(1 - \cos \psi_2)} \sin \theta \sin (\gamma + \varphi) \cdot F_1 \cdot (1 - R_v e^{-2jkh \sin \theta}) -$$

$$e^{-jkl(1 - \cos \psi_1)} \sin \theta \sin (\gamma - \varphi) \cdot F_2 \cdot (1 - R_v e^{-2jkh \sin \theta})$$

$$F''_\varphi = -e^{-jkl(1 - \cos \psi_2)} \cos (\gamma + \varphi) \cdot F_1 \cdot (1 + R_h e^{-2jkh \sin \theta}) -$$

$$e^{-jkl(1 - \cos \psi_1)} \cos (\gamma - \varphi) \cdot F_2 \cdot (1 + R_h e^{-2jkh \sin \theta})$$

Les composantes du champ total peuvent être exprimées de la même manière sous la forme:

$$E_{\theta} = E_{\theta 1} + E_{\theta 2} + E_{\theta 3} + E_{\theta 4} = 30 I \frac{e^{-jkr}}{r} (F'_{\theta} + F''_{\theta})$$

$$E_{\varphi} = E_{\varphi 1} + E_{\varphi 2} + E_{\varphi 3} + E_{\varphi 4} = 30 I \frac{e^{-jkr}}{r} (F'_{\varphi} + F''_{\varphi})$$

L'expression finale des composantes du champ électrique total est donnée par:

$$E_{\theta} = -240 j I \frac{e^{-jkr}}{r} e^{-jkl(1-\cos \psi_1)} e^{-jkl(1-\cos \psi_2)} \cdot (1 - R_v e^{-2jkh \sin \theta}) \cdot$$

$$\sin \theta \sin \varphi \sin \gamma \cdot \frac{\sin(kl(1-\cos \psi_1)/2)}{1-\cos \psi_1} \cdot \frac{\sin(kl(1-\cos \psi_2)/2)}{1-\cos \psi_2}$$

$$E_{\varphi} = -240 j I \frac{e^{-jkr}}{r} e^{-jkl(1-\cos \psi_1)} e^{-jkl(1-\cos \psi_2)} \cdot (1 + R_h e^{-2jkh \sin \theta}) \cdot$$

$$\sin \gamma (\cos \varphi - \cos \gamma \cos \theta) \cdot \frac{\sin(kl(1-\cos \psi_1)/2)}{1-\cos \psi_1} \cdot \frac{\sin(kl(1-\cos \psi_2)/2)}{1-\cos \psi_2}$$

Dans le cas des conditions de rayonnement en espace libre ($R_v = R_h = 0$), le Tableau 1 donne les valeurs de l'angle intérieur optimal en fonction de l/λ , telles qu'elles ont été calculées par Ma [1974].

TABLEAU 1

Valeurs optimales du demi-angle obtus intérieur γ en fonction de la longueur du côté du losange l/λ (longueur d'onde)

l/λ	γ_{opt} (degrés)
2	51,5
3	58,6
4	62,9
5	65,8
6	67,9
7	69,5

Il est intéressant d'observer que le gain de directivité, par définition et tel qu'il est calculé, ne tient pas compte de la puissance dissipée dans la résistance de terminaison.

Bien que cette méthode de calcul concerne le cas d'une antenne en losange horizontale isolée, il arrive que l'on empile deux antennes en losange. Dans ce cas, le gain total est de 1 ou 2 dB supérieur à celui d'une antenne isolée, le diagramme de rayonnement en azimut approche celui d'une antenne en losange isolée et le diagramme de rayonnement vertical montre une légère réduction de la largeur du faisceau.

7. Antennes unipolaires verticales

Les antennes unipolaires verticales sont rarement utilisées pour la radiodiffusion en ondes décimétriques en raison de leur faible gain et de leurs caractéristiques non directives. Leur application principale se limite à la radiodiffusion équidirective à courte portée lorsque des contraintes économiques et/ou d'emplacement ne permettent pas d'installer de structures rayonnantes plus complexes.

7.1 Considérations générales

On suppose qu'une antenne unipolaire verticale se compose d'un élément rayonnant vertical infiniment fin, électriquement court (longueur inférieure à la demi-longueur d'onde), érigé sur un plan réflecteur.

Si l'on veut obtenir de cette antenne un rayonnement efficace lorsqu'elle est érigée sur un sol médiocrement réflecteur, il convient de recourir à un système de terre normalement formé de plusieurs fils radiaux. Pour le calcul des diagrammes de rayonnement, on admet généralement que la puissance d'entrée est appliquée à la base de l'antenne.

L'antenne unipolaire verticale fournit un diagramme équidirectif dans le plan azimutal, cependant le diagramme vertical associé est toujours considérablement affecté par les constantes du sol comme par d'autres caractéristiques physiques telles que la hauteur électrique de l'antenne, etc.

La présence d'un système de terre n'affecte pas notablement la forme géométrique du diagramme, mais elle affecte considérablement la valeur du gain absolu.

Les antennes unipolaires verticales seront étudiées dans deux conditions de base:

- sur un sol plat homogène imparfaitement conducteur, compte uniquement tenu de la réflexion sur le sol;
- sur un sol plat homogène imparfaitement conducteur, avec un système de terre formé soit d'un disque circulaire de conductivité infinie, soit de plusieurs fils radiaux de longueur et de diamètre donnés.

7.2 Désignation des antennes unipolaires verticales

Désignation du type: VM $h / a_s / N / d$

où (voir la Fig. 41):

VM : antenne unipolaire verticale

h : hauteur de l'antenne unipolaire (m)

a_s : rayon du système de terre (m)

N : nombre de fils radiaux du système de terre

d : diamètre des fils radiaux (mm).

7.3 Antennes unipolaires verticales sans système de terre

L'antenne unipolaire verticale de la Fig. 42, d'une hauteur h est placée par hypothèse sur un sol plat homogène imparfaitement conducteur ayant une conductivité σ , une perméabilité magnétique μ et une constante diélectrique ϵ .

FIGURE 41

Désignation des antennes unipolaires verticales

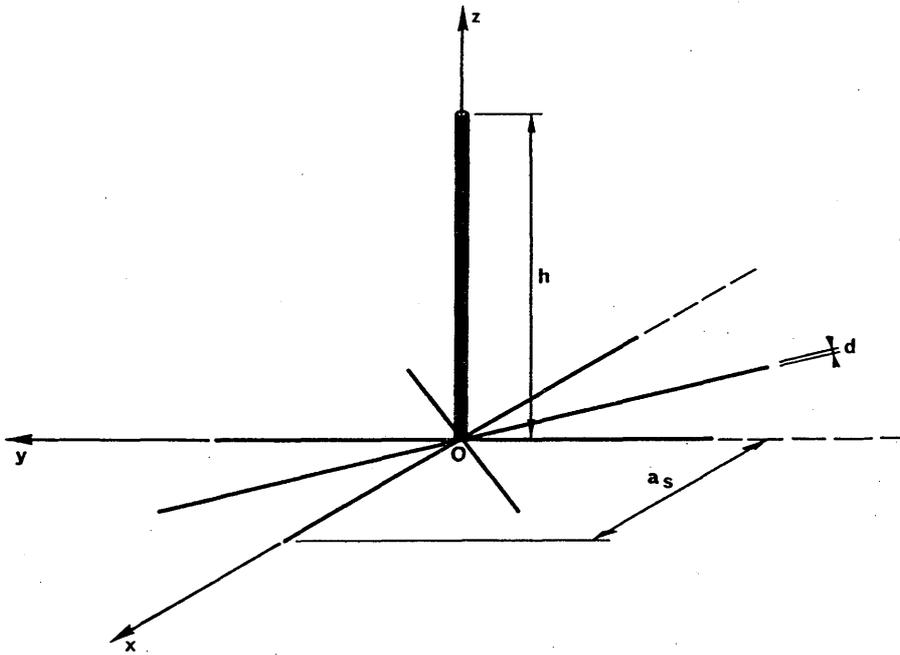
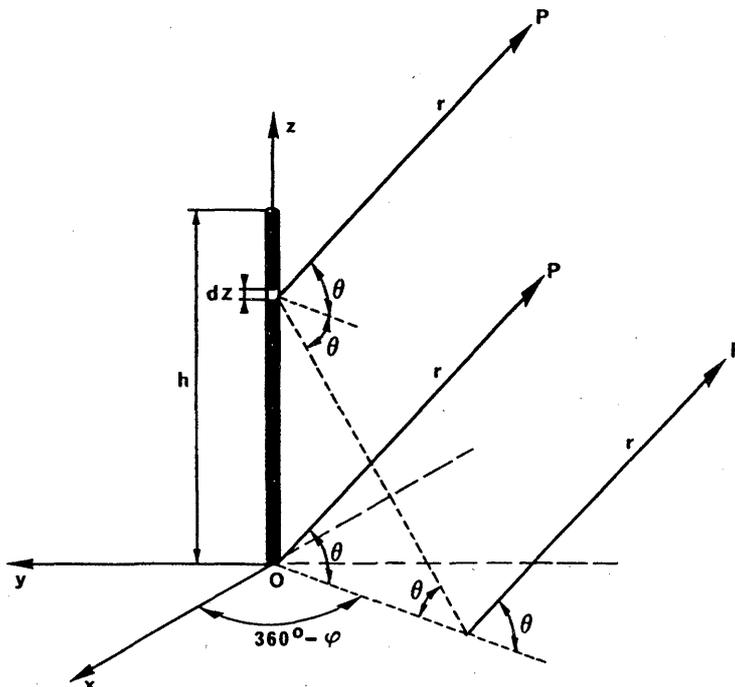


FIGURE 42

Antenne unipolaire verticale sans système de terre sur sol imparfaitement conducteur



L'expression générale des composantes du champ électrique est [Ma, 1974]:

$$E_{\theta}^0 = j \frac{30 k}{r} e^{-jkr} \cos \theta \int_0^h I(z) e^{jkz \sin \theta} \cdot [1 + R_v e^{-jkz \sin \theta}] dz$$

$$E_{\phi} = 0$$

où:

E_{θ}^0 : champ électrique rayonné sans le système de terre.

Si la section horizontale de l'antenne unipolaire verticale est très petite par rapport à sa hauteur, on peut admettre que la distribution du courant est une sinusoïde.

Compte tenu de cette hypothèse, le terme entier de l'équation ci-dessus peut être facilement calculé et l'équation qui en résulte devient:

$$E_{\theta}^0 = j 30 I \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot \frac{A_2 + j B_2 + R_v (A_2 - j B_2)}{\cos \theta} = j 30 I \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot f_{\theta}^0 \quad (19)$$

où:

$$A_2 = \cos(k h \sin \theta) - \cos k h$$

$$B_2 = \sin(k h \sin \theta) - \sin \theta \sin k h$$

R_v : coefficient de réflexion pour les ondes à polarisation verticale.

La fonction de directivité dans le plan vertical est donnée par le second terme de l'équation (ci-dessus). Dans le cas d'un sol parfaitement conducteur, $R_v = 1$, le champ électrique devient:

$$E_{\theta}^{\infty} = j 60 I \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot \frac{\cos(k h \sin \theta) - \cos k h}{\cos \theta} = j 60 I \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot f_{\theta}^{\infty} \quad (20)$$

7.4 Antennes unipolaires verticales avec système de terre

7.4.1 Antennes unipolaires verticales avec système de terre constitué par un disque circulaire plein, de conductivité infinie

Le cas du système de terre étudié ici est schématiquement représenté à la Fig. 43.

Dans ces conditions, le champ électrique final E_{θ} peut être donné par l'expression suivante [Wait, 1956; Monteath, 1958]:

$$E_{\theta} \simeq E_{\theta}^0 + \Delta E_{\theta} = E_{\theta}^0 \left[1 + \frac{\Delta E_{\theta}}{E_{\theta}^0} \right] \quad (21)$$

où:

E_{θ}^0 : champ électrique rayonné sans le système de terre (voir formule (19))

ΔE_{θ} : variation du champ électrique due à la présence du système de terre.

Conformément au théorème de compensation [Monteath, 1958], le champ électrique peut s'écrire:

$$E_{\theta} \simeq E_{\theta}^0 \cdot \left[1 - k \cdot \eta_g \cdot \frac{e^{-jk r}}{r} \cdot \frac{1}{E_{\theta}^{\infty}} \int_{\rho=0}^{a_s} H_{\phi}^{\infty}(\rho, 0) \cdot J_1(k \rho \cos \theta) \rho \cdot d\rho \right] \quad (22)$$

où:

k : $2\pi / \lambda$, constante de phase dans des conditions d'espace libre

λ : longueur d'onde dans des conditions d'espace libre

a_s : rayon du système de terre

η_g : impédance de la surface du sol

E_{θ}^{∞} : champ électrique rayonné dans le cas d'un sol parfaitement conducteur

$H_{\phi}^{\infty}(\rho, 0)$: champ magnétique exprimé en coordonnées cylindriques (ρ, ϕ, z) rayonné dans le cas d'un sol parfaitement conducteur et calculé à $z = 0$

J_1 : fonction de Bessel de première espèce.

Dans le cas d'une distribution sinusoïdale du courant, le champ magnétique $H_{\phi}^{\infty}(\rho, 0)$ peut être exprimé comme suit:

$$H_{\phi}^{\infty}(\rho, 0) = \frac{jI}{2\pi \rho} \cdot \left[e^{-jk[\rho^2 + h^2]^{1/2}} - e^{-jk\rho} \cos kh \right] \quad (23)$$

où I représente le courant de boucle de l'antenne.

Si l'on introduit dans (22) les expressions déjà établies (19) et (20) pour les champs électrique et magnétique, on a:

$$E_{\theta} \simeq j 30 I \frac{e^{-jk r}}{r} \cdot f_{\theta}^0 \left\{ 1 - \frac{\eta_g \cdot k}{\eta_0 \cdot f_{\theta}^{\infty}} \int_{\rho=0}^{a_s} \left[e^{-jk[\rho^2 + h^2]^{1/2}} - e^{-jk\rho} \cos kh \right] \cdot J_1(k \rho \cos \theta) d\rho \right\}$$

où l'expression finale de la fonction de directivité verticale est donnée par:

$$f_{\theta} = f_{\theta}^0 \left\{ 1 - \frac{k \cdot \eta_g}{\eta_0} \cdot \frac{1}{f_{\theta}^{\infty}} \int_{\rho=0}^{a_s} \left[e^{-jk[\rho^2 + h^2]^{1/2}} - e^{-jk\rho} \cos kh \right] \cdot J_1(k \rho \cos \theta) d\rho \right\}$$

où $\eta_0 = 120 \pi (\Omega)$, impédance intrinsèque en espace libre.

Pour établir le diagramme d'antenne, il suffit de calculer le module de l'expression ci-dessus. Il convient de noter que l'intégrale ne peut être calculée que par des méthodes numériques.

7.4.2 Antennes unipolaires verticales avec système de terre composé d'un certain nombre de fils radiaux de longueur et de diamètre donnés

Le cas du système de terre étudié ici est schématiquement représenté à la Fig. 44.

FIGURE 43

Antenne unipolaire verticale avec système de terre formé d'un disque circulaire de conductivité infinie

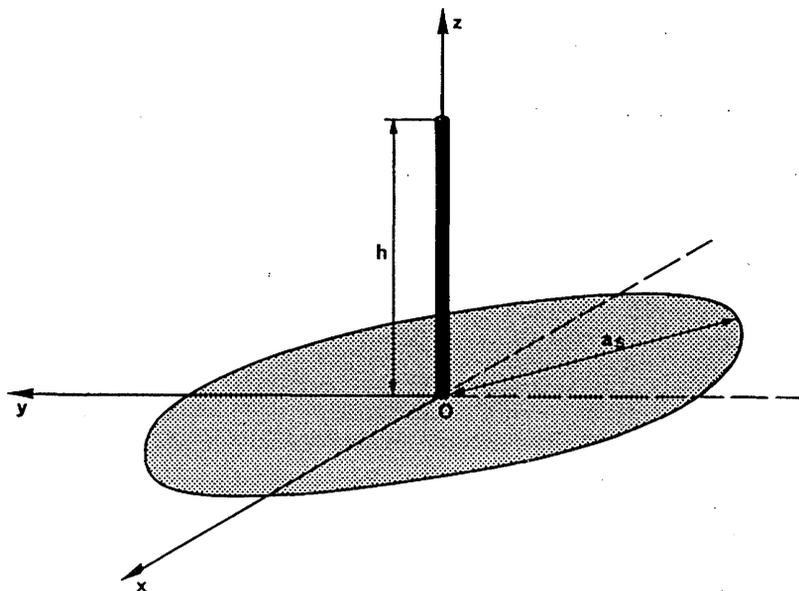
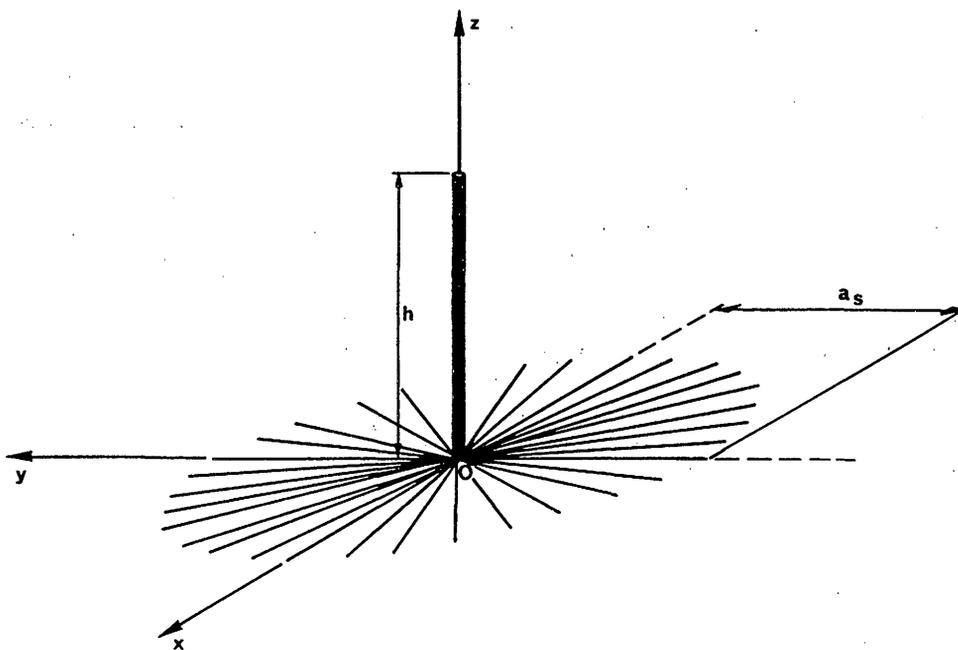


FIGURE 44

Antenne unipolaire verticale avec système de terre composé de fils radiaux de longueur et de diamètre donnés



Le champ électrique E_θ , est à nouveau exprimé (voir (21)) sous la forme:

$$E_\theta \simeq E_\theta^0 + \Delta E_\theta = E_\theta^0 \left[1 + \frac{\Delta E_\theta}{E_\theta^0} \right]$$

où:

E_θ^0 : champ électrique rayonné sans système de terre

ΔE_θ : variation du champ électrique due à la présence du système de terre.

Conformément au théorème de compensation, l'expression précédente peut être réécrite de la façon suivante:

$$E_\theta = E_\theta^0 \cdot \left[1 - \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot \frac{k}{E_\theta^\infty} \int_{\rho=0}^{a_s} W'(k, \rho) [\eta_g - \eta_\rho(\rho)] \cdot H_\varphi^\infty(\rho, 0) \cdot J_1(k\rho \cos \theta) \rho \, d\rho \right] \quad (24)$$

où:

$W'(k, \rho)$: fonction d'affaiblissement de l'onde de sol selon [Norton, 1941]

$k = 2\pi / \lambda$: constante de phase dans les conditions de propagation en espace libre

λ : longueur d'onde dans l'espace libre

a_s : rayon du système de terre

η_g : impédance de la surface du sol

η_ρ : impédance résultante de η_g et de η_w qui sont en parallèle

E_θ^∞ : champ électrique rayonné dans le cas d'un sol parfaitement conducteur

$H_\rho^\infty(\rho, 0)$: champ magnétique (en coordonnées cylindriques (ρ, φ, z)) rayonné dans le cas d'un sol parfaitement conducteur et calculé à $z = 0$

J_1 : fonction de Bessel de première espèce.

En admettant que la distribution du courant est sinusoïdale, l'expression de $H_\varphi^\infty(\rho, 0)$ est donnée par la formule (23).

L'évaluation exacte de $W'(k, \rho)$ est difficile mais, à la distance étudiée, elle donne approximativement une valeur unitaire et une phase zéro. Cette approximation est faite dans les développements ci-après.

L'impédance η_ρ résulte de la mise en parallèle de la réactance de surface η_w du système de terre et de l'impédance η_g de la surface du sol, dont les expressions sont respectivement:

$$\eta_w = j \eta_0 \frac{2\pi \rho}{N \lambda} \log_e \left(\frac{2\rho}{Nd} \right)$$

où:

ρ : distance radiale

N : nombre de fils

d : diamètre des fils

et

$$\eta_g = \frac{\eta_0}{\epsilon_{rc}} (\epsilon_{rc} - 1)^{1/2}$$

où:

ϵ_{rc} : constante diélectrique relative complexe du sol.

En introduisant (19) et (20) dans l'équation (24), on peut écrire:

$$E_\theta \simeq j 30 I \frac{e^{-jk r}}{r} \cdot f_\theta^0 \left\{ 1 - \frac{k}{f_\infty} \int_{\rho=0}^{a_s} \frac{\eta_g - \eta_\rho(\rho)}{\eta_0} \left[e^{-jk[\rho^2+h^2]^{1/2}} - e^{-jk\rho \cos kh} \right] \cdot J_1(k\rho \cos \theta) d\rho \right\}$$

et la fonction du rayonnement vertical s'exprime comme suit:

$$f_\theta = f_\theta^0 \left\{ 1 - \frac{k}{f_\infty} \int_{\rho=0}^{a_s} \frac{\eta_g - \eta_\rho(\rho)}{\eta_0} \cdot \left[e^{-jk[\rho^2+h^2]^{1/2}} - e^{-jk\rho \cos kh} \right] \cdot J_1(k\rho \cos \theta) d\rho \right\}$$

Pour déterminer le diagramme de rayonnement, il suffit de calculer le module de la fonction ci-dessus. Il convient de noter que l'intégrale qui figure dans la formule ne peut être calculée que par des méthodes numériques.

8. Exemples de diagrammes

On trouvera, en Annexe I, pour un certain nombre de types d'antenne, les exemples de diagrammes suivants:

- le diagramme de rayonnement vertical au gain maximal,
- le diagramme de rayonnement horizontal au gain maximal,
- la projection de Sanson-Flamsteed des diagrammes de rayonnement avant et arrière.

On trouvera, de plus, des diagrammes pour certains rapports de fréquence F_R et déviations s .

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- AIZENBERG, G.Z. [1948] *Antenni dlia Magistralnoi Radiosvazi*. Sviazizdat.
- CARREL, R. [1961] The design of log-periodic antennas. IRE International Convention Record 1961, 6.
- CCIR [1978] *Diagrammes d'antennes*.
- JASIK, J.J. [1950] *Antenna Engineering Handbook*. Mc Graw-Hill Book Co., Inc., New York, Etats-Unis d'Amérique.
- LLOYD, J.L. [1983] Computation of thin linear antennas. NTIA Report 83-136, US Dept. of Commerce, Office of Telecommunications, Institute for Telecommunication Sciences, Boulder CO 80303, Etats-Unis d'Amérique.
- MA, M.T. [1974] *Theory and Application of Antenna Arrays*. J. Wiley & Sons, Inc., New York, Etats-Unis d'Amérique.
- MONTEATH, G.D. [1958] The effect of the ground constant and of an earth system on the performance of a vertical medium-wave aerial. IEE Monograph No. 279 R.

- NORTON, K.A. [1941] The calculation of ground-wave field intensity over a finitely conducting spherical Earth. *Proc. IRE*, Vol. 29, 623.
- WAIT, J.R. [1956] Effect of the ground screen on the field radiated from a monopole. *IRE Trans. Ant. Prop.*, Vol. AP-4, 2, 179-181.

BIBLIOGRAPHIE

- CCIR [1953] Diagrammes d'antennes.
- CCIR [1984] Diagrammes d'antennes.
- CCIR [1990] Service de radiodiffusion (sonore). Vol. X – Partie 1 de la XVII^e Assemblée plénière, Düsseldorf, République fédérale d'Allemagne.
- EATON, J.L. et THODAY, R.D.C. [juin 1977] Computer-aided wideband antenna design in the broadcast Band II. *Proc. IEE*, Vol. 124, 6.
- HILL D.A. et WAIT, J.R. [1973] Calculated pattern of a vertical antenna with a finite radial wire ground system. *Radio Sci.*, Vol. 8, 1, 81-86.
- JASIK, J.J. [1984] *Antenna Engineering Handbook*. McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, Etats-Unis d'Amérique.
- JORDAN, E.C. [1968] *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, Etats-Unis d'Amérique.
- KRAUS, J.D. [1950] *Antennas*. McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, Etats-Unis d'Amérique.
- MA, M.T. et WALTERS, L.C. [1969] Power gains for antennas over lossy plane ground. ESSA Tech. Rep. ERL 104-ITS 74, US Dept. of Commerce, Environmental Science Services Administrations, Boulder CO 80303, Etats-Unis d'Amérique.
- MANTON, R.G. [1977] The design of aperiodic reflecting screen for HF arrays. BBC Technical Note No. 48.
- MOULLIN, E.B. [1949] *Radio Aerials*. Oxford University Press, Amen House, Londres, Royaume-Uni.
- SCHELKUNOFF, S.A. [1951] *Electromagnetic Waves*. D. Van Nostrand Co., Inc., New York, Etats-Unis d'Amérique.
- SCHELKUNOFF, S.A. et FRIIS, H.T. [1952] *Antennas: Theory and Practice*. J. Wiley & Sons, Inc., New York, NY, Etats-Unis d'Amérique.
- STRATTON, J.A. [1941] *Electromagnetic Theory*. McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, Etats-Unis d'Amérique.
- WILENSKY, R. [1981] Wide Bandwidth Dipole Curtain Antennas: a Guide for Shortwave Broadcasters. International Broadcast Engineer.

Documents du CCIR

- [1982-86]: 10/183 (Hongrie, République populaire de).
- [1986-90]: 10/101 (Secrétariat du CCIR), GTI 10/1-7 (Italie), GTI 10/1-42 (Secrétariat du CCIR), GTI 10/1-46 (Allemagne (République fédérale d')), GTI 10/1-60(Rév.1) (Secrétariat du CCIR), GTI 10/1-65 (Italie), GTI 10/1-69 (Secrétariat du CCIR), GTI 10/1-79 (Secrétariat du CCIR), GTI 10/1-80 (Italie), GTI 10/1-102 (Royaume-Uni), GTI 10/1-107 (Pays-Bas).

PARTIE 2

Aspects pratiques des antennes d'émission
en ondes décimétriques**1. Introduction**

Les diagrammes de rayonnement des antennes pour ondes décimétriques illustrés au § 8 de la Partie 1 sont des diagrammes théoriques déduits de modèles mathématiques. Il convient d'observer que ces diagrammes correspondent à des antennes installées sur sol plat homogène de conductivité moyenne tel qu'il est décrit au § 3 de la Partie 1.

Cependant, les réseaux d'antennes et les lignes d'alimentation des antennes sont des systèmes très complexes et le rayonnement peut être influencé par de multiples paramètres qu'il n'est pas toujours possible de définir, par exemple les défauts de construction, l'environnement et la situation réelle des phénomènes de réflexion. Ces sujets vont être étudiés plus avant dans les divers paragraphes qui vont suivre.

Le diagramme de rayonnement réel d'une antenne située à un emplacement donné ne peut être établi que par mesure sur place.

2. Mesures des diagrammes de rayonnement d'antennes**2.1 Méthode de mesure**

La méthode appliquée pour déterminer le diagramme de rayonnement réel d'une antenne utilise généralement des appareils de mesure aéroportés. Le récepteur de mesure est monté sur un hélicoptère (le type d'aéronef préféré pour ces mesures) et il reçoit l'émission de l'antenne soumise aux essais. Il est certain que la réciproque est valide. Il convient cependant de se rappeler qu'une puissance d'émission relativement grande peut être nécessaire pour assurer une valeur suffisante du rapport signal/brouillage, en particulier pour ce qui concerne les zéros du diagramme.

Il est certain qu'une tentative de mesure du rayonnement utilisant un équipement de mesure basé à terre ne saurait donner le vrai diagramme horizontal à l'angle de site qui correspond au gain maximal dans le diagramme vertical.

2.2 Considérations relatives à l'emploi d'un hélicoptère pour les mesures

Lors de la mesure des diagrammes de rayonnement d'antennes pour ondes décimétriques, il faut considérer les réflexions comme composantes des lobes rayonnés. Ainsi, la distance optimale de mesure doit être un compromis entre la précision nécessaire (condition du champ lointain) et le temps de vol.

La formule suivante sert généralement à calculer la distance minimale de mesure avec une tolérance suffisante pour la condition du champ lointain:

$$d = 2h^2 / \lambda$$

où:

d : distance de mesure (m),

h : ouverture de l'antenne (m), y compris son radiateur image et son radiateur parasite,

λ : longueur d'onde (m).

Dans la pratique, on utilise souvent une distance de mesure comprise entre 2000 et 2500 m. Il faut cependant soigneusement tenir compte de l'environnement. Une plus grande distance peut être nécessaire s'il existe à l'emplacement d'autres émetteurs de grande puissance.

Normalement, une série de diagrammes de rayonnement mesurés pour une antenne pour ondes décimétriques comprend un diagramme de rayonnement horizontal (HRP) et un diagramme de rayonnement vertical (VRP) pour chaque condition d'exploitation de l'antenne. Le HRP est mesuré pour l'angle de site correspondant au rayonnement maximal dans le lobe principal et le VRP est mesuré dans la section transversale du lobe principal dans la direction du rayonnement maximal.

La précision des résultats dépend des caractéristiques de l'appareillage de mesure du champ et de localisation emporté par l'hélicoptère. De ce fait, il faut veiller avec soin aux éléments suivants:

- caractéristiques de l'antenne de réception et montage de cette antenne sur l'hélicoptère,
- récepteur d'essai (mesureur de champ), câbles compris,
- système de détermination de la position permettant d'établir des coordonnées tridimensionnelles exactes et de guider le pilote.

Pour garantir la fiabilité de la mesure du HRP, il convient, tout au moins dans le lobe principal, d'effectuer les mesures à deux reprises distinctes.

2.3 *Appareillage de mesure*

Un système de mesure du diagramme de rayonnement peut comprendre les éléments suivants:

- un récepteur d'essai avec:
 - une large gamme dynamique,
 - une bonne compatibilité électromagnétique (EMC),
 - une grande solidité et une grande stabilité (vibrations de l'hélicoptère et variations de température);
- une antenne de réception montée de telle sorte que l'influence de l'hélicoptère sur le diagramme de champ de l'antenne soit minimisée. Par exemple, on utilise souvent une antenne magnétique (boucle ou ferrite) (montée 3 m au moins au-dessous de l'hélicoptère);
- moyens, dans l'hélicoptère et/ou au sol, pour déterminer la position. On utilise souvent des méthodes de poursuite ou de repérage mettant en œuvre des systèmes de terre ou par satellite;
- moyens de commande, d'enregistrement et de traitement des données reliant les divers éléments par un bus de données.

Une source de signal ayant un niveau de puissance de sortie étalonné stable. Cette source peut être l'émetteur normal.

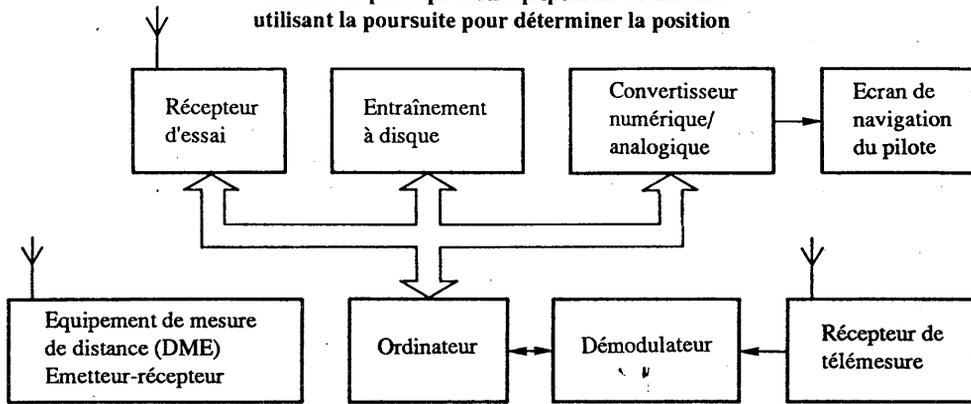
Les Fig. 45 et 46 représentent les schémas de principe simplifiés de deux systèmes de mesure mettant en œuvre des équipements de détermination de la position différents.

2.4 *Procédures de mesure*

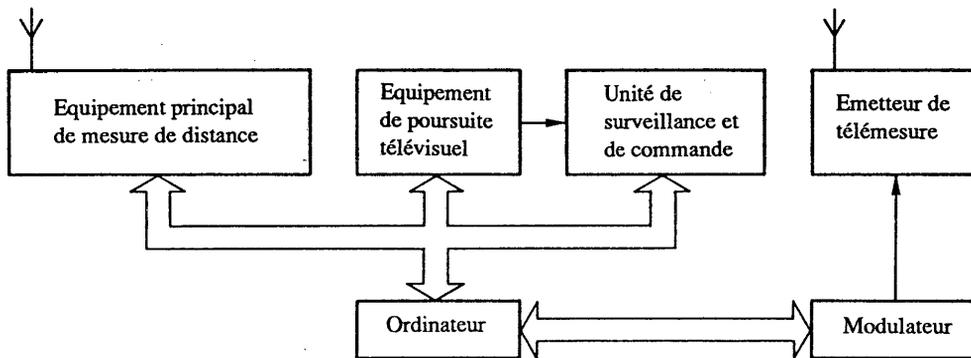
Une préparation soignée est indispensable avant que ne commencent les mesures. L'équipement installé à bord de l'hélicoptère comme l'équipement au sol doivent être vérifiés et leur bon fonctionnement contrôlé. Le générateur de signaux ou l'émetteur normal utilisés pour alimenter l'antenne mise à l'essai doivent être réglés et leur niveau de puissance doit être étalonné. Il peut être utile de moduler l'émission afin d'en faciliter la reconnaissance auditive pendant les mesures.

FIGURE 45

Schéma de principe d'un équipement de mesure utilisant la poursuite pour déterminer la position



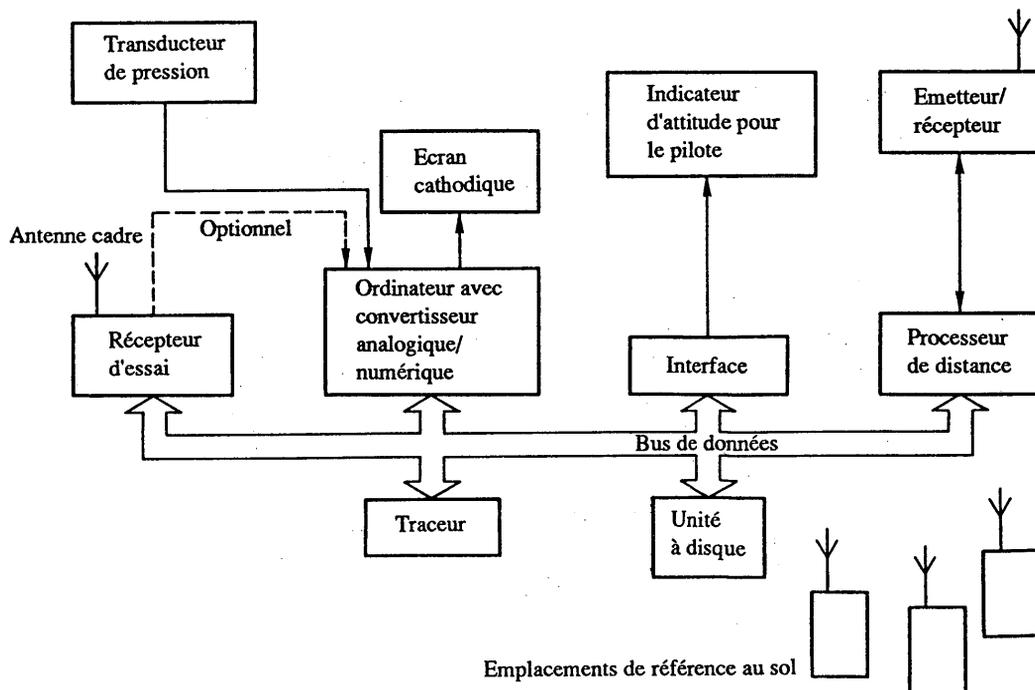
a) Equipement installé à bord de l'hélicoptère



b) Equipement au sol

FIGURE 46

Schéma de principe d'un équipement de mesure utilisant la mesure de la distance à terre pour déterminer la position

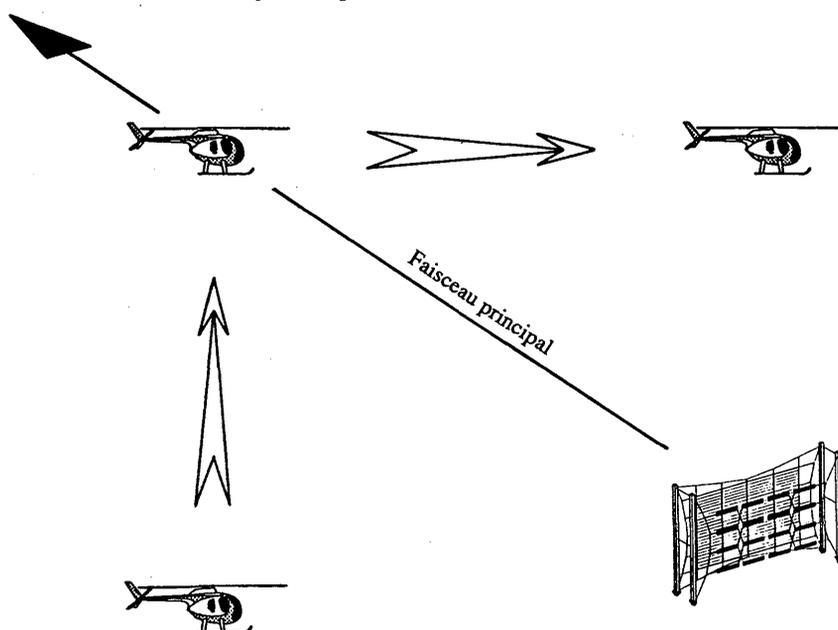


Au cours des mesures, l'hélicoptère doit suivre des trajets préétablis ainsi qu'il est précisé ci-dessous. Les trajets réels sont enregistrés à partir des indications fournies par l'équipement de détermination de la position embarquée, qui donne la position réelle de l'hélicoptère par rapport à l'antenne soumise aux essais. Présentée au pilote en temps réel, cette information lui permet de suivre le trajet correct de manière à obtenir la meilleure précision.

Dans l'idéal, un VRP est mesuré en suivant un demi-cercle au-dessus de l'antenne en commençant par l'azimut du rayonnement maximal tout en prenant des échantillons de l'intensité du champ. Mais, du fait qu'il est difficile pour le pilote de suivre un trajet aussi précis, il peut emprunter un trajet modifié. Ce trajet peut être une combinaison de montée verticale à une position donnée suivie d'une approche à une altitude connue comme l'indique la Fig. 47. Pendant ce vol, il importe de maintenir l'hélicoptère dans la bonne position azimutale, tout écart risquant de donner de fausses indications.

FIGURE 47

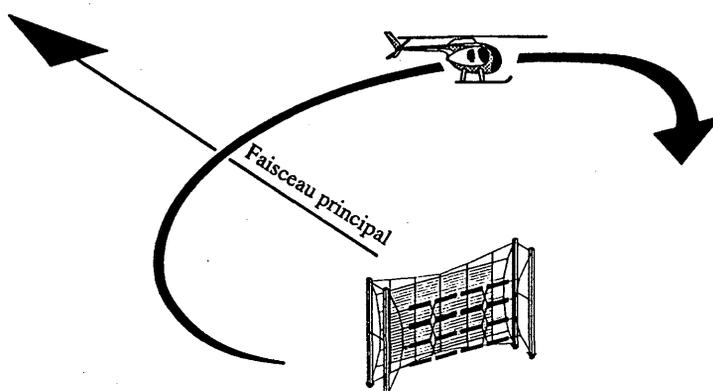
Trajet suivi pour le vol de mesure du VRP



Les résultats de la mesure verticale donnent l'angle de site pour le rayonnement maximal (le maximum dans le lobe principal) auquel la HRP devrait être mesurée. A une altitude correspondant à cet angle de site, l'hélicoptère décrit alors un cercle de rayon constant autour de l'antenne comme le montre la Fig.48.

FIGURE 48

Trajet suivi pour le vol de mesure du HRP



Sur ce trajet, il importe de conserver exactement l'angle de site correct, en effet, il est difficile de compenser les écarts, quels qu'ils soient.

En indiquant à l'opérateur dans l'hélicoptère les valeurs mesurées, sous la forme d'un diagramme d'antenne, il est possible de vérifier le bon fonctionnement du système de mesure pendant le vol.

Le récepteur d'essai doit pouvoir mesurer en mode de calcul de moyenne en sorte qu'un unique échantillon de niveau de signal puisse consister en une moyenne sur une durée déterminée (100 ms, par exemple) afin d'éliminer l'influence de la modulation. Le vol de l'hélicoptère et les capacités du système de mesure devraient être tels que deux échantillons au moins par degré dans le plan horizontal et cinq échantillons par degré dans le plan vertical soient enregistrés par le système en même temps que les données de position correspondantes.

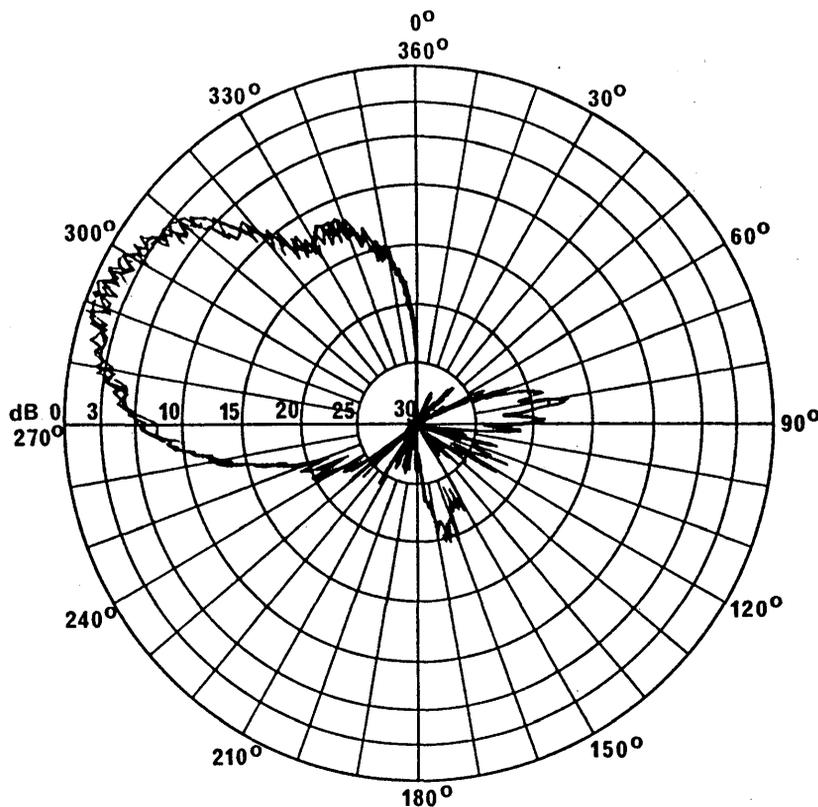
2.5 *Traitement des données mesurées*

Au cours d'une analyse ultérieure, les échantillons de niveau du signal sont convertis en valeurs de champ à distance normalisée compte tenu des caractéristiques de l'antenne de réception et de l'information relative à la position. A ce stade, il convient de rejeter tous les échantillons qui sont manifestement erronés.

La représentation graphique directe des échantillons de champ validés est généralement affectée d'ondulations comme le montre la Fig. 49.

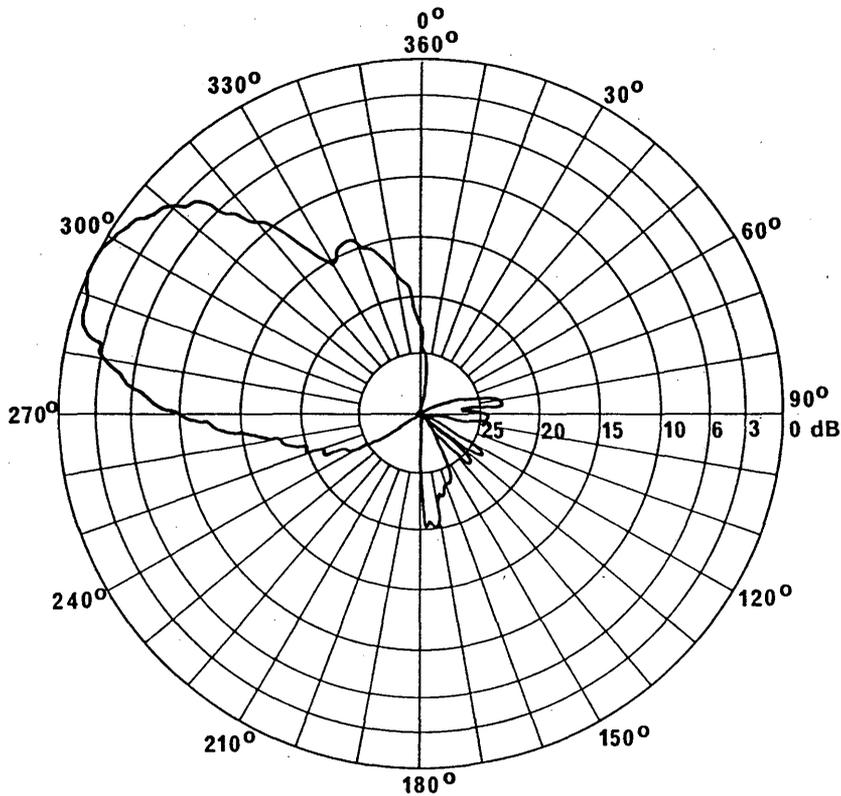
FIGURE 49

HRP établi sur la base d'échantillons validés du champ correspondant à trois vols complets autour de l'antenne



Si l'on veut obtenir un diagramme lissé, les données doivent être à nouveau traitées en utilisant une fonction de filtrage. Un tracé final utilisant ces valeurs filtrées est indiqué à la Fig. 50. Cette figure est tracée en coordonnées polaires logarithmiques, ce qui permet l'examen des lobes latéraux et des minima. D'autres formats et d'autres échelles peuvent être utilisés.

FIGURE 50
HRP final établi après filtrage
et normalisation des données



Le gain de l'antenne dans la direction du rayonnement maximum peut être calculé comme le rapport $p.i.r.e./P_{in}$, où P_{in} est la puissance fournie à l'antenne. La p.i.r.e. est obtenue à partir du champ mesuré et de la distance correspondante.

Le gain de directivité d'antenne peut être évalué d'après la forme des diagrammes de rayonnement horizontal et vertical mesurés, en supposant que la forme du diagramme de rayonnement vertical est identique pour toutes les directions azimutales.

3. Comparaison des diagrammes de rayonnement théoriques et mesurés

Il s'est avéré très difficile d'établir une comparaison valable entre diagrammes de rayonnement théoriques et mesurés.

Dans le cas des antennes-rideaux, les mesures ont permis d'établir que les variations de rendement découlent de multiples facteurs qu'il n'est pas facile d'isoler.

C'est ce qu'illustrent les Fig. 51a et b et 52a et b qui donnent les diagrammes de rayonnement mesurés et théoriques dans les plans horizontaux et verticaux d'une antenne-doublet horizontale HR 4/4/0,6 dotée d'un écran réflecteur aperiodique.

Bien que le lobe principal de rayonnement ait approximativement la même forme, il y a certaines différences en ce qui concerne le nombre, la taille et la position des lobes latéraux.

FIGURE 51a

Diagramme de rayonnement horizontal mesuré d'une antenne doublet horizontale multibande à alimentation par le centre du type HR 4/4/0,6 avec écran réflecteur aperiodique mesuré à $F_R = 1,0$

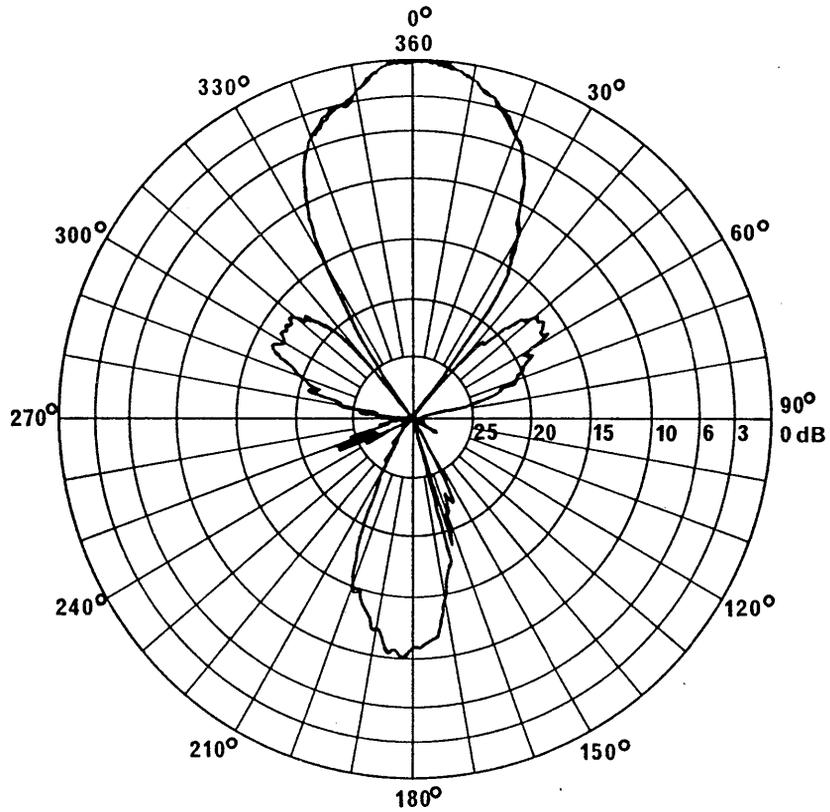
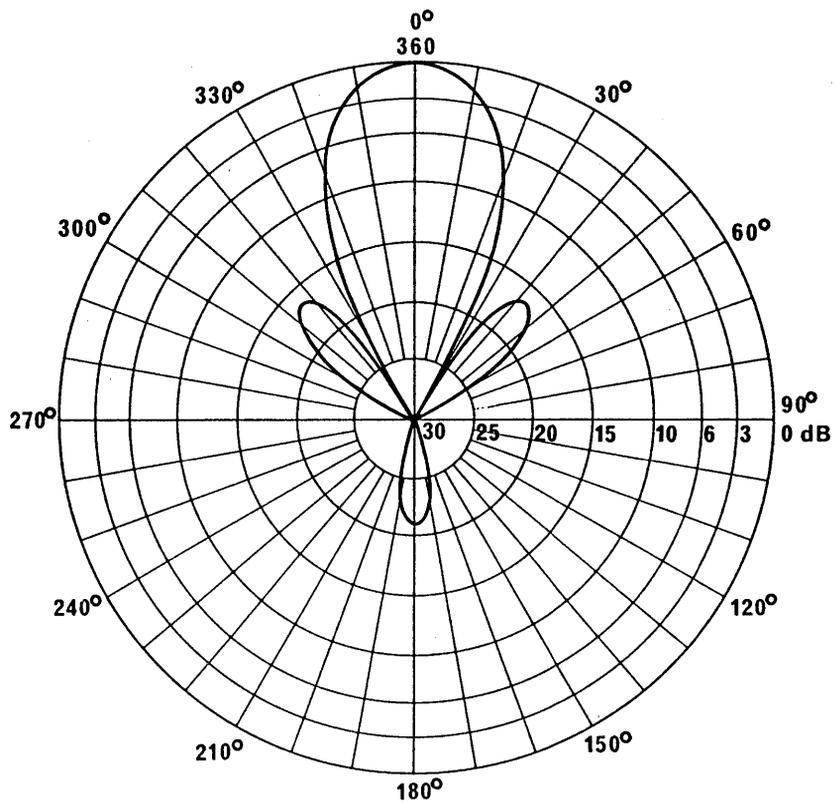


FIGURE 51b

Diagramme de rayonnement horizontal théorique de l'antenne de la Fig. 51a



PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

3.1 Comparaison des rapports avant/arrière théoriques et mesurés

La Fig. 53 montre une comparaison entre valeurs mesurées et calculées des rapports avant/arrière (FTBR) dans le cas d'une antenne HR 4/4/1,0. La Fig. 54 représente la même comparaison pour d'autres types d'antennes rideaux et différents paramètres d'écran réflecteur. Sur ces deux figures, le FTBR calculé correspond à un écran aperiodique comptant 50 fils par longueur d'onde comme sur la Fig. 23 du § 4.7.4.1 de la Partie 1.

FIGURE 53
Valeurs du FTBR mesurées et calculées
pour une antenne HR 4/4/1,0

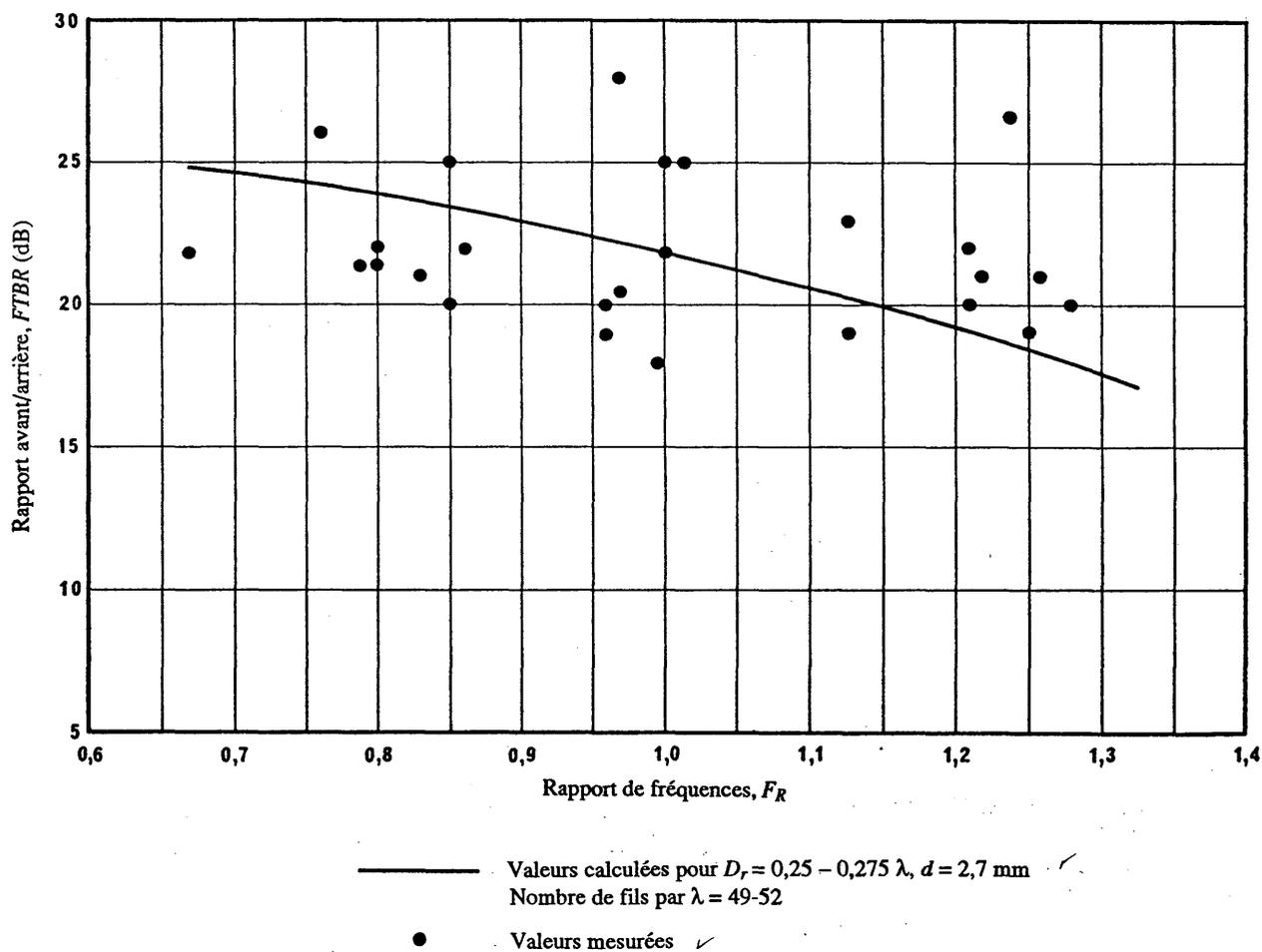
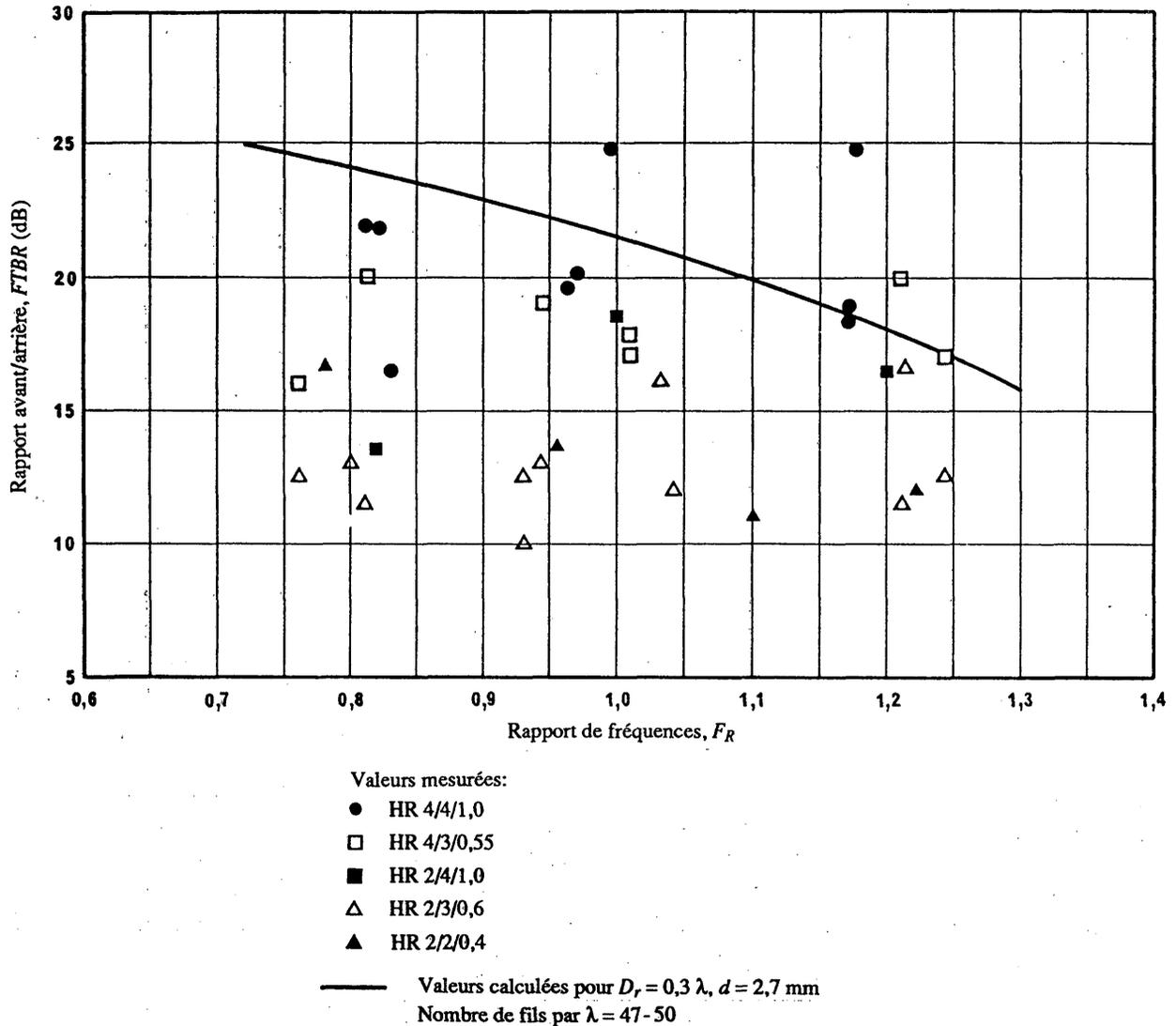


FIGURE 54
Valeurs du FTBR mesurées et calculées
pour divers types d'antennes



4. Influence de l'environnement sur les diagrammes de rayonnement

On sait que les facteurs suivants influent sur le diagramme de rayonnement des antennes en ondes décimétriques.

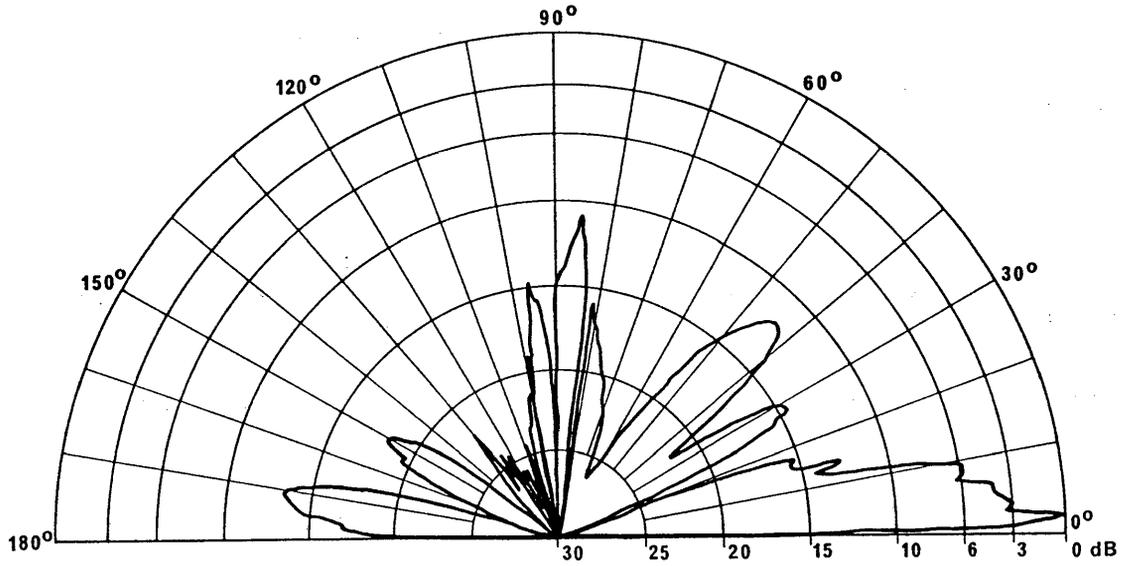
4.1 Topographie du terrain

Les exemples théoriques de diagrammes de rayonnement présentés au § 8 de la Partie 1 sont fondés sur l'hypothèse que l'antenne est installée sur un sol homogène plat de conductivité moyenne. Toute perturbation des caractéristiques du sol (pentes, collines, vallées, etc.) produit des courants image qui diffèrent, en position et en valeur, de ceux qui sont utilisés dans les calculs. De ce fait, le diagramme de rayonnement se trouve modifié. Selon le type d'antenne utilisé, le diagramme de rayonnement peut être notablement modifié par des perturbations du sol situées jusqu'à plusieurs kilomètres à partir de l'antenne.

La Fig. 55 illustre les effets d'un profil irrégulier du sol sur le VRP d'une antenne du type HR 4/4/0,5.

FIGURE 55

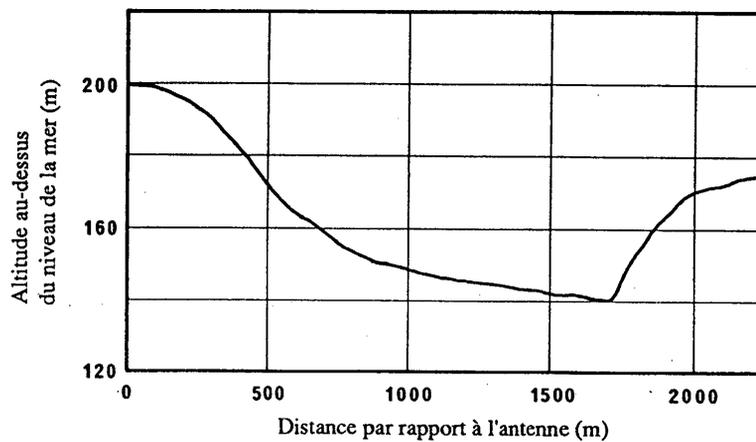
Diagramme de rayonnement vertical mesuré à 21,56 MHz
pour une antenne HR 4/4/0,5 (Gamme de fréquences de travail: 11-21 MHz),
alimentée par le centre, avec écran apériodique, sans déviation



Le sol en avant de l'antenne descend en pente vers une vallée avant de remonter comme l'indique la Fig. 56.

FIGURE 56

Profil du terrain à l'avant d'une antenne HR 4/4/0,5



Dans ce cas, l'angle de site correspondant au gain maximal est notablement inférieur à l'angle théorique calculé sur la base d'un sol plat à l'avant de l'antenne.

Il convient d'observer que l'inverse est vrai: si le sol à l'avant de l'antenne s'élève, l'angle de site au gain maximal est plus grand que l'angle de site théorique.

4.2 *Conductivité du sol*

Le diagramme de rayonnement calculé se fonde sur une conductivité moyenne du sol. Mais il y a des changements dans le diagramme vertical, notamment dans le cas des antennes à polarisation verticale, lorsque la conductivité réelle du sol diffère notablement des valeurs moyennes admises par hypothèse.

4.3 *Autres structures locales*

Les antennes en ondes décimétriques à gain élevé sont physiquement importantes et nécessitent de fortes structures de soutien, en même temps qu'elles occupent d'importantes superficies.

Nombre de centres d'émission nécessitent plusieurs antennes pour travailler sur toute la série des bandes et des azimuts indispensables pour couvrir une série d'objectifs quels que soient le jour, la saison ou le cycle solaire.

On sait que les facteurs suivants ont des effets néfastes sur le rendement du rayonnement des antennes:

- couplage d'énergie sur des antennes adjacentes;
- obstacles à l'avant de l'antenne, par exemple:
 - bâtiments abritant l'émetteur,
 - structures hautes (par exemple, les clochers d'églises),
 - pylônes haute tension,
 - haubans d'antennes,
 - arbres,
 - lignes d'alimentation.

Dans des cas particuliers, le rayonnement d'une antenne vers l'avant peut être modifié par la présence d'une ou de plusieurs autres antennes.

La Fig. 57 illustre l'effet d'une obstruction par d'autres antennes situées à quelque 600 m de distance sur le HRP d'une antenne HR 4/4/0,5. L'implantation de ces antennes est indiquée sur la Fig. 58. Le diagramme de rayonnement horizontal (HRP) est perturbé et il existe de notables différences dans la taille et l'emplacement des lobes latéraux par rapport au HRP théorique. Le diagramme de rayonnement vertical est lui aussi affecté. Non seulement l'angle de site correspondant au gain maximal est plus grand que prévu, mais les lobes latéraux du VRP ont également une plus grande amplitude.

FIGURE 57

Diagramme de rayonnement horizontal mesuré à 15,39 MHz
d'une antenne HR 4/4/0,5 (Gamme de fréquences de travail: 11-21 MHz),
alimentée par le centre, avec écran apériodique et angle de déviation de -20°

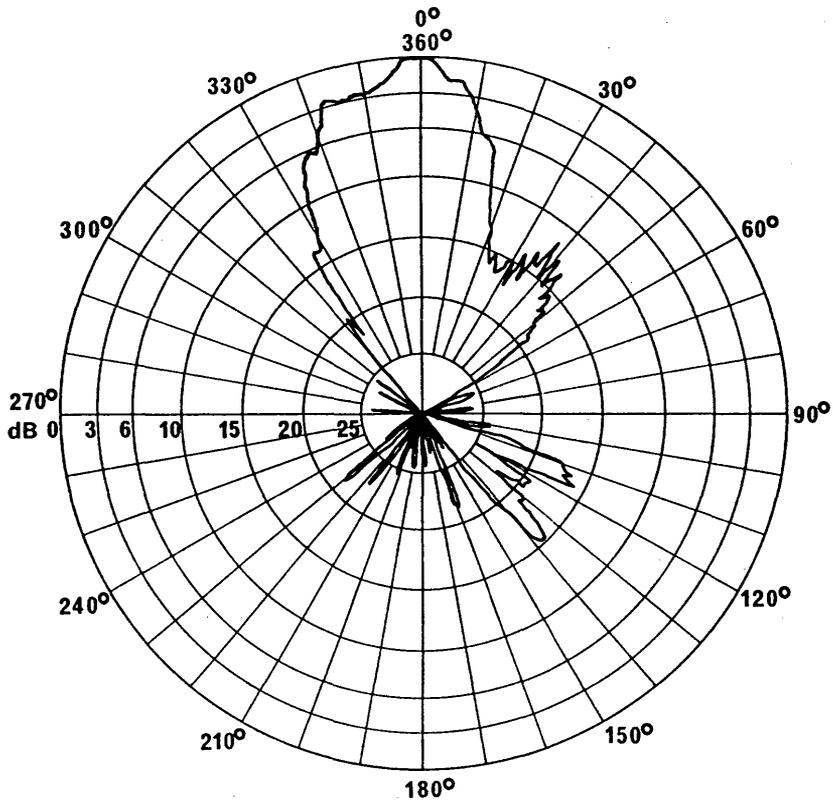
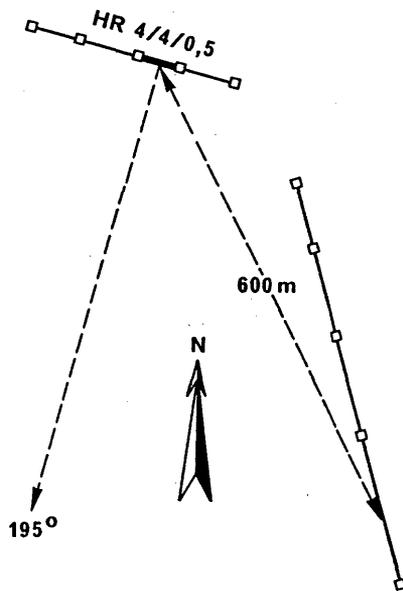


FIGURE 58

Disposition des antennes



5. Variations du rendement effectif d'une antenne

Les exemples de diagrammes de rayonnement d'antennes en ondes décimétriques présentés au § 8 de la Partie 1 donnent le rendement calculé d'antennes conformes aux critères de conception spécifiés dans la Partie 1.

Les variations du rendement effectif des antennes réelles par rapport au cas idéal sont dues aux paramètres physiques et aux paramètres électriques faits par les constructeurs pour parvenir à une réalisation économique.

Par exemple, les principales causes de variations du rendement des antennes-rideaux sont:

- l'espacement des fils dans l'écran réflecteur,
- l'épaisseur des fils de l'écran réflecteur,
- l'espacement entre l'écran réflecteur et les doublets,
- la taille relative de l'écran réflecteur par rapport à celle du réseau de doublets,
- l'espacement (horizontal et vertical) entre les doublets,
- la fréquence nominale de l'antenne,
- l'épaisseur réelle des doublets,
- la géométrie physique des structures de soutien (par exemple haubans, caténaire).

5.1 Diagramme azimutal

Les Fig. 59 et 60 montrent la variation des caractéristiques en HRP que l'on peut prévoir pour les antennes nominales HR 4/4/1,0 fournies par différents fabricants et exploitées dans des sites d'émission différents.

La Fig. 61 donne le diagramme de rayonnement horizontal théorique d'une antenne HR 4/4/1,0 utilisant les paramètres par défaut.

FIGURE 59

HRP d'une antenne-doublet horizontale multibande
à alimentation en extrémité du type HR 4/4/1,0 avec écran
réflecteur aperiodique mesuré à $F_R = 0,7$

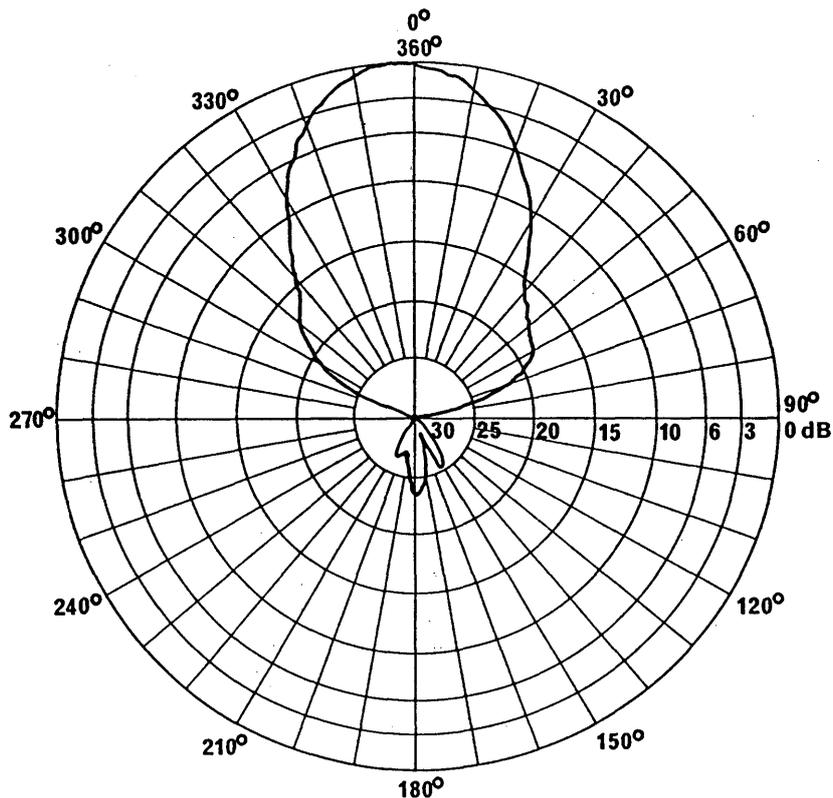


FIGURE 60

HRP d'une antenne-doublet horizontale multibande à alimentation en extrémité différente, du type HR 4/4/1,0 avec écran réflecteur aperiodique mesuré à $F_R = 0,7$

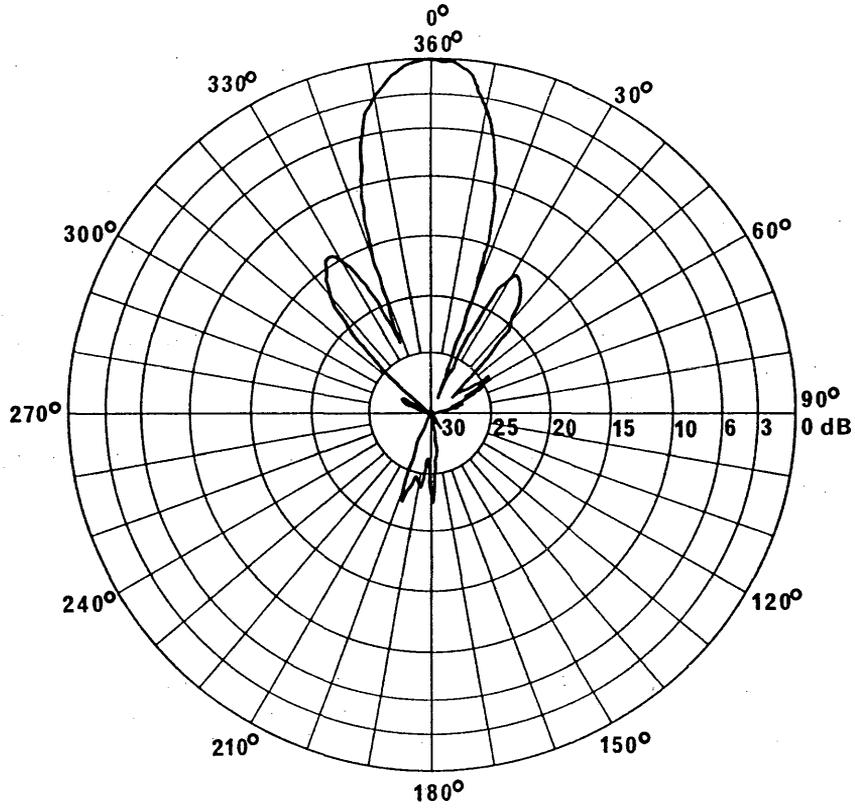
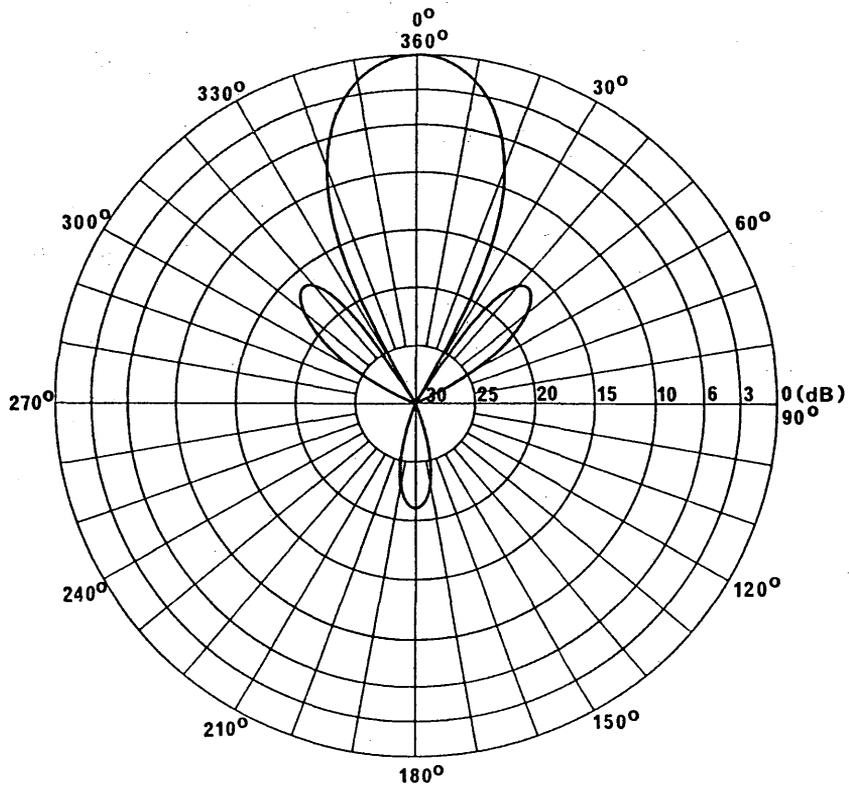


FIGURE 61

HRP théorique d'une antenne multibande à alimentation en extrémité du type HR 4/4/1,0 avec écran réflecteur aperiodique mesuré à $F_R = 0,7$



5.2 Diagramme dévié

Il convient aussi d'observer que les concepteurs des antennes obtiennent la déviation du tir des doublets horizontaux en ondes décimétriques à l'aide de diverses méthodes. En général, la méthode utilisée donne un angle réel de déviation plus petit que l'angle spécifié (voir le § 4.3 de la Partie 1).

Cependant, dans certains modèles d'antennes, la réduction de déviation peut être compensée en sorte qu'en pratique, l'angle de déviation spécifié est obtenu pour toute la gamme des fréquences de l'antenne.

C'est ce qu'illustrent les Fig. 62 et 63. La Fig. 62 est le HRP mesuré d'une antenne à déviation horizontale HRS 4/4/0,5 ayant un angle de déviation nominal de $+25^\circ$. On obtient dans la pratique une déviation d'environ $+25^\circ$, dans toute la gamme de fréquences de l'antenne.

La Fig. 63 est le HRP mesuré d'une antenne à déviation horizontale du type HRS 4/4/1,0 ayant un angle de déviation nominal de $+30^\circ$. La déviation obtenue dans la pratique est d'environ 25° .

FIGURE 62

HRP d'une antenne-doublet horizontale multibande à alimentation par le centre du type HRS 4/4/0,5 avec écran apériodique, avec une déviation de $+25^\circ$ par rapport à l'azimut fondamental de 275° , mesuré à $F_R = 0,7$

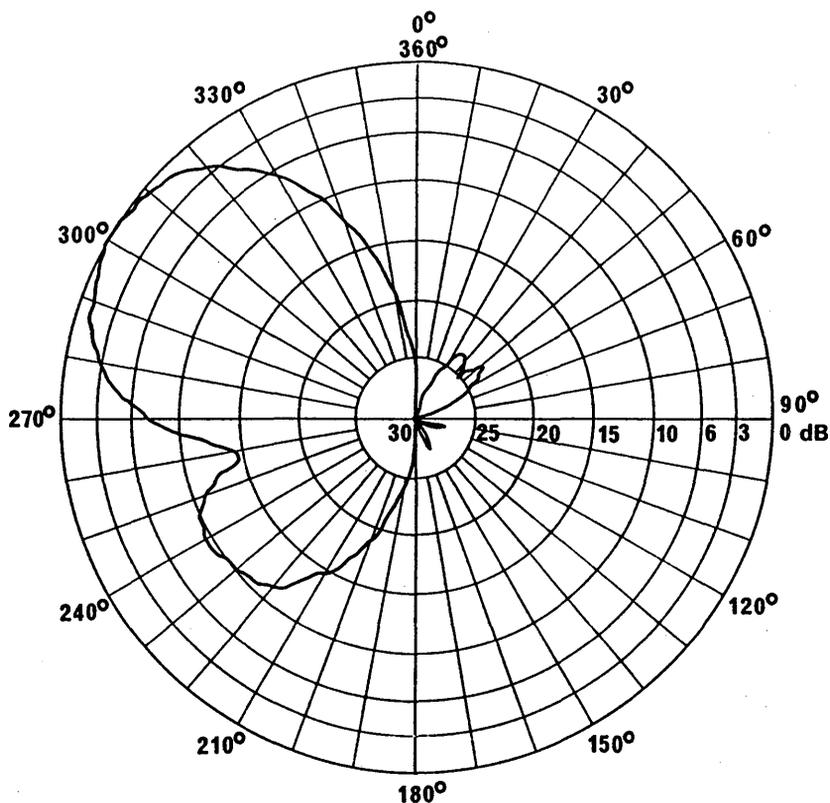
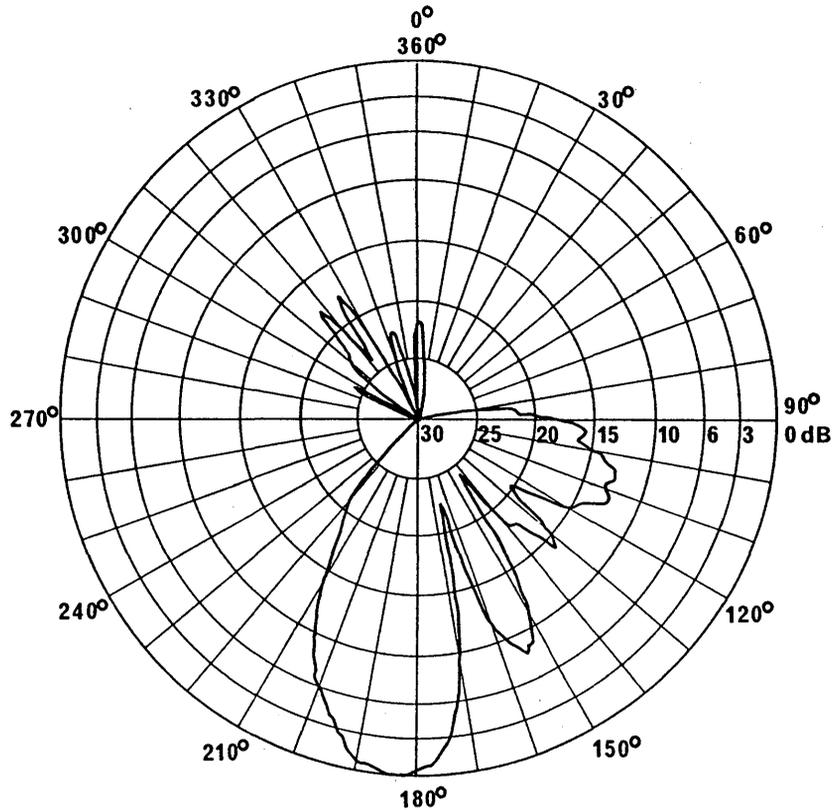


FIGURE 63

HRP d'une antenne-doublet horizontale multibande à alimentation par le centre du type HR 4/4/1,0 avec écran aperiodique avec une déviation de $+30^\circ$ par rapport à un azimut fondamental de 160° , mesuré à $F_R = 1,3$



6. Caractère approprié et application des antennes

6.1 Antennes-doublets horizontales

Les antennes-doublets horizontales sont la forme la plus courante des antennes utilisées pour la radiodiffusion à ondes décamétriques. Elles peuvent être conçues de manière telle que leur diagramme corresponde étroitement à n'importe quelle forme normalement requise.

6.2 Antennes-rideaux orientables

Une antenne-rideau orientable se compose normalement de deux réseaux de doublets installés de part et d'autre d'un écran réflecteur commun. Si chacun de ces réseaux a une gamme de fréquences de travail d'un octave, l'antenne peut couvrir toutes les bandes d'ondes décamétriques allant de 6 à 26 MHz.

Ces antennes sont orientées mécaniquement de manière à ce que le faisceau rayonné soit dans la direction de l'azimut désiré. Le temps nécessaire à l'exécution de ce mouvement mécanique est typiquement inférieur à 5 min pour une rotation complète de 360° .

Ces antennes sont particulièrement adaptées pour les emplacements de superficie restreinte à partir desquels il est indispensable de travailler dans un grand nombre d'azimuts.

6.3 *Antennes en losange*

Les antennes en losange ne sont pas recommandées pour la radiodiffusion en ondes décamétriques car:

- leur lobe principal est étroit dans les deux plans horizontal et vertical, en sorte que la zone de service requise ne peut être couverte de façon fiable en raison des variations des caractéristiques ionosphériques;
- il existe un nombre important de lobes latéraux de taille suffisante pour provoquer des brouillages à d'autres émissions;
- une proportion importante de la puissance de l'émetteur est dissipée dans l'impédance terminale.

6.4 *Antennes log-périodiques à azimuth fixe*

Les antennes log-périodiques ont l'avantage de couvrir une vaste gamme de fréquences. Elles sont couramment utilisées pour la radiodiffusion à courte distance en raison de la largeur de leur faisceau et de leur faible gain.

6.5 *Antennes log-périodiques orientables*

Les antennes log-périodiques orientables ont généralement des éléments rayonnants horizontaux. Lorsqu'ils sont montés sur un mât vertical, le nombre des lobes du diagramme de rayonnement vertical augmente en fonction de la fréquence de service.

Bien que les antennes log-périodiques orientables soient utilisées pour la radiodiffusion à courte, à moyenne et à grande distance, leur emploi n'est recommandé que pour des fins particulières, par exemple pour la radiodiffusion à courte distance en ondes kilométriques et hectométriques et pour la radiodiffusion à grande distance dans les bandes de fréquences supérieures lorsqu'on peut accepter une largeur du faisceau importante.

BIBLIOGRAPHIE

Documents du CCIR

[1986-90]: GTI 10/1-25 (Italie et Cité du Vatican), GTI 10/1-26 (France), GTI 10/1-31 (Pays-Bas), GTI 10/1-34 (Royaume-Uni), GTI 10/1-35 (Royaume-Uni), GTI 10/1-36 (Deutsche Welle), GTI 10/1-57 (Norvège), GTI 10/1-58 (Royaume-Uni), GTI 10/1-59 (Royaume-Uni), GTI 10/1-62 (Finlande), GTI 10/1-73 (Norvège), GTI 10/1-83 (Suède), GTI 10/1-84 (Suède), GTI 10/1-85 (Royaume-Uni), GTI 10/1-86 (Finlande), GTI 10/1-87+Add.1 (Pays-Bas), GTI 10/1-93 (Royaume-Uni), GTI 10/1-95 (Royaume-Uni).

ANNEXE I

Exemples de diagrammes

Les exemples de diagrammes sont donnés pour les types d'antenne ci-après et pour des rapports de fréquence F_R et des déviations s spécifiés.

1. Antennes-rideaux

1.1 Antennes-rideaux sans réflecteur

H 1/1/0,3 $F_R = 1$ (Fig. 64)

1.2 Antennes-rideaux avec réflecteur accordé

HR 2/1/0,5 $F_R = 1$ $s = 0^\circ$ (Fig. 65)

HRS 2/2/0,5 $F_R = 1$ $s = 0^\circ, 15^\circ$ (Fig. 66 et 67)

1.3 Antennes-rideaux avec écran réflecteur aperiodique

HRS 2/2/0,5 $F_R = 1$ $s = 0^\circ, 15^\circ$ (Fig. 68 et 69)

HRS 4/3/0,5 $F_R = 1$ $s = 0^\circ$ (Fig. 70)

HRS 4/4/0,5 $F_R = 0,7; 1,0; 1,4$ $s = 0^\circ, 30^\circ$ (Fig. 71 à 76)

HRS 4/4/1,0 $F_R = 1$ $s = 0^\circ$ (Fig. 77)

2. Antennes tropicales

T 1/2/0,3 $F_R = 1$ $s = 0^\circ$ (Fig. 78)

T 2/2/0,5 $F_R = 1$ $s = 0^\circ, 15^\circ$ (Fig. 79 et 80)

3. Antennes log-périodiques

LPH 18/35/30/30/3/26/89 (Fig. 81)

LPV 18/45/3/17/6/34/220 (Fig. 82)

4. Antennes quadrants

HQ 1/0,3 (Fig. 83)

5. Antennes à doublets croisés

HX 0,3 (Fig. 84)

6. Antennes en losange

RH 90/55/15 (Fig. 85)

7. Antennes unipolaires verticales

VM 12,5/12,5/120/3 (Fig. 86)

FIGURE 64a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

Antenne-rideau sans réflecteur
H 1/1/0,3
 $F_R = 1$
 $\theta = 47^\circ$
 $G_i = 5,9 \text{ dB}$

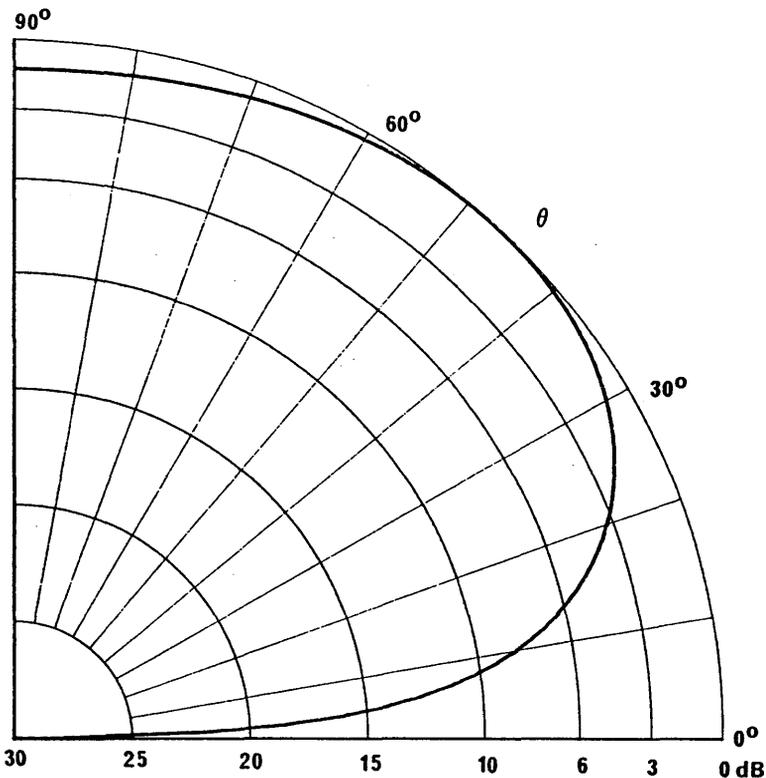


FIGURE 64b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 47°

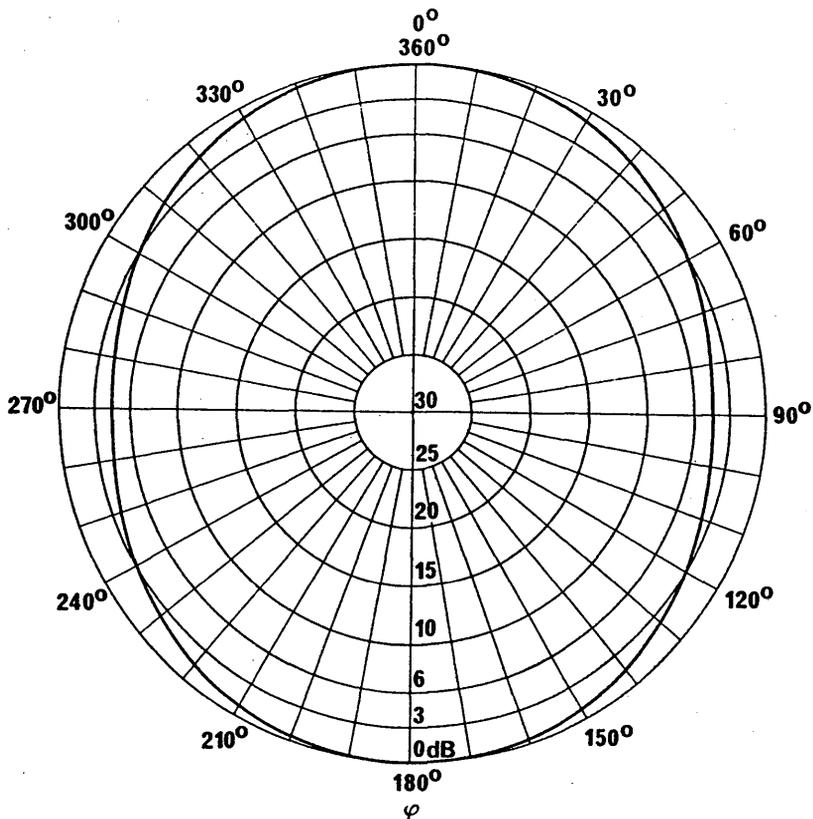


FIGURE 64c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

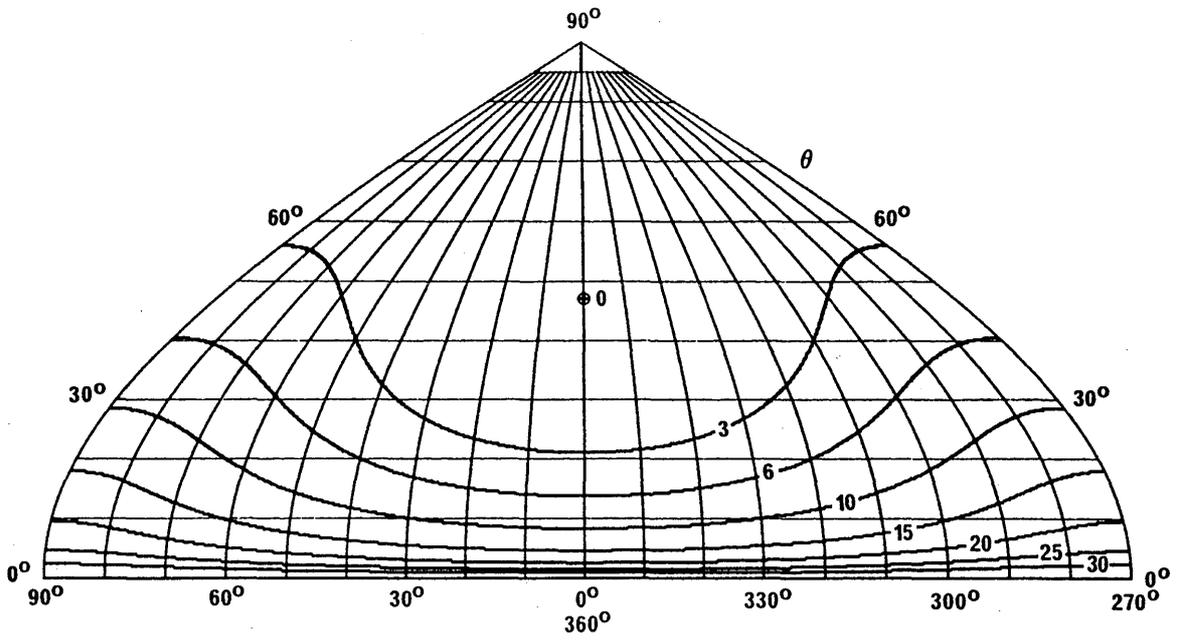


FIGURE 64d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

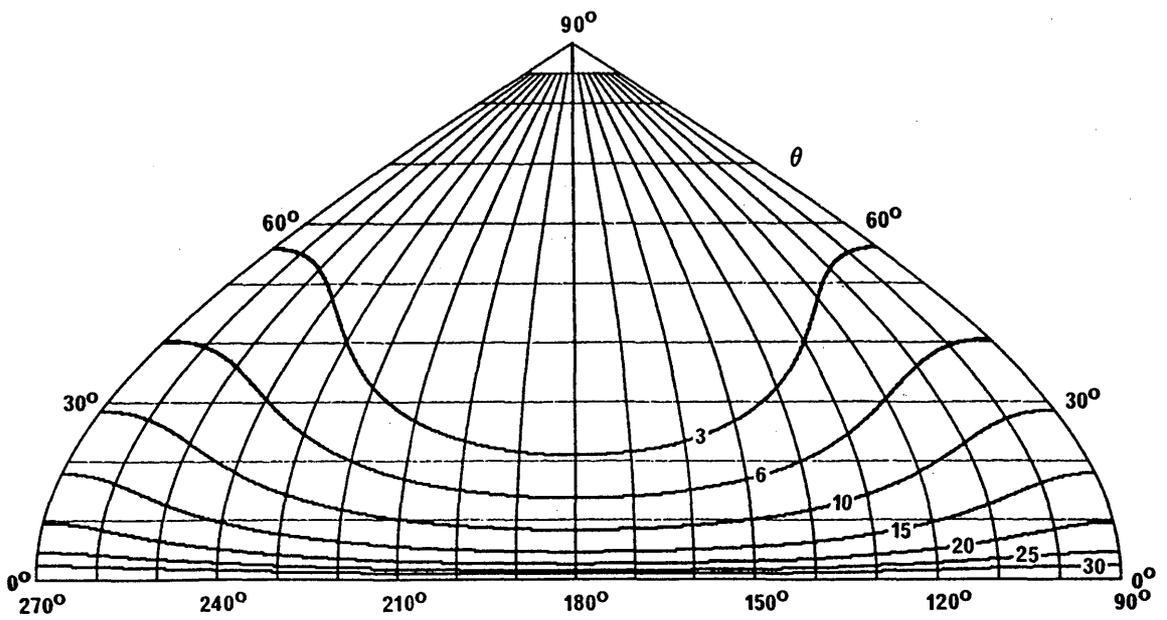


FIGURE 65a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

Antenne-rideau avec réflecteur accordé
 HR 2/1/0,5
 $F_R = 1$
 $\theta = 27^\circ$
 $G_i = 12,6 \text{ dB}$

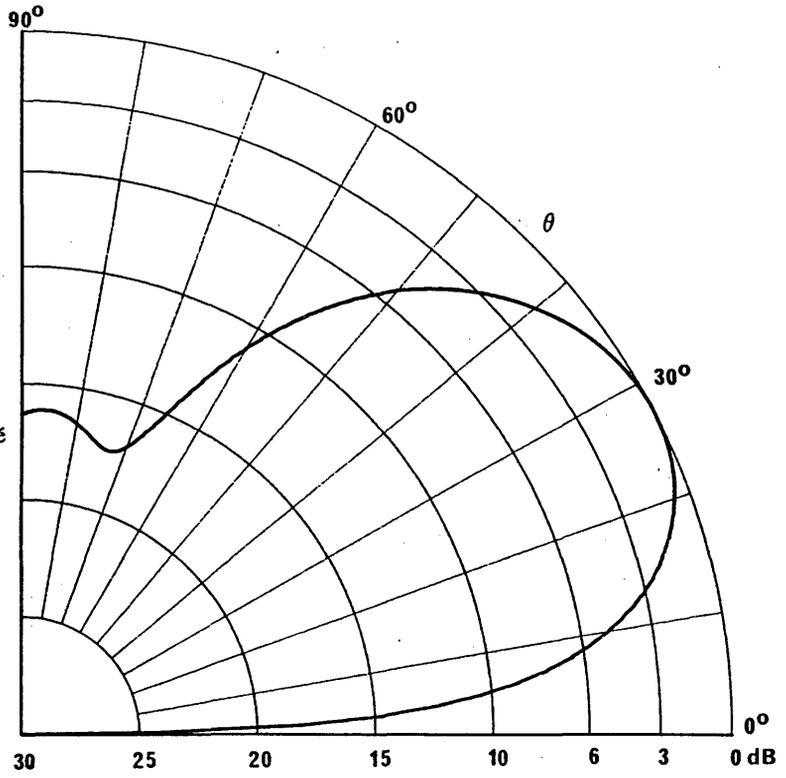


FIGURE 65b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 27°

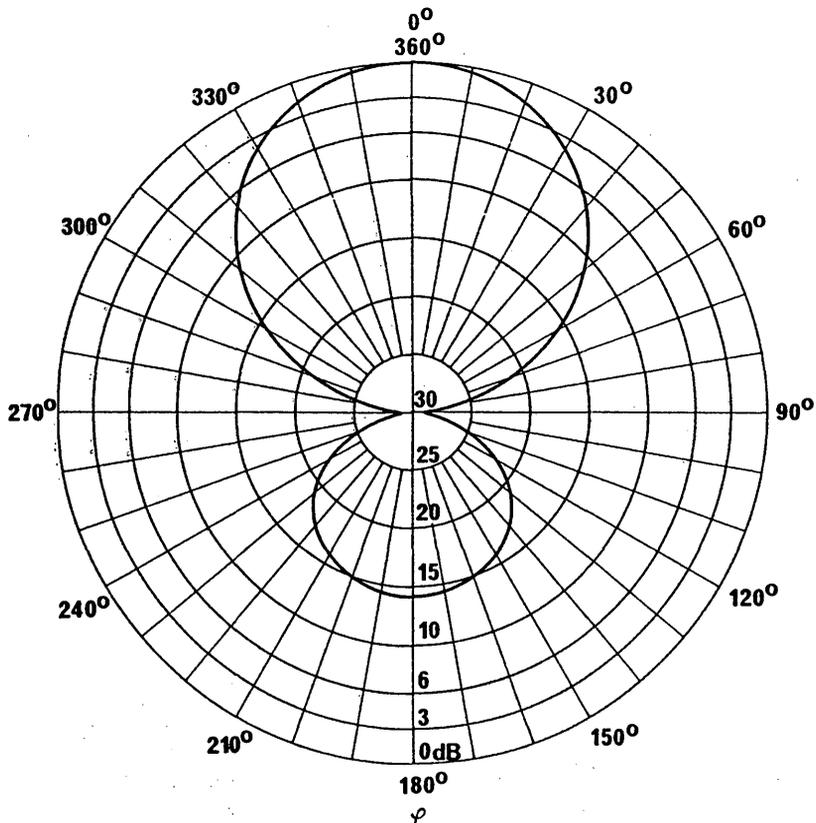


FIGURE 65c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

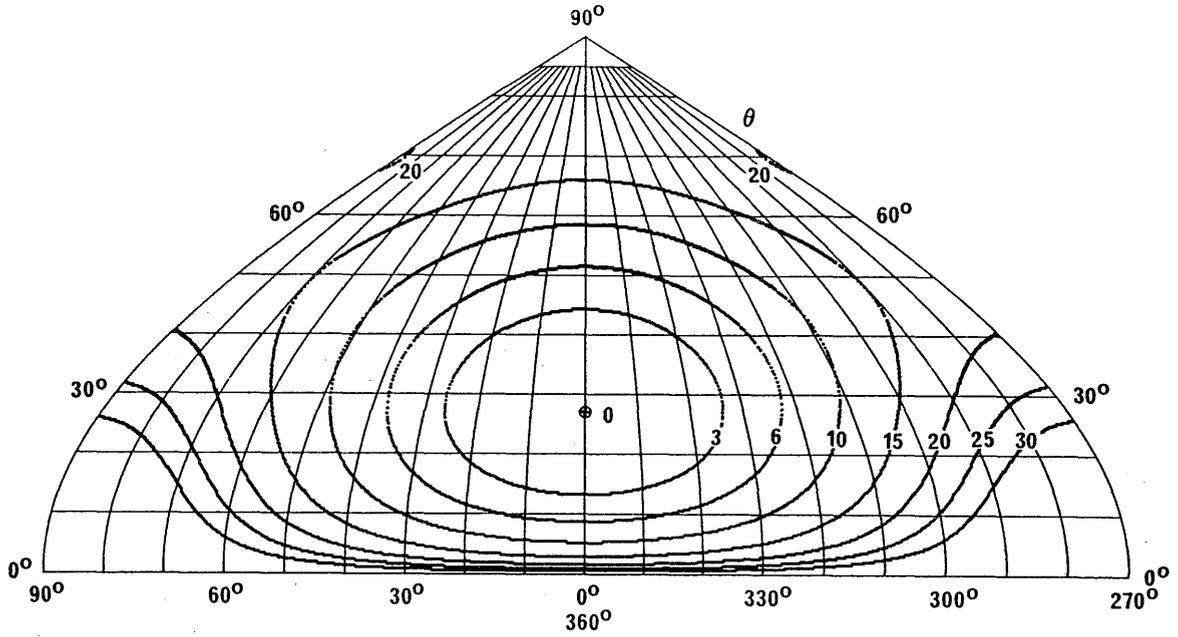


FIGURE 65d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

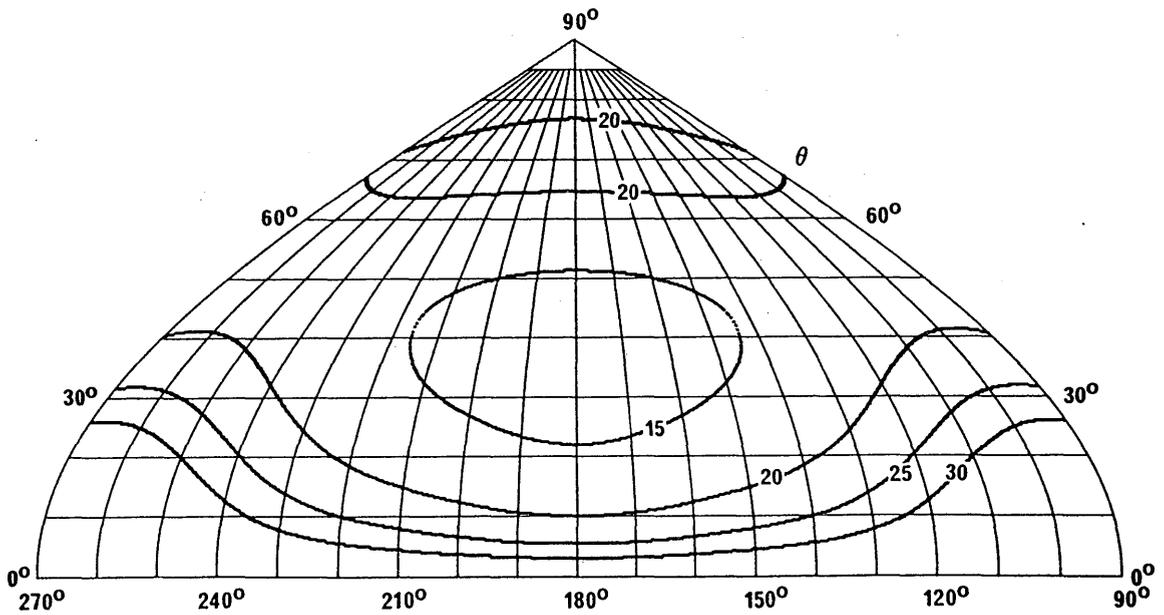


FIGURE 66a

Diagramme vertical pour un angle de site d'azimut de 0°

Antenne-rideau avec réflecteur accordé
 HR 2/2/0,5
 $F_R = 1$
 $\theta = 17^\circ$
 $G_i = 15,5 \text{ dB}$

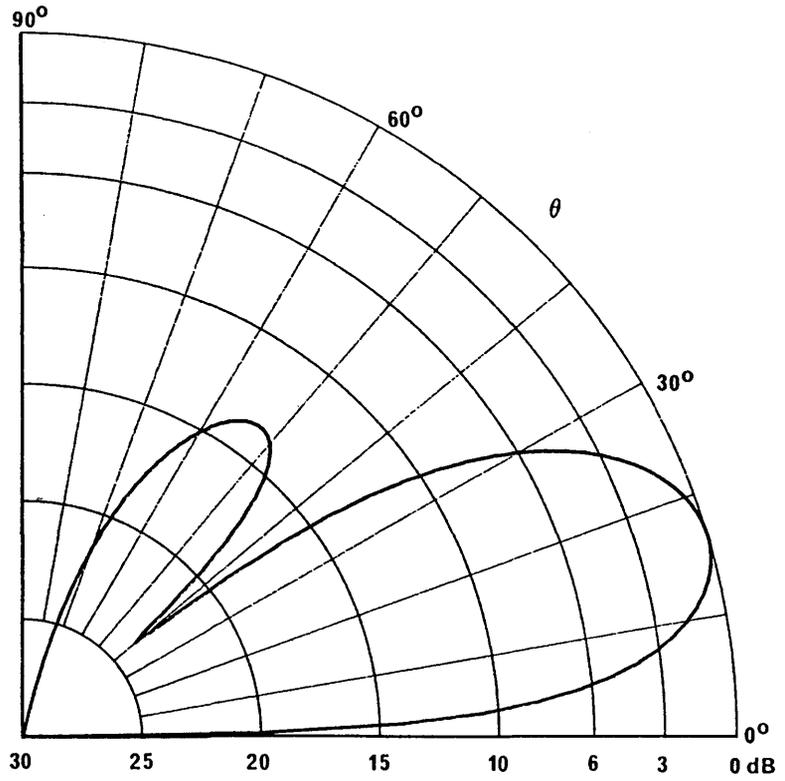


FIGURE 66b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 17°

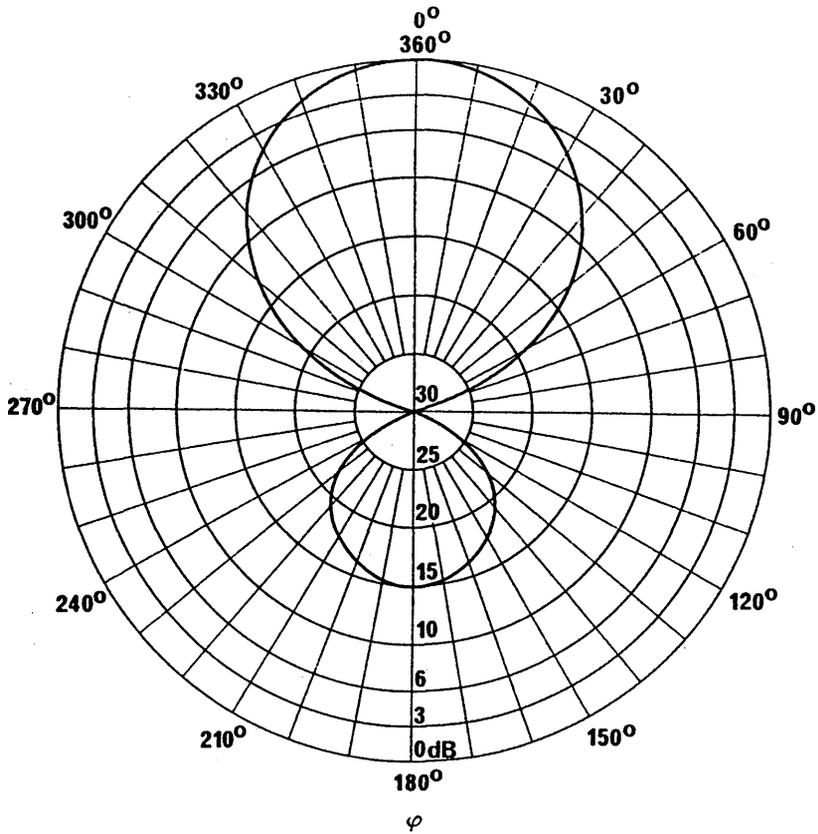


FIGURE 66c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

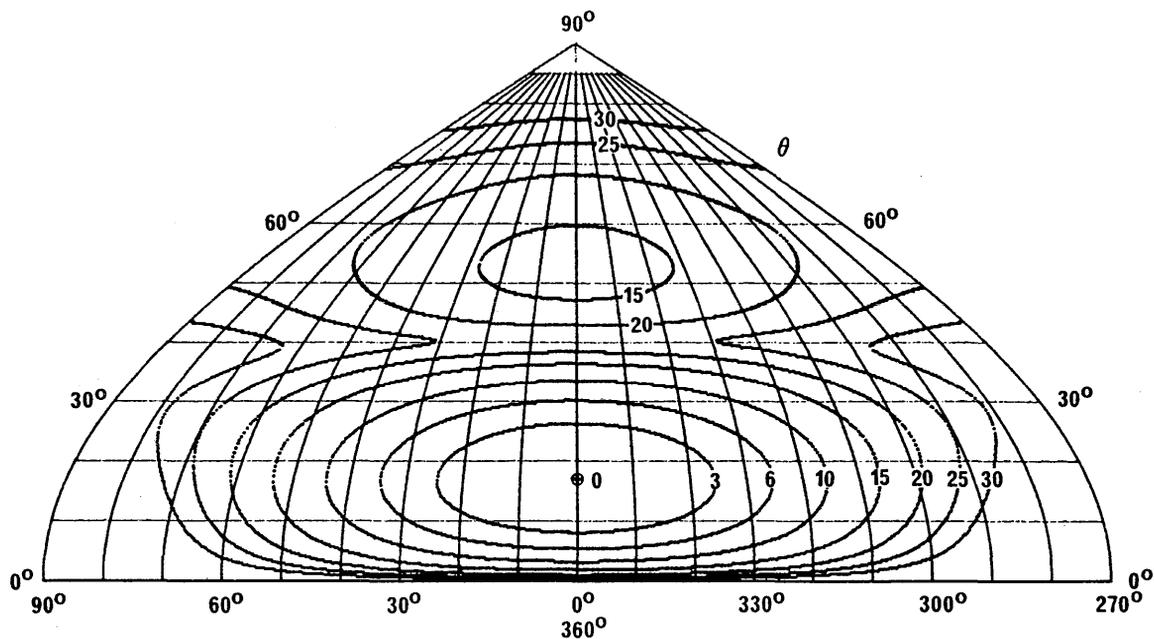


FIGURE 66d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

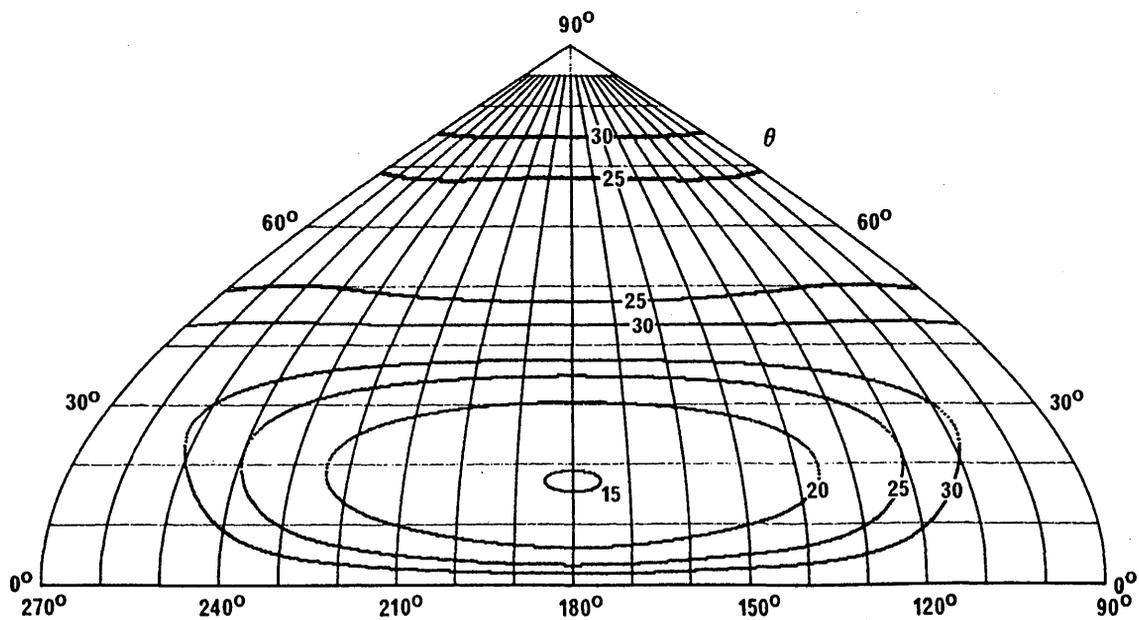


FIGURE 67a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 9°

Antenne-rideau avec réflecteur accordé

HRS 22/0,5

$F_R = 1$

$s = 15^\circ$

$\theta = 17^\circ$

$\varphi = 9^\circ$

$G_i = 15,5 \text{ dB}$

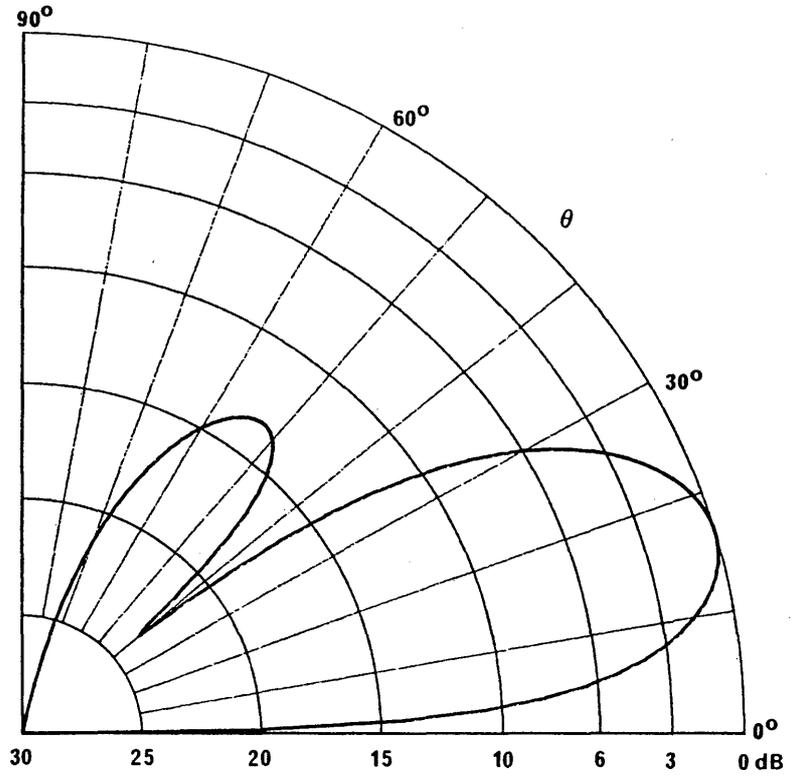


FIGURE 67b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 17°

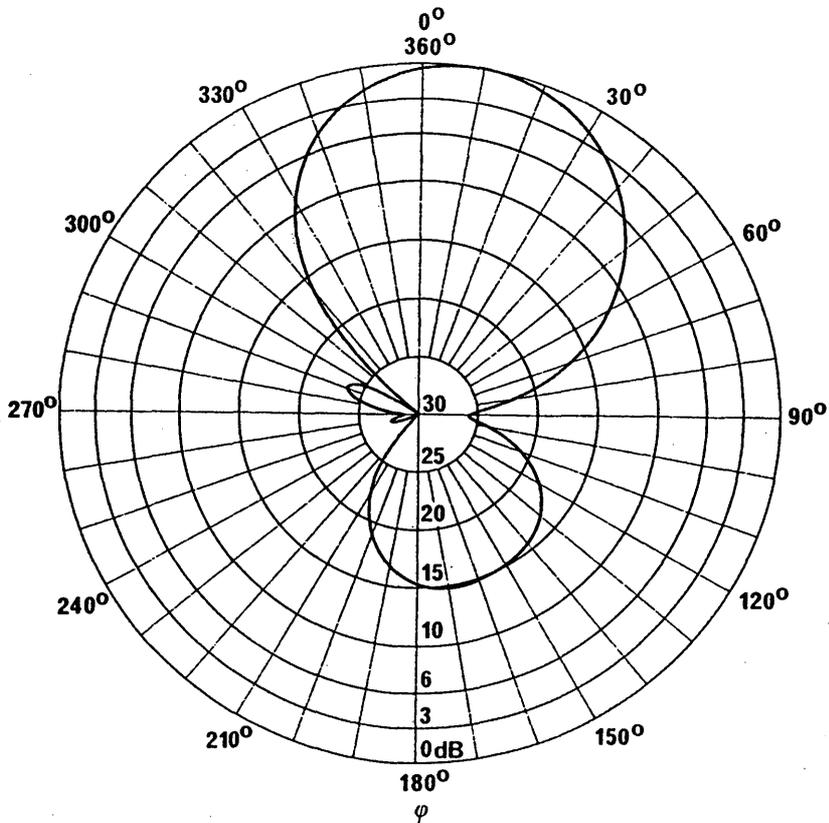


FIGURE 67c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

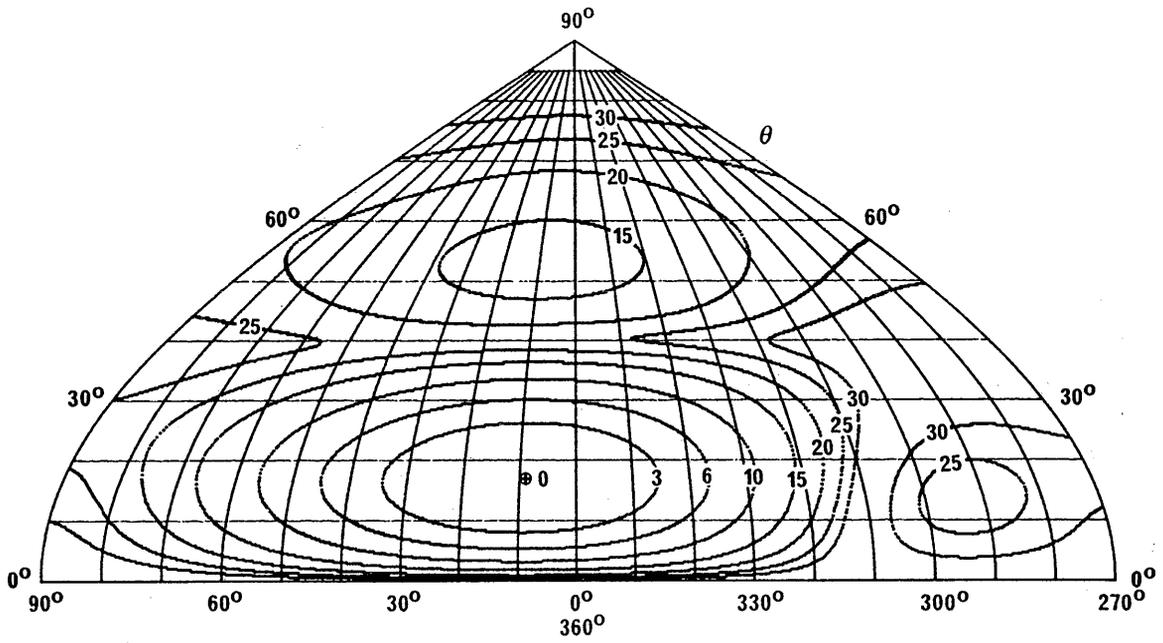


FIGURE 67d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

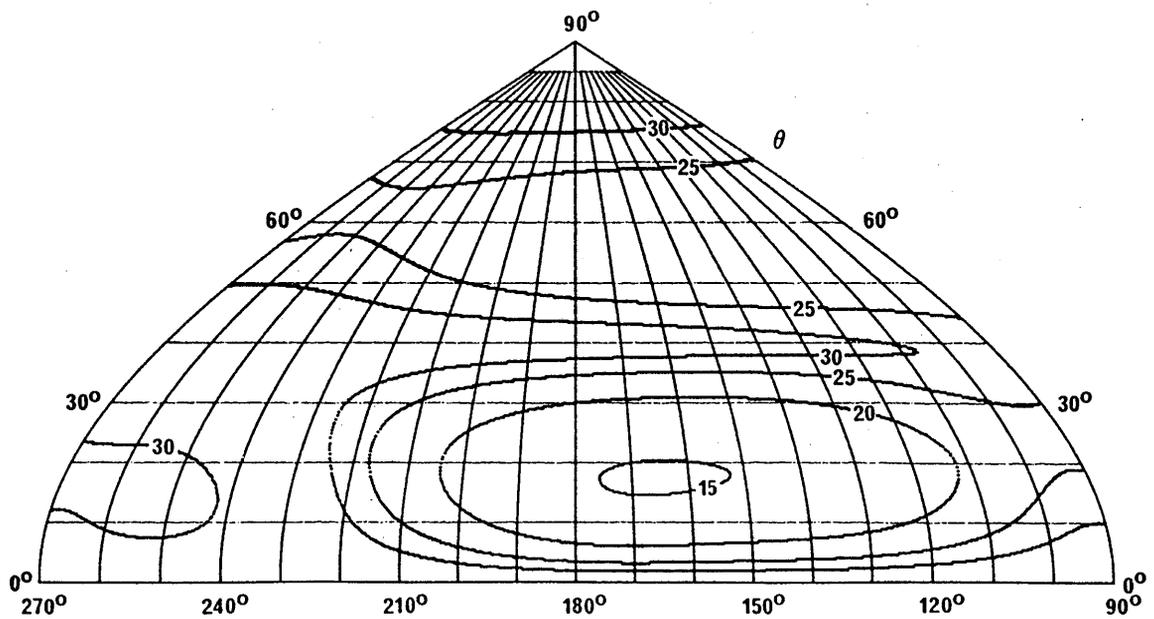


FIGURE 68a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

Antenne-rideau avec écran réflecteur
apériodique
HR 2/2/0,5
 $F_R = 1$
 $\theta = 17^\circ$
 $G_i = 16,0 \text{ dB}$

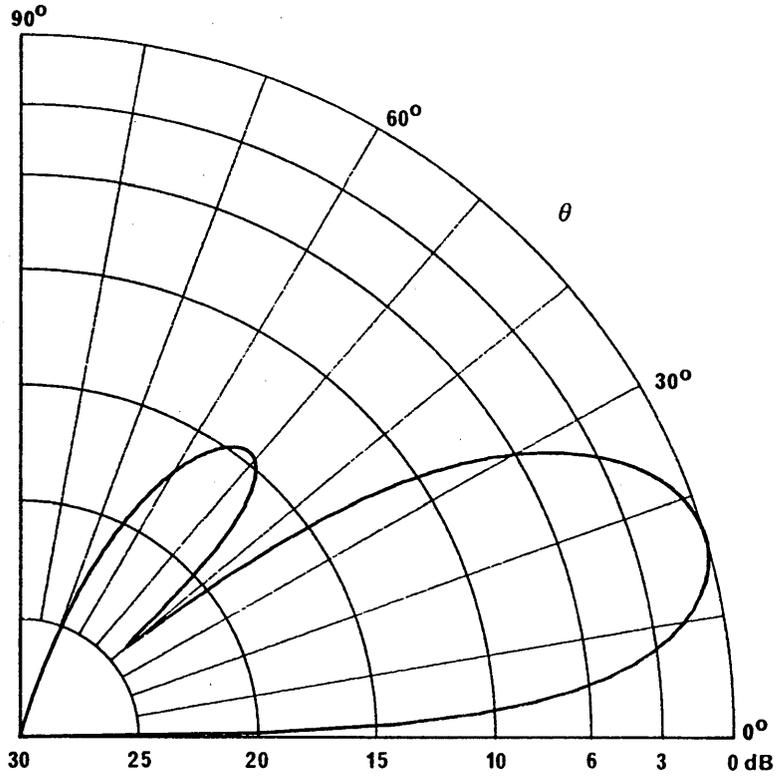


FIGURE 68b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 17°

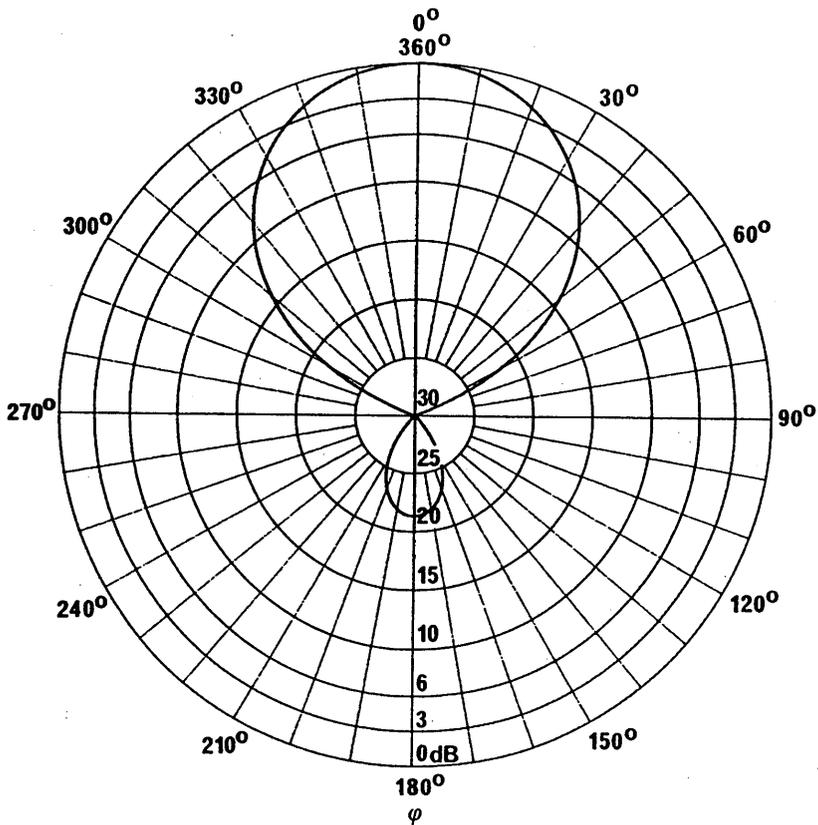


FIGURE 68c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

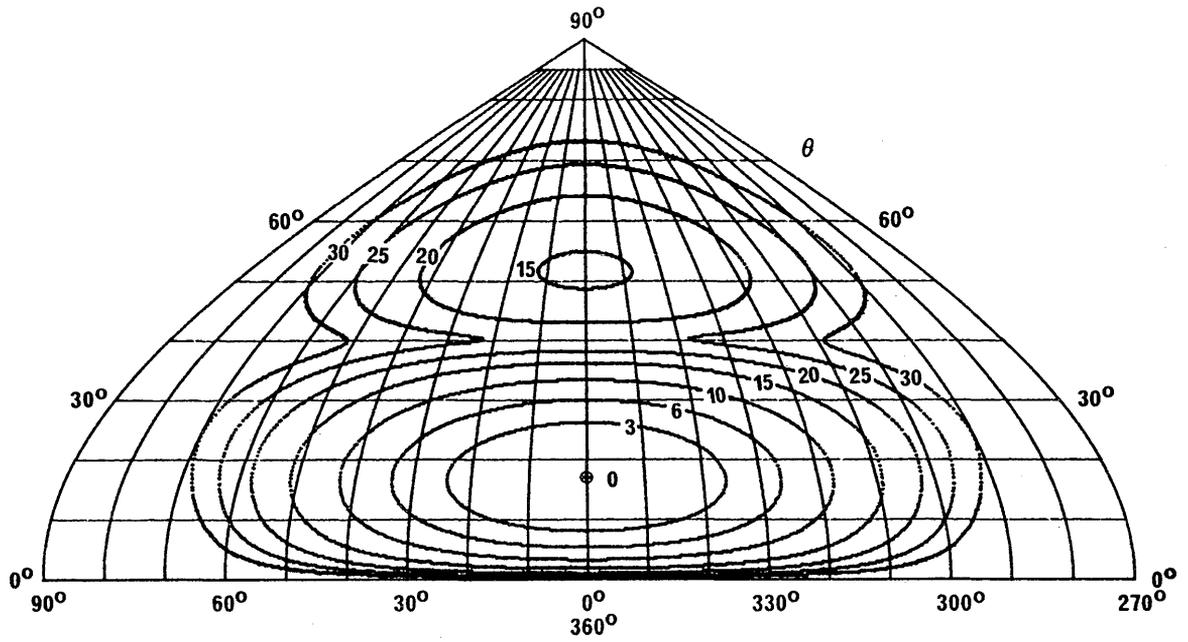


FIGURE 68d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

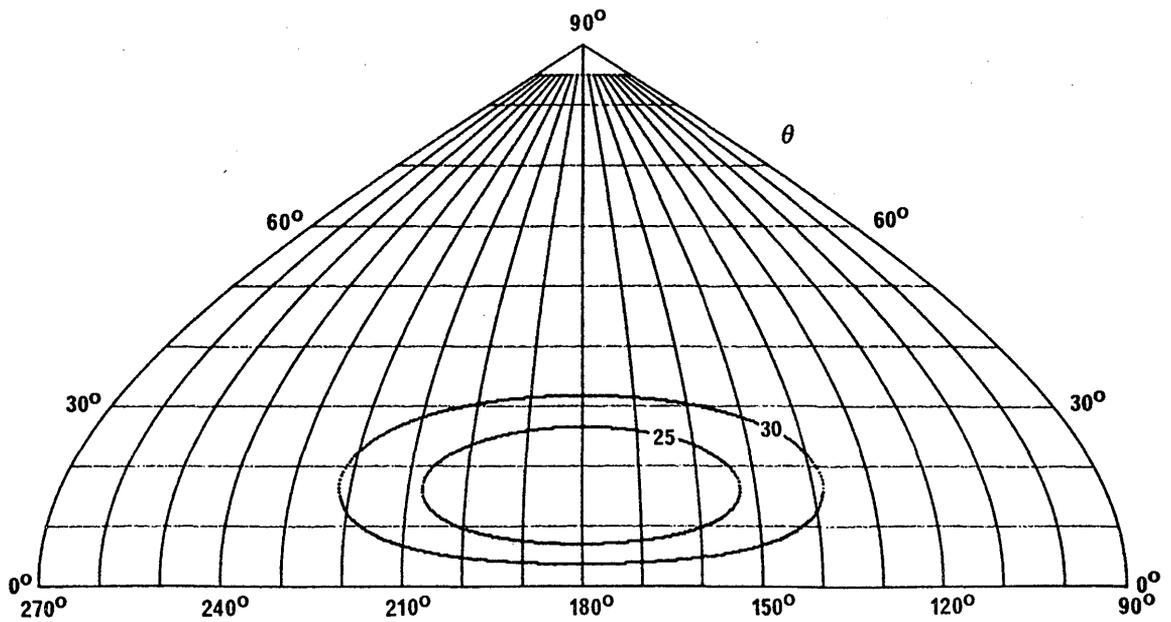


FIGURE 69a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 9°

Antenne-rideau avec écran
réflecteur apériodique

HRS 2/2/0,5

$F_R = 1$

$s = 15^\circ$

$\theta = 17^\circ$

$\varphi = 9^\circ$

$G_i = 16,0 \text{ dB}$

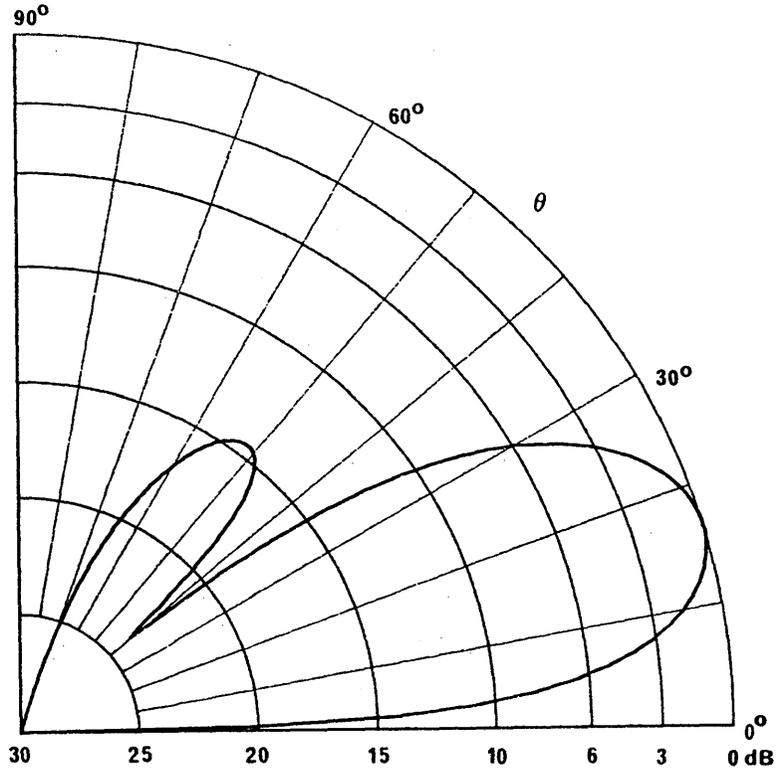


FIGURE 69b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 17°

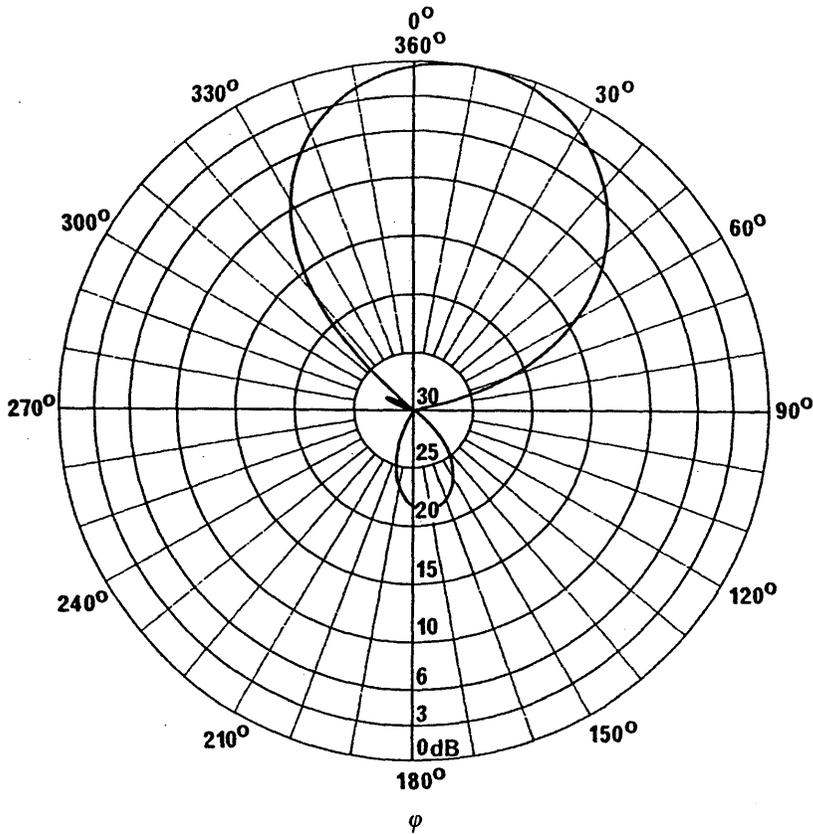


FIGURE 69c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

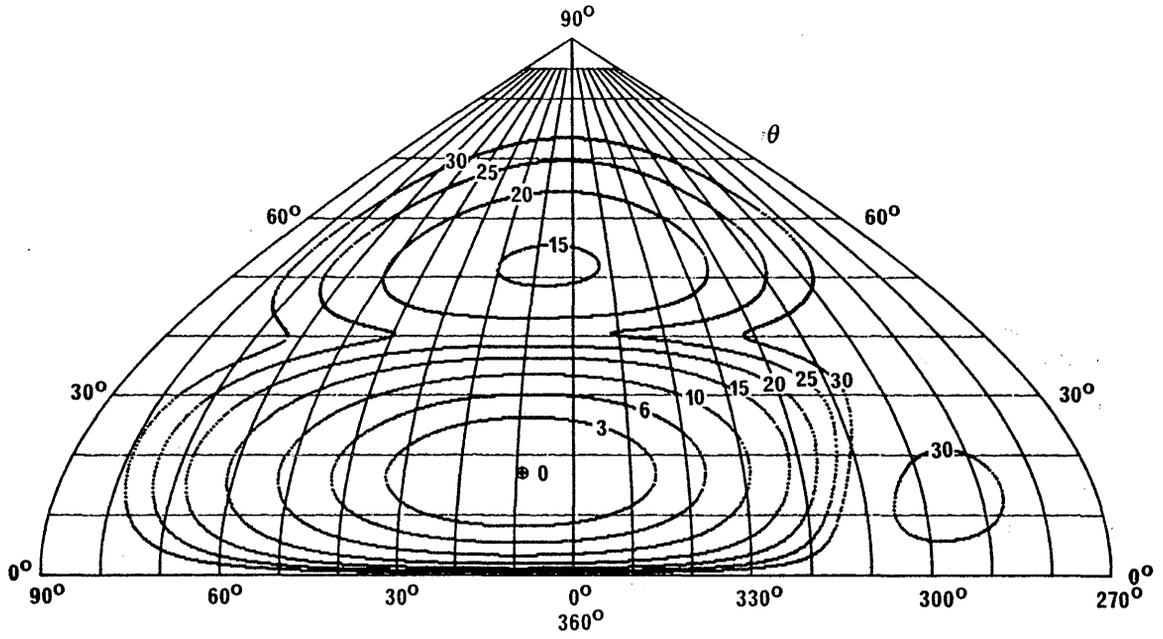


FIGURE 69d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

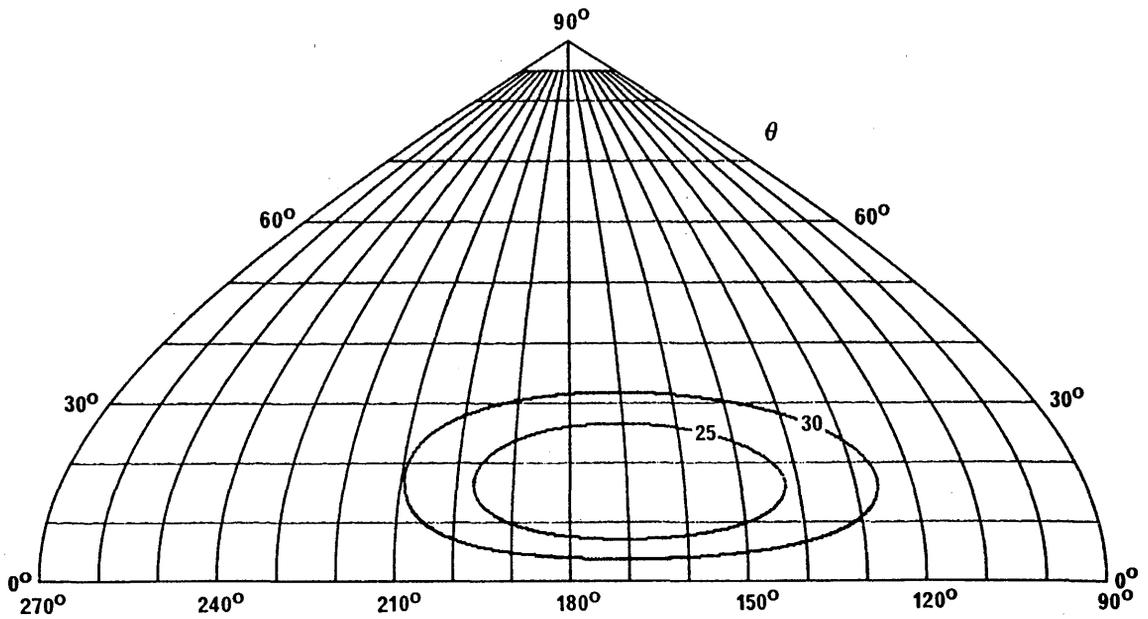


FIGURE 70a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

Antenne-rideau avec écran
réflecteur aperiodique

HR 4/3/0,5

$F_R = 1$

$\theta = 12^\circ$

$G_i = 20,1 \text{ dB}$

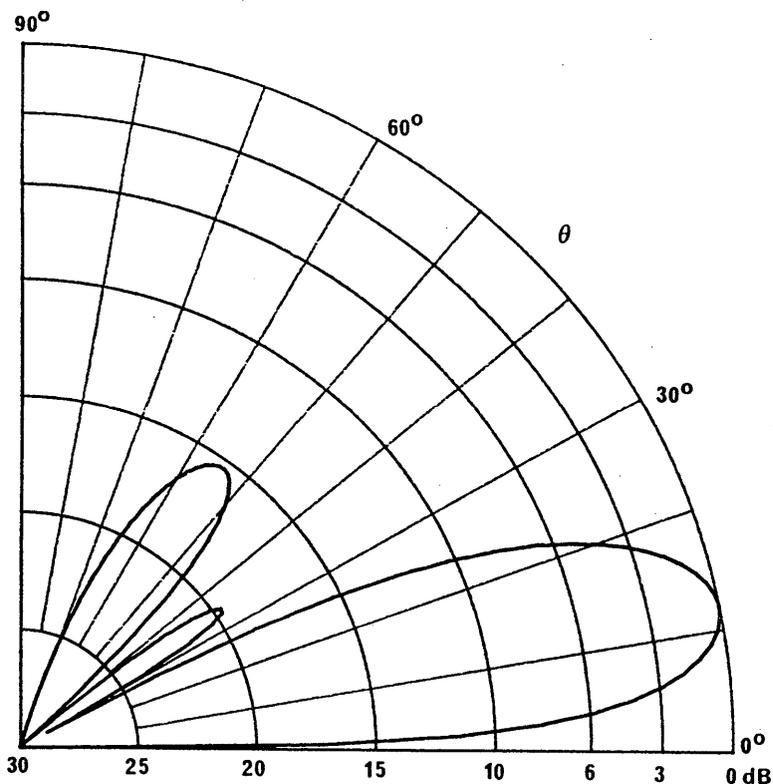


FIGURE 70b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 12°

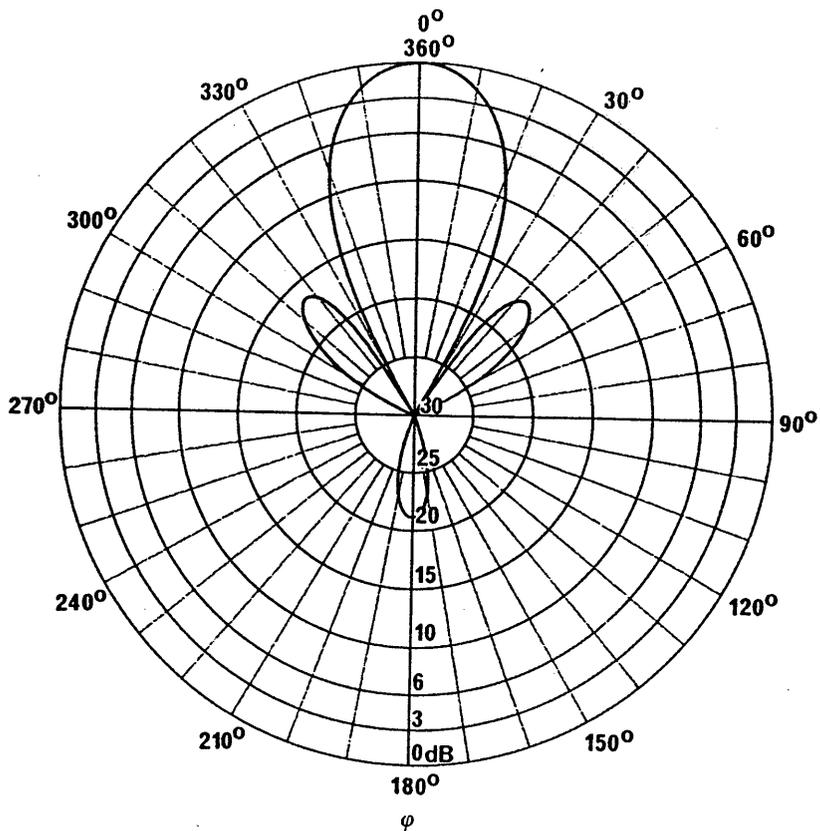


FIGURE 70c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

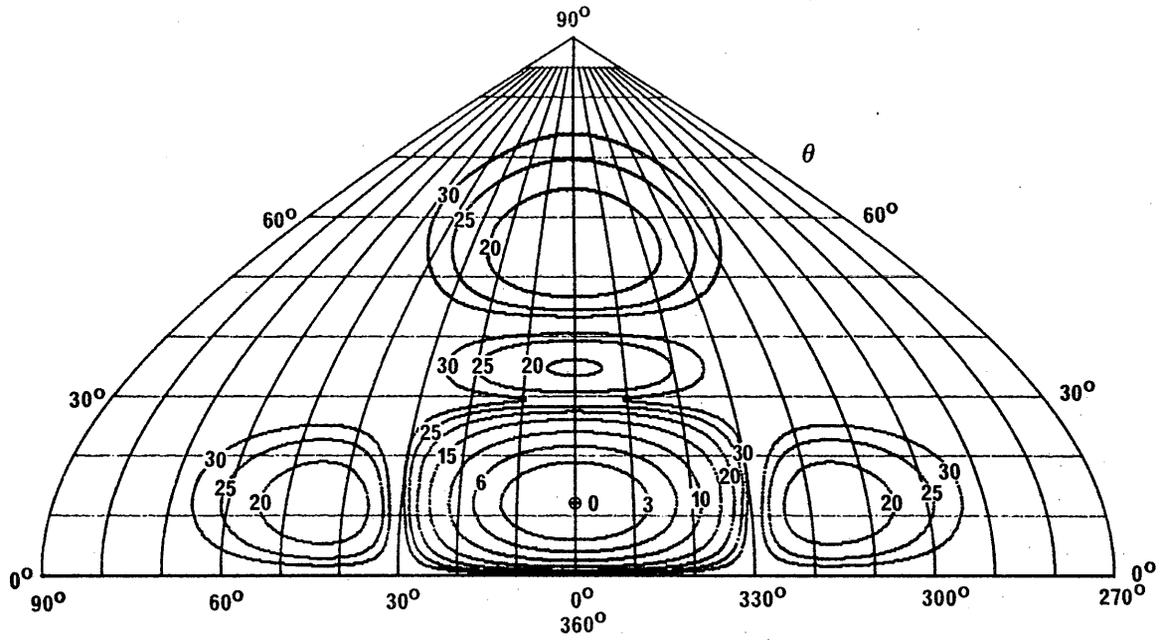


FIGURE 70d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

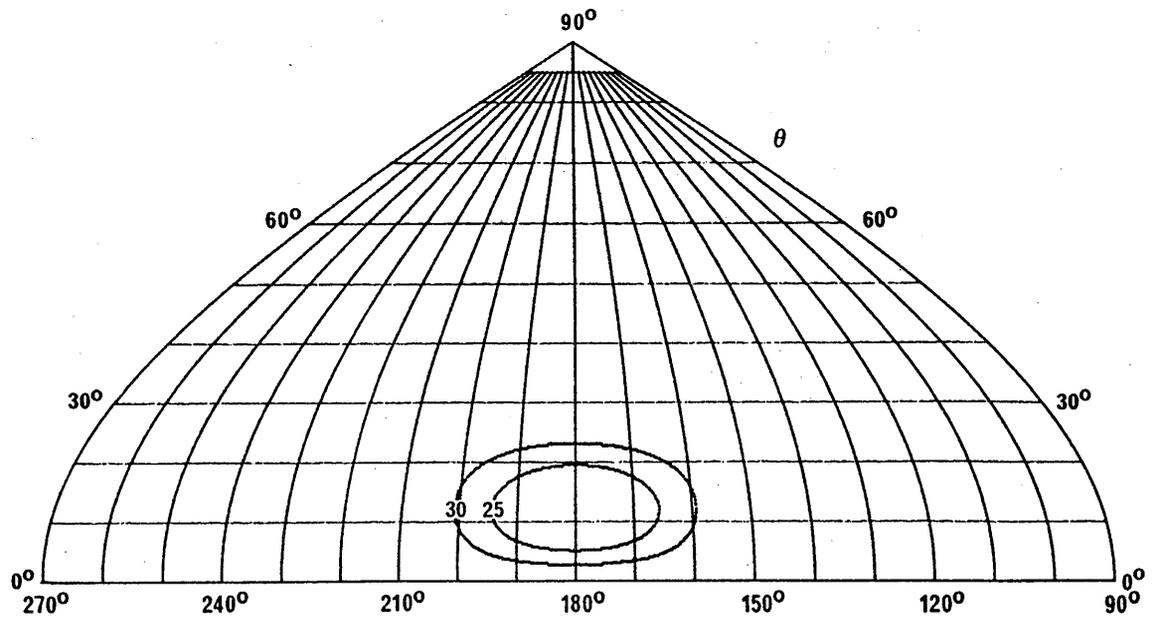


FIGURE 71a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

Antenne-rideau avec écran
réflecteur aperiodique

HR 4/4/0,5

$F_R = 0,7$

$\theta = 13^\circ$

$G_i = 18,6 \text{ dB}$

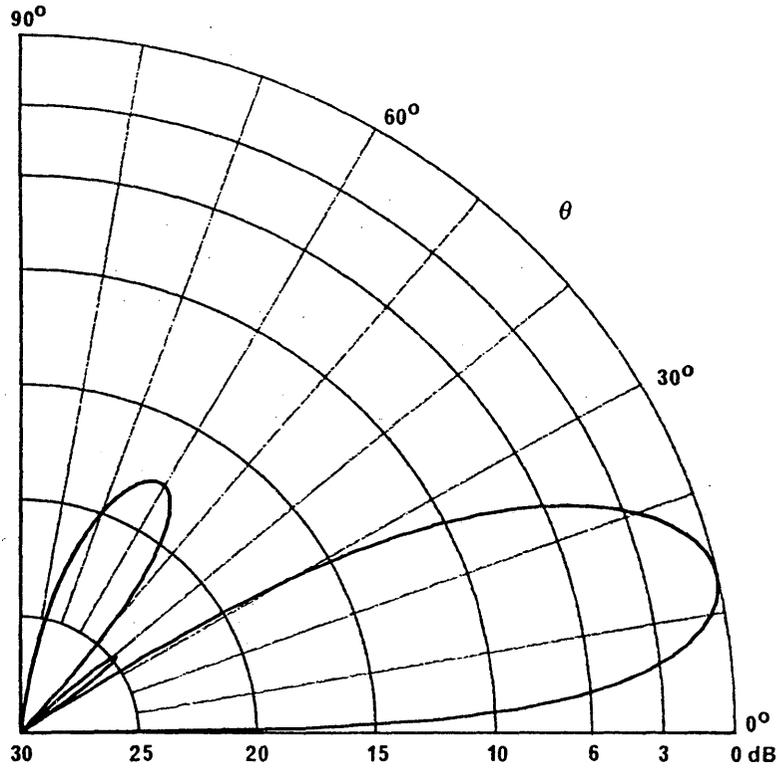


FIGURE 71b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 13°

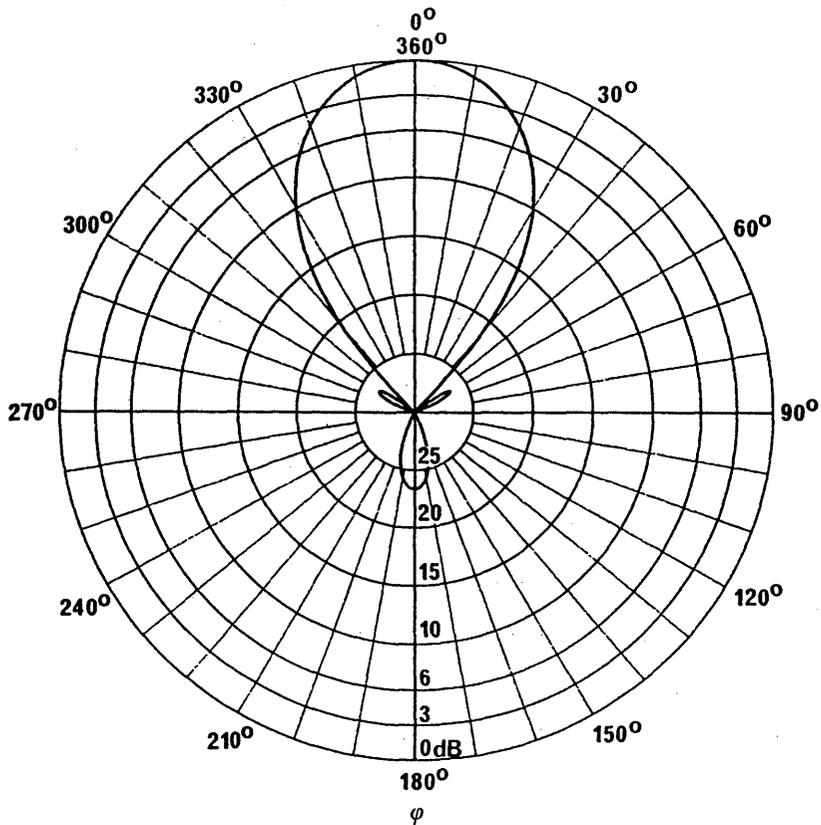


FIGURE 71c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

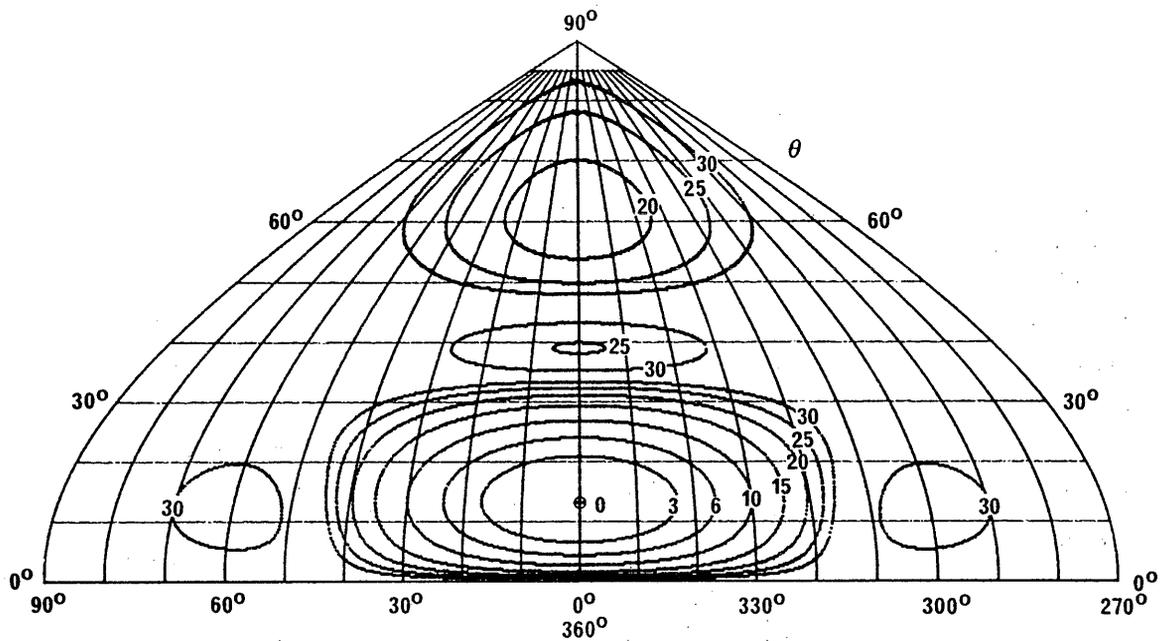


FIGURE 71d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

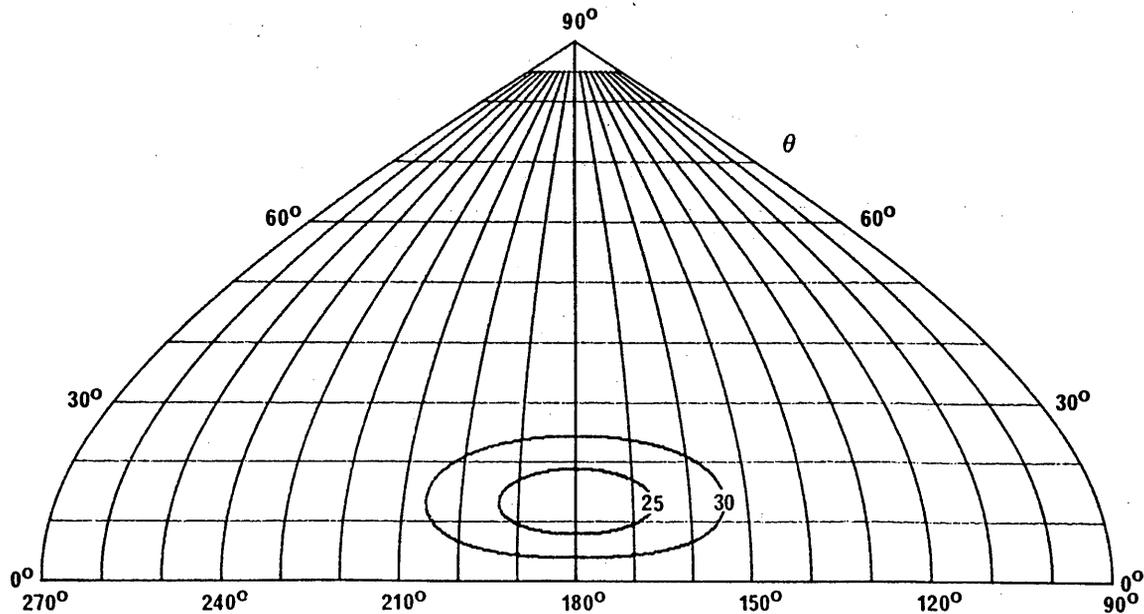


FIGURE 72a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 22°

Antenne-rideau avec écran
réflecteur apériodique

HRS 4/4/0,5

$F_R = 0,7$

$s = 30^\circ$

$\theta = 13^\circ$

$\varphi = 22^\circ$

$G_i = 18,4 \text{ dB}$

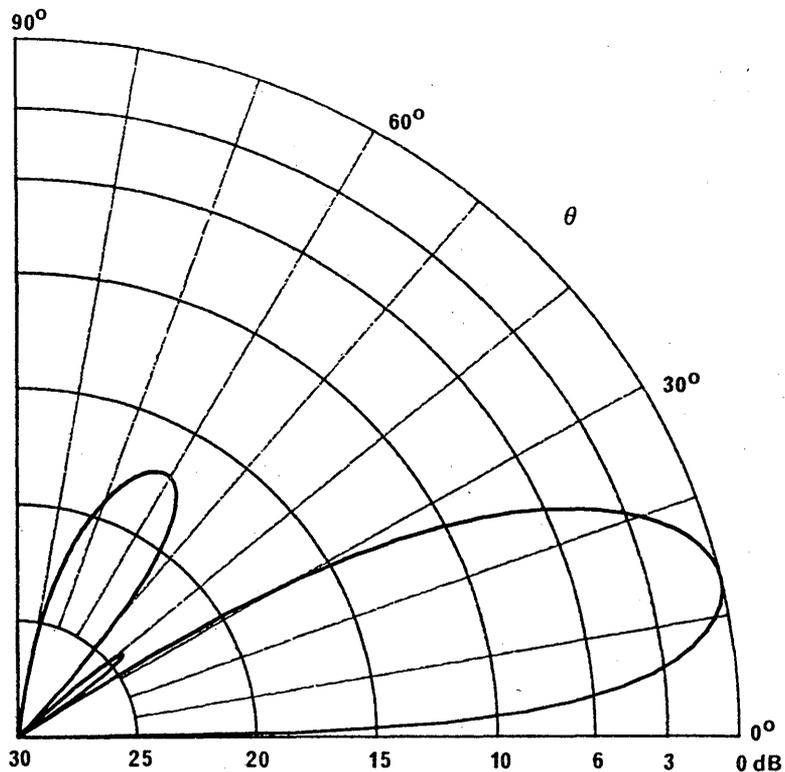


FIGURE 72b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 13°

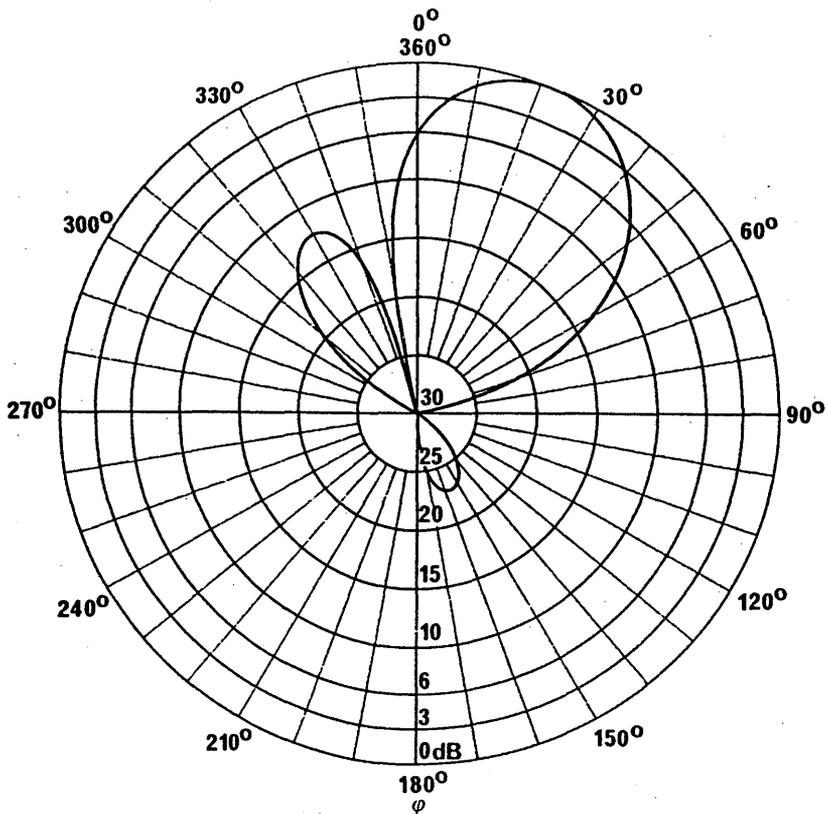


FIGURE 72c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

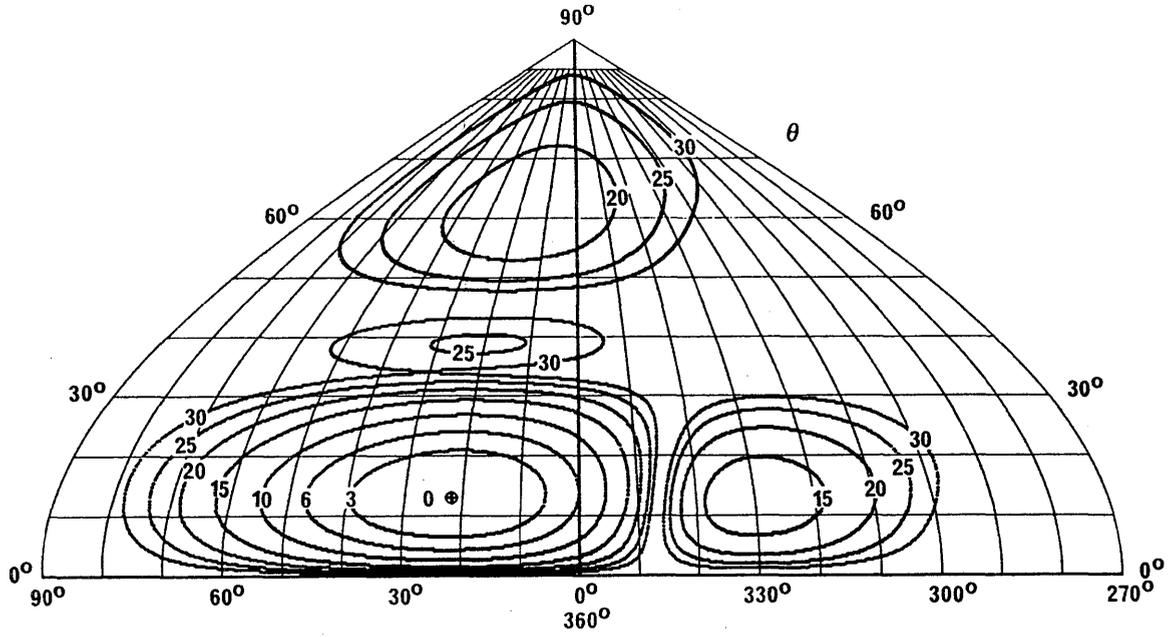


FIGURE 72d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

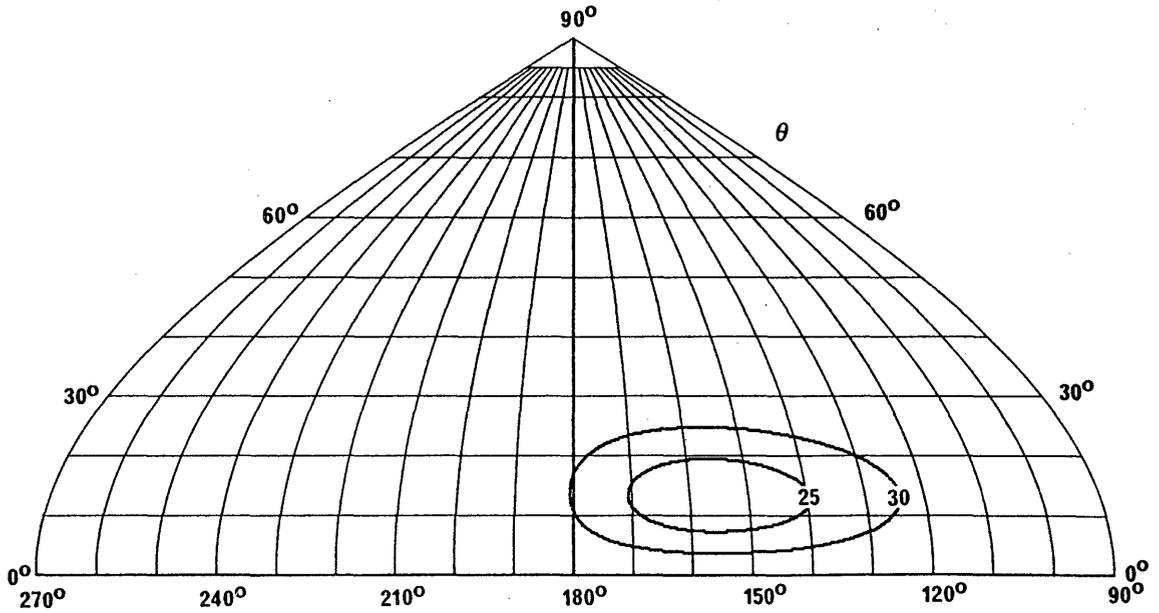


FIGURE 73a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

Antenne-rideau avec écran
réflecteur aperiodique

HR 4/4/0,5

$F_R = 1,0$

$\theta = 9^\circ$

$G_i = 21,2 \text{ dB}$

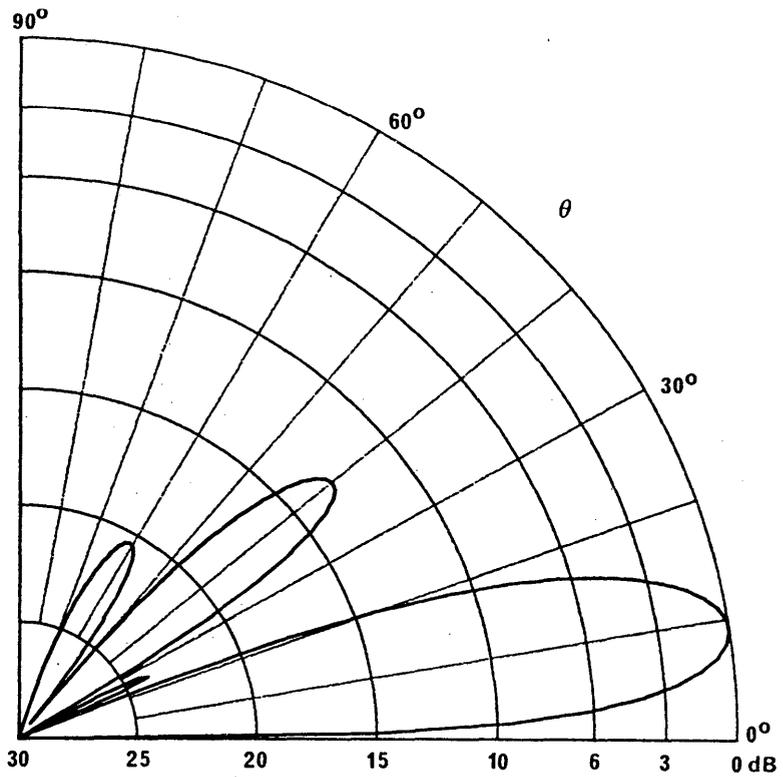


FIGURE 73b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 9°

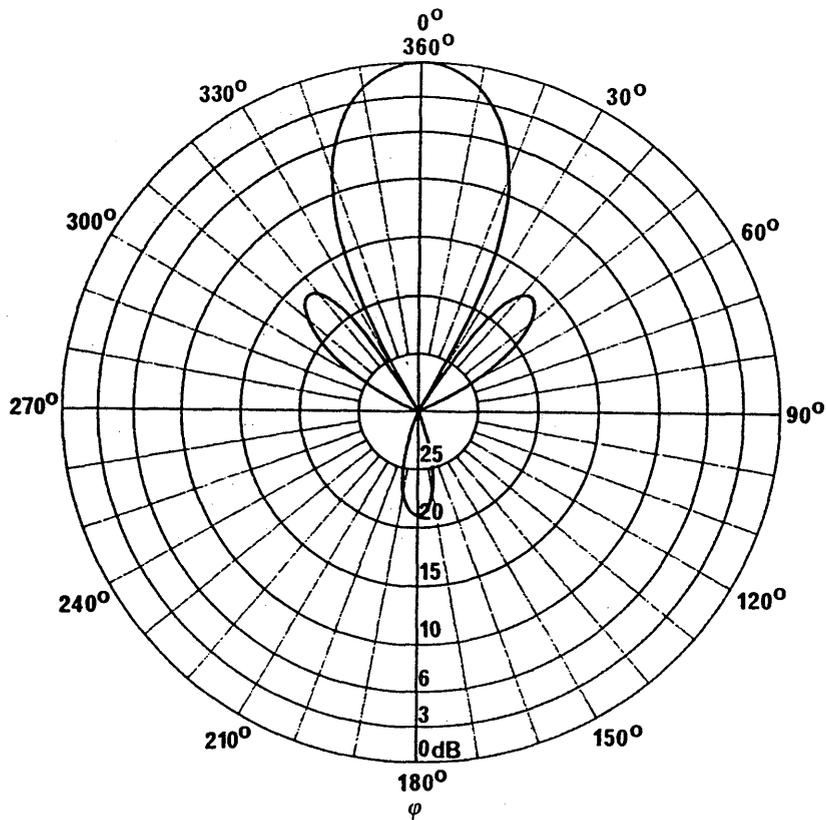


FIGURE 73c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

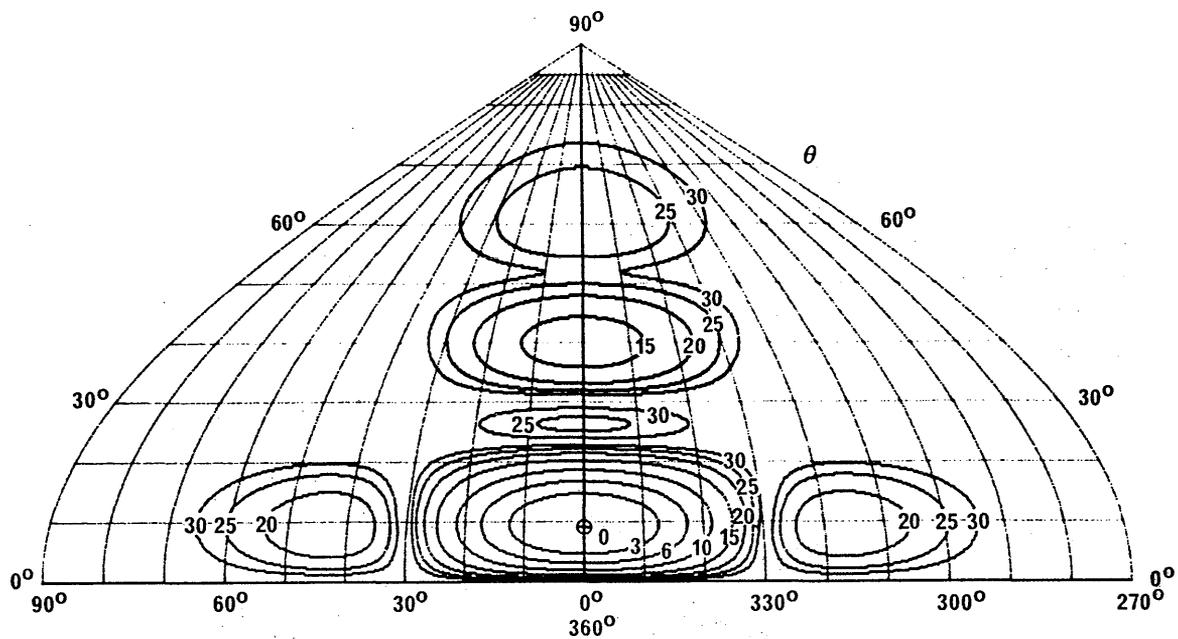


FIGURE 73d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

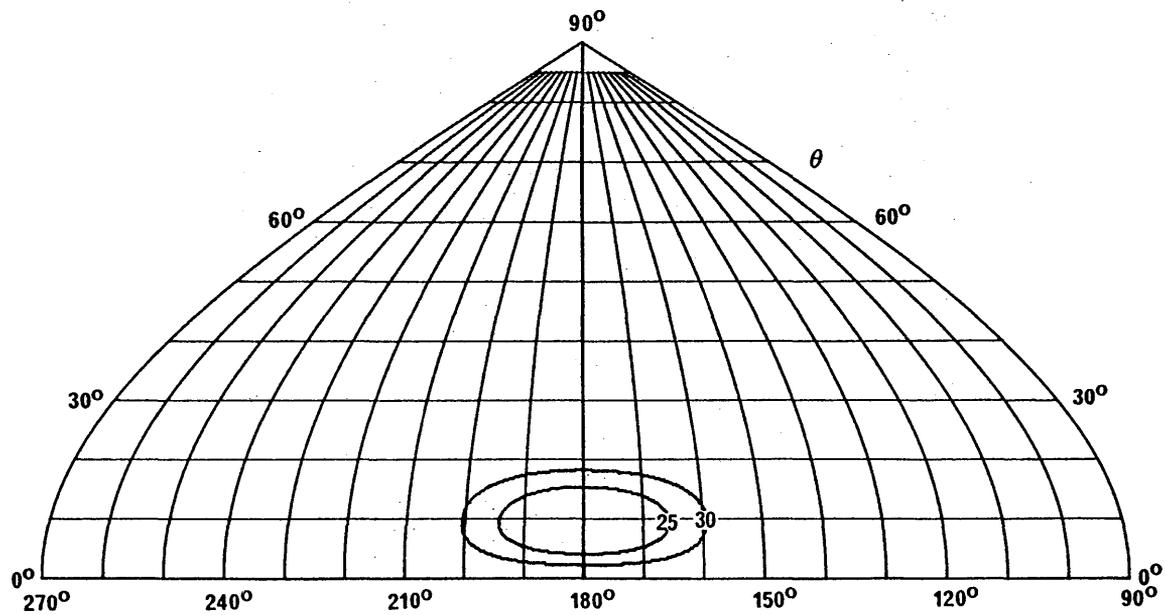


FIGURE 74a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 26°

Antenne-rideau avec écran
réflecteur aperiodique

HRS 4/4/0,5

$F_R = 1,0$

$s = 30^\circ$

$\theta = 9^\circ$

$\varphi = 26^\circ$

$G_i = 20,8 \text{ dB}$

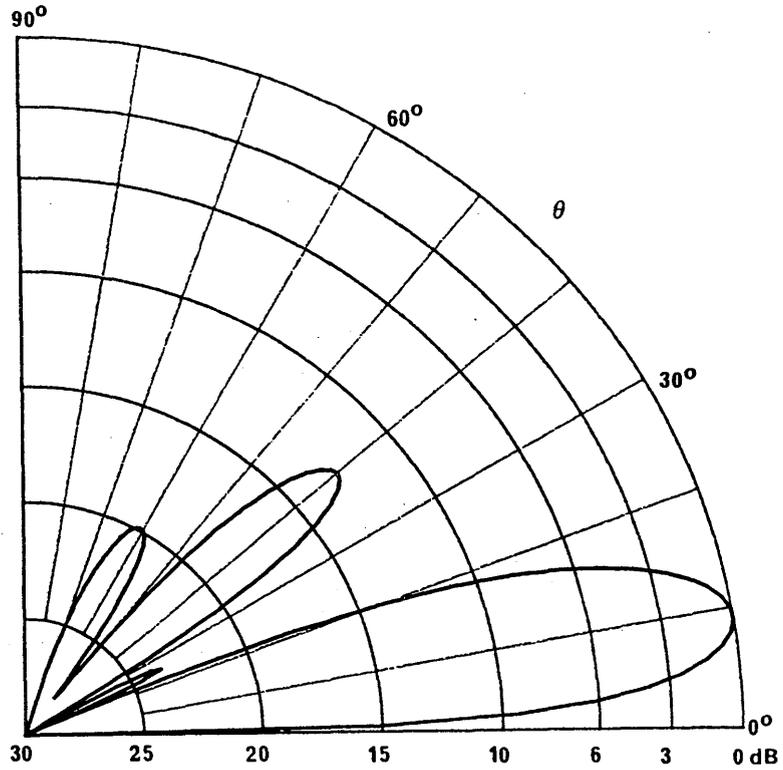


FIGURE 74b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 9°

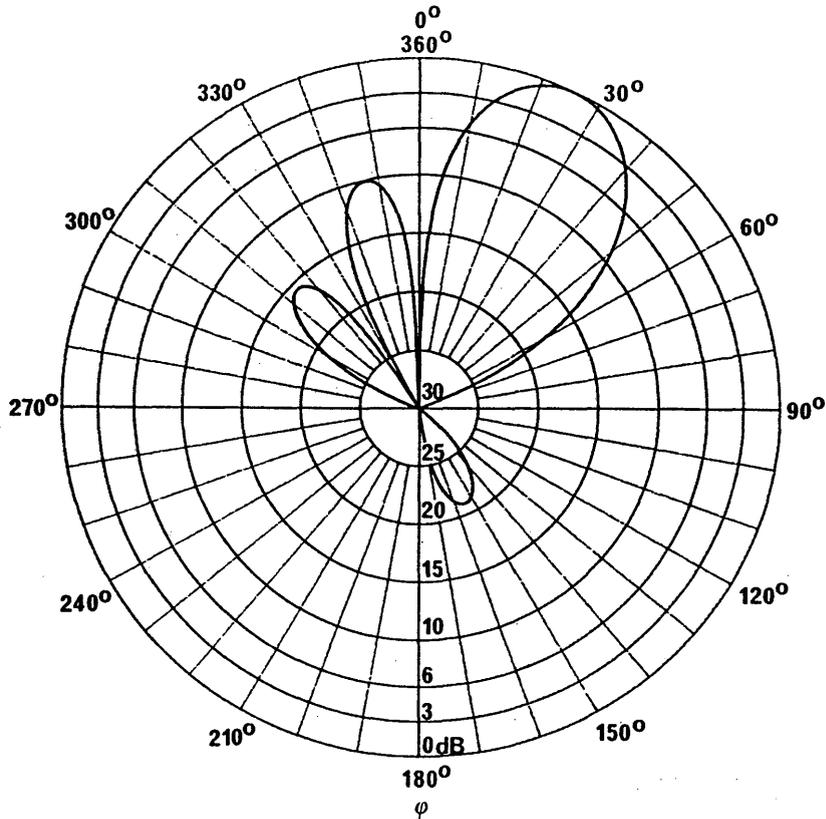


FIGURE 74c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

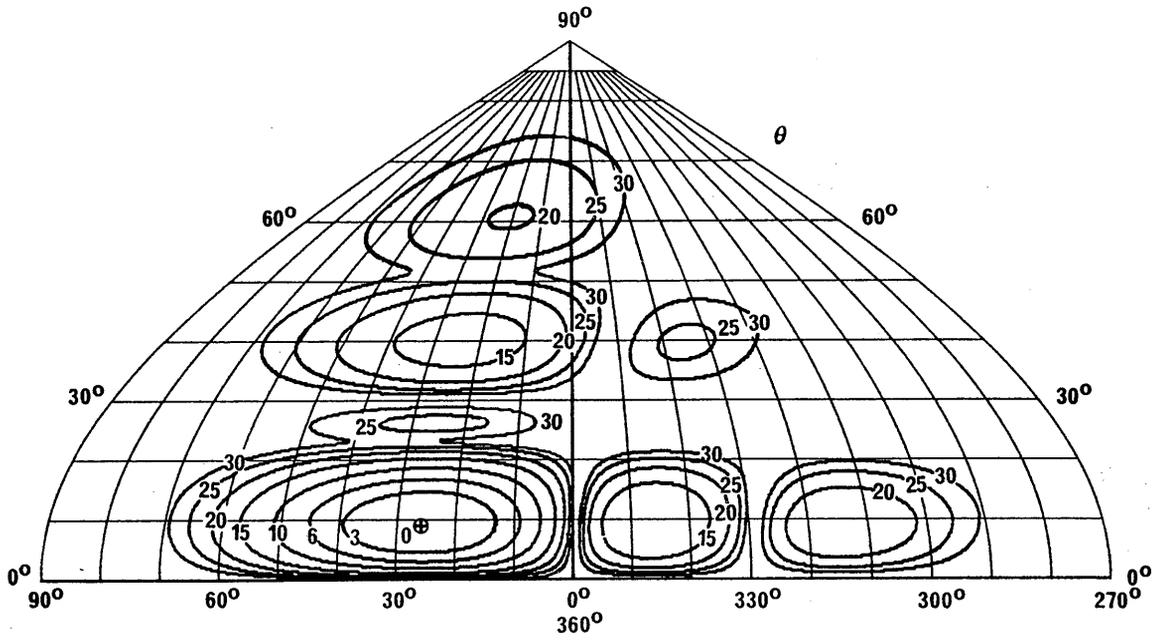


FIGURE 74d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

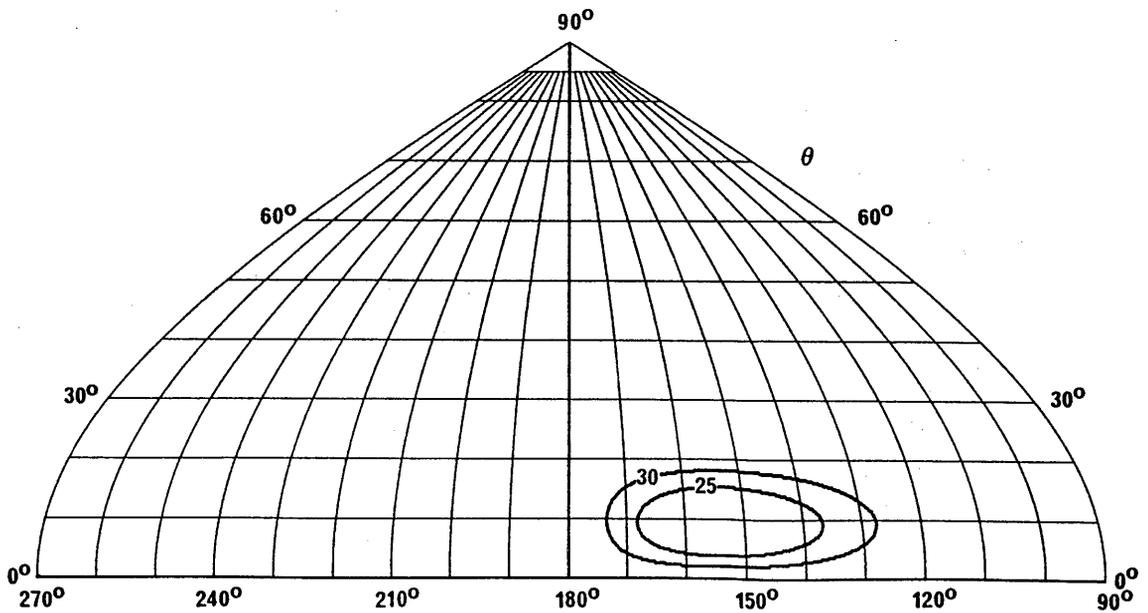


FIGURE 75a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

Antenne-rideau avec écran
réflecteur aperiodique

HR 4/4/0,5

$F_R = 1,4$

$\theta = 7^\circ$

$G_i = 23,2 \text{ dB}$

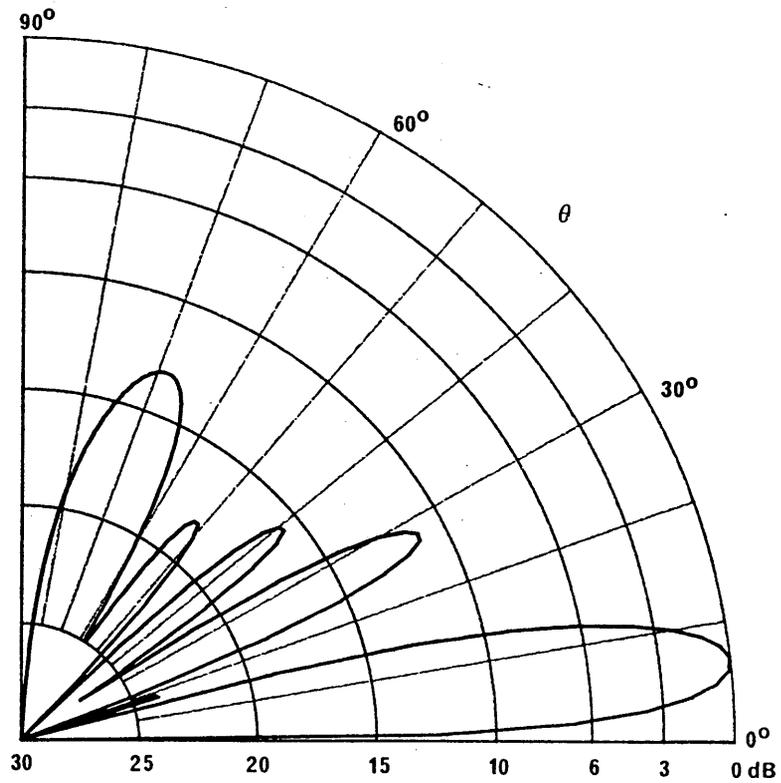


FIGURE 75b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 7°

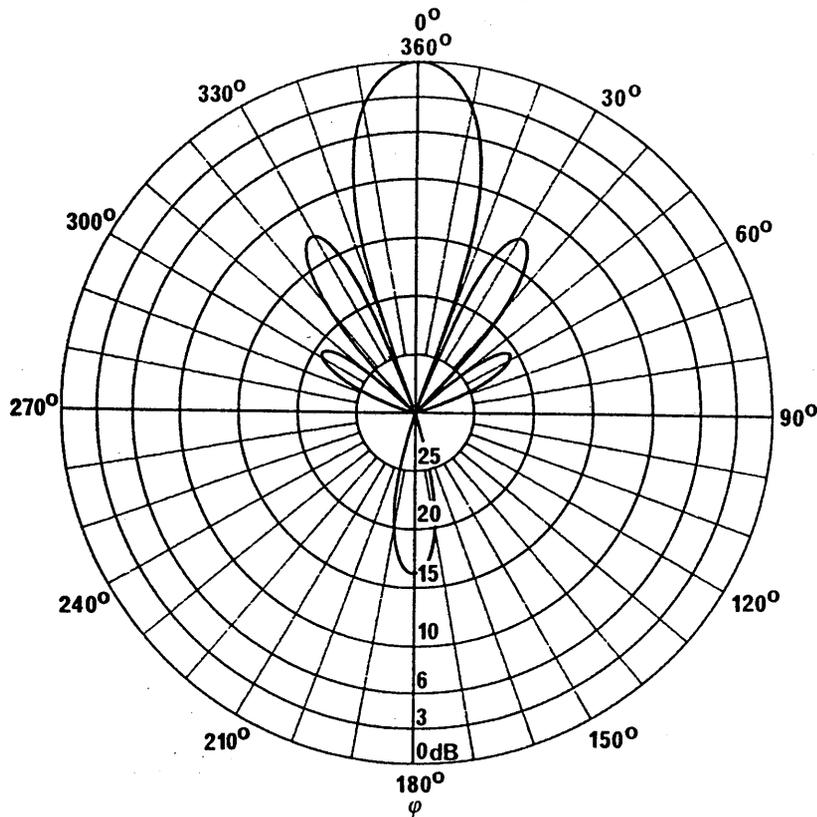


FIGURE 76a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 28°

Antenne-rideau avec écran
réflecteur aperiodique

HRS 4/4/0,5

$F_R = 1,4$

$s = 30^\circ$

$\theta = 7^\circ$

$\varphi = 28^\circ$

$G_i = 22,2 \text{ dB}$

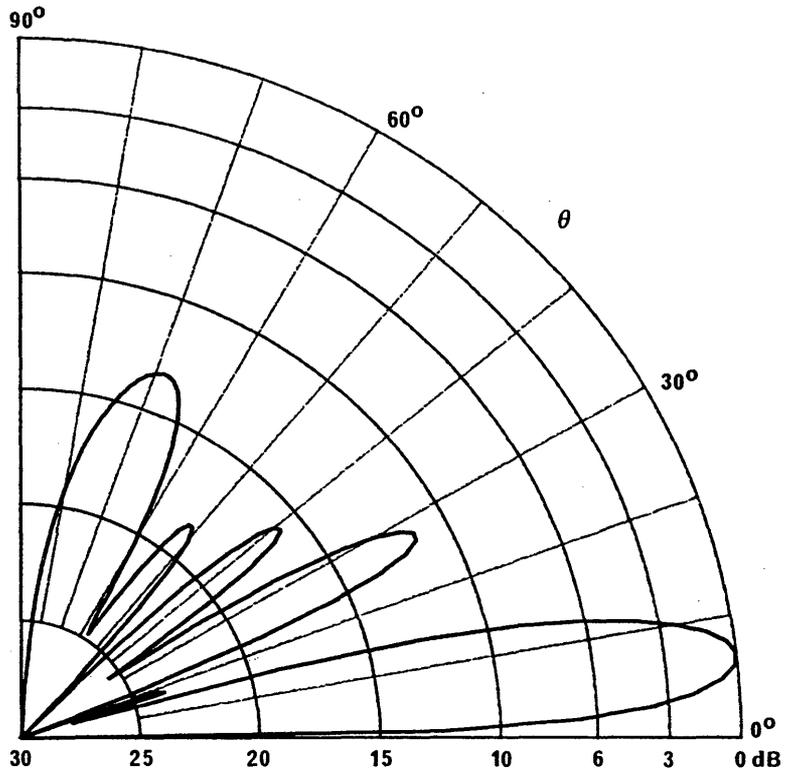


FIGURE 76b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 7°

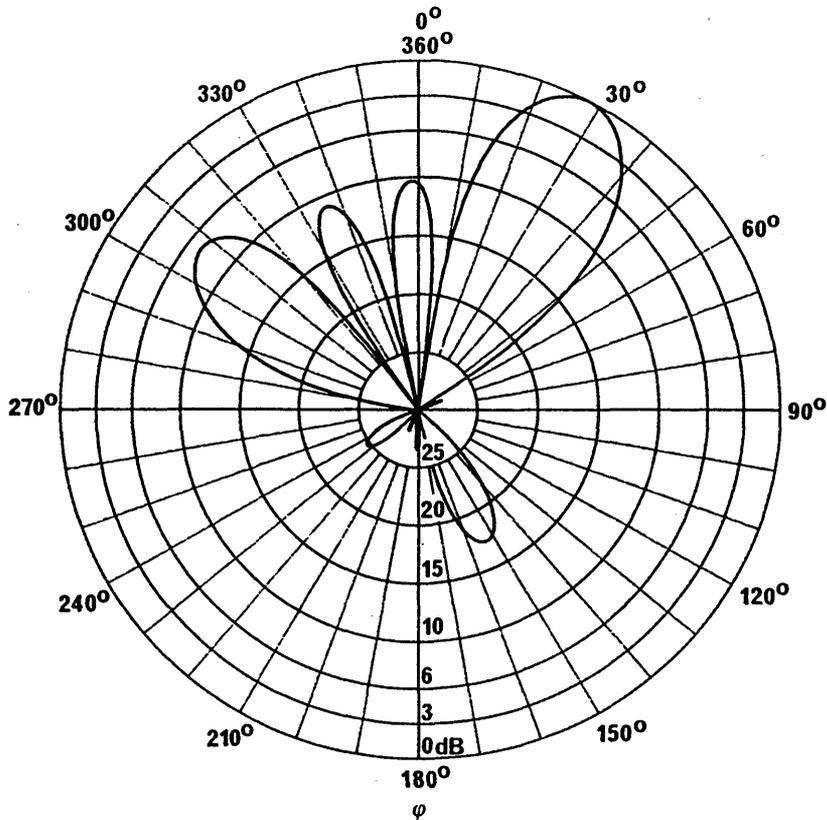


FIGURE 76c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

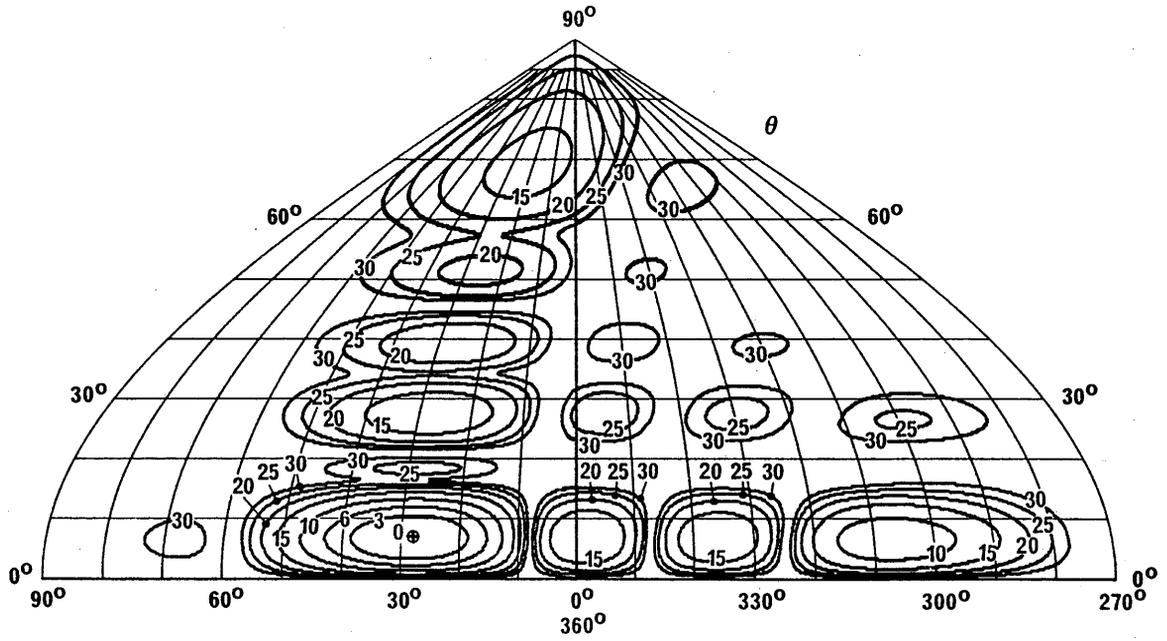


FIGURE 76d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

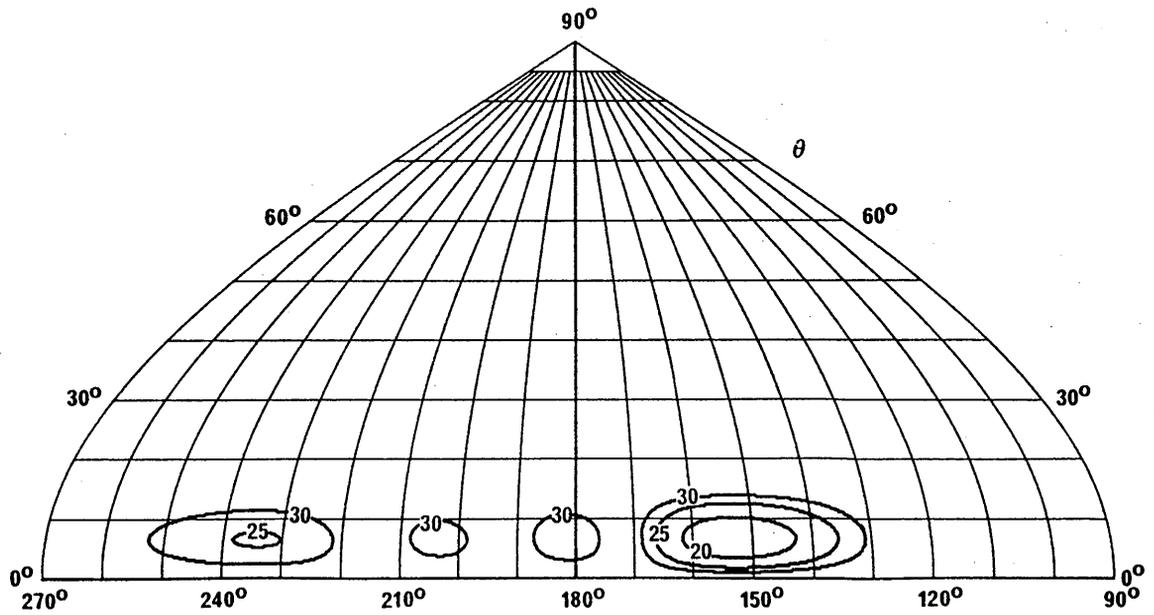


FIGURE 77a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

Antenne-rideau avec écran
réflecteur apériodique

HR 4/4/1,0

$F_R = 1$

$\theta = 7^\circ$

$G_i = 22,0 \text{ dB}$

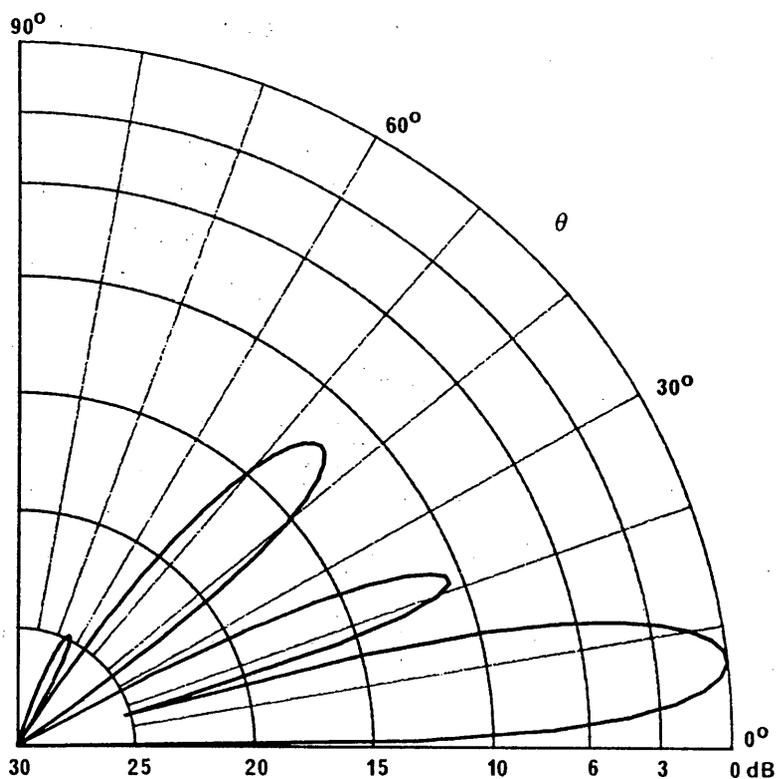


FIGURE 77b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 7°

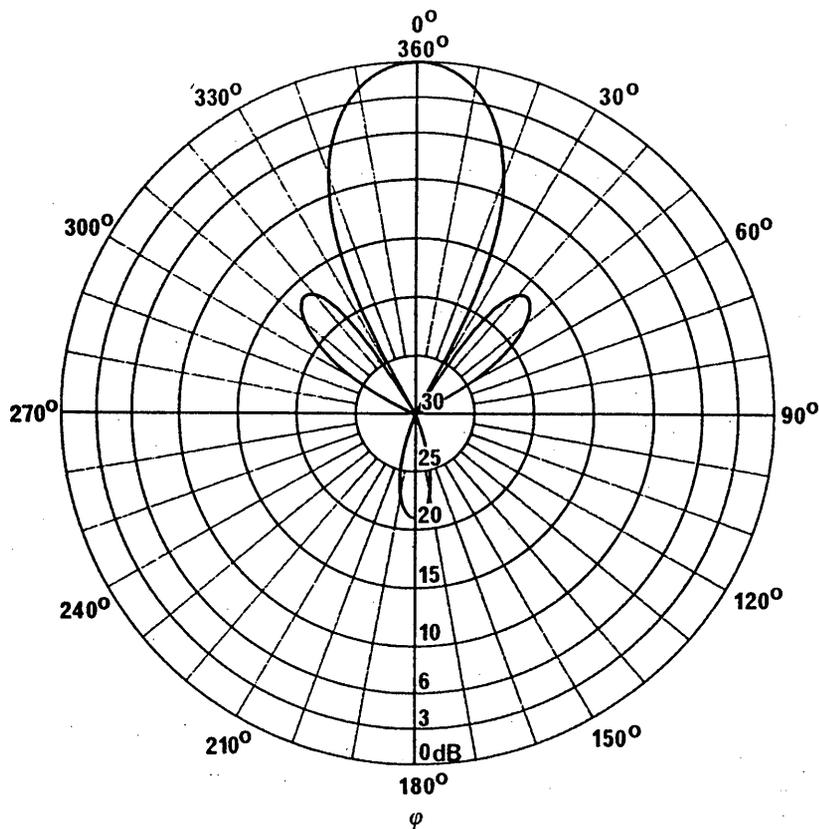


FIGURE 77c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

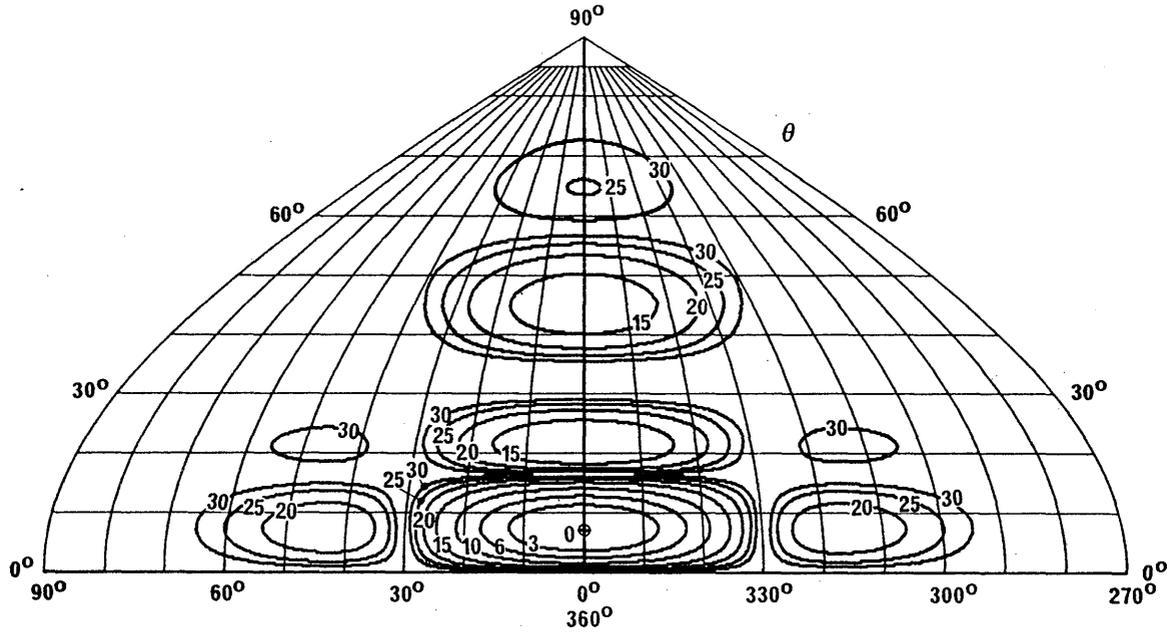


FIGURE 77d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

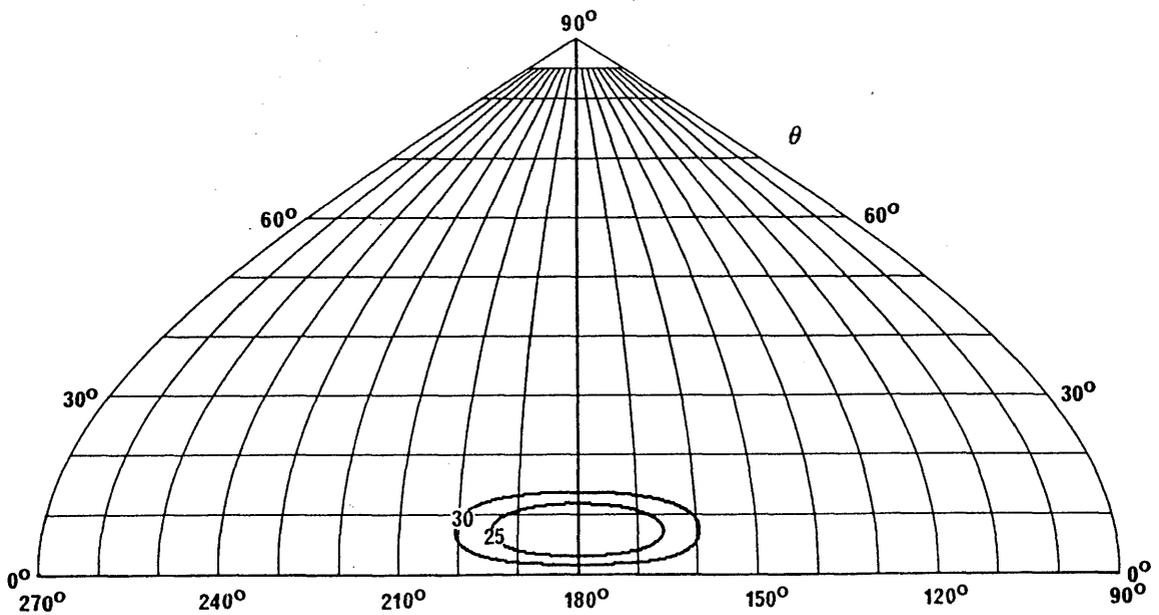


FIGURE 78a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

Antenne tropicale
 T 1/2/0,3
 $F_R = 1$
 $\theta = 90^\circ$
 $G_i = 7,3 \text{ dB}$

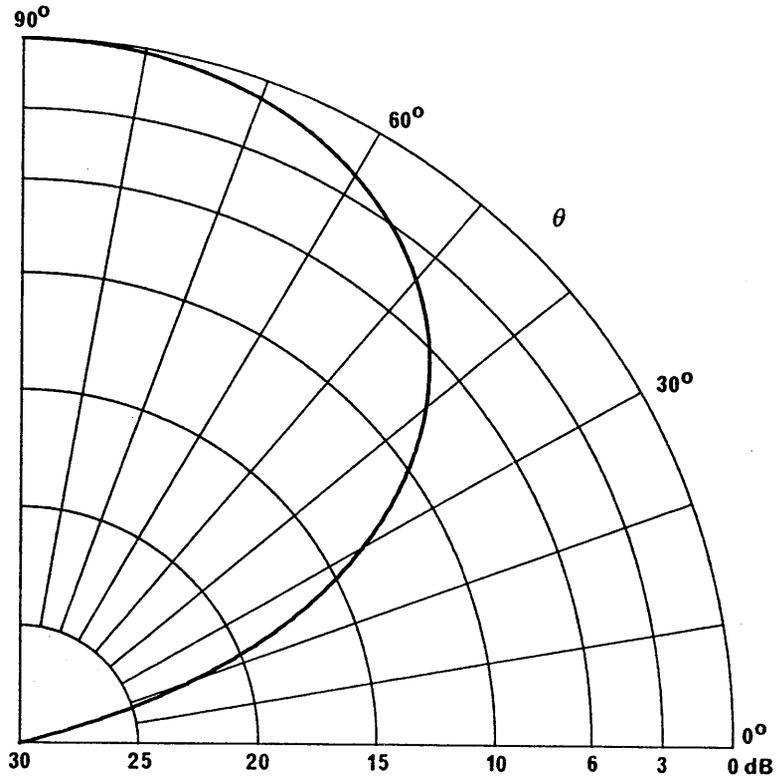


FIGURE 78b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 45°

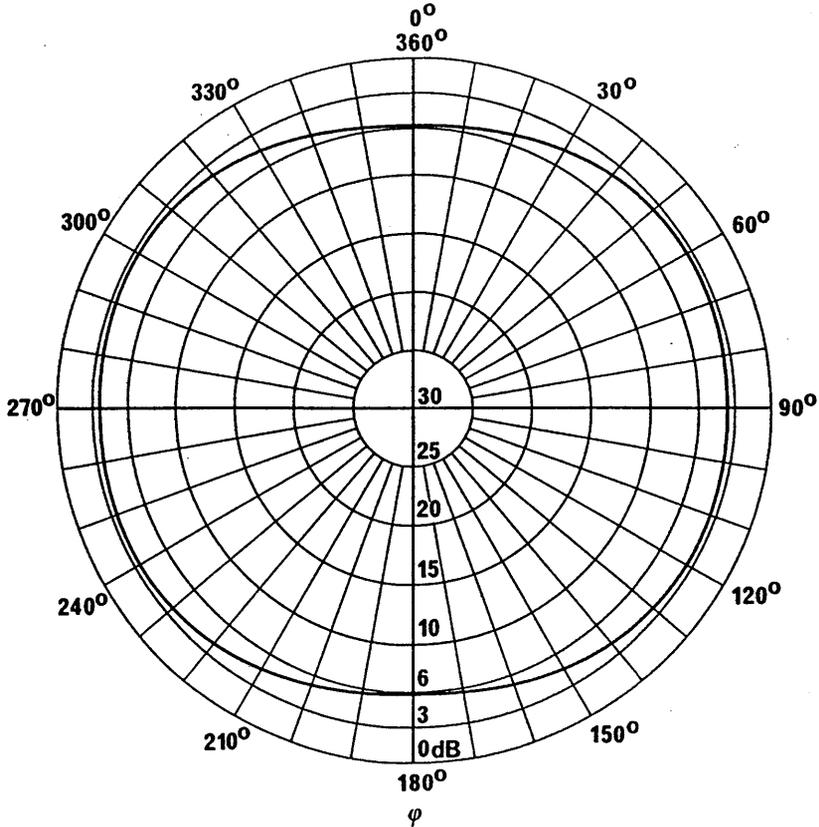


FIGURE 78c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

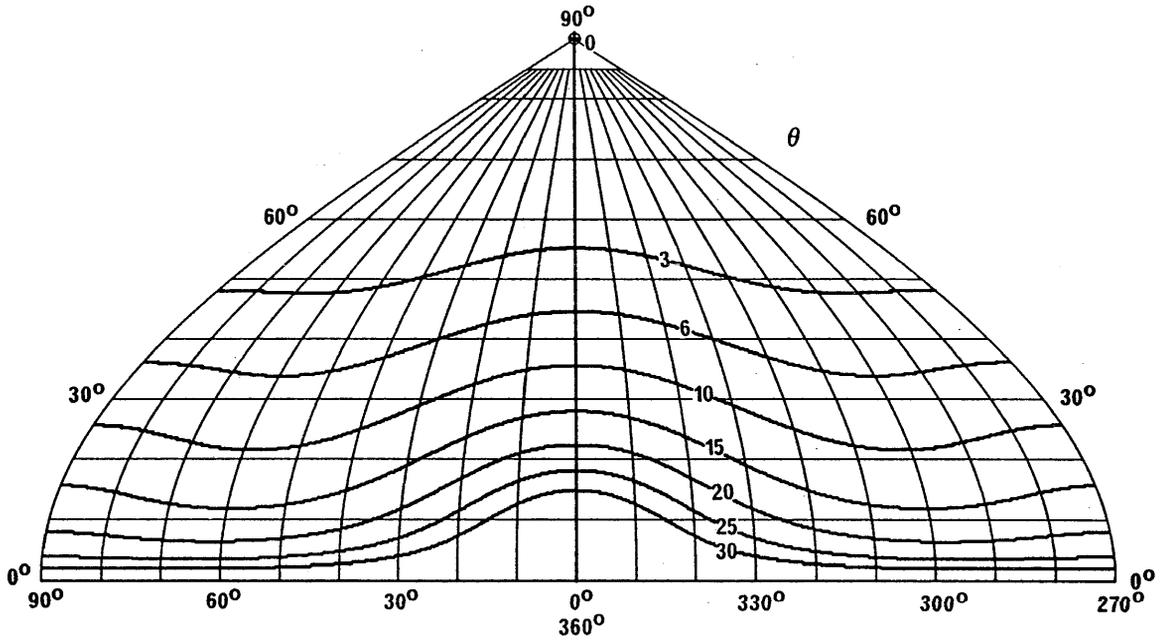


FIGURE 78d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

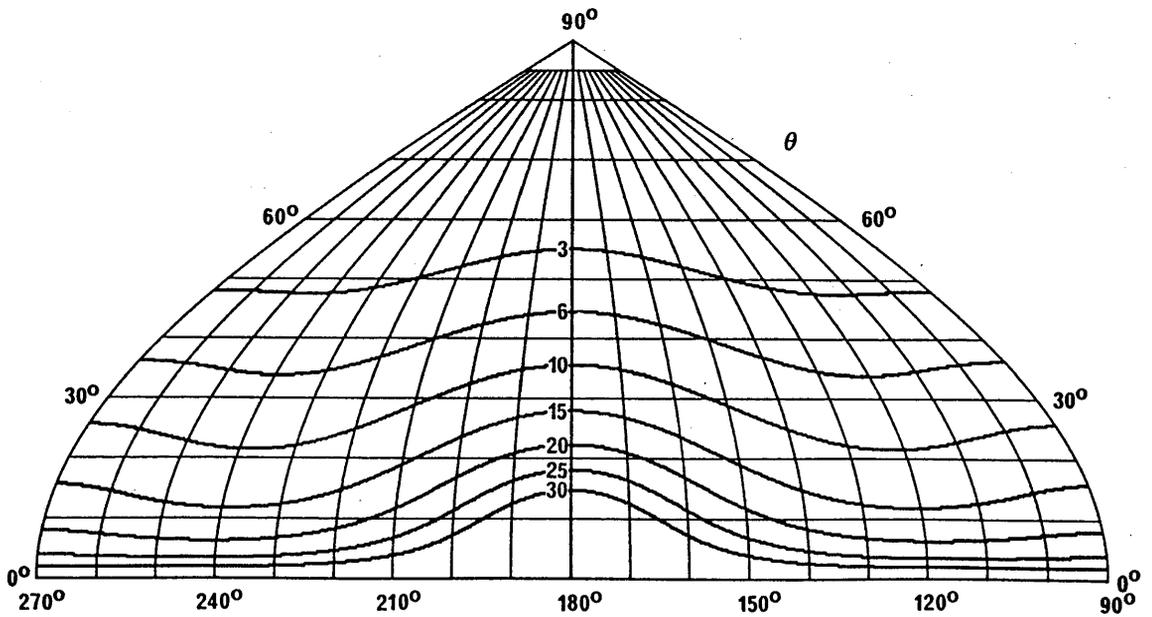


FIGURE 79a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 12°

Antenne tropicale
 $T\ 2/2/0,5$
 $F_R = 1$
 $\theta = 45^\circ$
 $\varphi = 12^\circ$
 $G_i = 6,4\ \text{dB}$

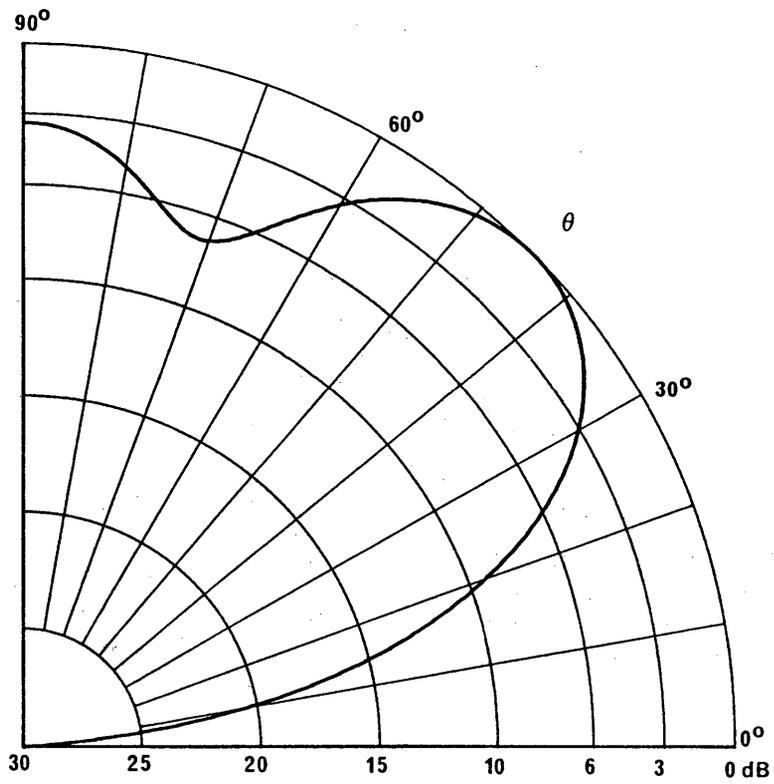


FIGURE 79b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 45°

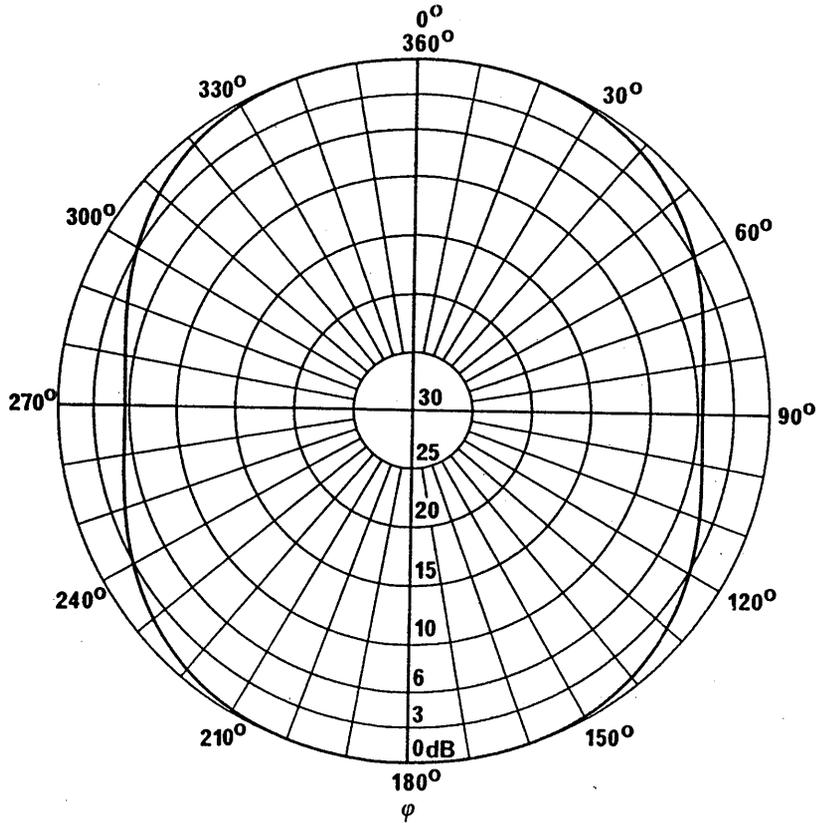


FIGURE 79c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

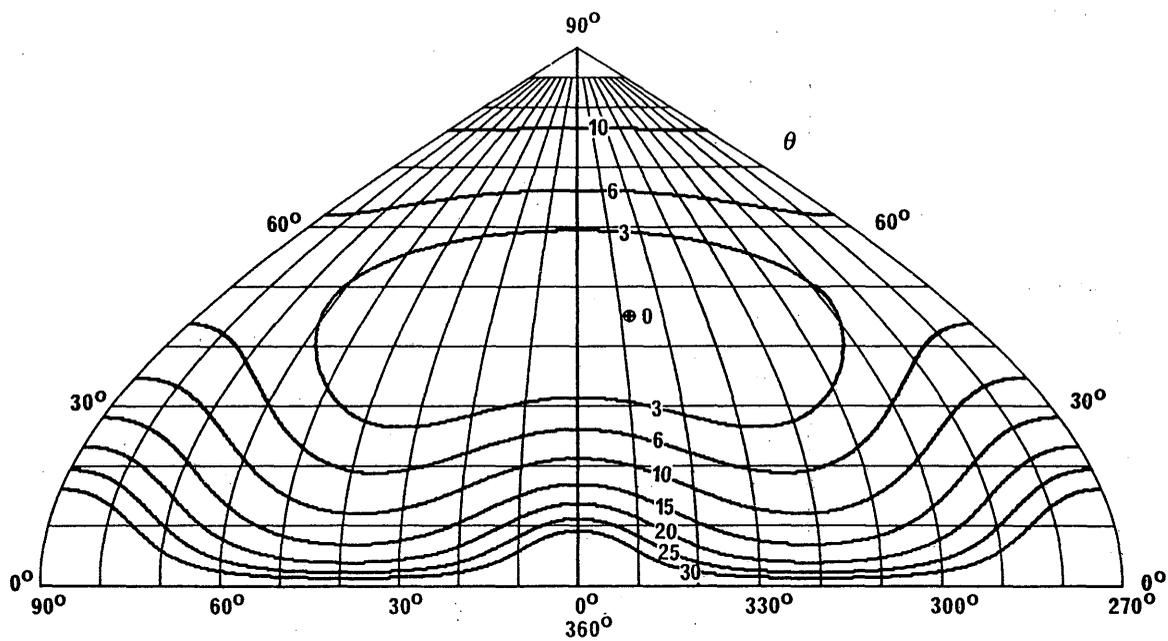


FIGURE 79d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

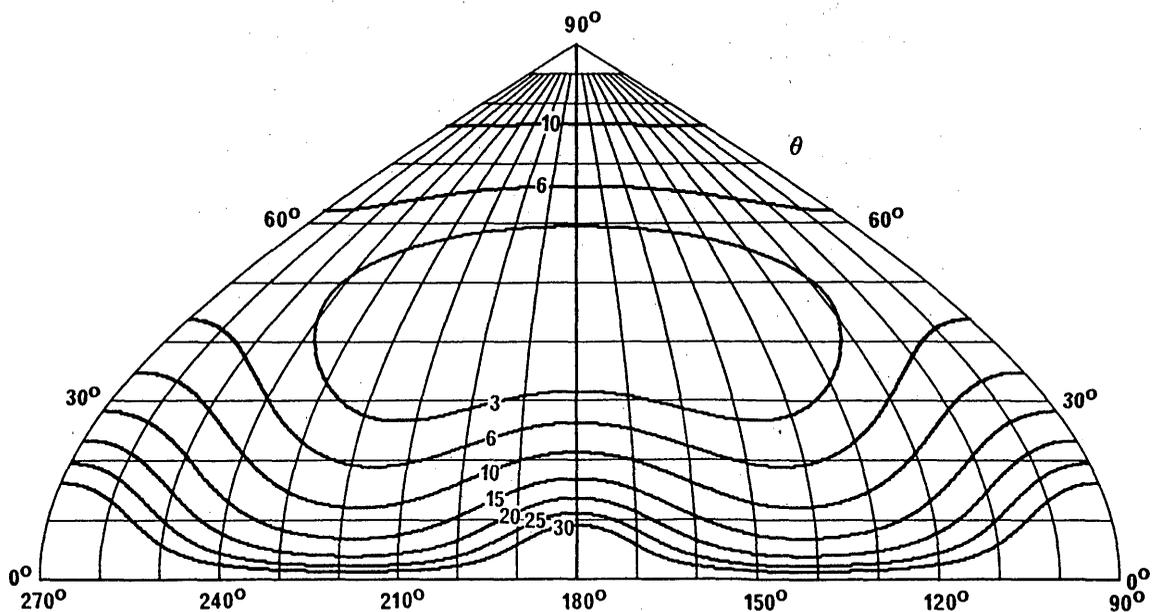


FIGURE 80a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 37°

Antenne tropicale
 T 2/2/0,5
 $F_R = 1$
 $s = 15^\circ$
 $\theta = 40^\circ$
 $\varphi = 37^\circ$
 $G_i = 7,3 \text{ dB}$

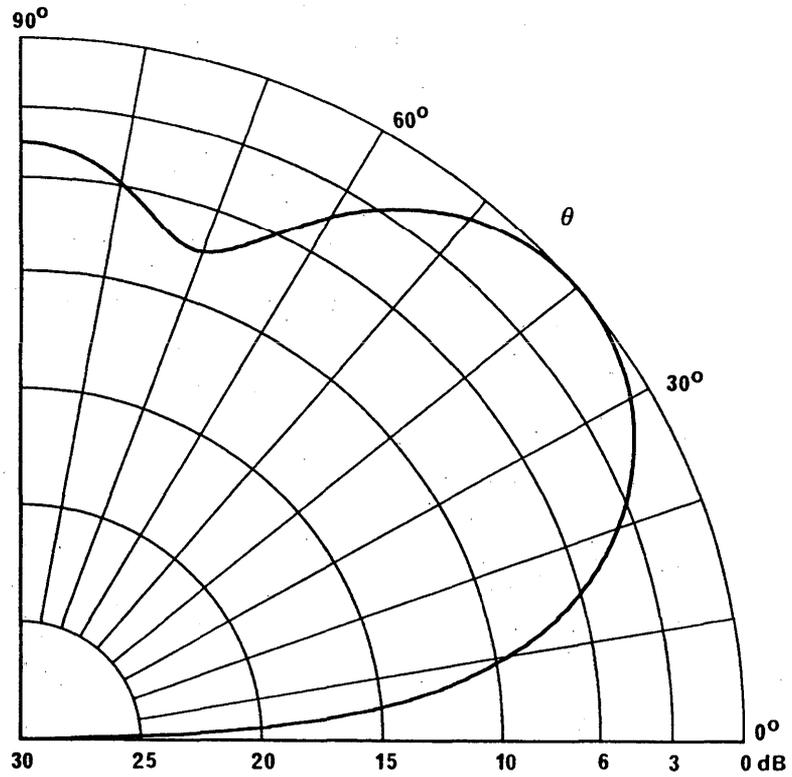


FIGURE 80b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 40°

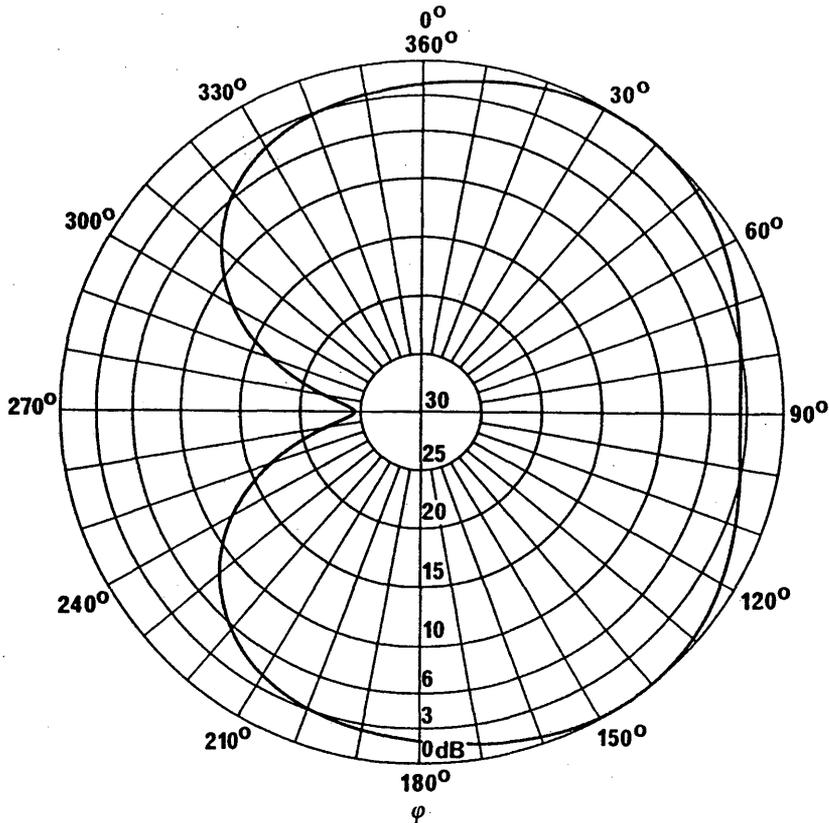


FIGURE 80c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

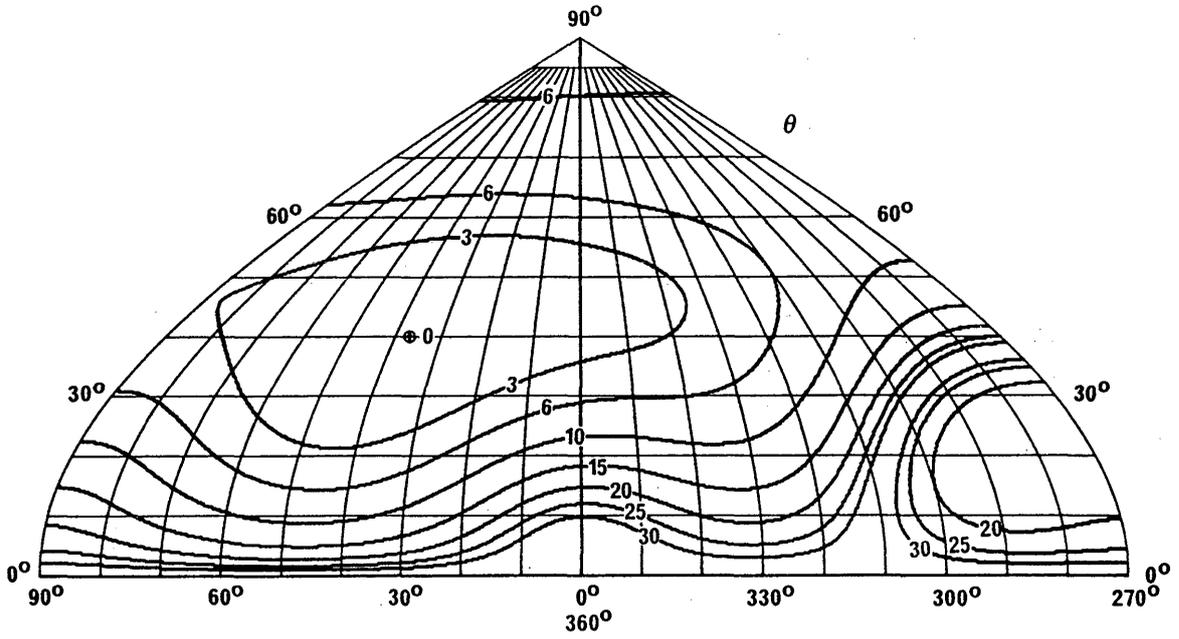


FIGURE 80d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

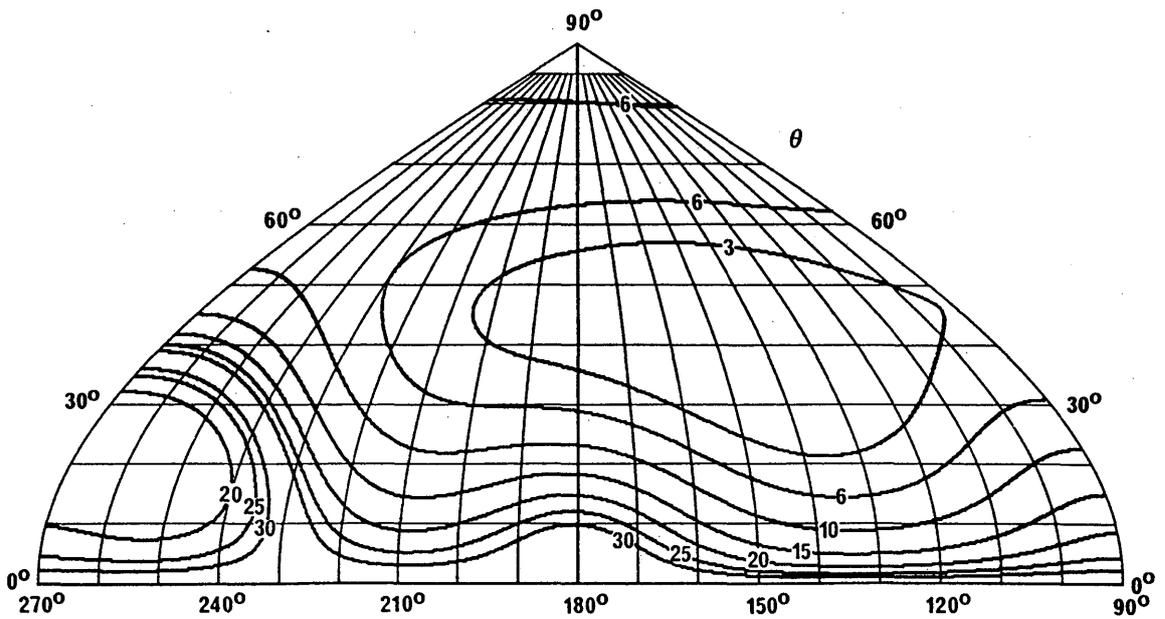


FIGURE 81a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

Antenne log-périodique
horizontale
LPH 18/35/30/30/3/26/89
 $f = 10 \text{ MHz}$
 $\theta = 14^\circ$
 $G_i = 17,3 \text{ dB}$

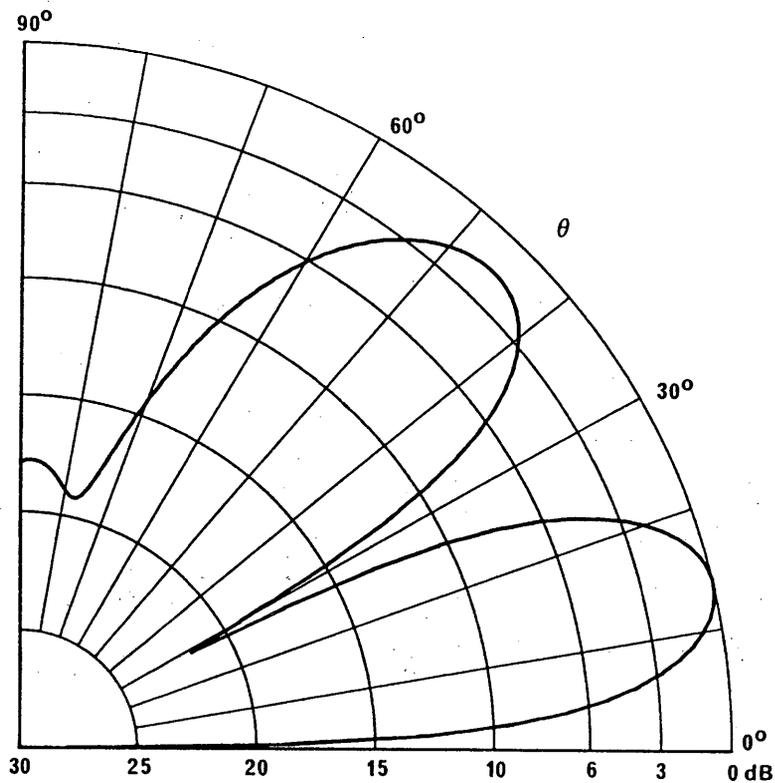


FIGURE 81b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 14°

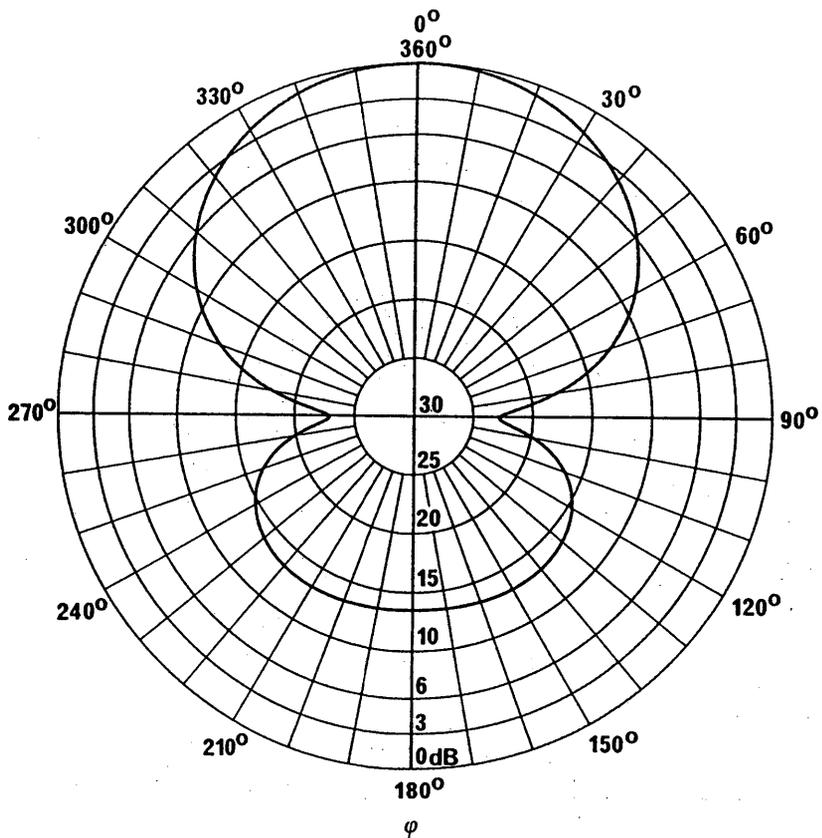


FIGURE 81c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

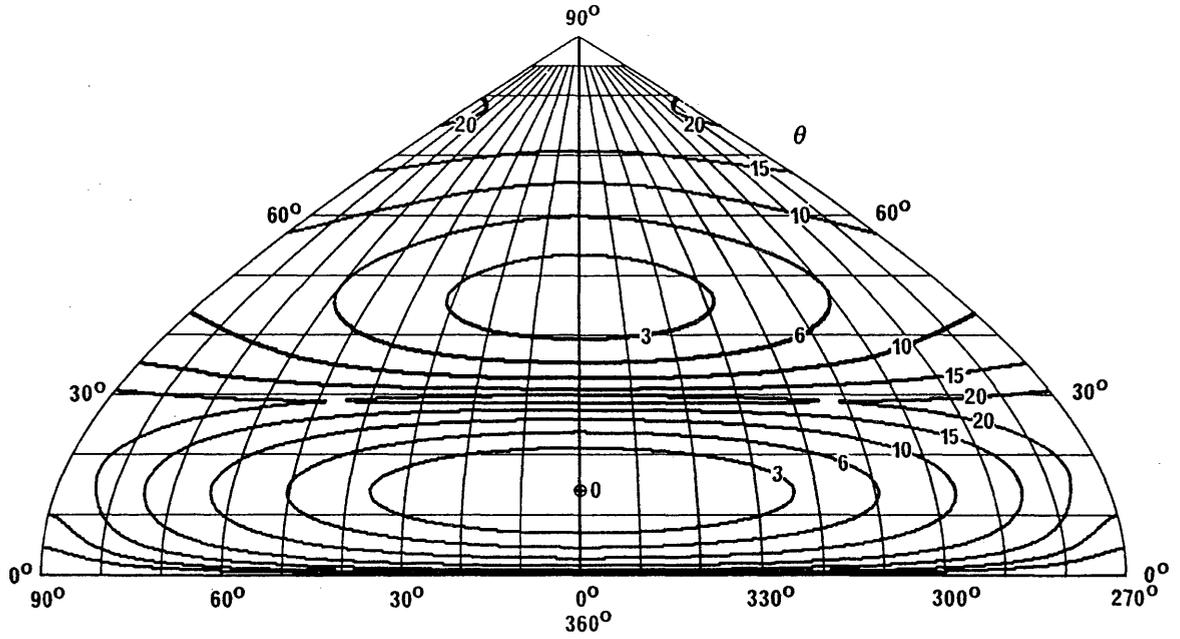
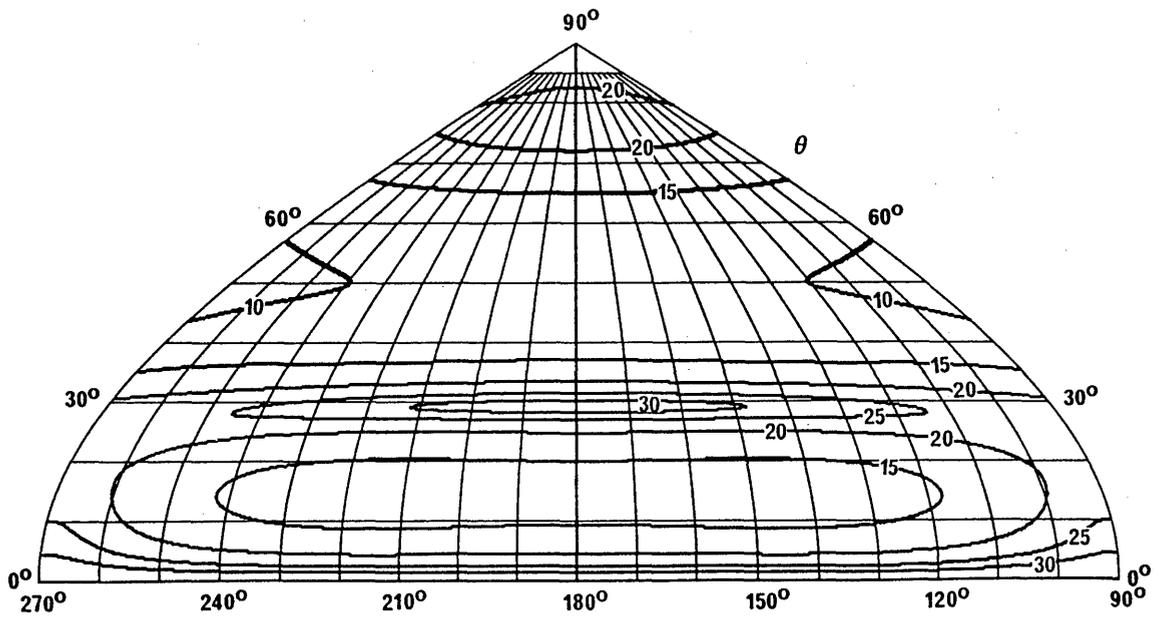


FIGURE 81d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière



PAGE INTENTIONALLY LEFT BLANK

PAGE LAISSEE EN BLANC INTENTIONNELLEMENT

FIGURE 82c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

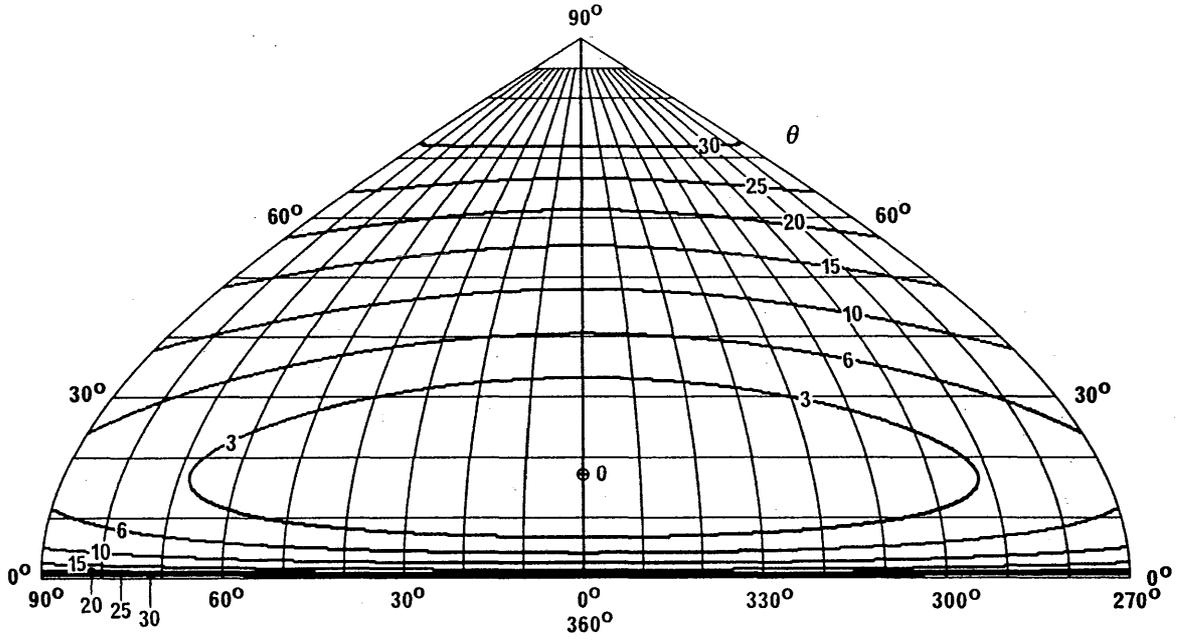


FIGURE 82d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

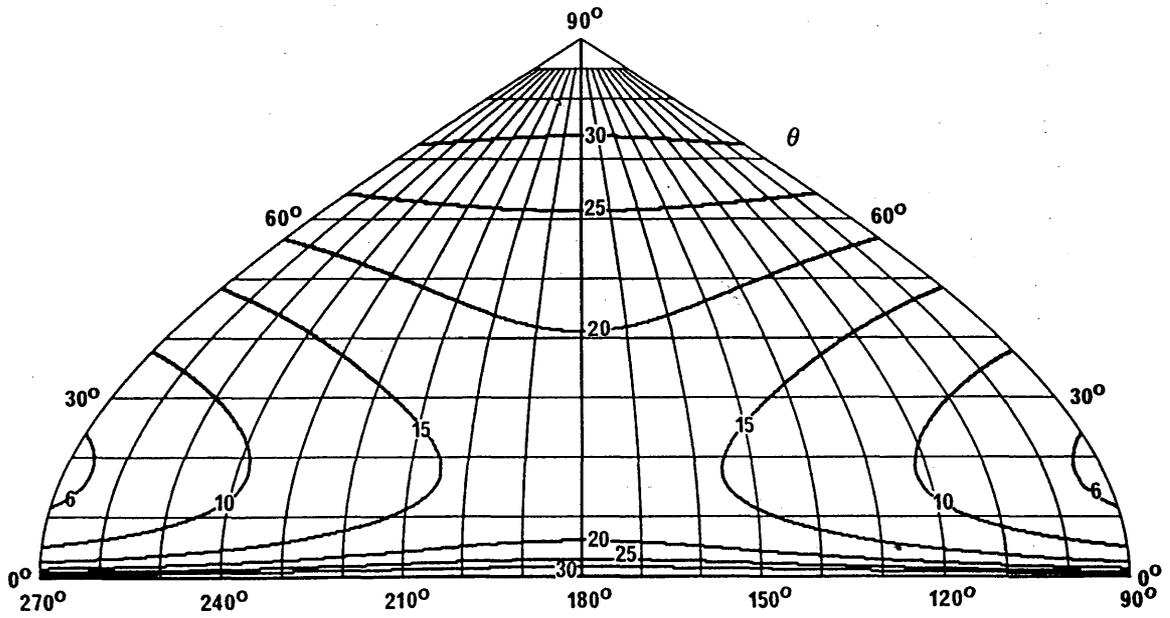
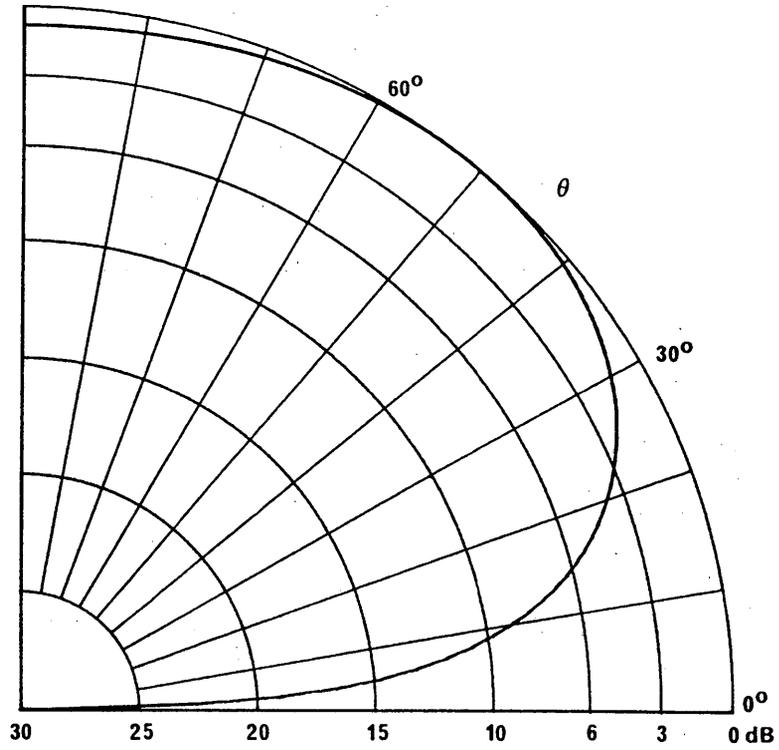


FIGURE 83a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°
 90°



Antenne quadrant
 HQ 1/0,3
 $\theta = 51^\circ$
 $G_i = 5,3 \text{ dB}$

FIGURE 83b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 51°

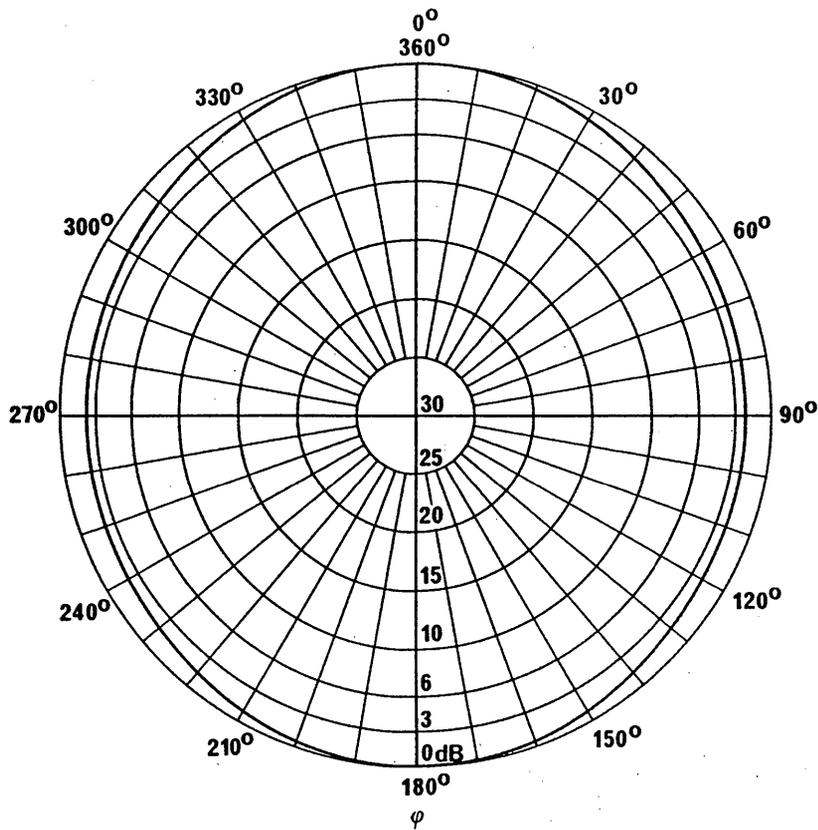


FIGURE 83c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

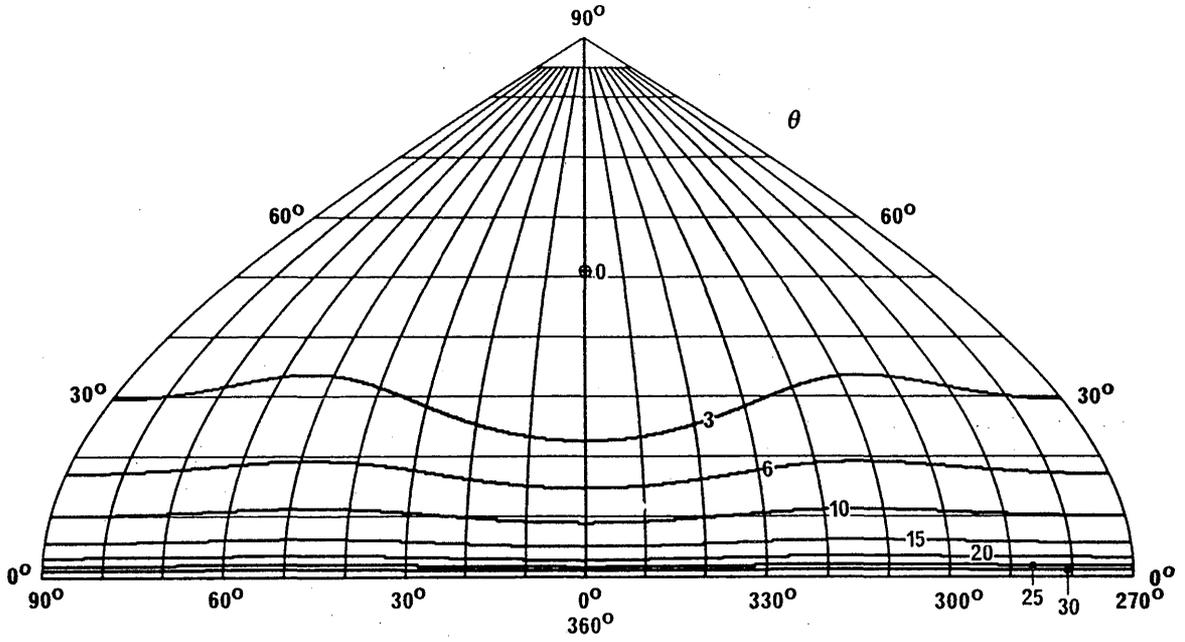


FIGURE 83d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

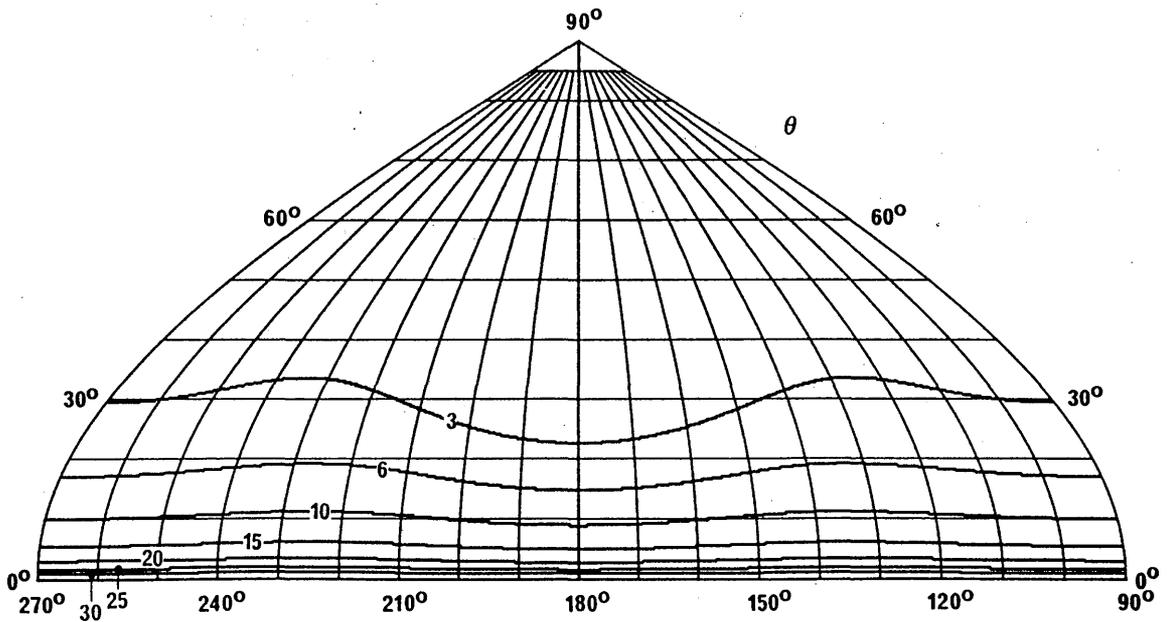


FIGURE 84a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

Antenne à doublets croisés
 HX 0,3
 $\theta = 51^\circ$
 $G_i = 5,8 \text{ dB}$

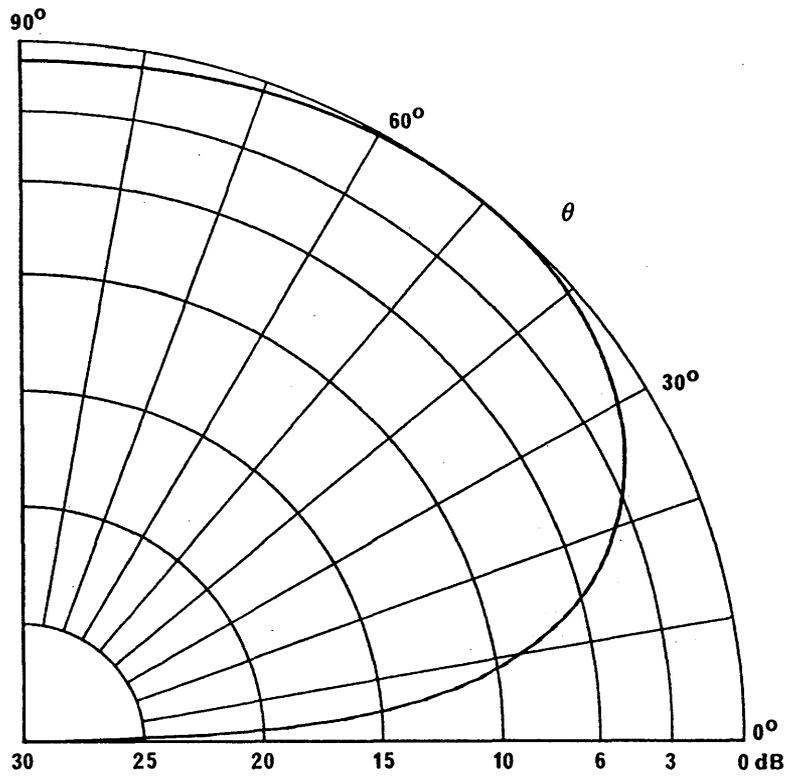


FIGURE 84b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 51°

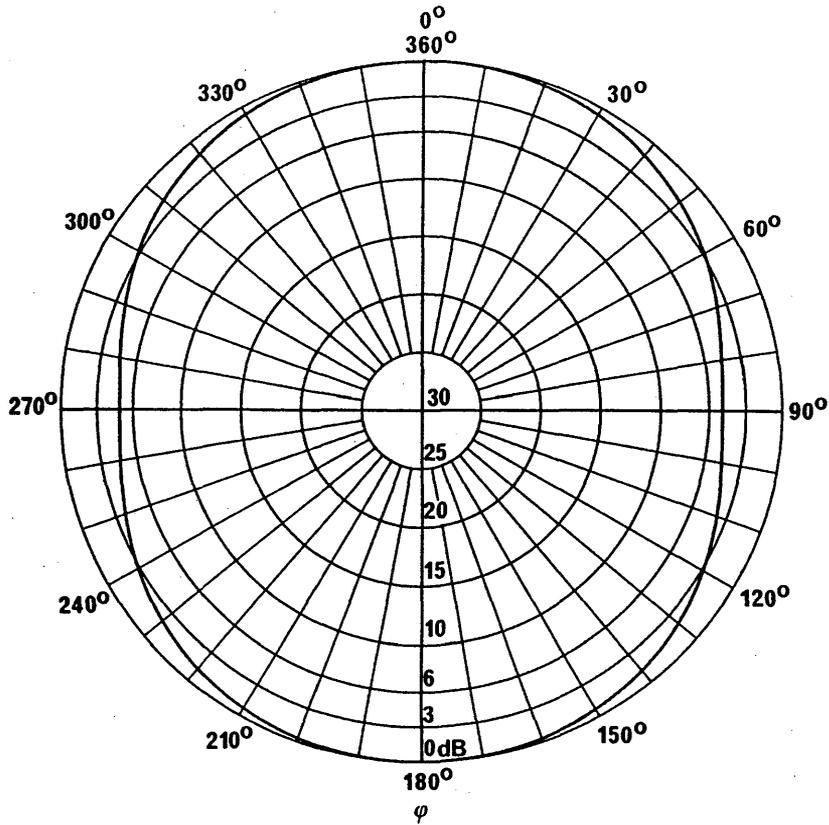


FIGURE 84c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

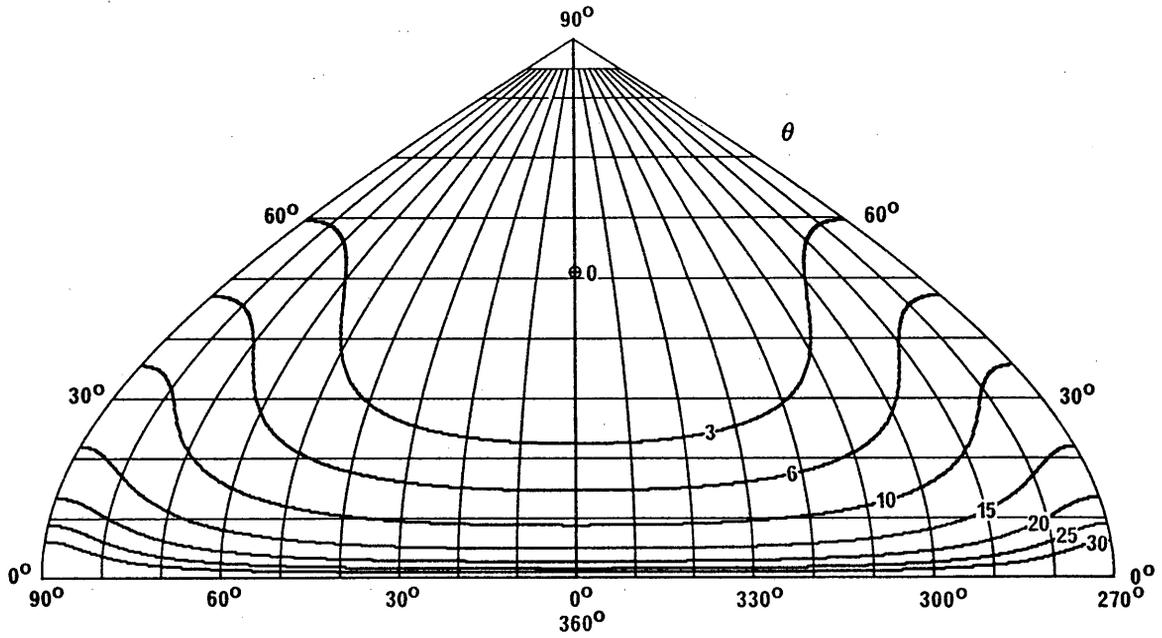


FIGURE 84d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

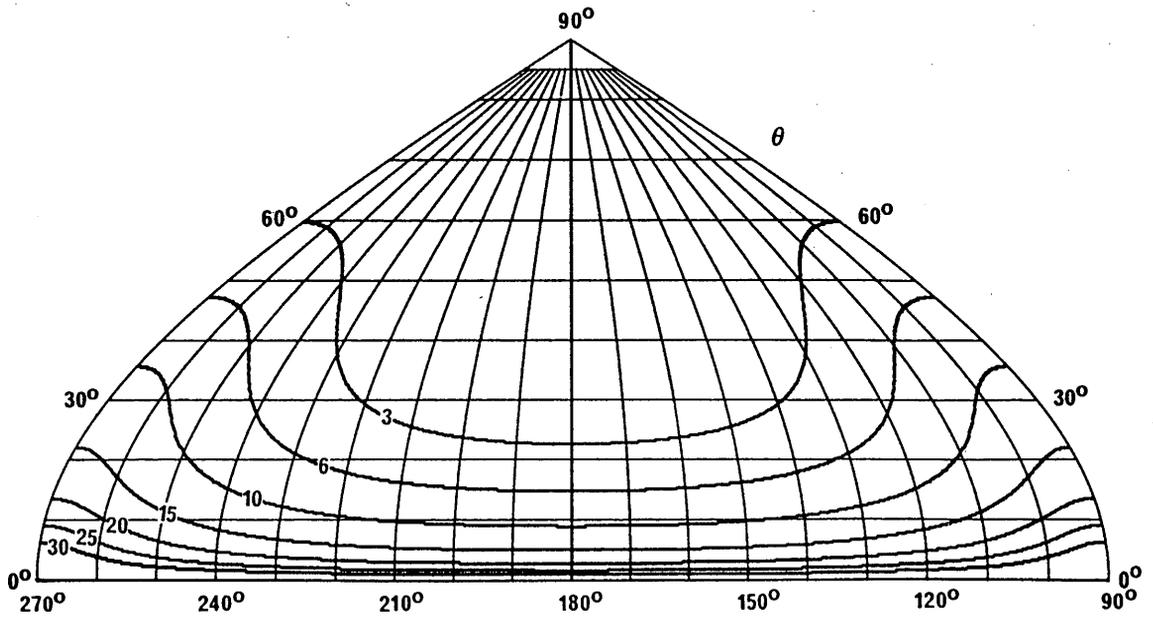


FIGURE 85a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

Antenne en losange
 RH 90/55/15
 $f = 10 \text{ MHz}$
 $\theta = 15^\circ$
 $G_i = 14,4 \text{ dB}$

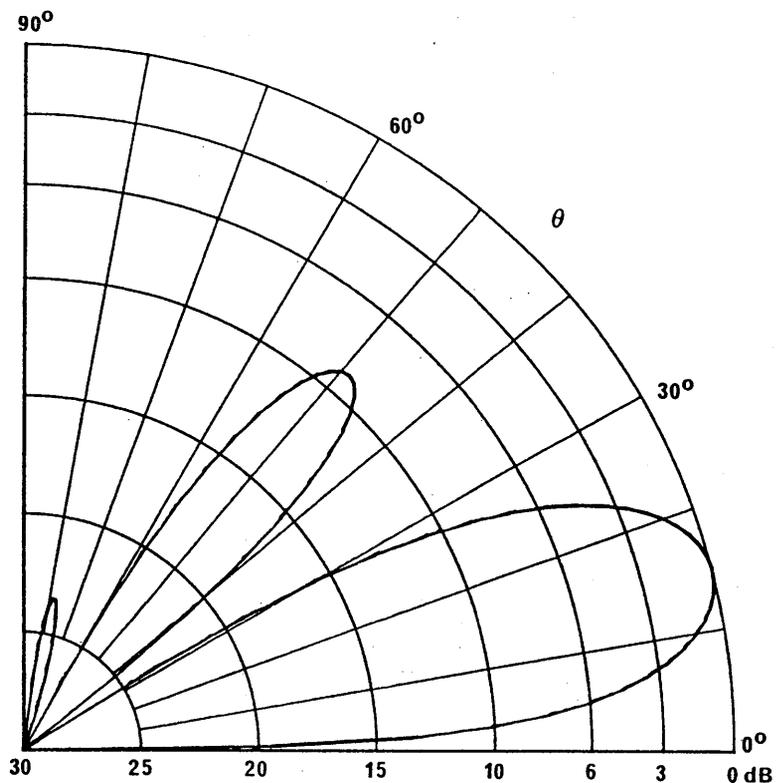


FIGURE 85b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 15°

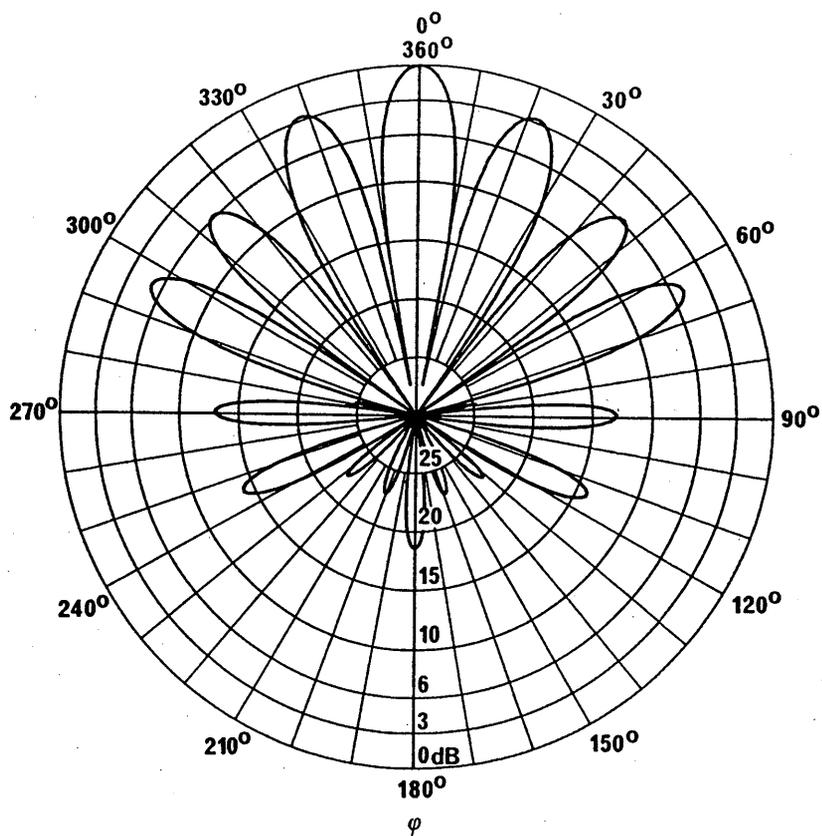


FIGURE 85c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

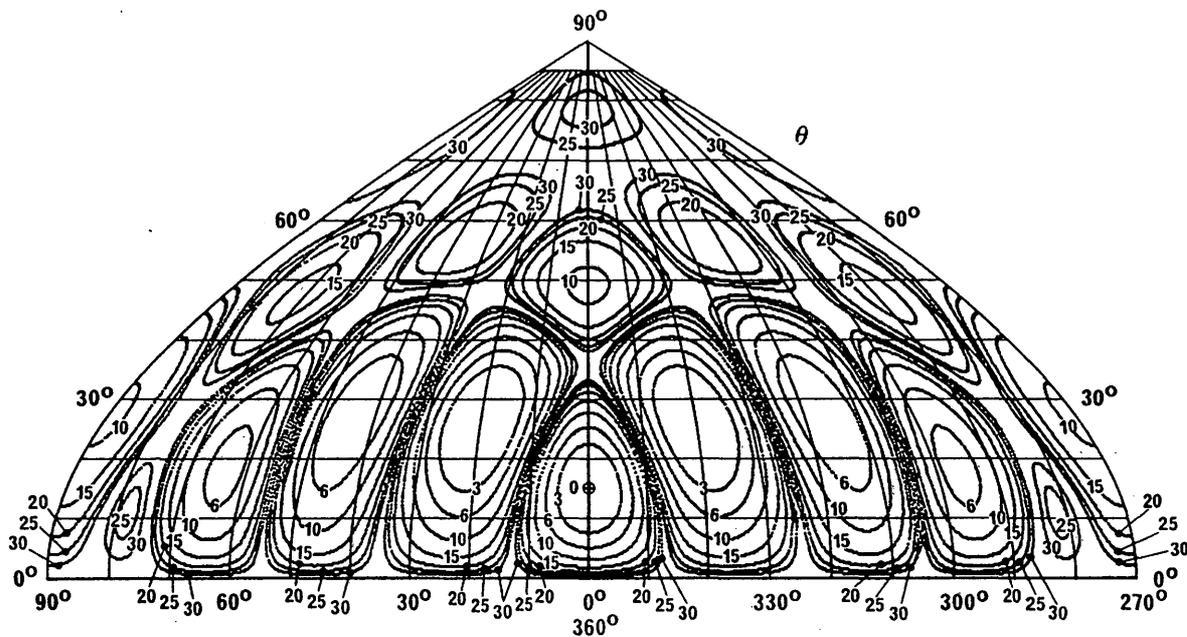


FIGURE 85d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière

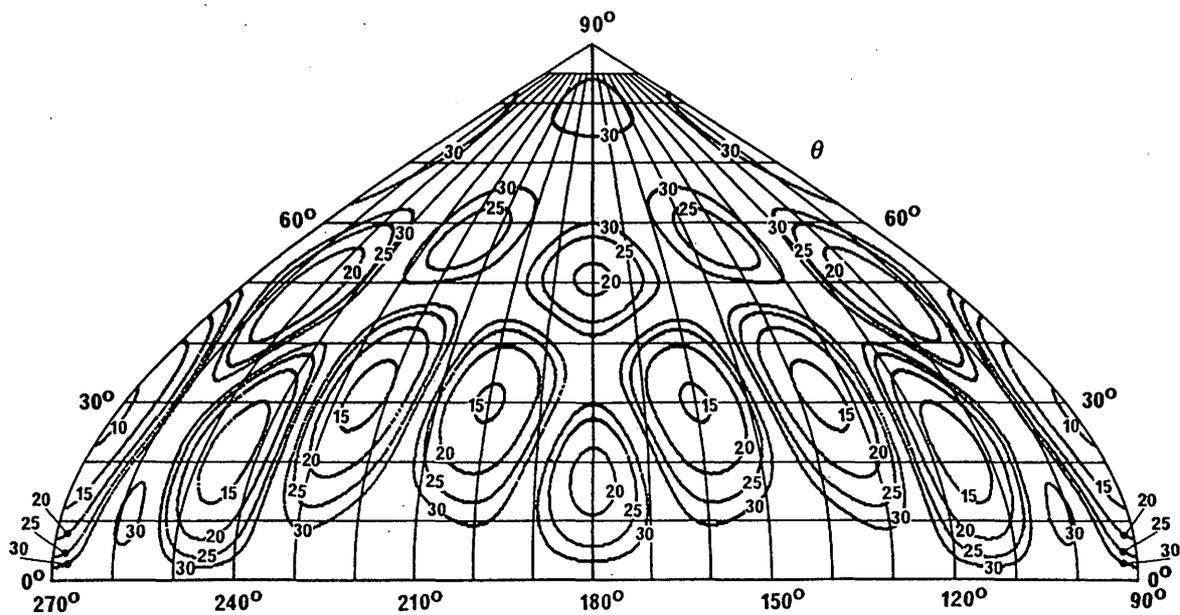


FIGURE 86a

Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

Antenne unipolaire verticale
 VM 12,5/12,5/120/3
 $\theta = 24^\circ$
 $G_i = 0,6 \text{ dB}$

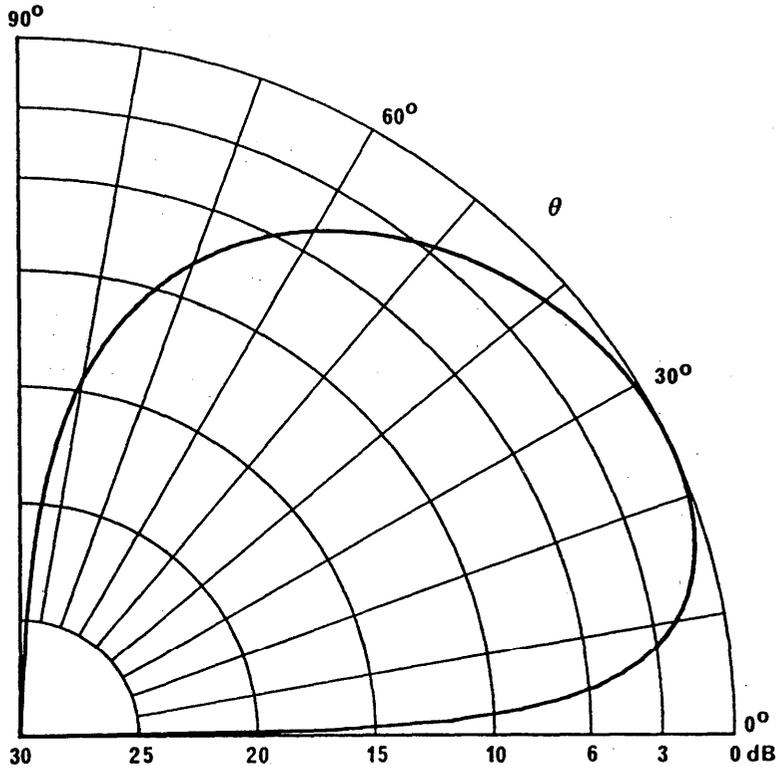


FIGURE 86b

Diagramme horizontal pour un angle de site de 24°

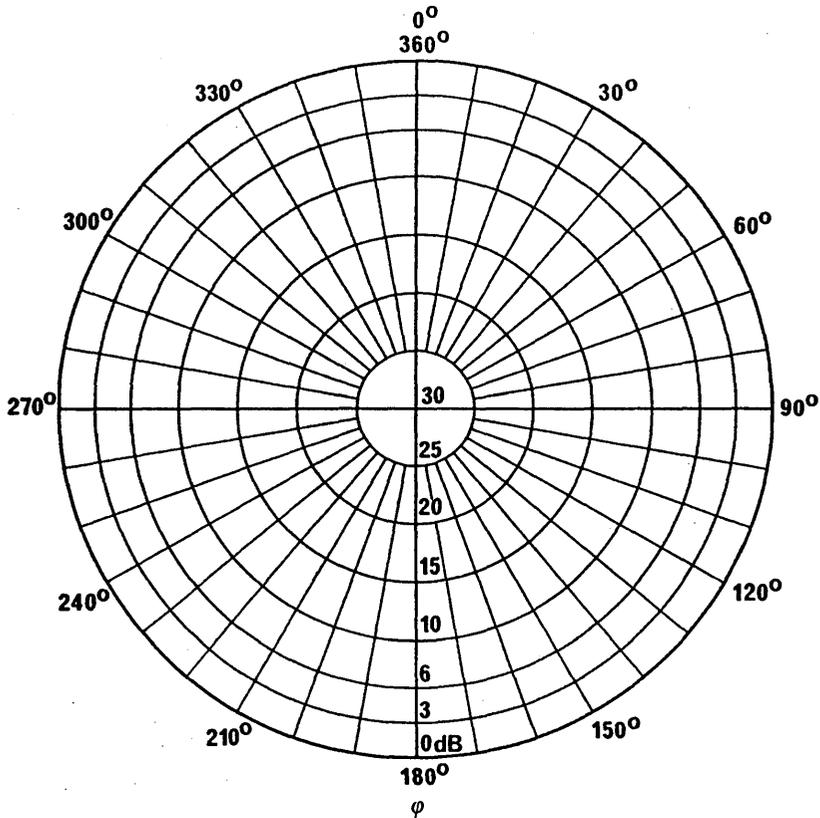


FIGURE 86c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

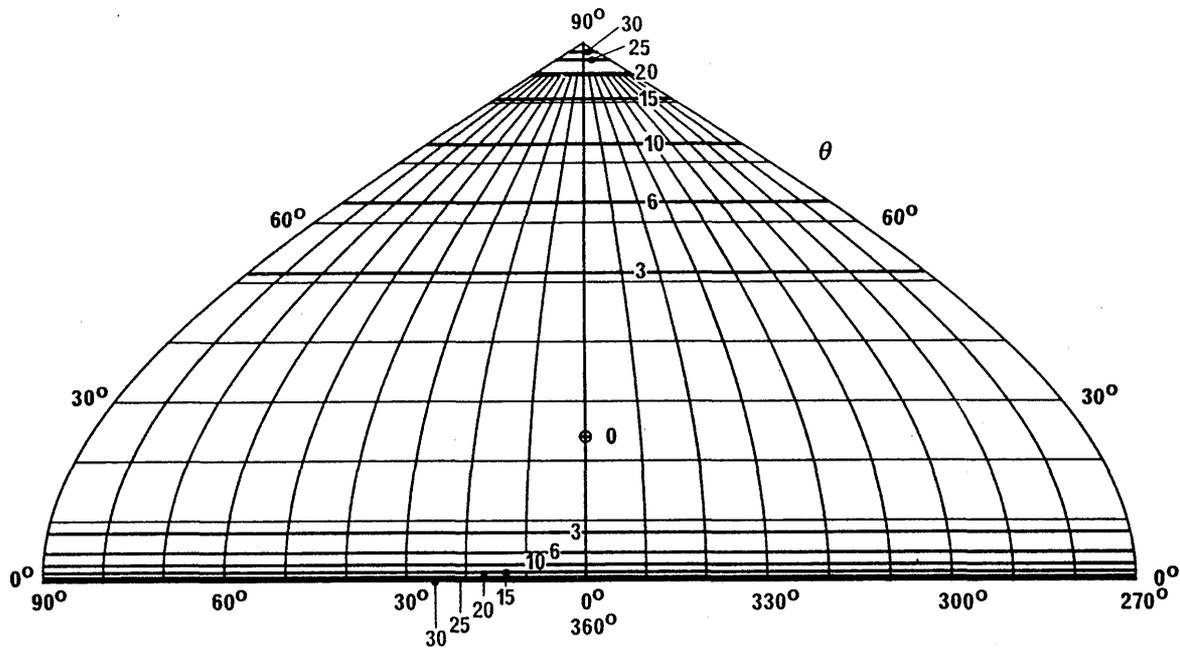
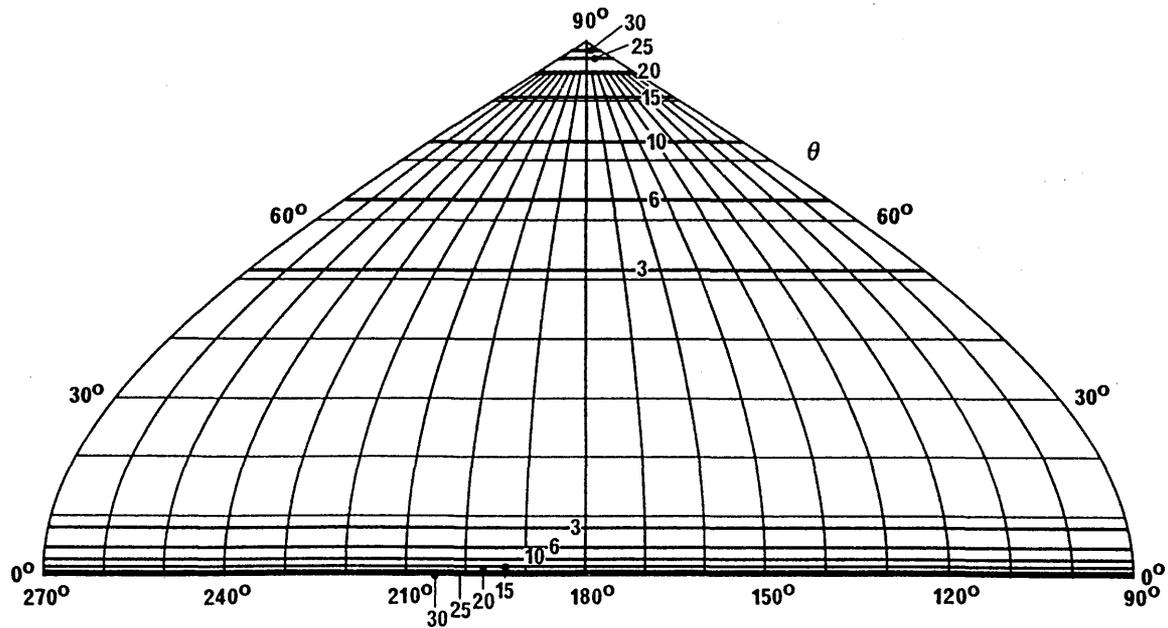


FIGURE 86d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière



Imprimé en Suisse

ISBN 92-61-04432-8