

RECOMMANDATION UIT-R BS.705-1*

**Caractéristiques et diagrammes de rayonnement des antennes
d'émission et de réception en ondes décamétriques****

(1990-1995)

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

considérant

- a) que, par sa Résolution UIT-R 31, elle a décidé de publier séparément une Recommandation contenant un jeu révisé complémentaire de diagrammes d'antennes de radiodiffusion en ondes décamétriques 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 dans le cadre des précédentes éditions de la publication de l'ex-CCIR «Diagrammes d'antennes»;
- d) que les caractéristiques des antennes en ondes décamétriques, données dans les Annexes 1 et 2, ont de vastes applications,

considérant de plus

- e) que les services de radiodiffusion sonore dans la bande 7 (ondes décamétriques) doivent aussi prendre en compte le diagramme de rayonnement de l'antenne de réception lors de la planification;
- f) que jusqu'à présent aucun diagramme de rayonnement d'antennes de réception n'a été défini en vue des besoins susmentionnés;
- g) que l'environnement de réception affecte de manière significative le diagramme de rayonnement des antennes de réception;
- h) qu'une petite antenne-fouet verticale est le plus souvent utilisée pour la réception de la radiodiffusion sonore dans la bande 7 (ondes décamétriques),

recommande

1 que les formules illustrées par des exemples de diagrammes et contenues dans l'Appendice 1 à l'Annexe 1 servent, en même temps que les programmes informatiques correspondants, à évaluer la performance des antennes d'émission en ondes décamétriques, notamment aux fins de la planification;

2 que la formule illustrée par un exemple de diagramme de rayonnement et contenue dans la Partie 1 de l'Annexe 2 serve à évaluer les caractéristiques de l'antenne de réception pour la planification des services de radiodiffusion sonore dans la bande 7 (ondes décamétriques).

* La Commission d'études 6 des radiocommunications a apporté des modifications rédactionnelles à cette Recommandation en 2002 conformément aux dispositions de la Résolution UIT-R 44.

** Le Directeur du Bureau des radiocommunications est prié de porter à l'attention de la Commission électrotechnique internationale (CEI) le § 2 de la Partie 2 de l'Annexe 1.

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

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.

Pour chaque antenne choisie, les données disponibles à la sortie comprennent: le gain de directivité, le gain relatif pour un azimut et un angle d'élévation 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'écarteront, dans une certaine mesure, de celles qui sont calculées analytiquement. La Partie 2 de l'Annexe 1 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.

ANNEXE 1

Antennes d'émission en ondes décamétriques

TABLE DES MATIÈRES

	<i>Page</i>
Partie 1 – Caractéristiques et diagrammes des antennes d'émission en ondes décamétriques	6
1 Introduction	6
2 Représentation géométrique des diagrammes de rayonnement d'antennes	7
2.1 Représentation graphique	8
3 Calcul des diagrammes de rayonnement et du gain	10
3.1 Considérations générales	10
3.2 Diagrammes de rayonnement	10
3.3 Directivité et gain	11
3.4 Effet du sol.....	11
4 Réseaux de doublets horizontaux	13
4.1 Considérations générales	13
4.2 Désignation des réseaux de doublets horizontaux	14
4.2.1 Réseaux de doublets horizontaux groupés verticalement (antennes-rideaux)	14

	<i>Page</i>
4.2.2 Réseaux de doublets horizontaux groupés horizontalement (antennes tropicales).....	15
4.2.3 Réseaux équidirectifs de doublets horizontaux.....	16
4.2.3.1 Antennes quadrants.....	16
4.2.3.2 Antennes à doublets croisés.....	17
4.3 Déviation.....	17
4.4 Réseaux de doublets horizontaux groupés verticalement.....	19
4.5 Réseaux de doublets horizontaux groupés horizontalement (antennes tropicales)	21
4.6 Réseaux équidirectifs de doublets horizontaux	22
4.6.1 Considérations générales.....	22
4.6.2 Antennes quadrants	22
4.6.3 Antennes à doublets croisés	22
4.7 Calcul du diagramme de réseaux de doublets horizontaux	22
4.7.1 Considérations générales.....	22
4.7.1.1 Réseaux de doublets demi-onde alimentés par le centre ...	27
4.7.1.2 Réseaux de doublets demi-onde alimentés en extrémité ...	27
4.7.2 Calcul de la fonction caractéristique du réseau S_z	28
4.7.2.1 Réseaux de doublets demi-onde groupés verticalement....	28
4.7.2.2 Réseaux de doublets demi-onde pour la radiodiffusion tropicale	29
4.7.3 Calcul de la fonction caractéristique du réseau S_y	29
4.7.3.1 Réseaux de doublets demi-onde alimentés par le centre ...	30
4.7.3.2 Réseaux de doublets demi-onde alimentés en extrémité ...	30
4.7.4 Calcul de la fonction caractéristique du réseau S_x	30
4.7.4.1 Antennes avec réflecteur à écran aperiodique	31
4.7.4.2 Antennes avec réflecteur accordé.....	34
4.7.4.3 Réseaux de doublets alimentés par le centre pour la radiodiffusion tropicale.....	34

	<i>Page</i>	
4.7.5	Calcul des diagrammes des réseaux équidirectifs de doublets horizontaux.....	35
4.7.5.1	Antennes quadrants.....	35
4.7.5.2	Antennes à doublets croisés.....	36
5	Antennes log-périodiques.....	38
5.1	Considérations générales.....	38
5.2	Désignation des antennes log-périodiques.....	38
5.2.1	Antennes log-périodiques horizontales.....	38
5.2.2	Antennes log-périodiques verticales.....	39
5.3	Calcul des diagrammes d'antennes log-périodiques horizontales.....	40
5.3.1	Théorie fondamentale.....	41
5.3.2	Méthode de calcul.....	44
5.3.2.1	Solution approchée du problème intérieur.....	45
5.4	Calcul des diagrammes d'antennes log-périodiques verticales.....	52
5.4.1	Théorie fondamentale.....	53
5.4.2	Méthode de calcul.....	54
6	Antennes en losange.....	54
6.1	Considérations générales.....	54
6.2	Désignation des antennes en losange.....	54
6.3	Calcul du diagramme d'une antenne en losange.....	55
7	Antennes unipolaires verticales.....	57
7.1	Considérations générales.....	57
7.2	Désignation des antennes unipolaires verticales.....	58
7.3	Antennes unipolaires verticales sans système de terre.....	58
7.4	Antennes unipolaires verticales avec système de terre.....	60
7.4.1	Antennes unipolaires verticales avec système de terre constitué par un disque circulaire plein, de conductivité infinie.....	60
7.4.2	Antennes unipolaires verticales avec système de terre composé d'un certain nombre de fils radiaux de longueur et de diamètre donnés.....	61
8	Exemples de diagrammes.....	63

	<i>Page</i>
Partie 2 – Aspects pratiques des antennes d'émission en ondes décimétriques	64
1 Introduction	64
2 Mesures des diagrammes de rayonnement d'antennes	64
2.1 Méthode de mesure	64
2.2 Considérations relatives à l'emploi d'un hélicoptère pour les mesures.....	64
2.3 Appareillage de mesure	65
2.4 Procédures de mesure	65
2.5 Traitement des données mesurées	68
3 Comparaison des diagrammes de rayonnement théoriques et mesurés.....	70
3.1 Comparaison des rapports avant/arrière théoriques et mesurés.....	73
4 Influence de l'environnement sur les diagrammes de rayonnement	73
4.1 Topographie du terrain	73
4.2 Conductivité du sol	75
4.3 Autres structures locales	76
5 Variations du rendement effectif d'une antenne	77
5.1 Diagramme azimutal.....	78
5.2 Diagramme dévié.....	79
5.3 Niveau minimum de rayonnement utilisé en pratique pour la planification	82
6 Caractère approprié et application des antennes	83
6.1 Antennes-doublets horizontales.....	83
6.2 Antennes-rideaux orientables	83
6.3 Antennes en losange	84
6.4 Antennes log-périodiques à azimut fixe	84
6.5 Antennes log-périodiques orientables.....	84
6.6 Choix de l'antenne optimale.....	84
Appendice 1 – Exemples de diagrammes.....	87

PARTIE 1

DE L'ANNEXE 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 maximal 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.

Dans cette Recommandation, 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 d'élévation 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 de la présente Annexe 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.

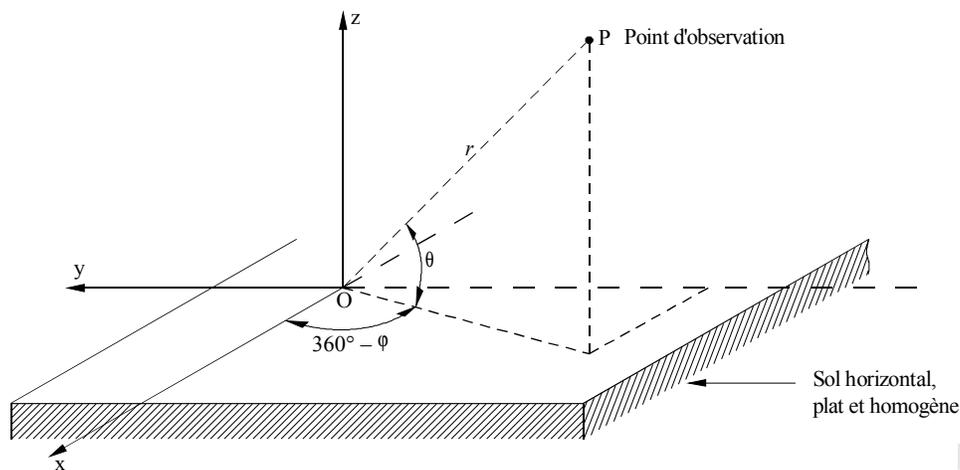
2 Représentation géométrique des diagrammes de rayonnement d'antennes

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.)*, fondée 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.

FIGURE 1
Système de coordonnées de référence



D001

* La définition de la force cymomotrice (f.c.m.) et de la force cymomotrice spécifique est donnée dans la Recommandation UIT-R BS.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 f.c.m. est numériquement égale au champ électrique (mV/m) à la distance de 1 km.

La f.c.m. 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.

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

- θ : angle d'élévation 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.

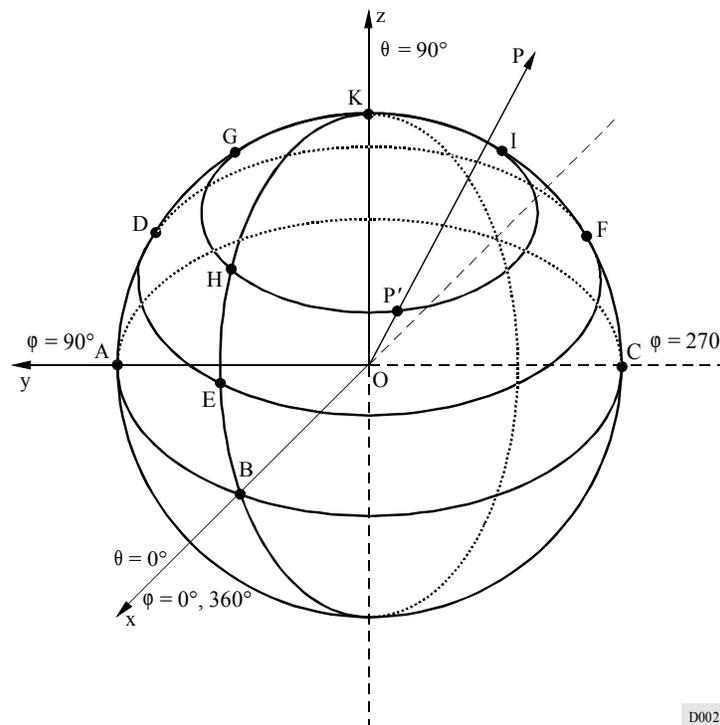
2.1 Représentation graphique

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 d'élévation spécifiques (diagrammes azimutaux) et à des azimuts spécifiques (diagrammes verticaux) pour décrire l'ensemble du diagramme de rayonnement. Les diagrammes azimutaux correspondant aux angles d'élévation 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).

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.

FIGURE 2
Système de coordonnées sphérique



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.

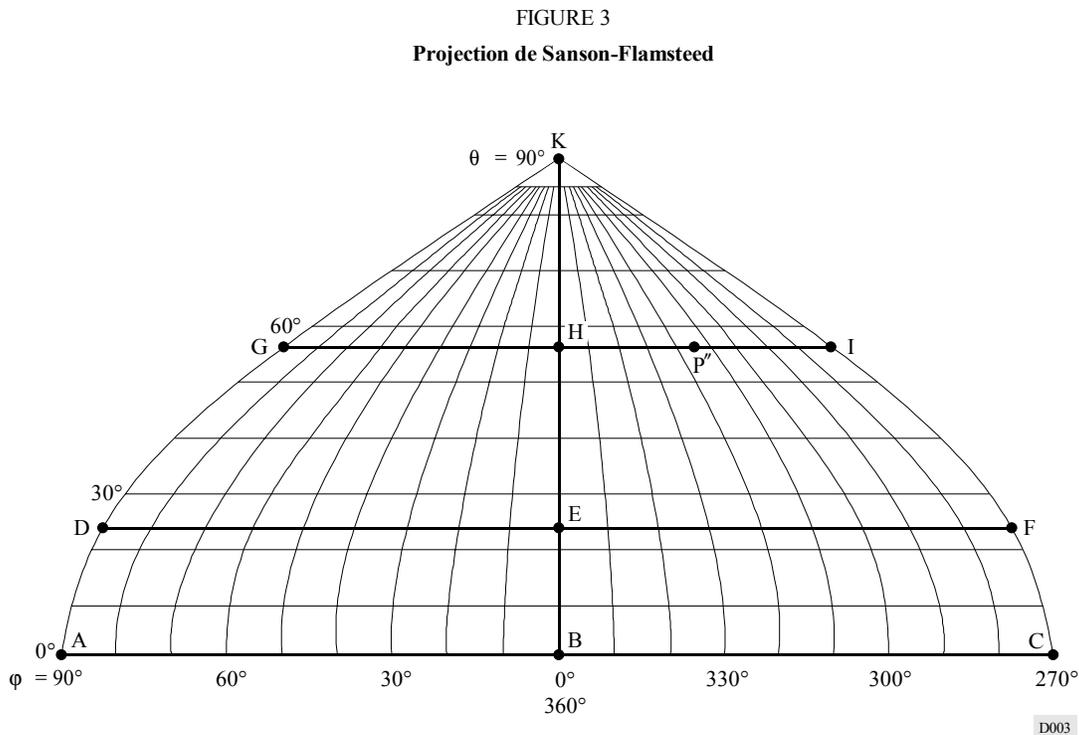
Dans la projection de Sanson-Flamsteed indiquée à la Fig. 3 pour l'hémisphère supérieur, l'équateur est représenté par une droite horizontale et le méridien central à $\varphi = 0^\circ$ devient une ligne perpendiculaire à l'équateur et forme ainsi l'axe vertical.

Les parallèles de cet hémisphère sont des droites parallèles dont l'espacement sur le méridien central est proportionnel à l'angle d'élévation. 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 d'élévation 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° , 0° et 90° , alors que le second contient les rayonnements dans les deux autres quarts au-dessus du sol (90° , 360° 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 d'élévation 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.

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:

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

NOTE 1— Dans les paragraphes suivants, les diagrammes de rayonnement, calculés selon la formule précédente, devront être limités au niveau de rayonnement minimum indiqué dans le § 5.3 de la Partie 2 de la présente Annexe.

* Voir les définitions données dans le numéro 1.160 du Règlement des radiocommunications et dans la Recommandation UIT-R V.573.

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 réfléchie par le sol comme suit.

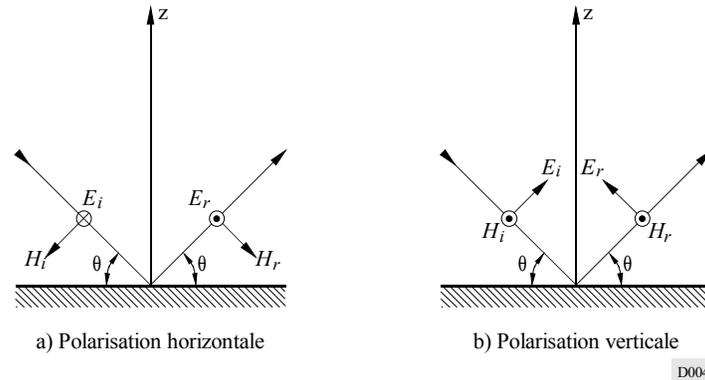
Si l'on admet que le rayonnement incident sur le sol a un front plan, on peut envisager les deux situations suivantes:

- 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. 4a)).

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. 4b).

FIGURE 4
Réflexion de l'onde sur un sol imparfait



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:

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

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 aperiodique» ou «réflecteur à écran».

Le rapport avant/arrière d'un réflecteur aperiodique 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)

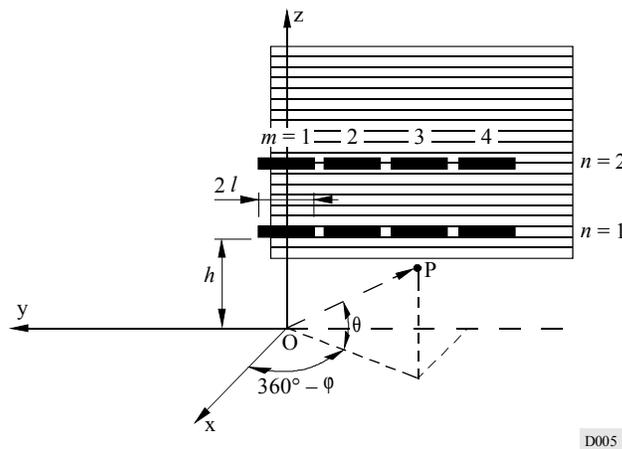
Désignation du type: H(R)(S) $m/n/h$

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



D005

4.2.2 Réseaux de doublets horizontaux groupés horizontalement (antennes tropicales)

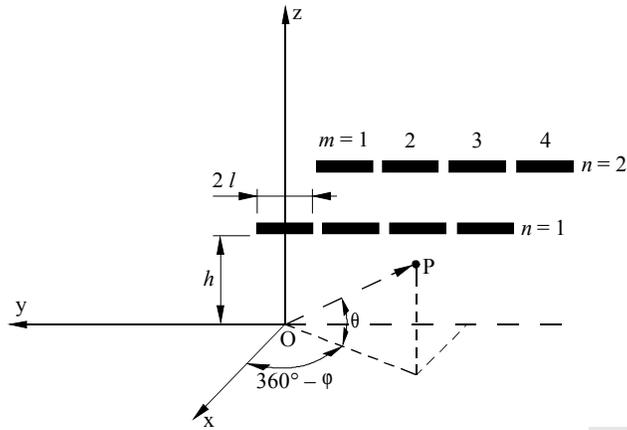
Désignation du type: T(S) $m/n/h$

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 d'élévation 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.

FIGURE 6
Antenne tropicale



D006

4.2.3 Réseaux équidirectifs de doublets horizontaux

4.2.3.1 Antennes quadrants

Désignation du type: HQ n/h

où:

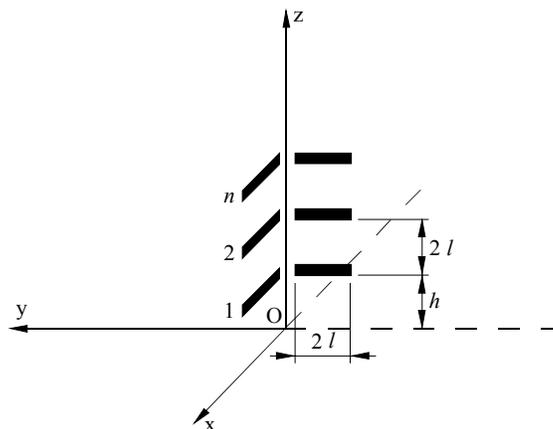
HQ: antenne quadrant

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).

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



D007

4.2.3.2 Antennes à doublets croisés

Désignation du type: HX h

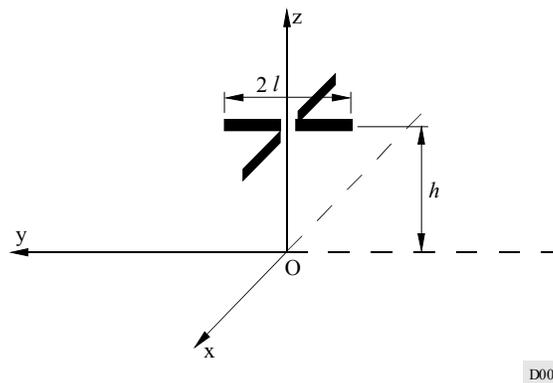
où:

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

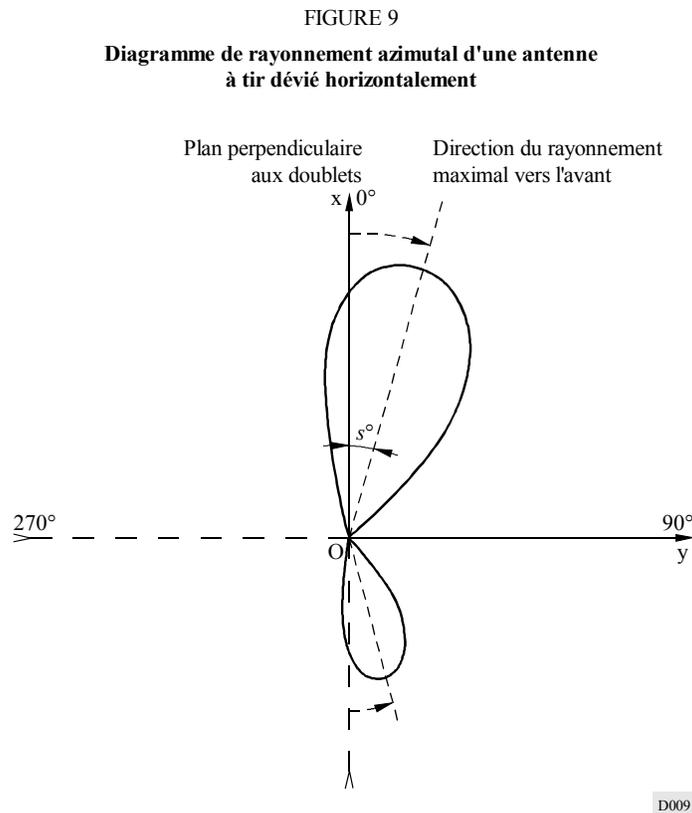
Le faisceau principal de certains réseaux de doublets horizontaux comptant plus d'un point d'alimentation peut être dévié électriquement si l'on alimente chaque pile ou chaque rangée de doublets au moyen de courants de phases différentes.

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.

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 d'élévation 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

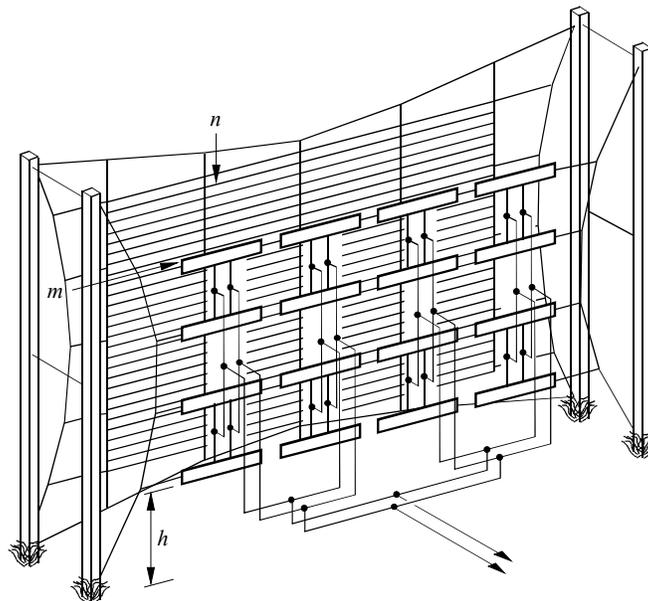
Les réseaux de doublets horizontaux groupés verticalement (antennes-rideaux) sont réalisés en alignant et/ou en empilant plusieurs doublets demi-onde dans un plan vertical.

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.

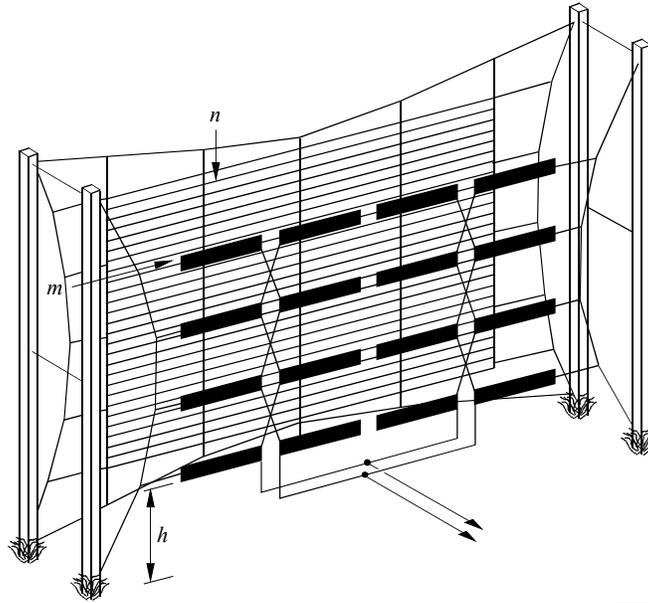
FIGURE 10
Réseau de doublets alimentés par le centre avec
réflecteur aperiodique



D010

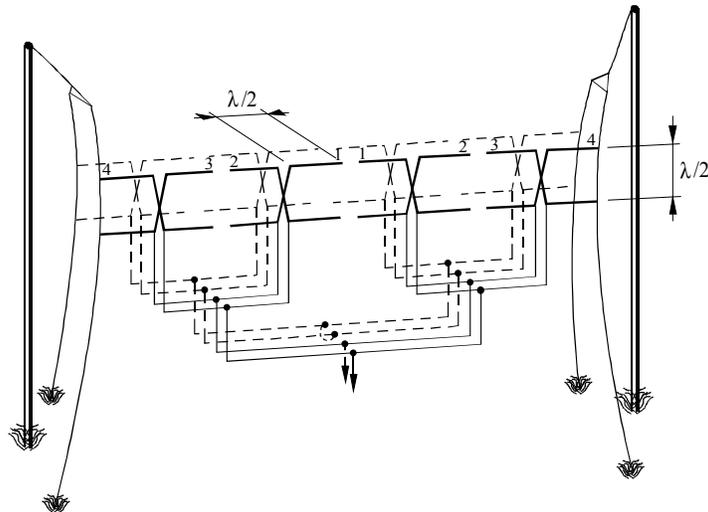
Dans le cas des doublets alimentés en extrémité, deux doublets adjacents ont un point d'alimentation commun connecté à une seule ligne de transmission comme le montre la Fig. 11 pour le cas d'un réflecteur aperiodique. La Fig. 12 concerne un réseau de doublets alimenté en extrémité et avec réflecteur 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



D011

FIGURE 12
Réseau de doublets alimentés en extrémité avec
réflecteur accordé



D012

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 d'élévation 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 d'élévation 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.

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.

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 décamétriques 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 apériodique (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 13
Antenne quadrant à 2 bras

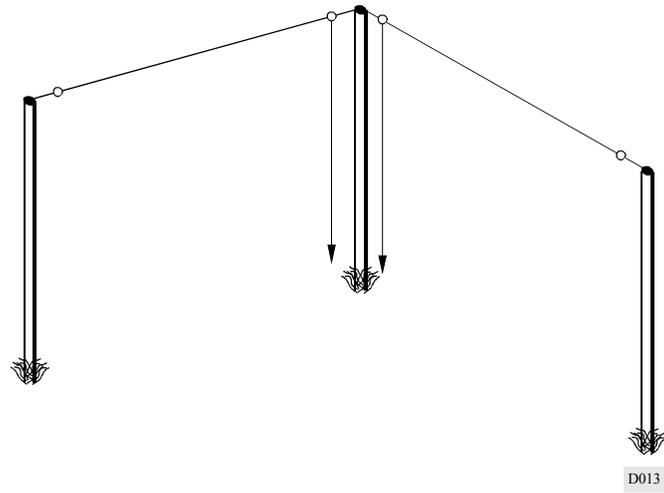


FIGURE 14
Antenne quadrant à 4 bras

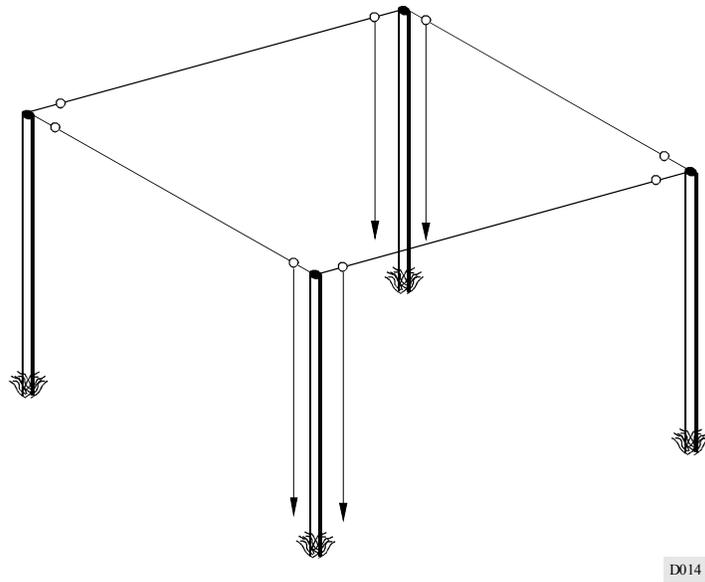
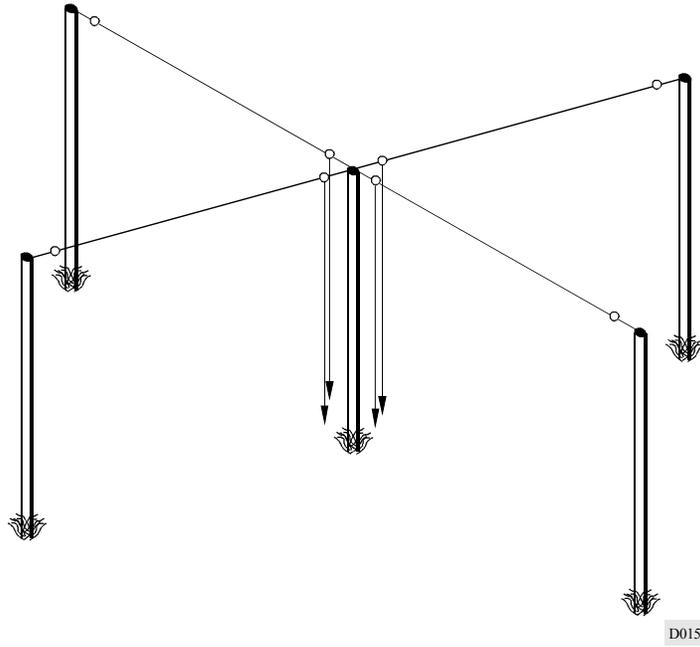
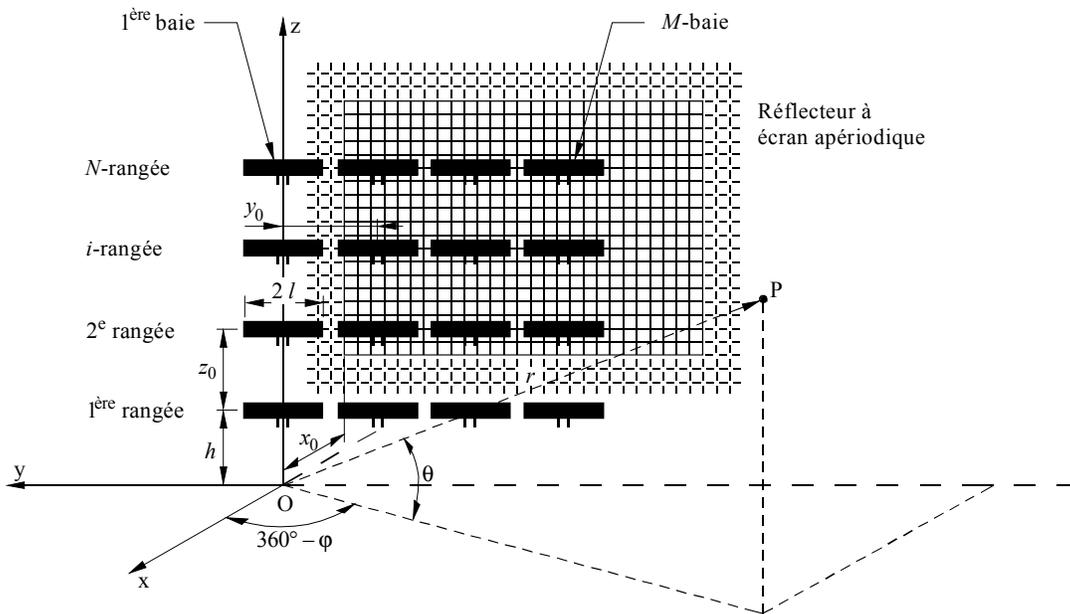


FIGURE 15
Antenne à doublets croisés



D015

FIGURE 16
Réseau de doublets HR 4/4/ alimentés par le centre
avec réflecteur à écran apériodique



0705-16

FIGURE 17
Réseau de doublets HR 4/4/ alimentés par le centre
avec réflecteur accordé

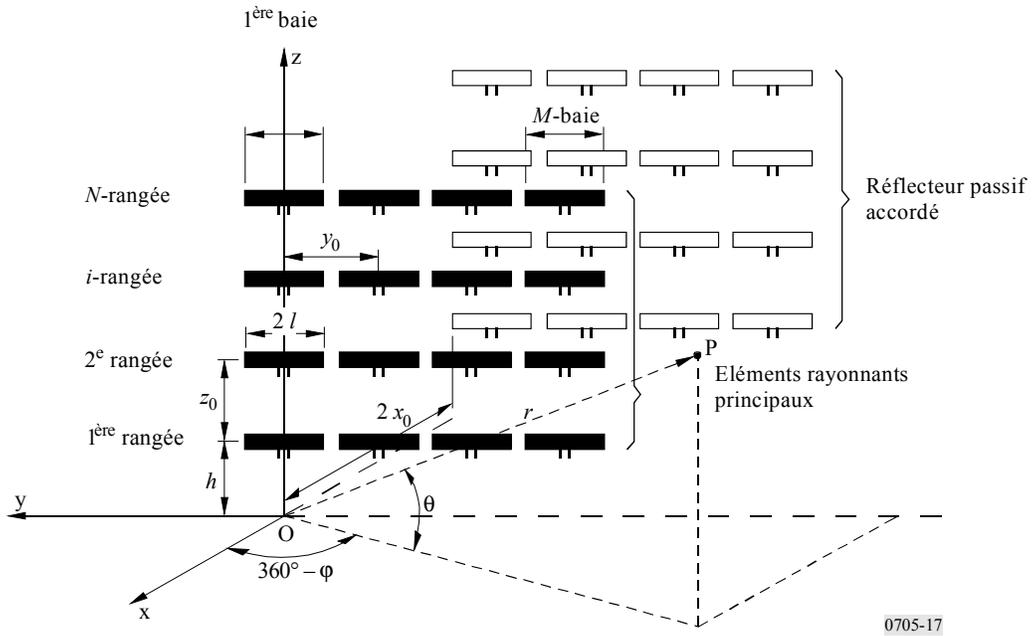


FIGURE 18
Réseau de doublets HR 4/4/ alimentés en extrémité
avec réflecteur accordé

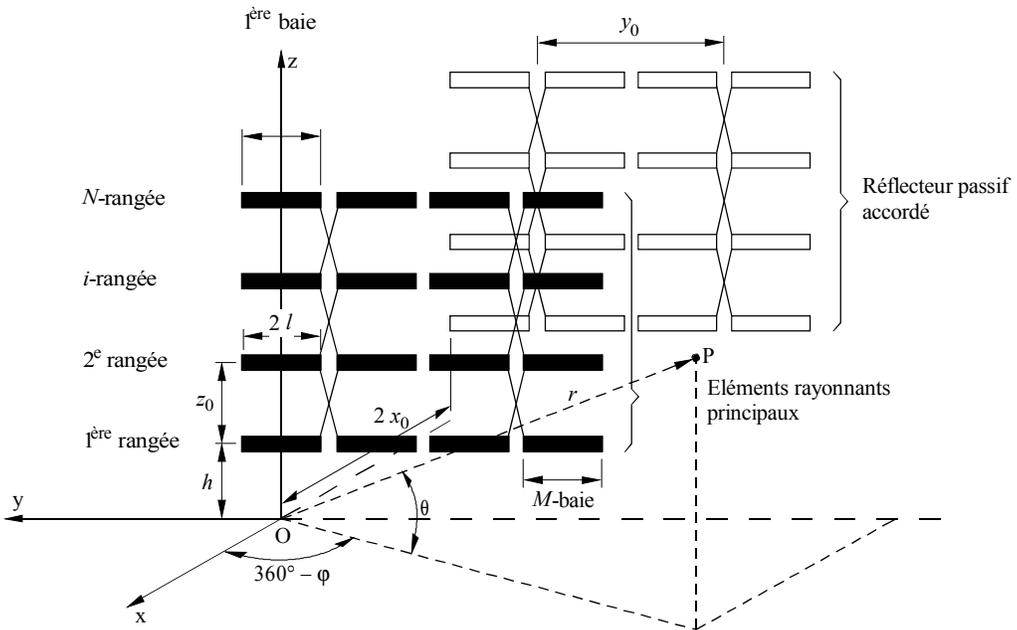
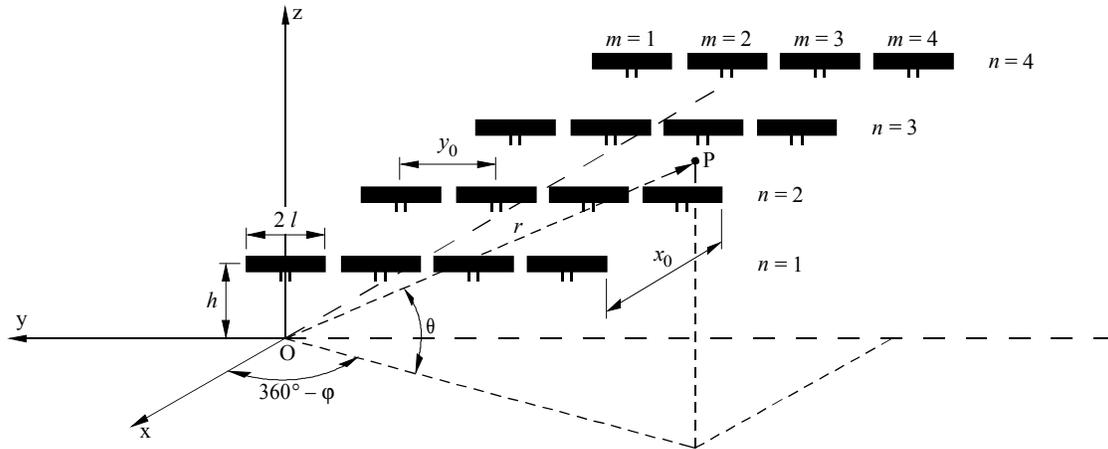


FIGURE 19

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



D019

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:

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

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:

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

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

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:

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

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 $k\ell$.

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 $2\ell = \lambda_d / 2$ et

$$k\ell = 2\pi / \lambda \cdot \lambda_d / 4 = F_R \cdot \pi / 2$$

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

4.7.1.2 Réseaux de doublets demi-onde alimentés en extrémité

Dans ces réseaux $2\ell = \lambda_d$

et

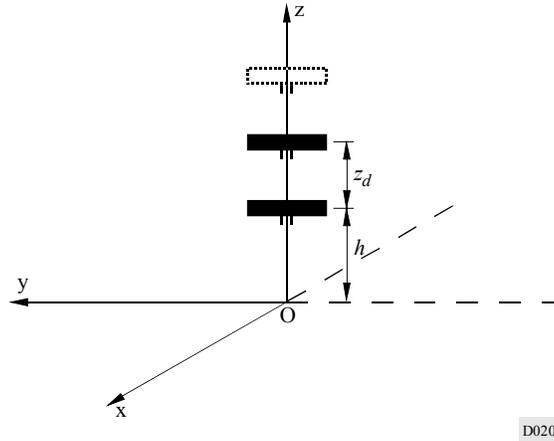
$$k\ell = F_R \cdot \pi$$

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

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



D020

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:

- h : hauteur de l'élément le plus bas au-dessus du sol
- z_d : espacement des éléments verticaux
- 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:

$$k h + i k z_d = 2\pi F_R h / \lambda_d + i \pi F_R$$

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:

$$S_\theta = e^{j \pi F_R \cdot 2h / \lambda_d \cdot \sin \theta} \cdot \left[1 - R_v e^{-j 4\pi F_R \cdot h / \lambda_d \cdot \sin \theta} \right]$$

$$S_\varphi = e^{j \pi F_R \cdot 2h / \lambda_d \cdot \sin \theta} \cdot \left[1 - R_h e^{-j 4\pi F_R \cdot h / \lambda_d \cdot \sin \theta} \right]$$

4.7.3 Calcul de la fonction caractéristique du réseau S_y

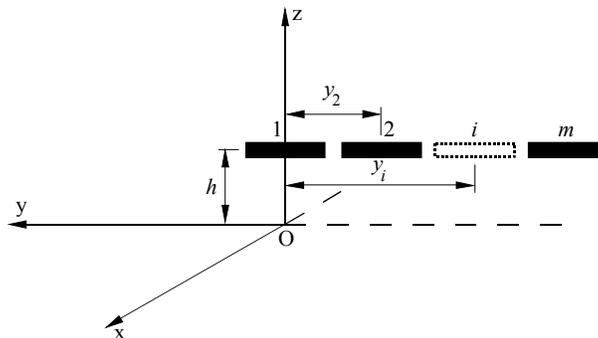
La fonction caractéristique du réseau S_y tient compte de l'effet de m éléments sur l'axe des y (voir la Fig. 21) et peut s'exprimer comme suit:

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

où:

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

FIGURE 21
Éléments 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:

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

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:

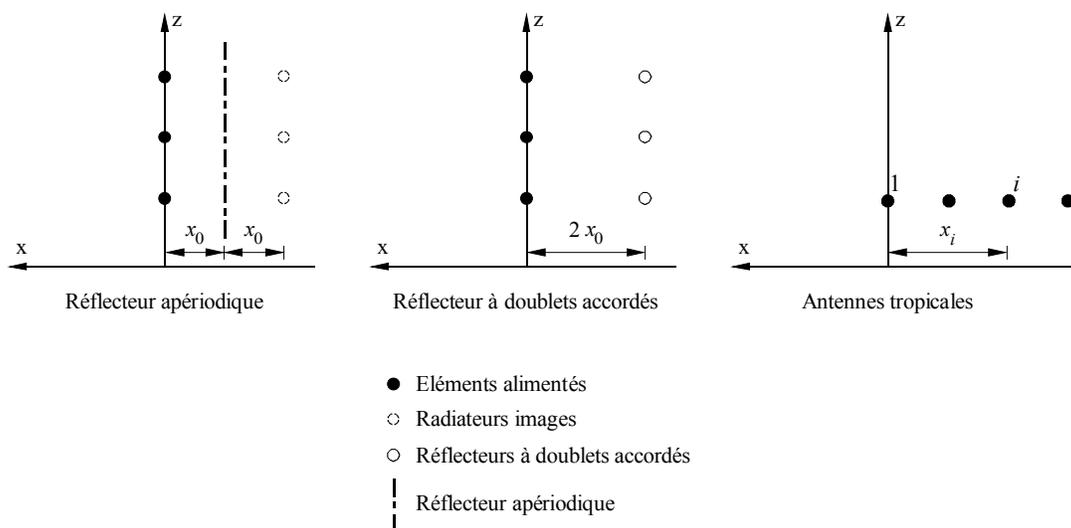
$$S_y = \sum_{i=1}^m e^{j i 2\pi F_R \cos \theta (\sin \phi - \sin s)}$$

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 apériodique) 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

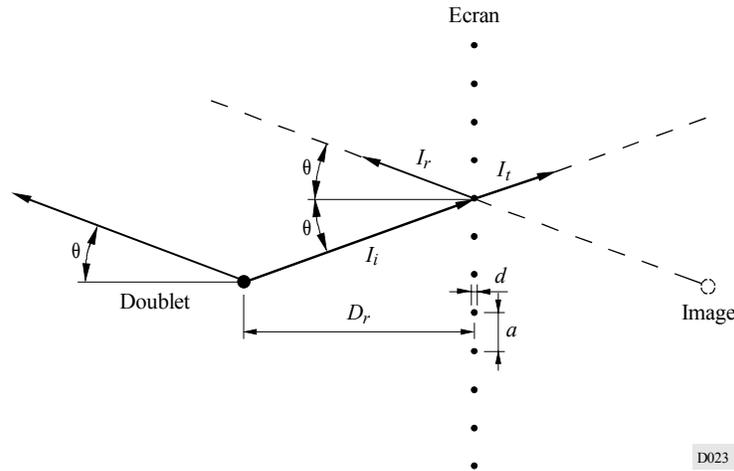
I_r : intensité de l'onde réfléchie

I_t : intensité de l'onde émise

θ : angle d'incidence (ou d'élévation).

FIGURE 23

Ecran réflecteur aperiodique 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:

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

et à l'arrière de l'écran par:

$$S_x = (1 - q_r)$$

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

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

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 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.

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 apériodique 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 apériodique (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):

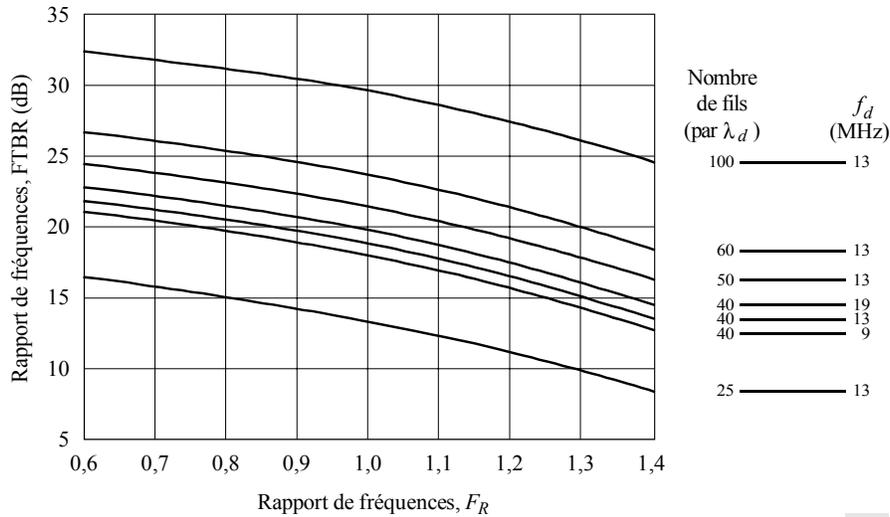
- diamètre des fils $d = 3$ mm,
- espacement des fils $\lambda/40$ (à la fréquence nominale),
- distance entre le doublet et l'écran réflecteur, $D_r = 0,25 \lambda$ (à la fréquence nominale).

Variation du rapport avant/arrière en fonction des paramètres de l'écran apériodique 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 fréquences F_R



D024

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:

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

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:

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

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:

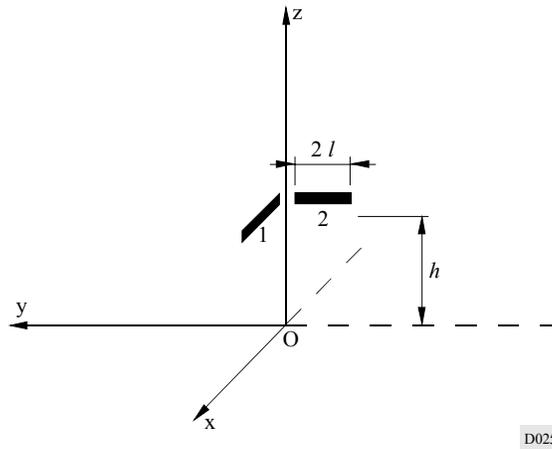
$$S_x = \sum_{i=0}^{n-1} e^{-j i \pi F_R \cos \varphi \cos \theta}$$

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 $2l = \lambda_d / 2$ 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:

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

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

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:

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

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:

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

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

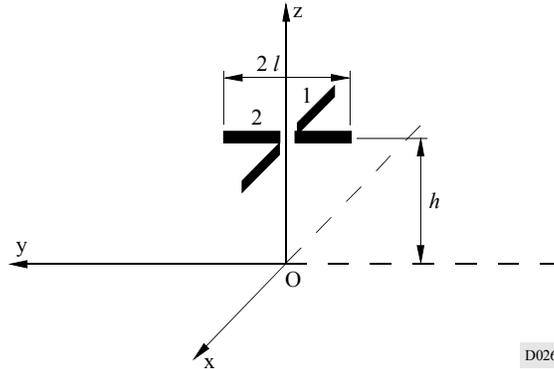
Le champ total rayonné par le réseau est:

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

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 aperiodiques 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 $N/L/h_1/h_N/l_1/l_N/Z$

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)

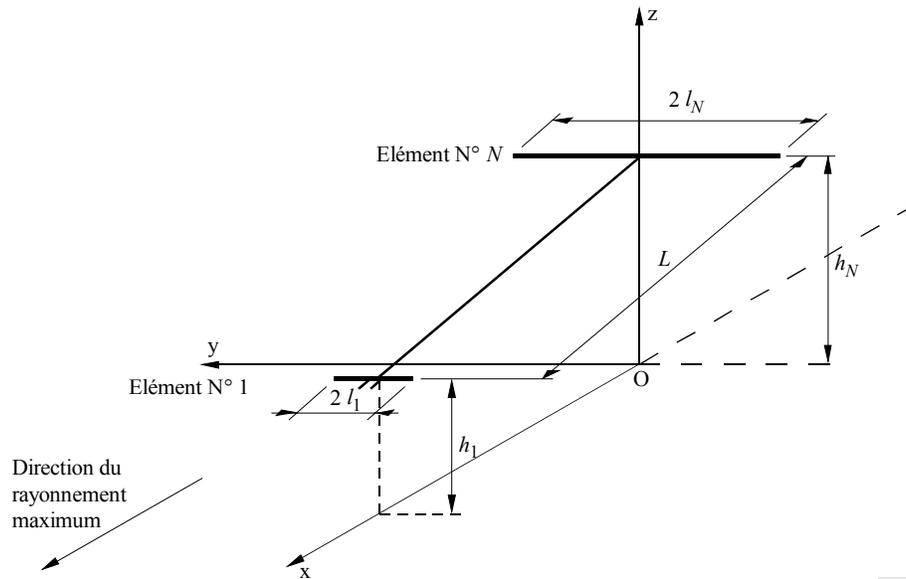
l_1 : demi-longueur de l'élément le plus court (m)

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



D027

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)

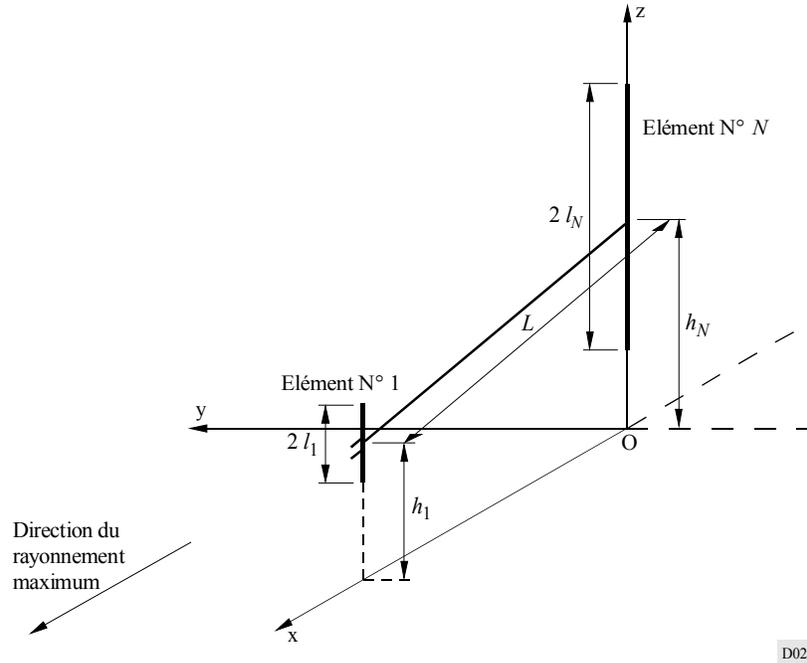
h_N : hauteur de l'élément le plus long (m)

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



D028

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:

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

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 $i^{\text{ème}}$ 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 doublet (le plus bas et le plus court) est h_1 . Les hauteurs h_i des autres doublets i sont:

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

où θ' est l'angle d'élévation 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:

$$\cos \psi = \cos \theta \cos \varphi \tag{5}$$

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

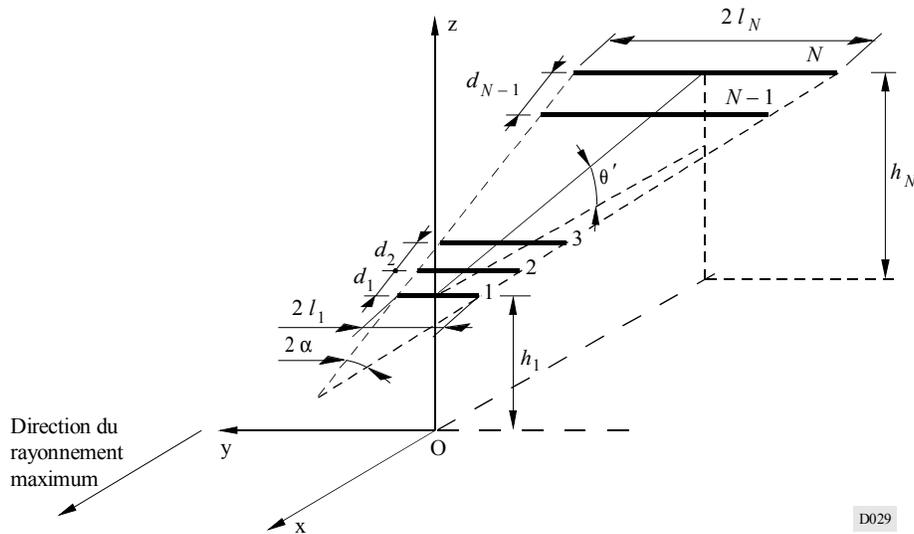
$$\cos \psi_a = - \cos \theta \cos \theta' \cos \varphi + \sin \theta \sin \theta' \tag{6}$$

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

$$r_i = r_1 + \cos \psi_a / \cos \theta' \tag{7}$$

Ces relations sont utilisées dans le calcul du diagramme.

FIGURE 29
Réseau log-périodique horizontal



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.

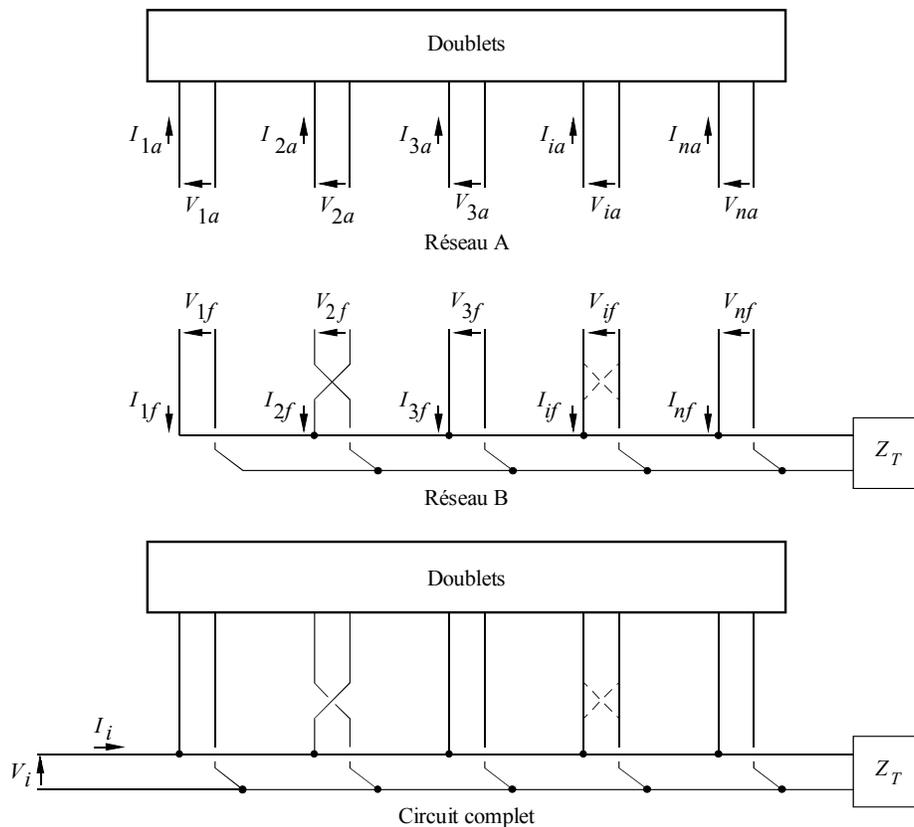
Lorsque l'antenne est placée au-dessus d'un sol plan, l'axe du réseau est basculé en sorte que les doublets sont à une hauteur électrique constante au-dessus du sol. Dans le plan azimutal, le diagramme du faisceau principal dans la plage des fréquences de l'antenne est similaire à celui d'un doublet 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; et
- 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, 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



D030

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:

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

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:

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

et:

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

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:

$$S_\theta = \sum_{i=1}^{Na} I_{mi} e^{jkx_i \cos \psi_a / \cos \theta} \cdot \left(1 - R_v e^{-2jk h_i \sin \theta} \right) \cdot F_i$$

$$S_\varphi = \sum_{i=1}^{Na} I_{mi} e^{jkx_i \cos \psi_a / \cos \theta} \cdot \left(1 + R_h e^{-2jk h_i \sin \theta} \right) \cdot F_i \quad (13)$$

où F_i est la fonction de rayonnement du $i^{\text{ème}}$ 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.

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 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

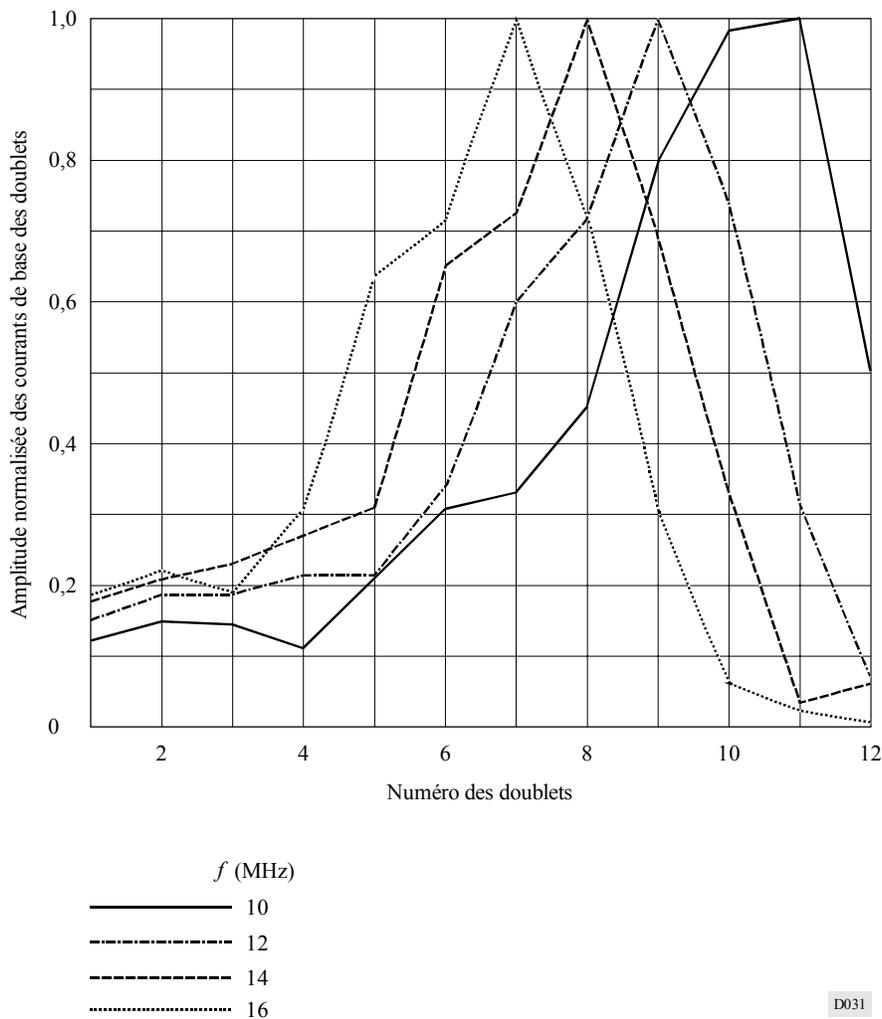
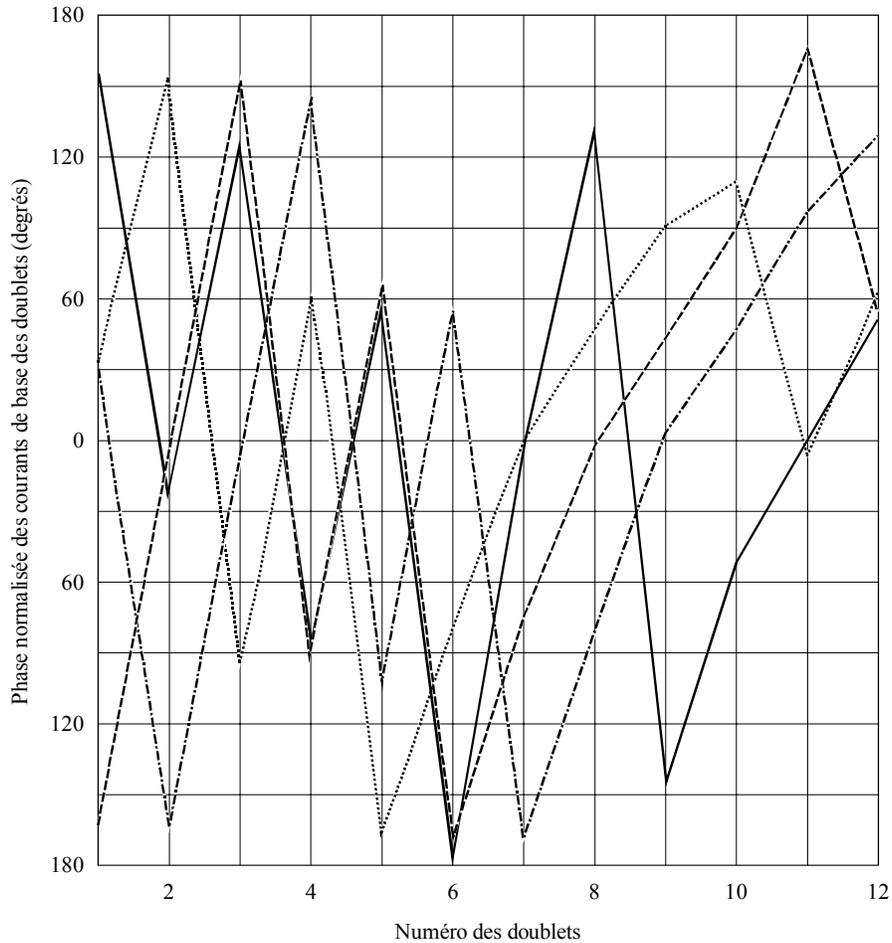
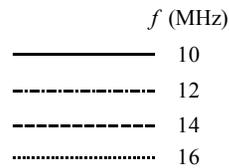


FIGURE 32

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.

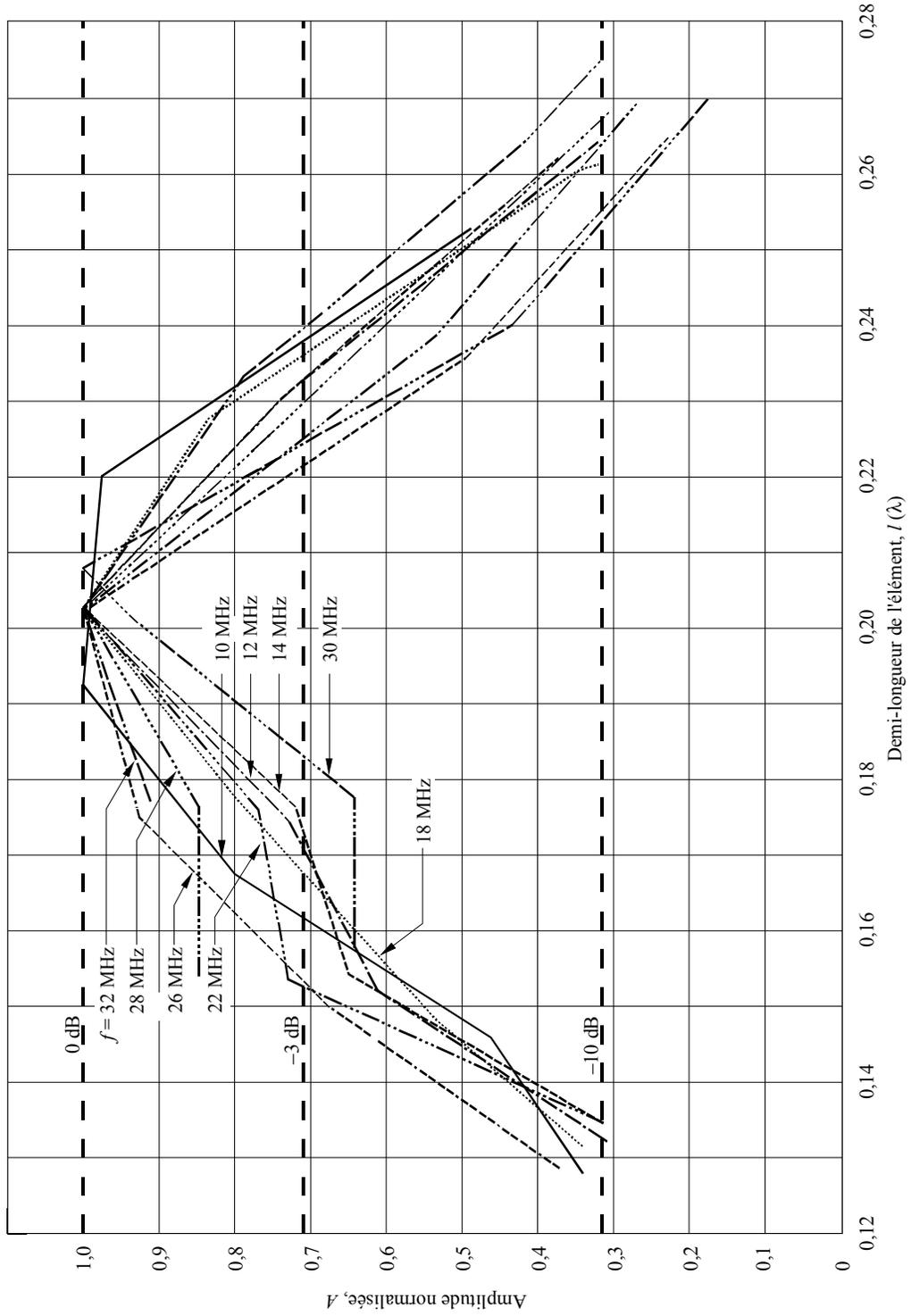


D032

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 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.

0705-33

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

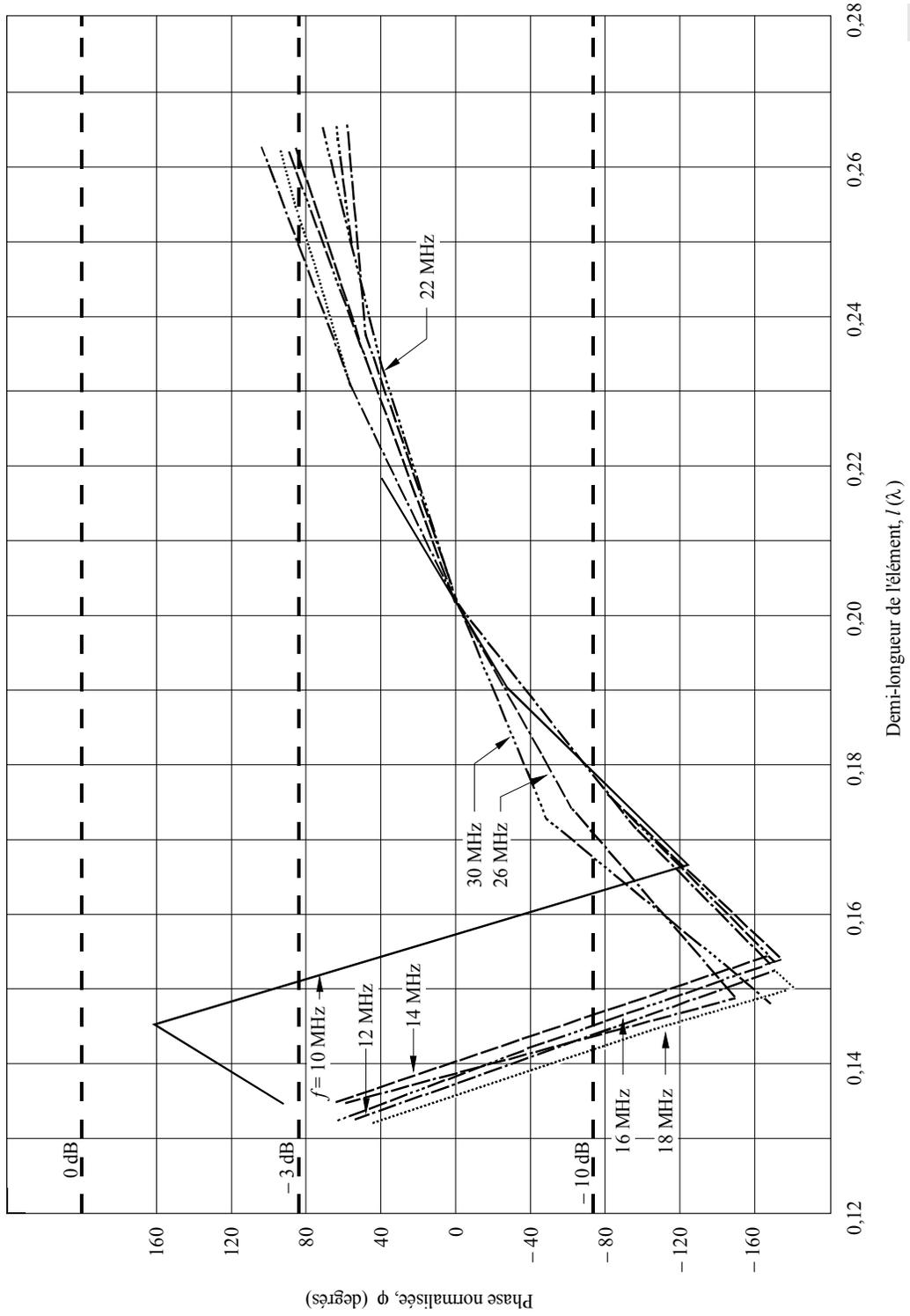
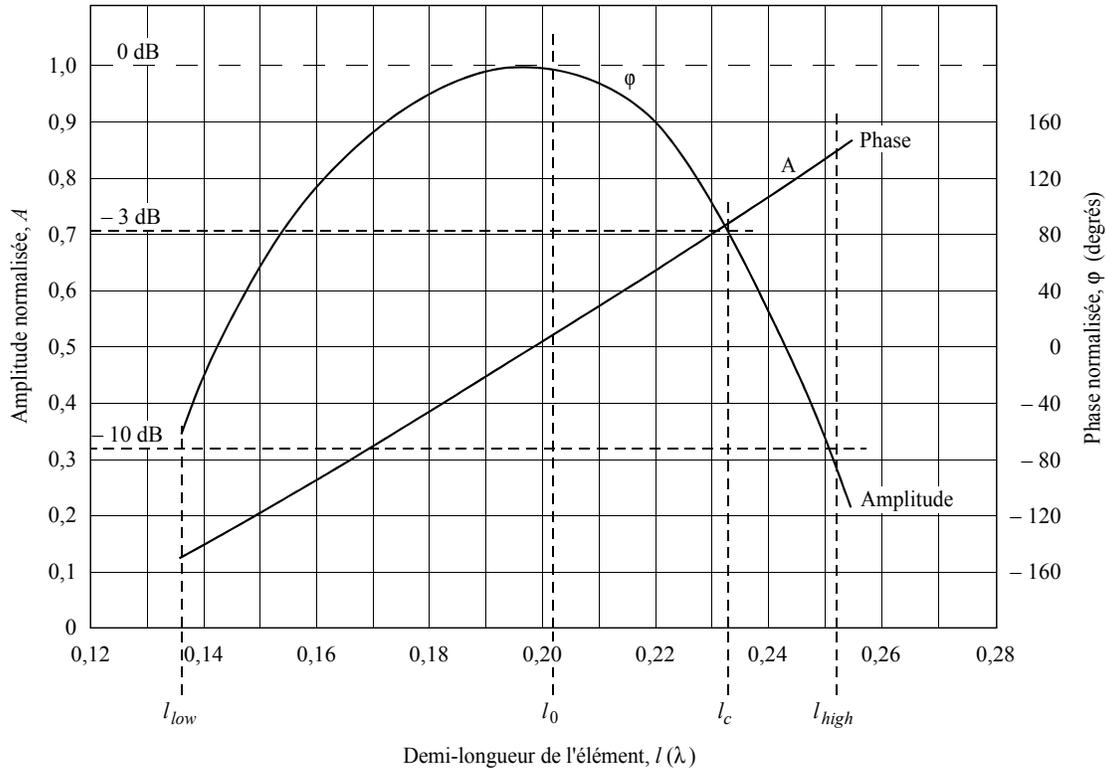


FIGURE 35

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



D035

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. La Fig. 36 représente S_h mesuré et calculé en fonction de Z_0 pour diverses valeurs de l/a .

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

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

B_{ar} est la largeur de bande de la région active utilisable de l'antenne. La Fig. 37 montre les valeurs mesurées de B_{ar} en comparaison avec celles données par l'équation (14).

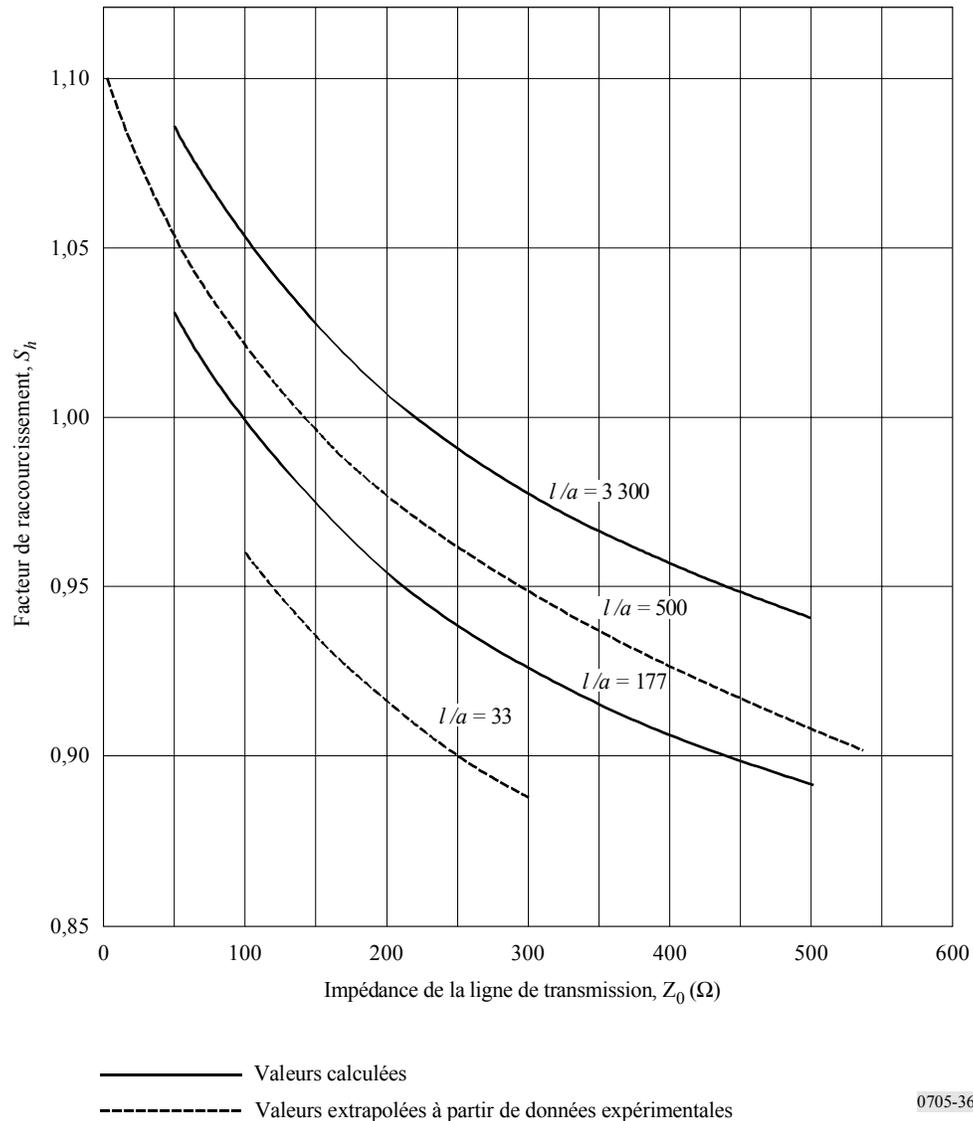
$$l_{high} = 1,1 l_c \tag{15}$$

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 deux courbes. 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



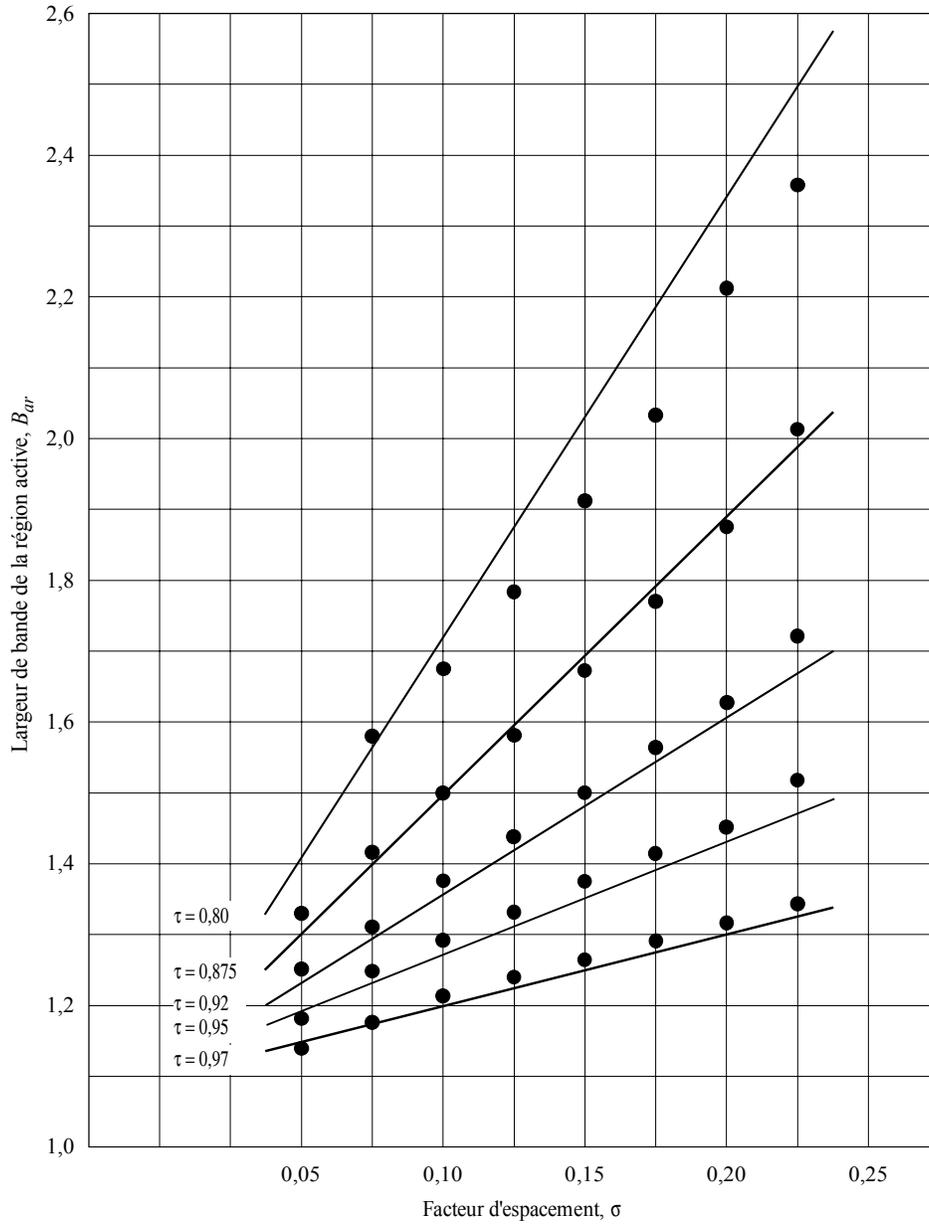
0705-36

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:

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

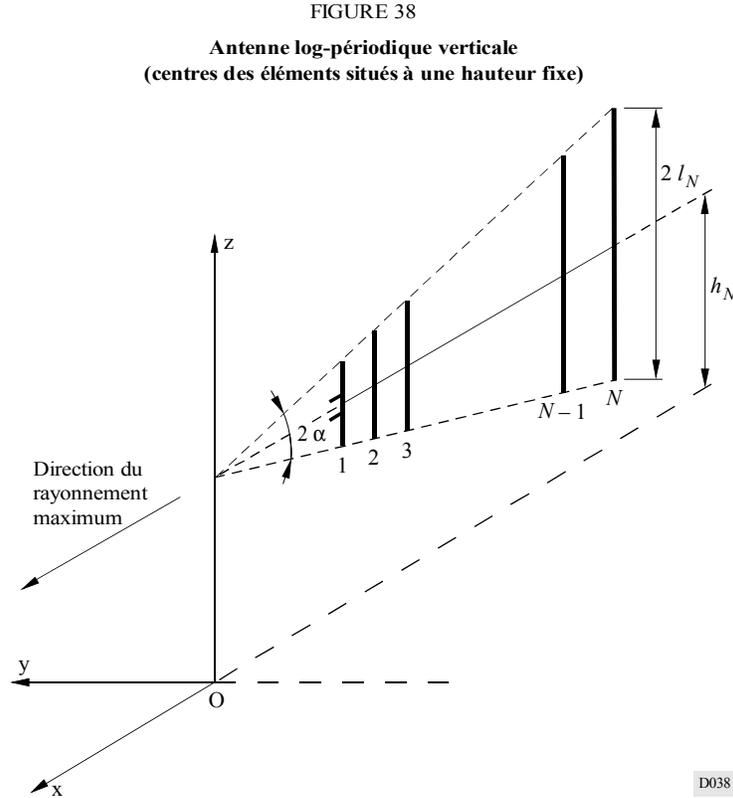
FIGURE 37
 Largeur de bande de la région active B_{ar} en fonction de σ et de τ



τ : rapport des longueurs
 — Formule empirique
 ● Valeurs mesurées

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.



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:

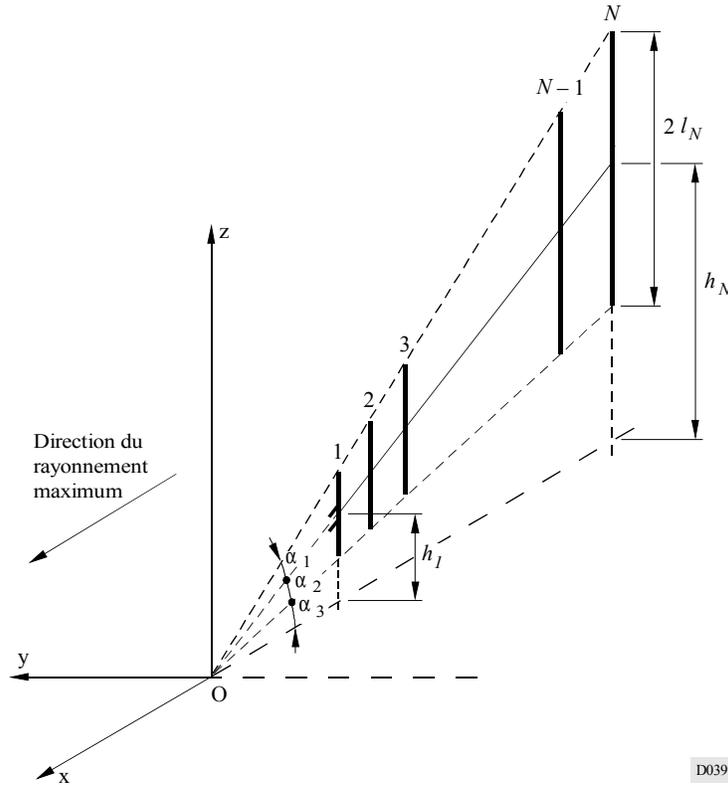
$$h_i = l_i [1 + \sin \alpha_3 \cos(\alpha_2 + \alpha_3) / \sin \alpha_2]$$

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.

FIGURE 39
Antenne log-périodique verticale
 (centre des éléments situés à des hauteurs variables)



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

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

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:

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

où F_i est la fonction de rayonnement du $i^{\text{ème}}$ 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_y 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 décamétriques. Elles continuent à être utilisées pour les liaisons point à point du service fixe. Elles ont également été utilisées pour la radiodiffusion en ondes décamétriques mais leur emploi n'est plus recommandé pour ce service (voir la Partie 2 de la présente Annexe, § 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):

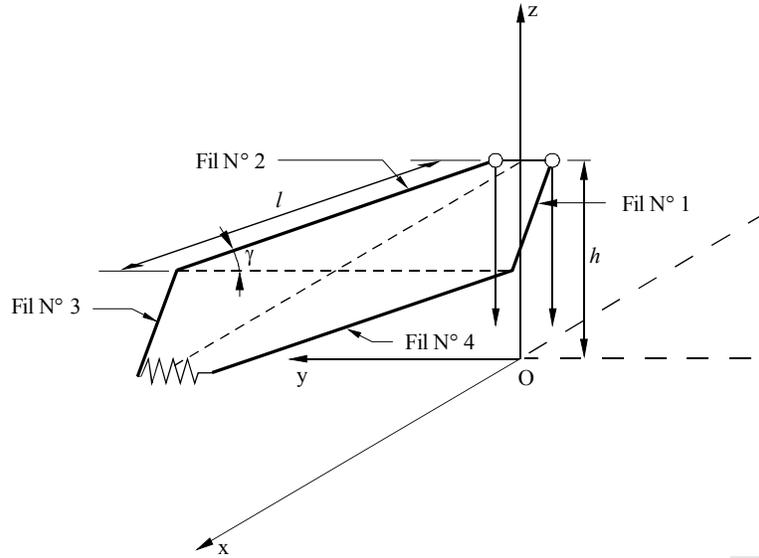
RH: antenne en losange horizontale

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



D040

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 en tenant 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:

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

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

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:

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

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

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

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

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:

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

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

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

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

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 .

TABLEAU 1

Valeurs optimales du demi-angle obtus inférieur 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

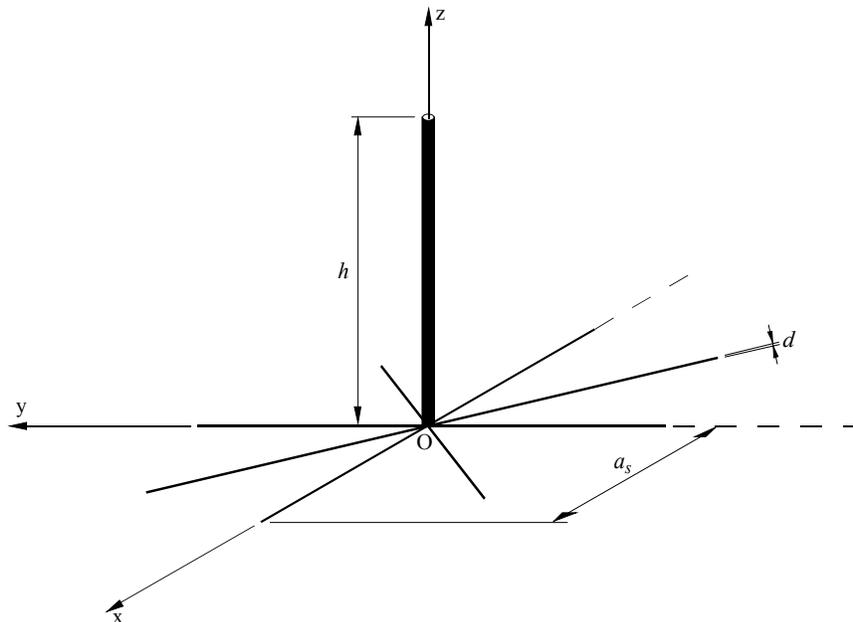
Désignation du type: VM $h / a_s / N / d$

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).

FIGURE 41

Désignation des antennes unipolaires verticales



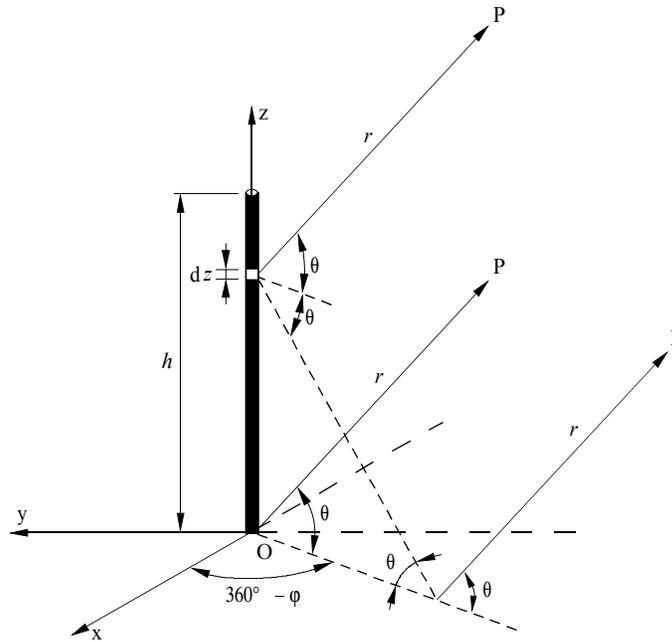
D041

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 42

Antenne unipolaire verticale sans système de terre sur sol imparfaitement conducteur



D042

L'expression générale des composantes du champ électrique est:

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

$$E_{\phi} = 0$$

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:

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

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:

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

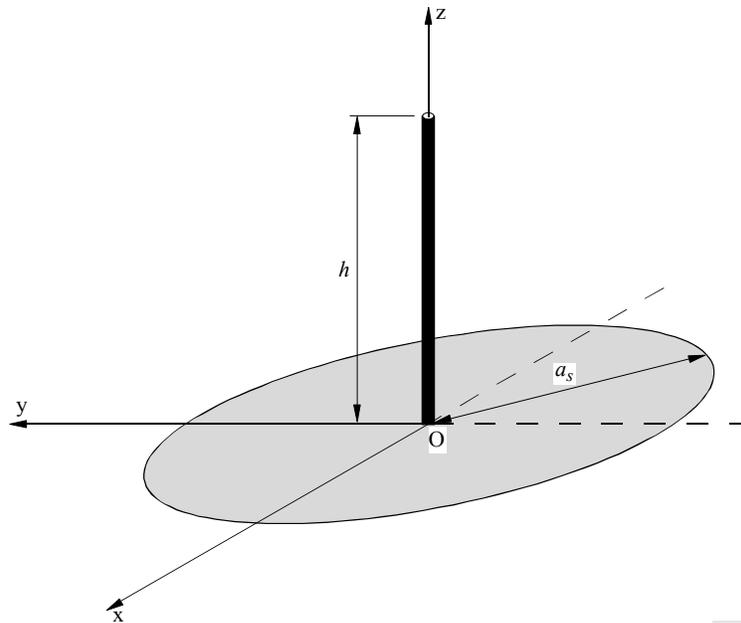
7.4 Antennes unipolaires verticales avec système de terre

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.

FIGURE 43

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



D043

Dans ces conditions, le champ électrique final E_{θ} peut être donné par l'expression suivante:

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

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, le champ électrique peut s'écrire:

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

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

$H_{\varphi}^{\infty}(\rho, 0)$: 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 $H_{\varphi}^{\infty}(\rho, 0)$ peut être exprimé comme suit:

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

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:

$$E_{\theta} \simeq j30I \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot f_{\theta}^0 \left\{ 1 - \frac{\eta_g \cdot k}{\eta_0 \cdot f_{\theta}^{\infty}} \int_{\rho=0}^{a_s} \left[e^{-jk[\rho^2+h^2]^{1/2}} - e^{-jk\rho \cos kh} \right] \cdot J_1(k\rho \cos \theta) d\rho \right\}$$

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.

Le champ électrique E_{θ} , est à nouveau exprimé (voir (21)) sous la forme:

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

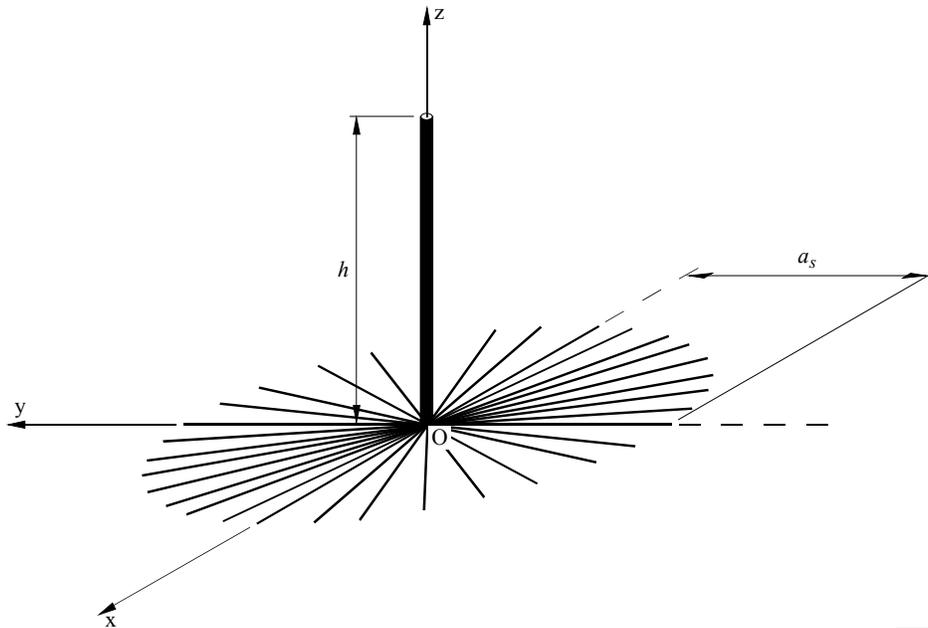
où:

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

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

FIGURE 44

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



D044

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

$k = 2\pi/\lambda$: 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

$H_{\varphi}^{\infty}(\rho, 0)$: 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.

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:

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

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:

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

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

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

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, dans l'Appendice 1 à la présente Annexe, 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-Flamsted des diagrammes de rayonnement avant et arrière.

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

PARTIE 2

DE L'ANNEXE 1

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 de la présente Annexe 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 de la présente Annexe.

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 d'élévation 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 2 000 et 2 500 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 d'élévation 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 minimalisée. 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.

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.

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

FIGURE 45

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

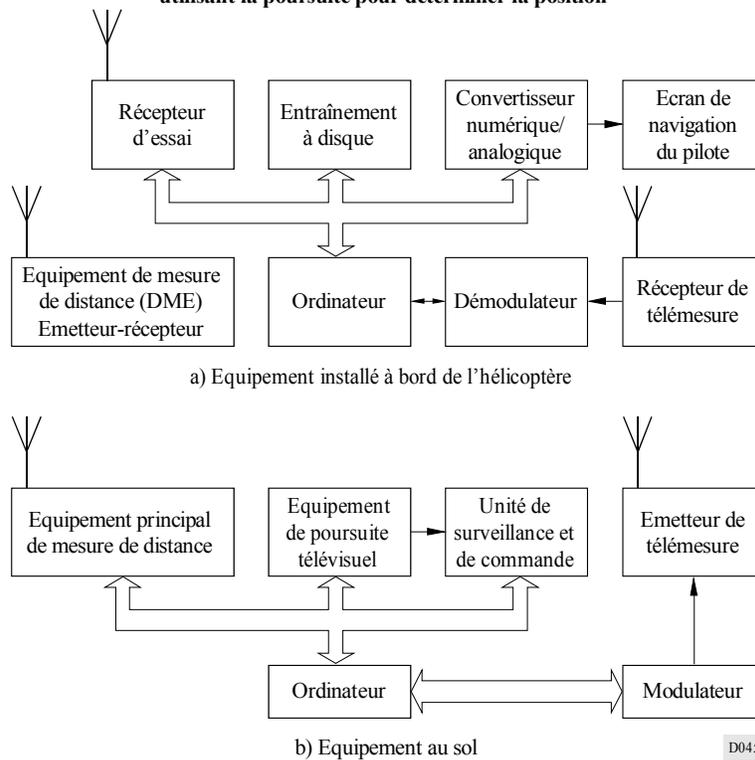


FIGURE 46

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

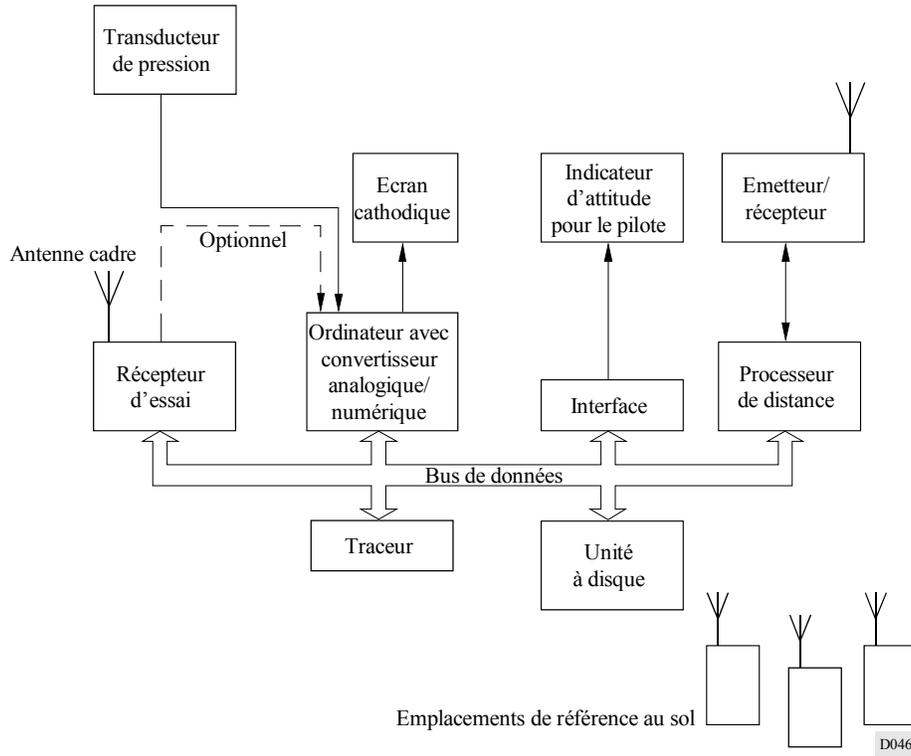


FIGURE 47

Trajet suivi pour le vol de mesure du VRP

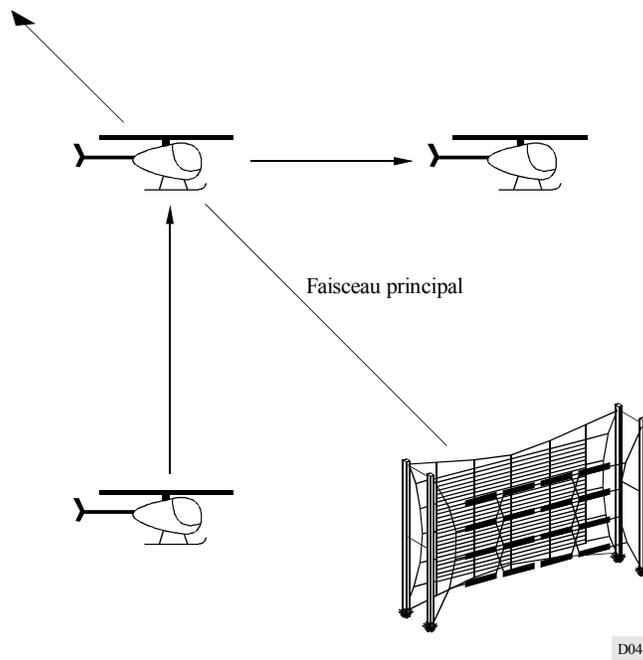
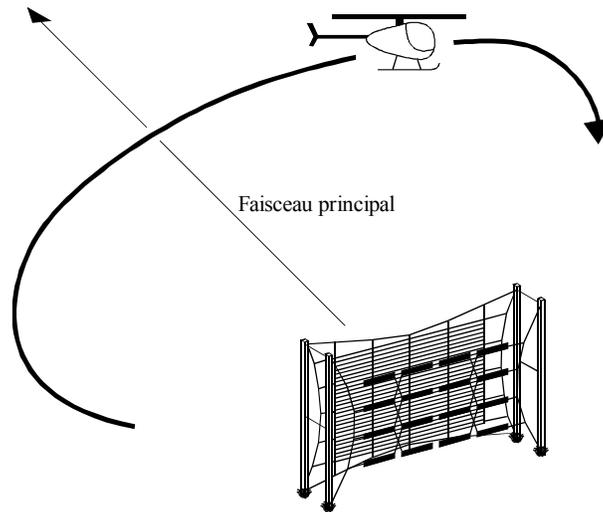


FIGURE 48

Trajet suivi pour le vol de mesure du HRP



D048

Sur ce trajet, il importe de conserver exactement l'angle d'élévation 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.

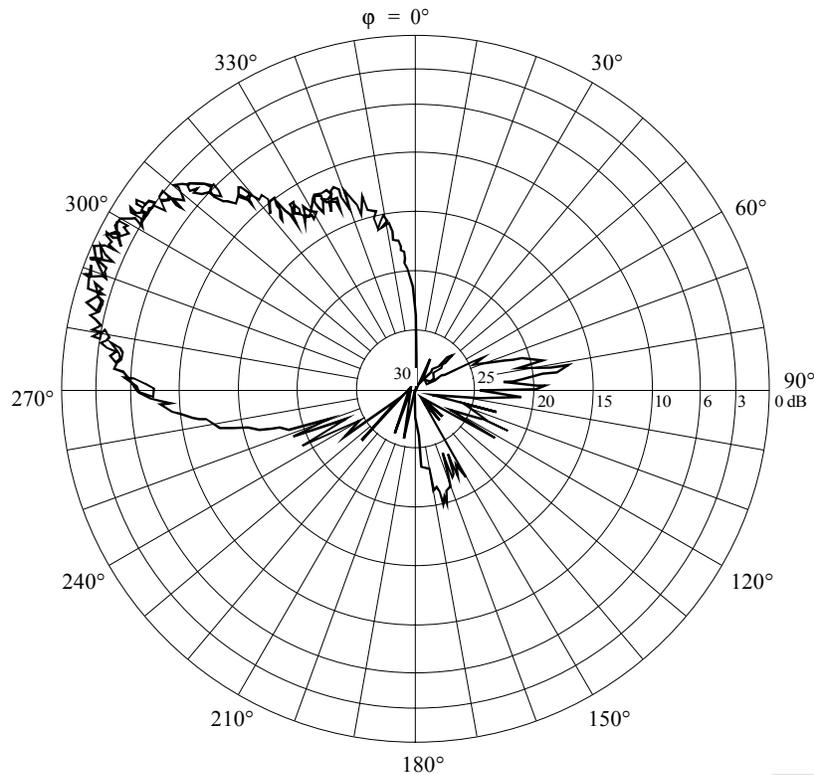
2.5 Traitement des données mesurées

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



D049

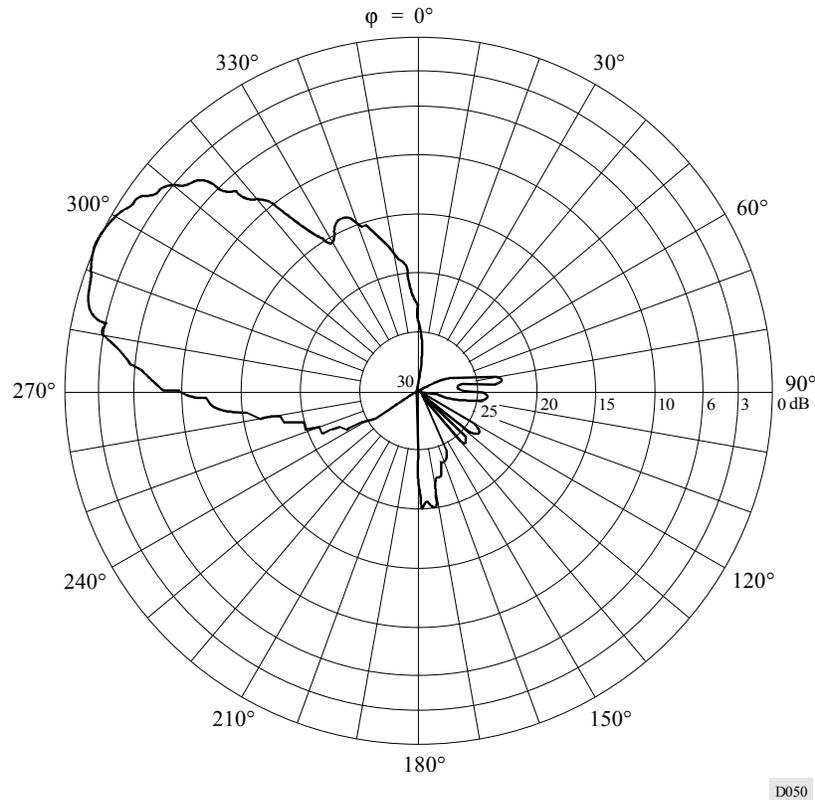
Si l'on veut obtenir un diagramme lissé, les données doivent être à nouveau traitées en utilisant une fonction de filtrage. Un tracé final utilisant ces valeurs filtrées est indiqué à la Fig. 50. Cette figure est tracée en coordonnées polaires logarithmiques, ce qui permet l'examen des lobes latéraux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

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 mesurée, en supposant que la forme du diagramme de rayonnement vertical est identique pour toutes les directions azimutales.

FIGURE 50

HRP final établi après filtrage
et normalisation des données



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.

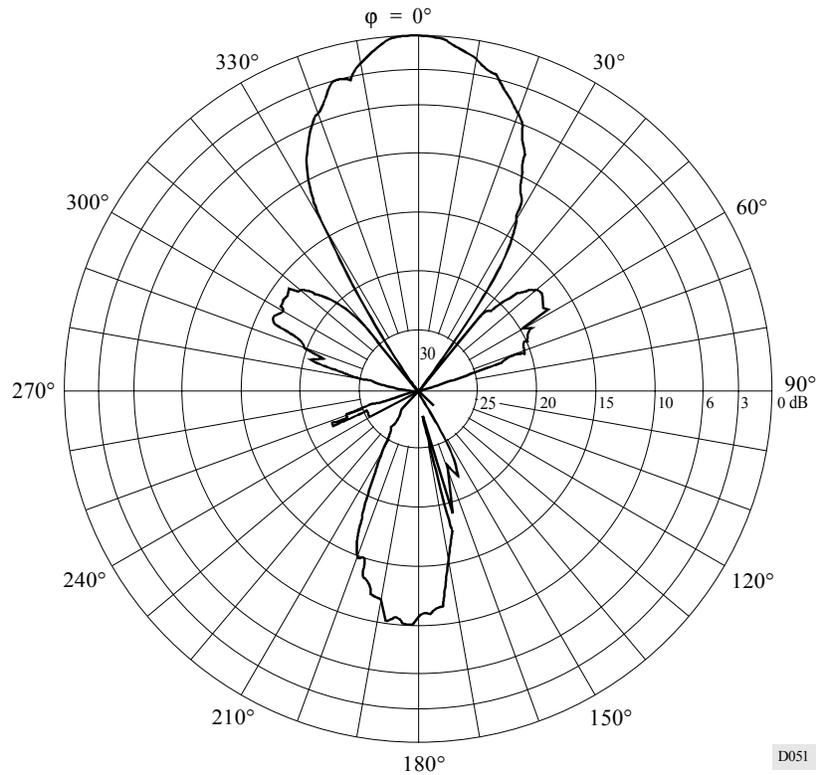
Dans le cas des antennes-rideaux, les mesures ont permis d'établir que les variations de rendement découlent de multiples facteurs qu'il n'est pas facile d'isoler.

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 apériodique.

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

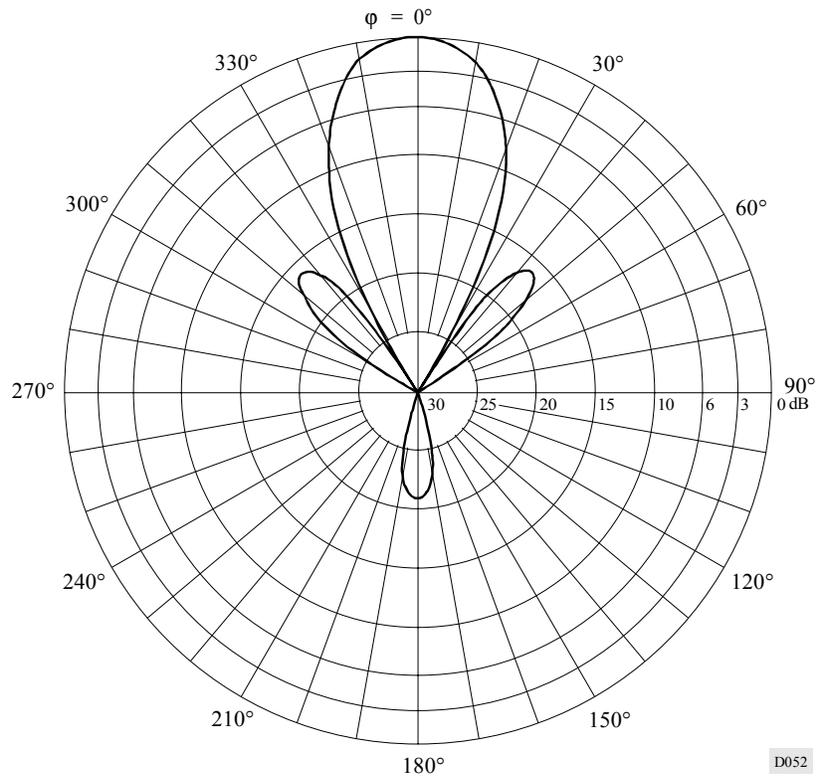
Diagramme de rayonnement horizontal mesuré d'une antenne doublet horizontale multibande à alimentation par le centre du type HR 4/4/0,6 avec écran réflecteur apériodique mesuré à $F_R = 1,0$



D051

FIGURE 51b

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



D052

FIGURE 52a

Diagramme de rayonnement vertical mesuré pour l'antenne de la Fig. 51

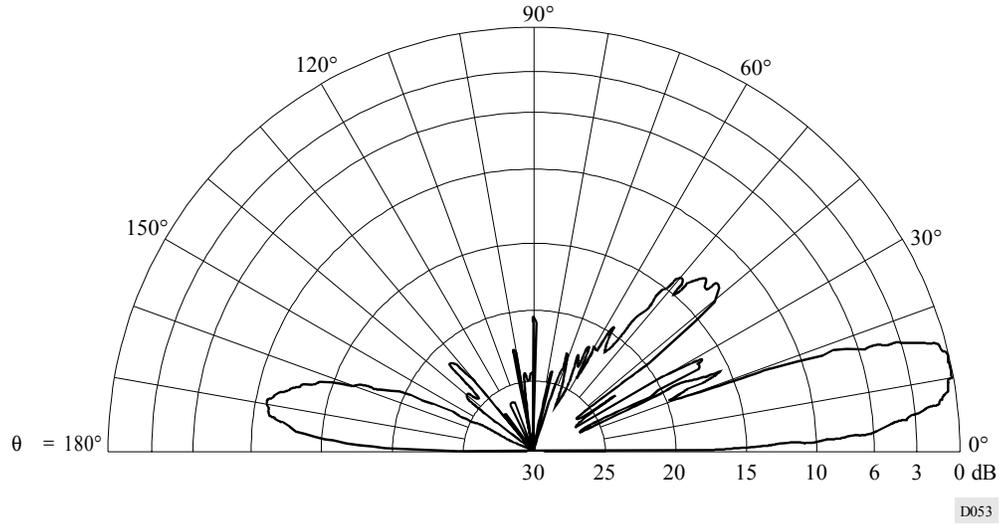
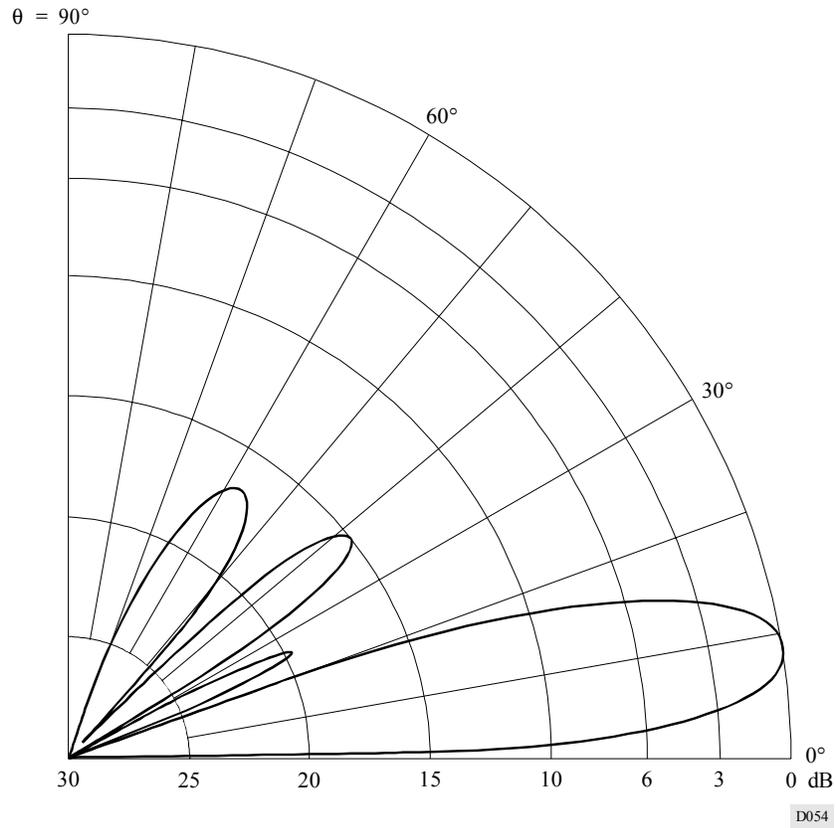


FIGURE 52b

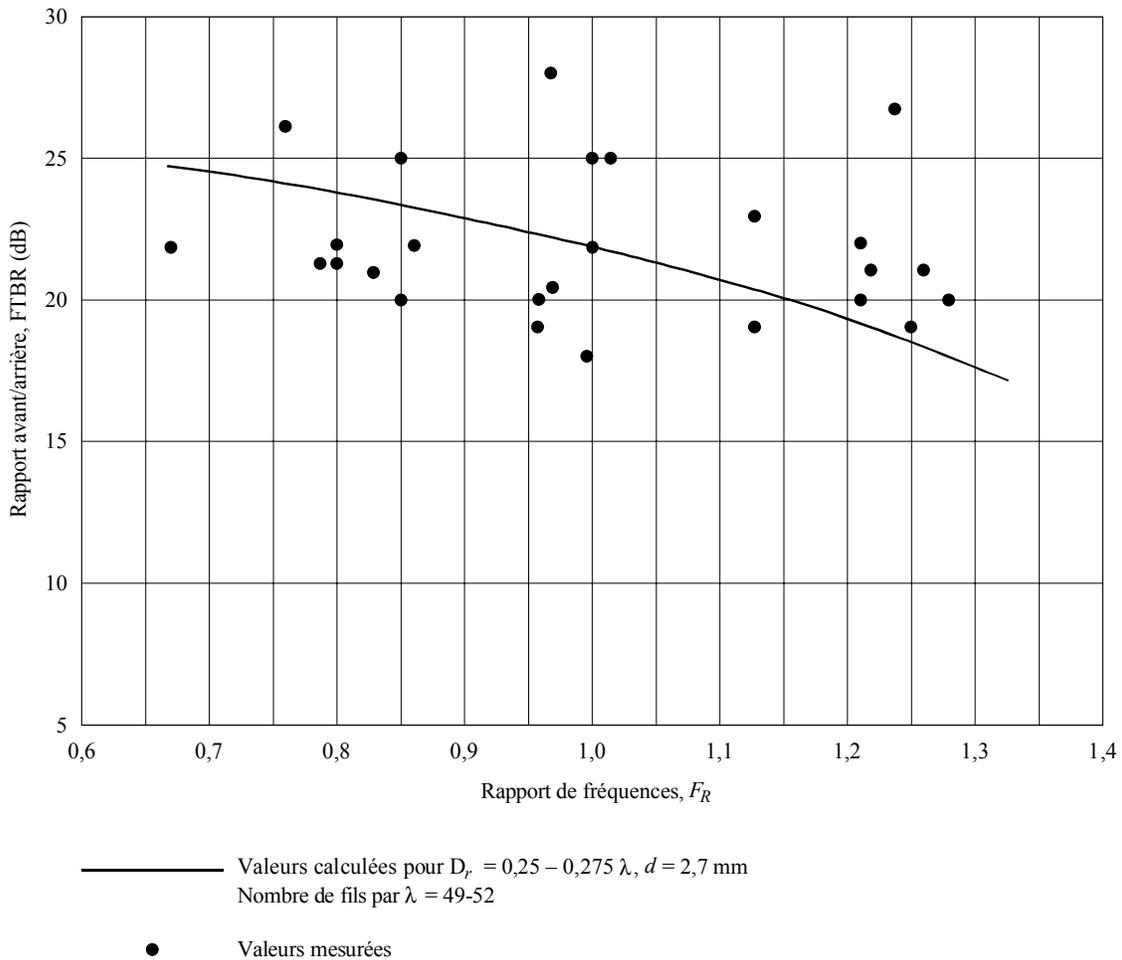
Diagramme de rayonnement vertical théorique pour l'antenne de la Fig. 51a



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.

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



D055

4 Influence de l'environnement sur les diagrammes de rayonnement

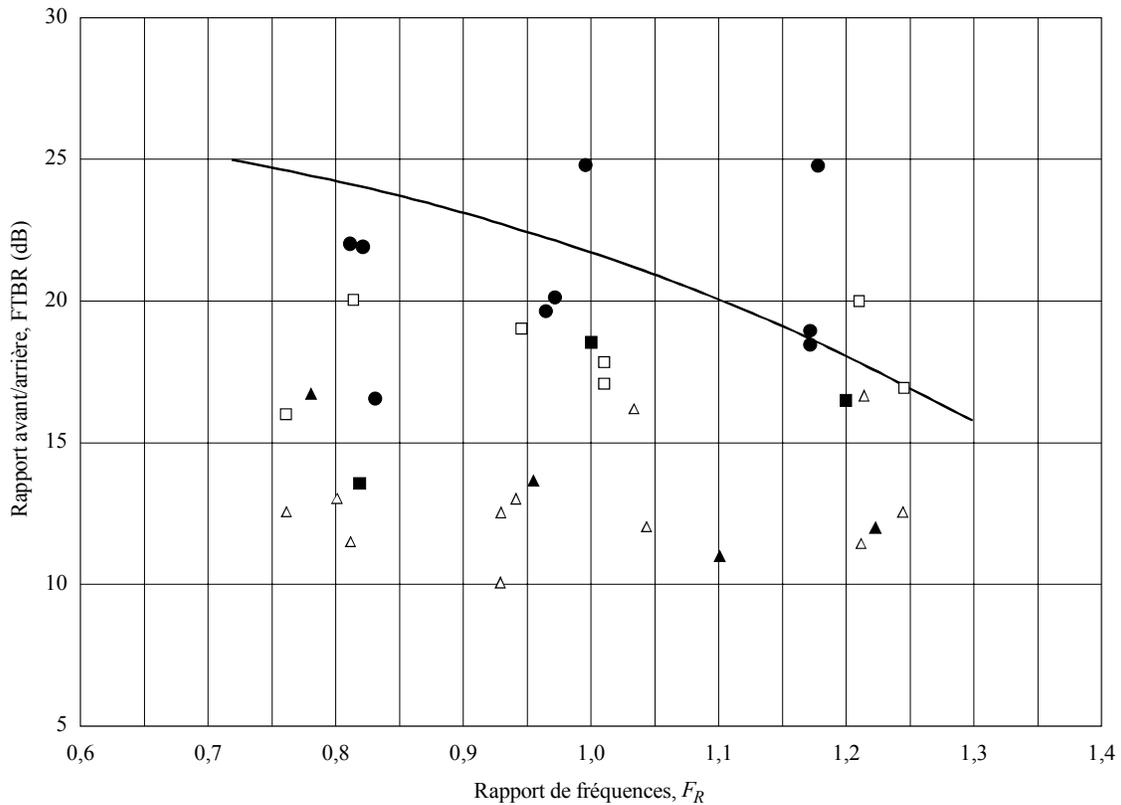
On sait que les facteurs suivants influent sur le diagramme de rayonnement des antennes en ondes décimétriques.

4.1 Topographie du terrain

Les exemples théoriques de diagrammes de rayonnement présentés au § 8 de la Partie 1 de la présente Annexe 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.

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



Valeurs mesurées:

- HR 4/4/1,0
- HR 4/3/0,55
- HR 2/4/1,0
- △ HR 2/3/0,6
- ▲ HR 2/2/0,4

— Valeurs calculées pour $D_r = 0,3 \lambda$, $d = 2,7 \text{ mm}$
Nombre de fils par $\lambda = 47-50$

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.

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

Dans ce cas, l'angle d'élévation 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 d'élévation au gain maximal est plus grand que l'angle d'élévation 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.

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**

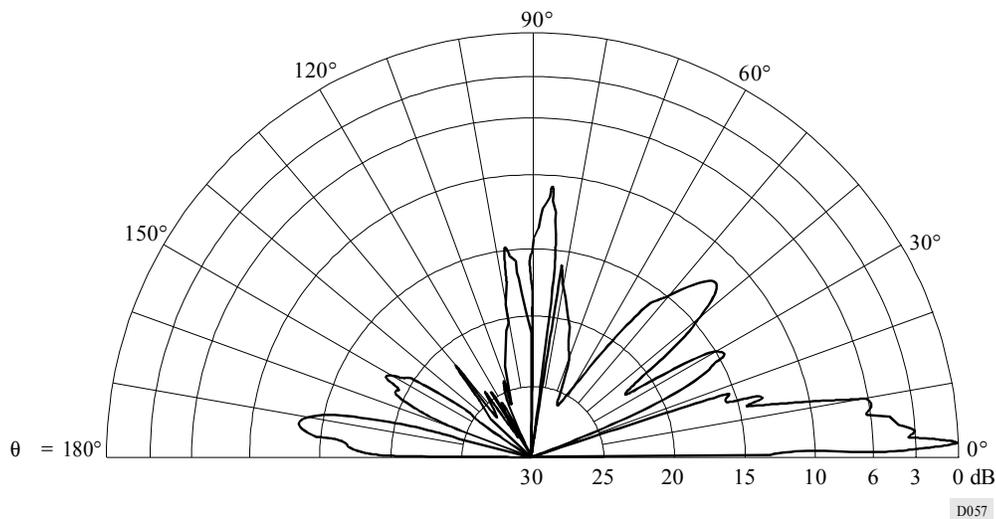
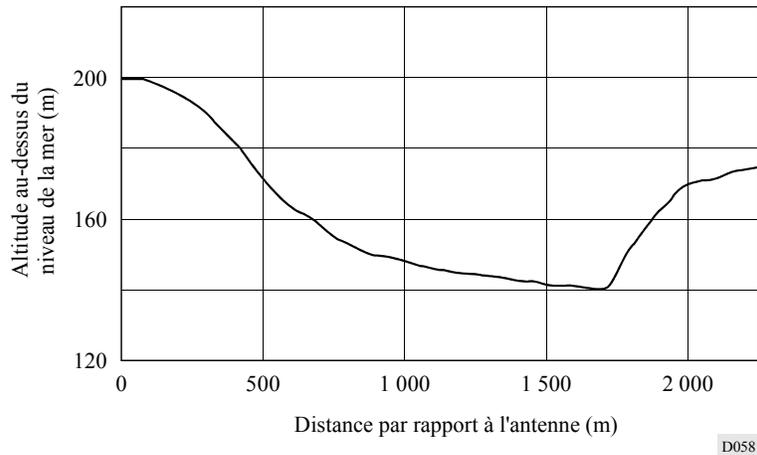


FIGURE 56
 Profil du terrain à l'avant d'une antenne HR 4/4/0,5



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:

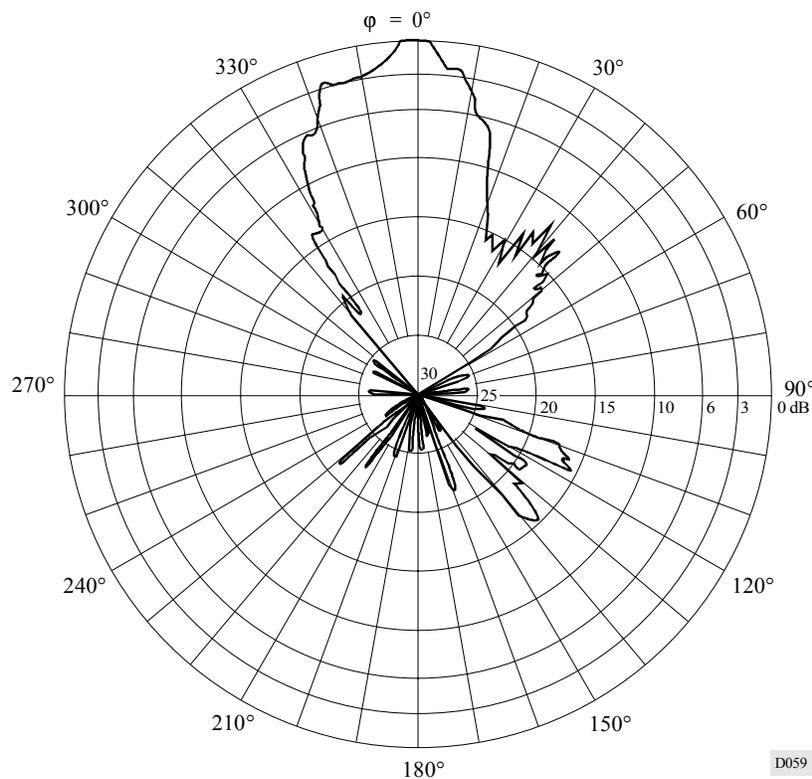
- couplage d'énergie sur des antennes adjacentes,
- obstacles à l'avant de l'antenne, par exemple:
 - bâtiments abritant l'émetteur,
 - structures hautes (par exemple, les clochers d'églises),
 - pylônes haute tension,
 - haubans d'antennes,
 - arbres,
 - lignes d'alimentation.

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 d'élévation 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°

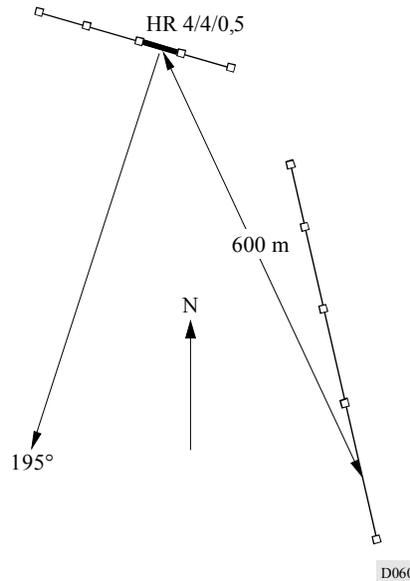


5 Variations du rendement effectif d'une antenne

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

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.

FIGURE 58
Disposition des antennes



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, caténaires).

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.

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 de la présente Annexe).

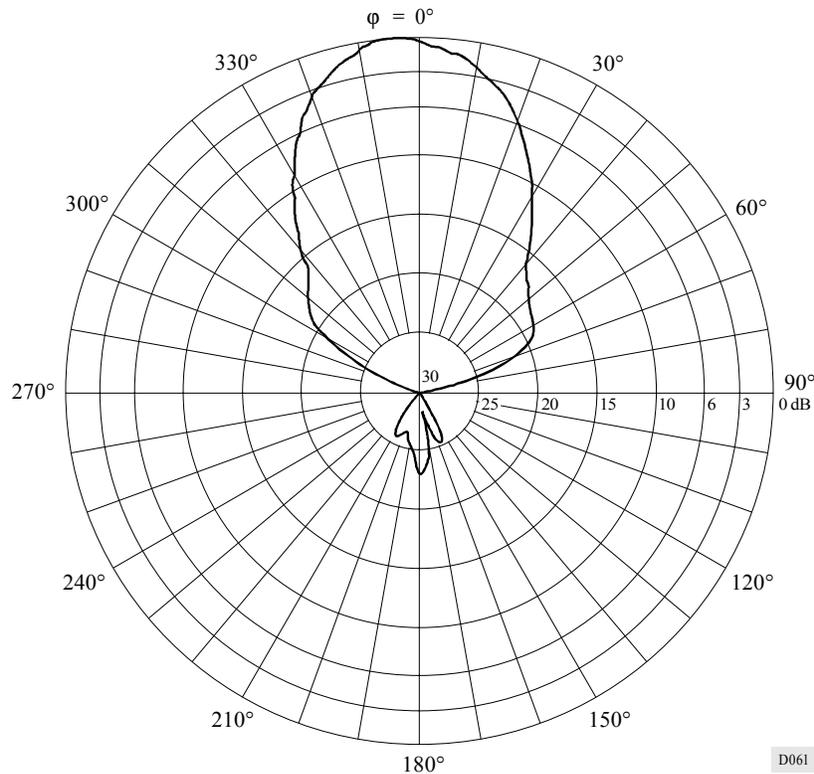
Cependant, dans certains modèles d'antennes, la réduction de déviation peut être compensée en sorte qu'en pratique, l'angle de déviation spécifié est obtenu pour toute la gamme des fréquences de l'antenne.

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 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 $F_R = 0,7$



D061

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 $F_R = 0,7$

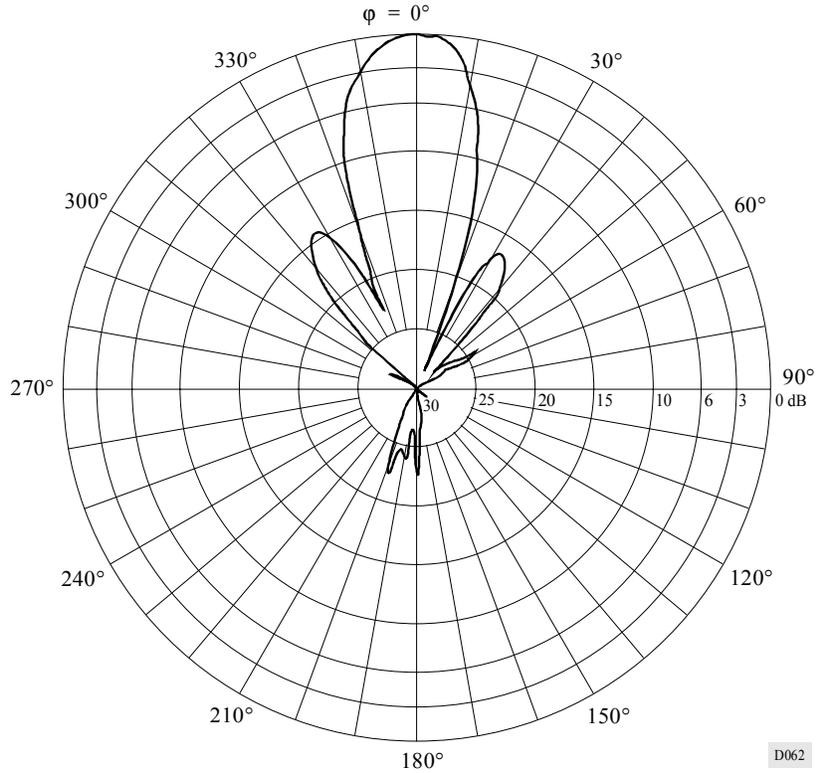


FIGURE 61

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

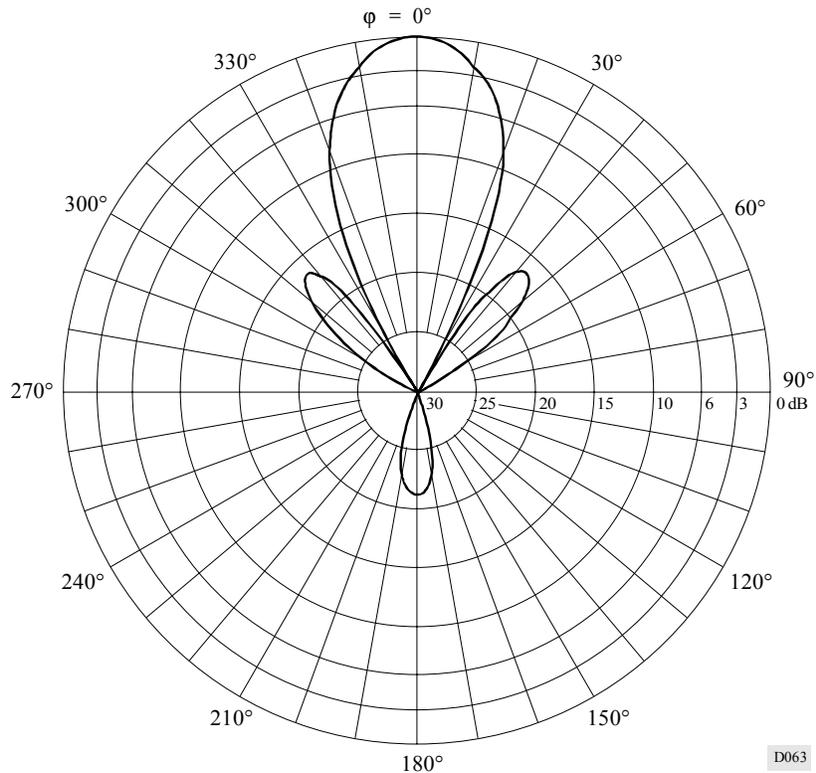


FIGURE 62

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° par rapport à l'azimut fondamental de 275°, mesuré à $F_R = 0,7$

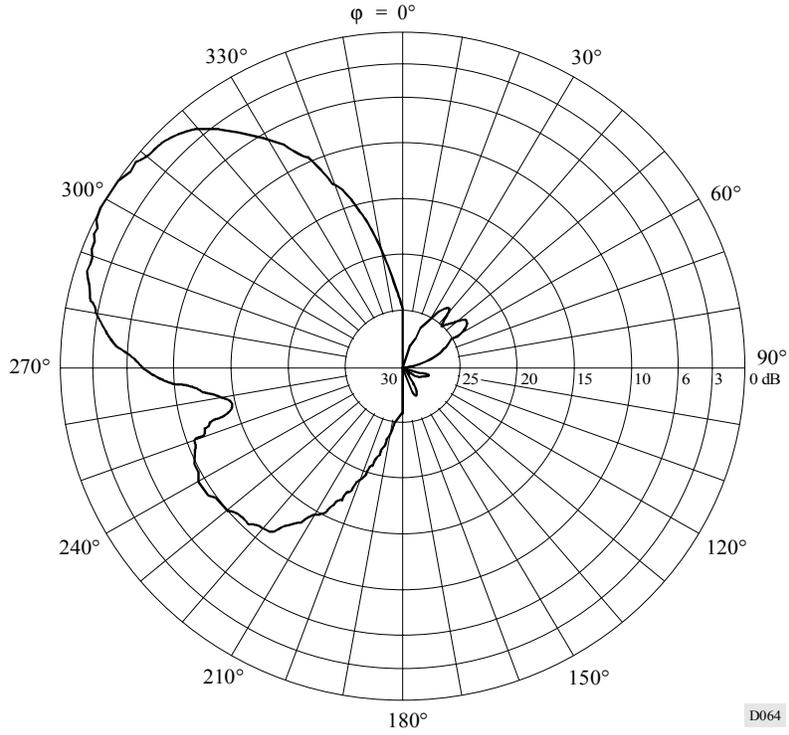
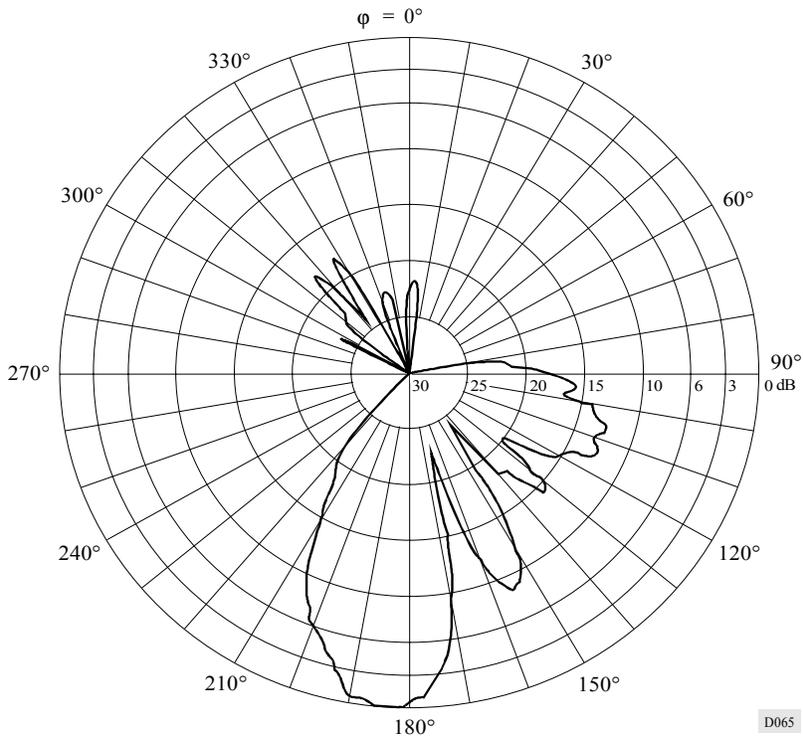


FIGURE 63

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



5.3 Niveau minimum de rayonnement utilisé en pratique pour la planification

A cause des effets décrits dans le § 5, il est nécessaire d'assigner une limite basse, ou une valeur plancher au gain calculé de l'antenne. Cette valeur plancher est la valeur la plus basse utilisée pour calculer le gain relatif de l'antenne (voir la Fig. 64). Chaque fois que le gain calculé dans n'importe quelle direction est inférieur à la valeur plancher, cette dernière est utilisée pour les calculs de champ. Lorsque le gain calculé est supérieur à la valeur plancher, le gain calculé est utilisé pour les calculs de champ.

Pour éviter les spécifications:

- d'antennes à gain élevé ayant un gain supérieur à 0 dBi de gain dans toutes les directions;
- d'antennes à faible gain sans directivité,

il faut exprimer la valeur plancher comme une fonction du gain maximum de l'antenne.

La valeur plancher est définie ainsi:

- si le gain maximum de l'antenne est supérieur ou égal à 25 dBi, la valeur plancher est 0 dBi;
- si le gain maximum est inférieur à 25 dBi, la valeur plancher est inférieure de 25 dB à la valeur du gain maximum.

La Fig. 65 décrit la valeur plancher, ou la valeur la plus basse du gain de l'antenne, comme une fonction du gain maximum de l'antenne, comme indiqué ci-dessus.

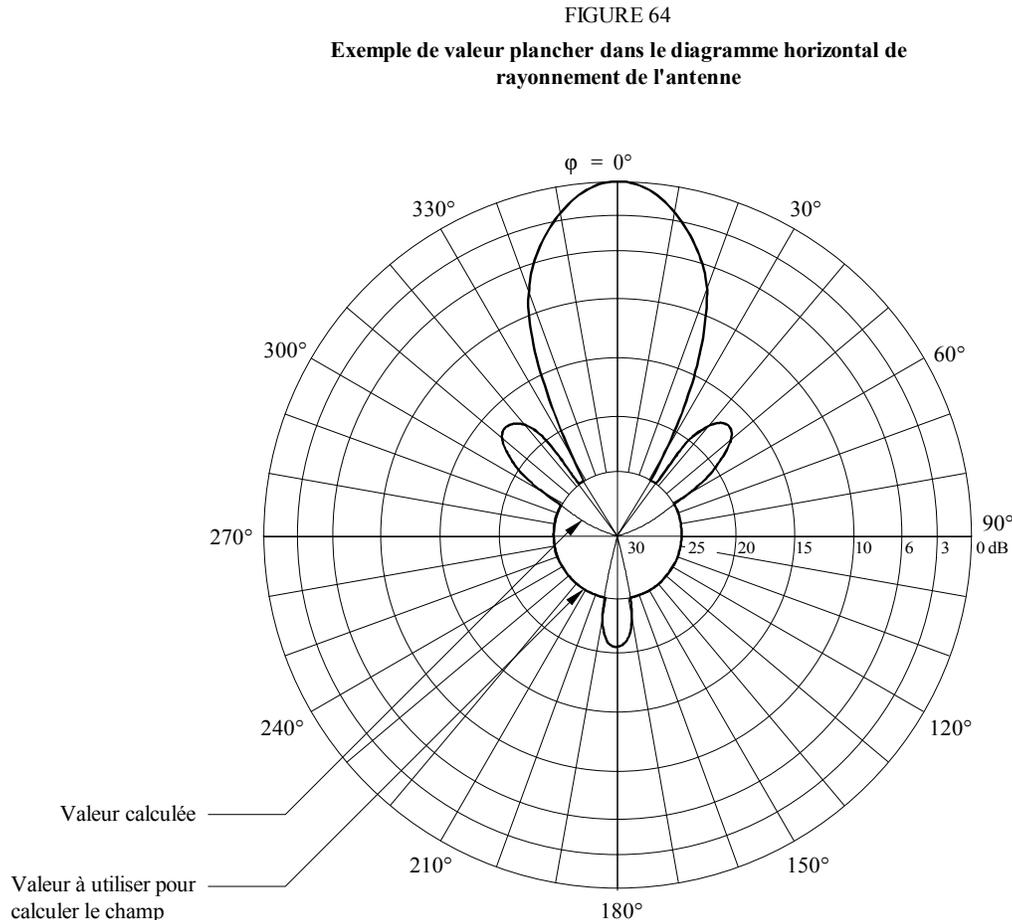
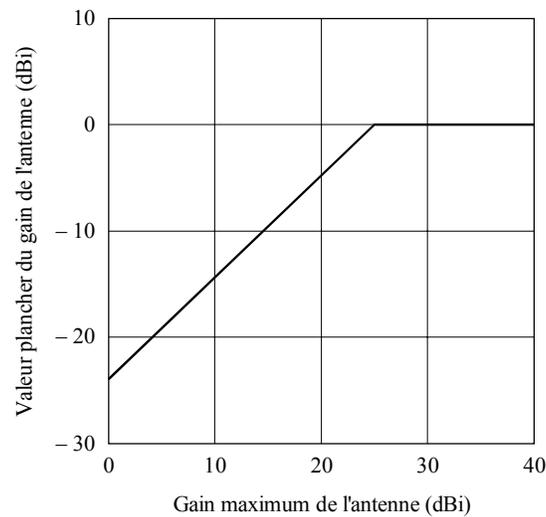


FIGURE 65

Valeur plancher du gain de l'antenne
à utiliser dans le calcul



D067

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 azimut 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.

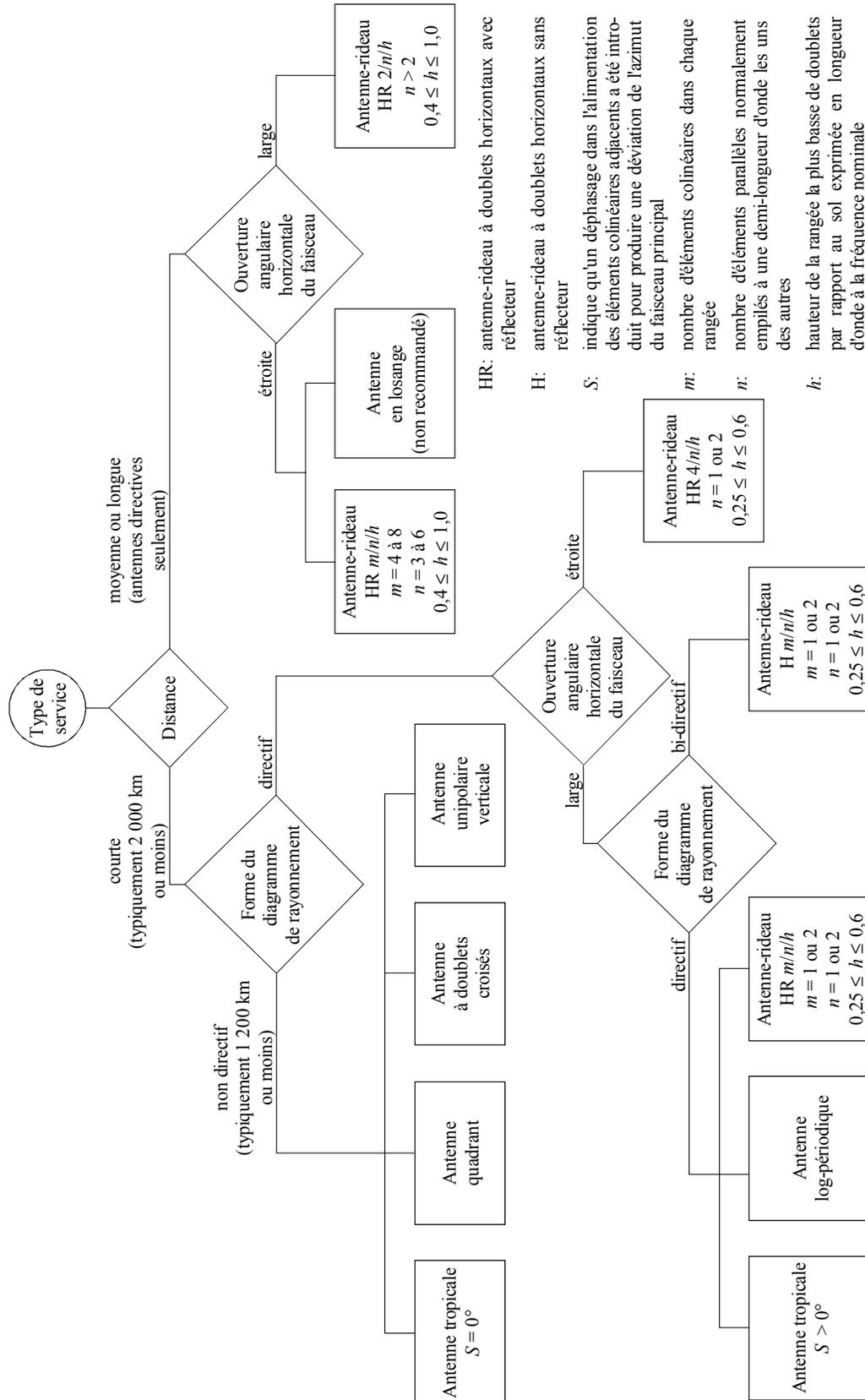
6.6 Choix de l'antenne optimale

L'organigramme de sélection d'une antenne (Fig. 66) donne quelques indications générales pour le choix d'une antenne appropriée pour un type donné de service selon la portée spécifiée. Deux catégories différentes sont considérées: le service à courte portée et le service à moyenne ou longue portée.

On entend par service à courte portée un service d'une portée maximale de 2 000 km. La zone de service spécifiée peut être couverte soit par une antenne non directive, soit par une antenne directive, dont l'ouverture angulaire du faisceau peut être sélectionnée en fonction de l'ouverture angulaire du secteur à desservir. Dans le cas d'une antenne directive, on peut utiliser soit une antenne-rideau horizontale à doublets soit une antenne log-périodique.

On entend par service à moyenne ou longue portée un service d'une portée supérieure à 2 000 km environ. Ces services nécessitent l'utilisation d'antennes, dont l'angle d'élévation du lobe principal est en général inférieur à 13°. Selon le secteur angulaire de la zone couverte par l'émetteur, l'ouverture angulaire horizontale du faisceau est soit large, comprise entre 65° et 95°, soit étroite, inférieure à 45°.

FIGURE 66
Organigramme de sélection d'une antenne



D068

APPENDICE 1

À L'ANNEXE 1

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. 67)

1.2 Antennes-rideaux avec réflecteur accordé

HR 2/1/0,5 $F_R = 1$ $s = 0^\circ$ (Fig. 68)

HRS 2/2/0,5 $F_R = 1$ $s = 0^\circ, 15^\circ$ (Fig. 69 et 70)

1.3 Antennes-rideaux avec écran réflecteur aperiodique

HRS 2/2/0,5 $F_R = 1$ $s = 0^\circ, 15^\circ$ (Fig. 71 et 72)

HRS 4/3/0,5 $F_R = 1$ $s = 0^\circ$ (Fig. 73)

HRS 4/4/0,5 $F_R = 0,7; 1,0; 1,4$ $s = 0^\circ, 30^\circ$ (Fig. 74 à 79)

HRS 4/4/1,0 $F_R = 1$ $s = 0^\circ$ (Fig. 80)

2 Antennes tropicales

T 1/2/0,3 $F_R = 1$ $s = 0^\circ$ (Fig. 81)

T 2/2/0,5 $F_R = 1$ $s = 0^\circ, 15^\circ$ (Fig. 82 et 83)

3 Antennes log-périodiques

LPH 18/35/30/30/3/26/89 (Fig. 84)

LPV 18/45/3/17/6/34/220 (Fig. 85)

4 Antennes quadrants

HQ 1/0,3 (Fig. 86)

5 Antennes à doublets croisés

HX 0,3 (Fig. 87)

6 Antennes en losange

RH 90/55/15 (Fig. 88)

7 Antennes unipolaires verticales

VM 12,5/12,5/120/3 (Fig. 89)

FIGURE 67a

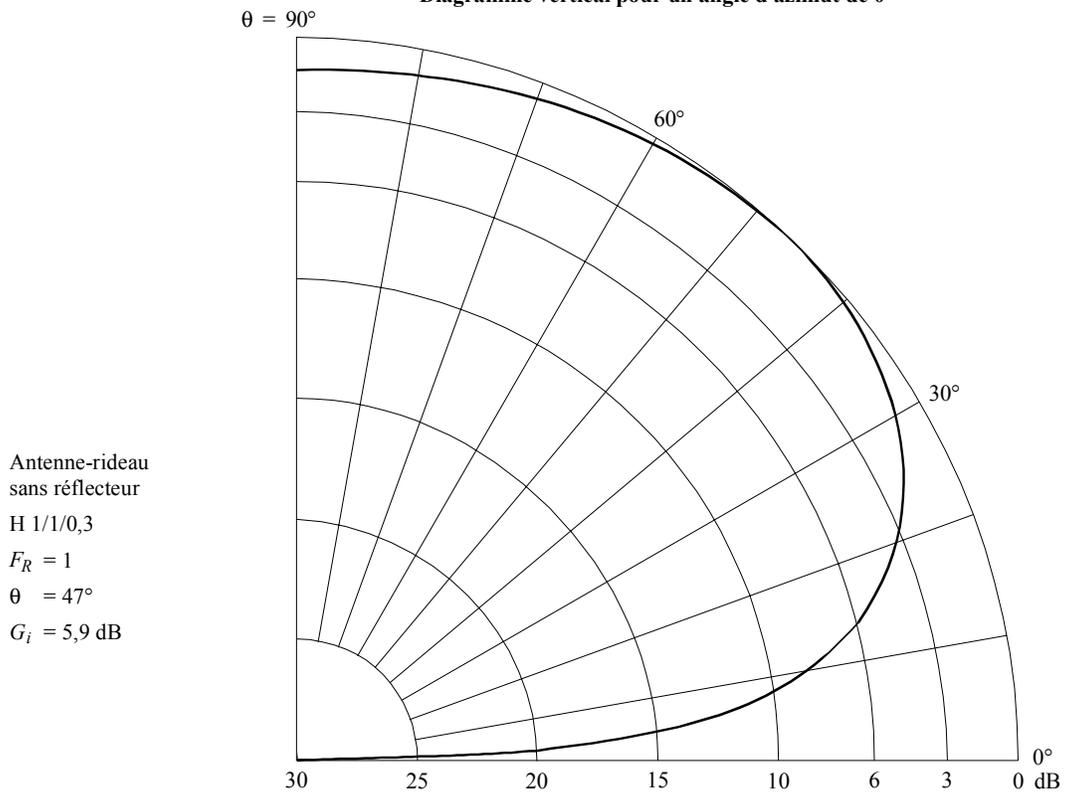
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0° 

FIGURE 67b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 47°

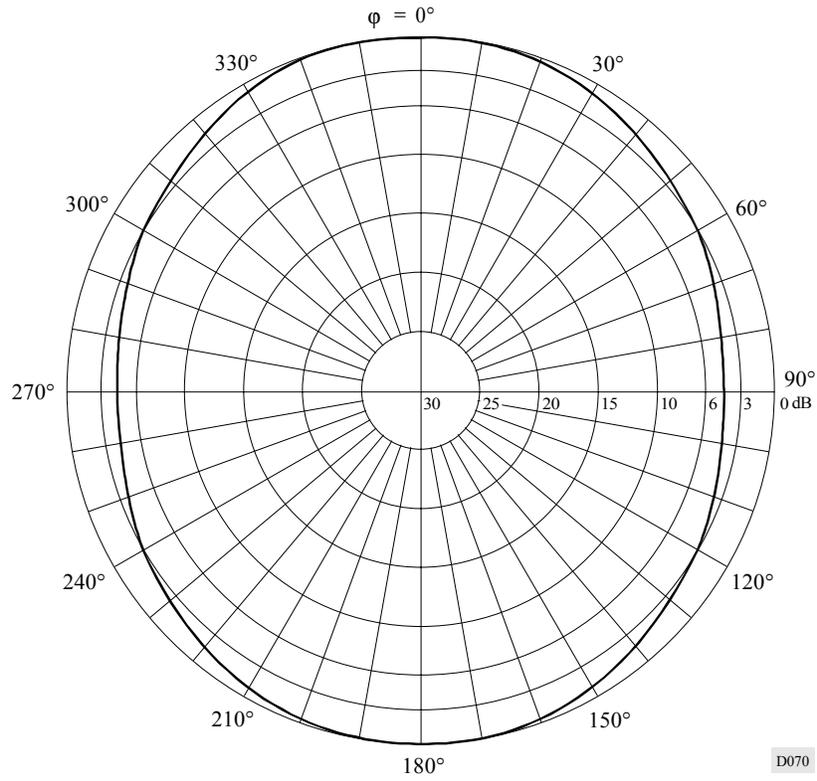


FIGURE 67c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

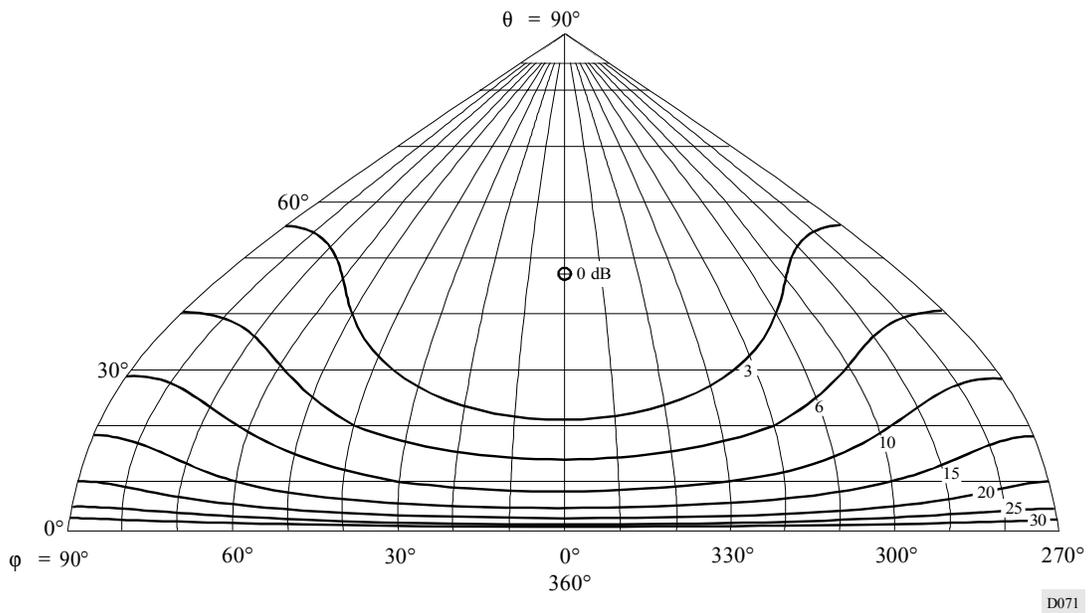
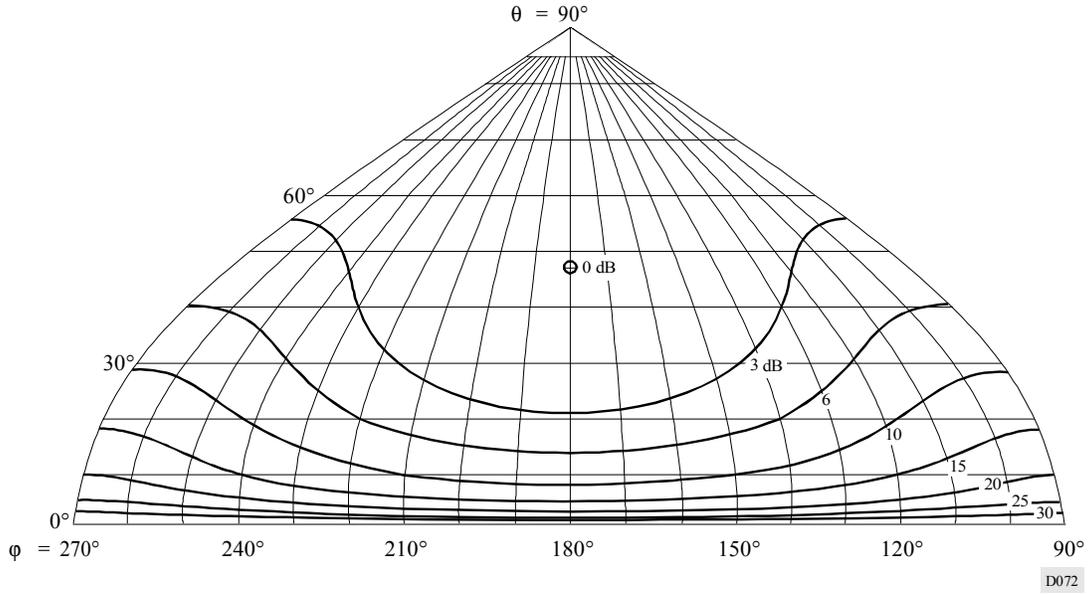


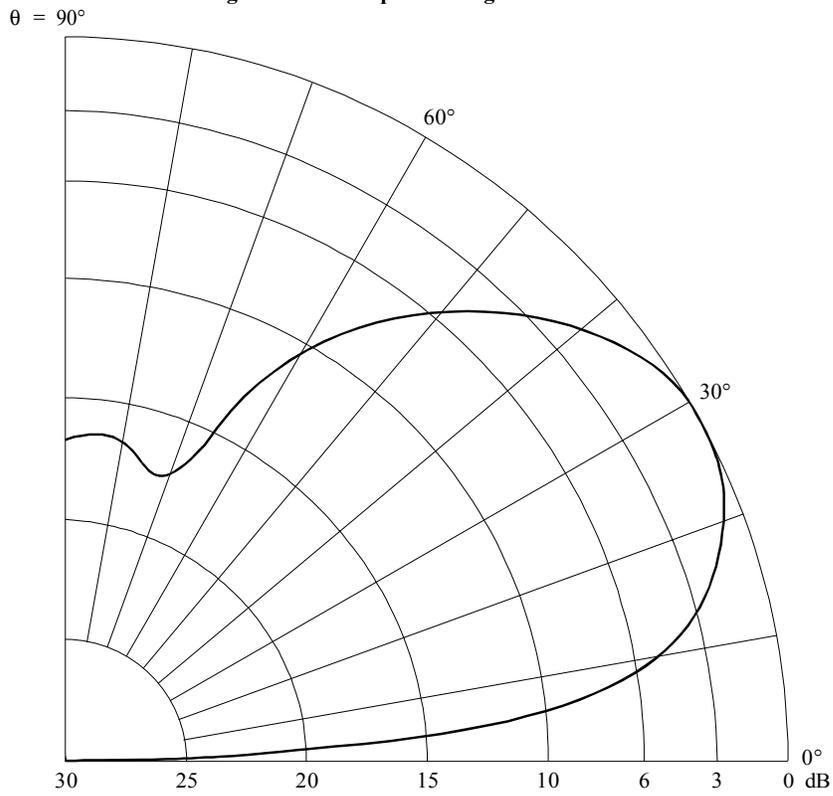
FIGURE 67d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière



D072

FIGURE 68a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

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



D073

FIGURE 68b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 27°

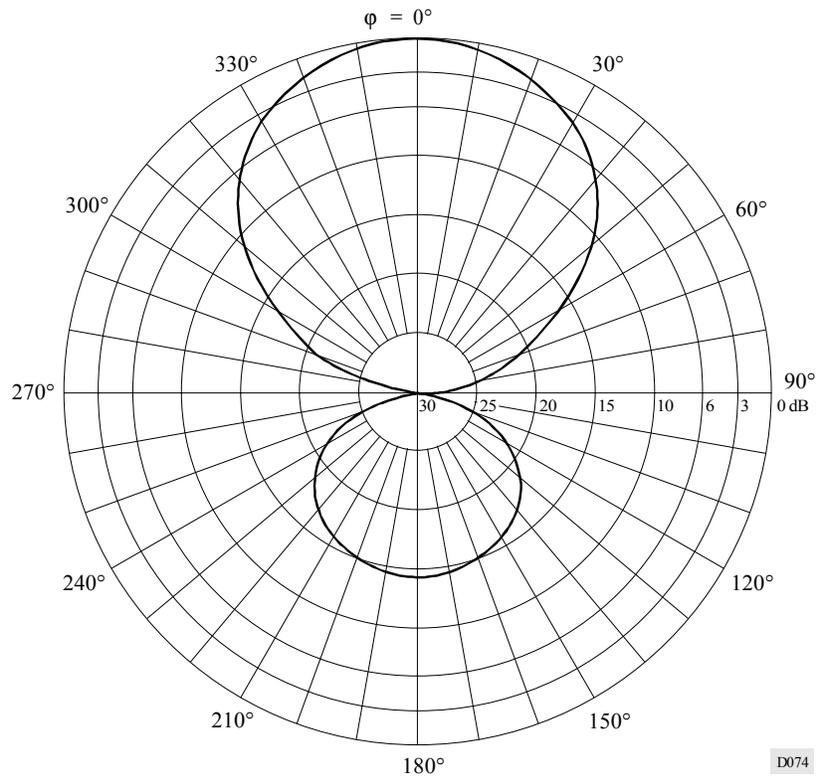


FIGURE 68c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

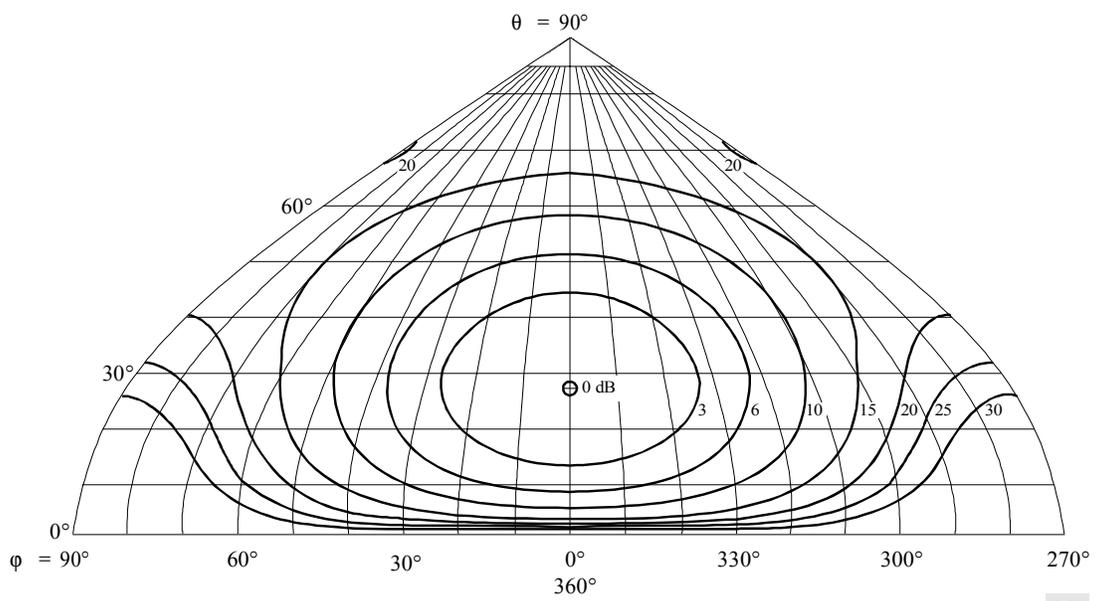
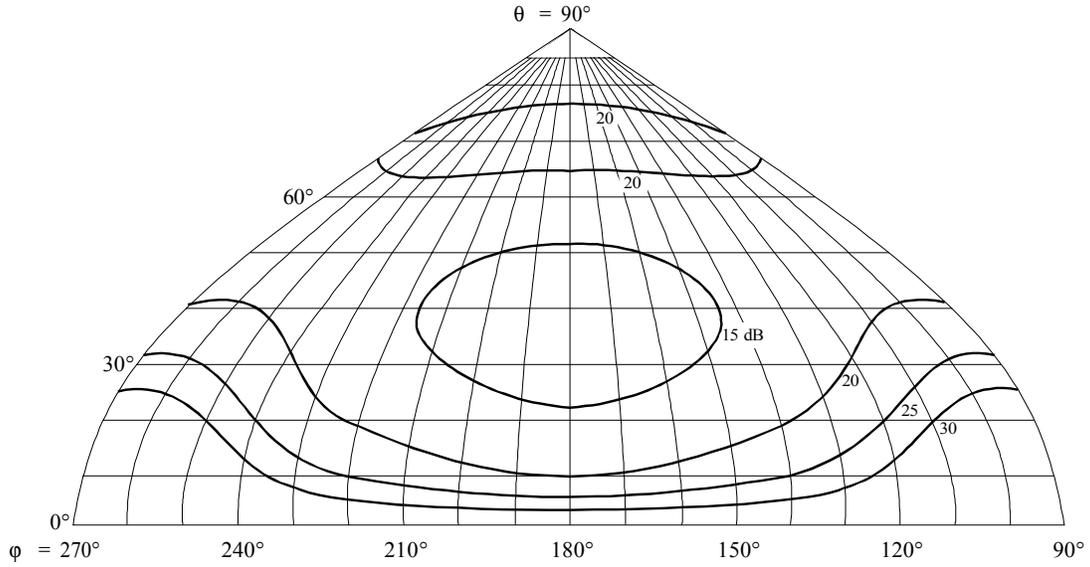
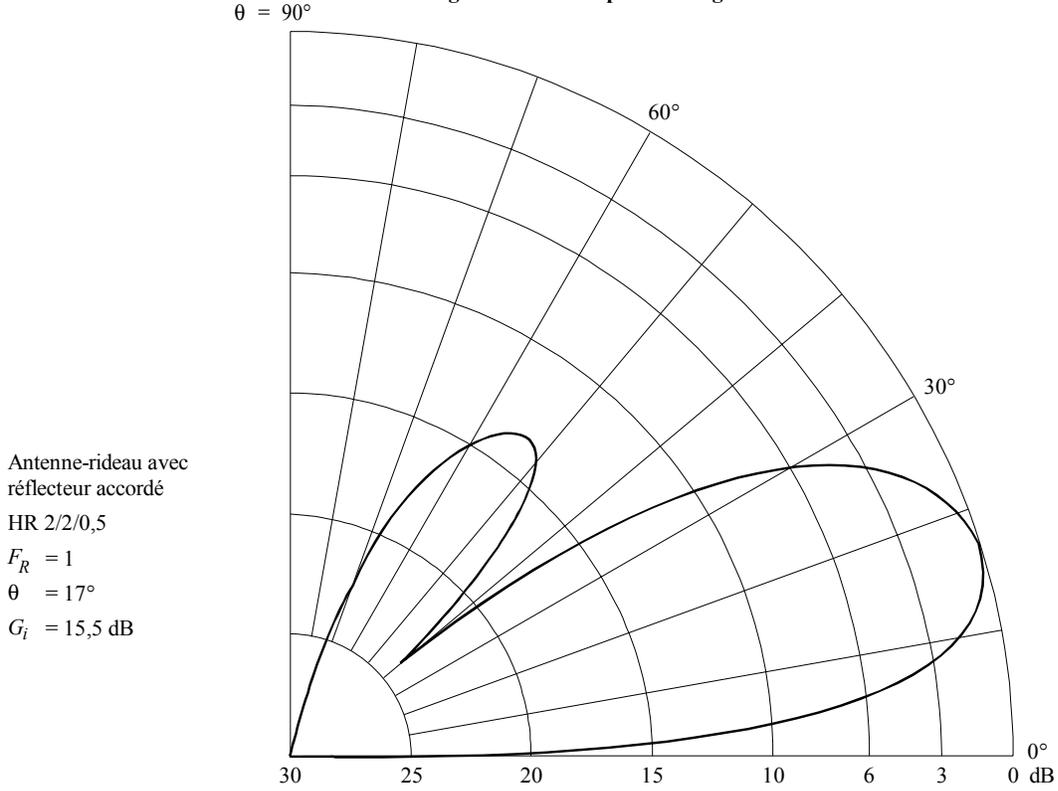


FIGURE 68d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière



D076

FIGURE 69a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°



D077

FIGURE 69b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 17°

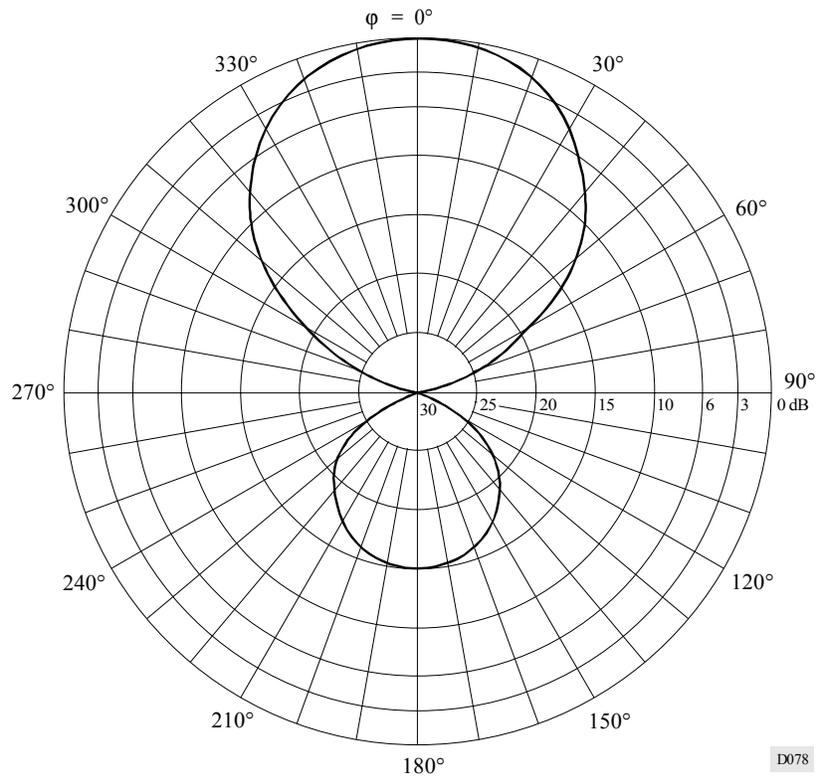


FIGURE 69c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

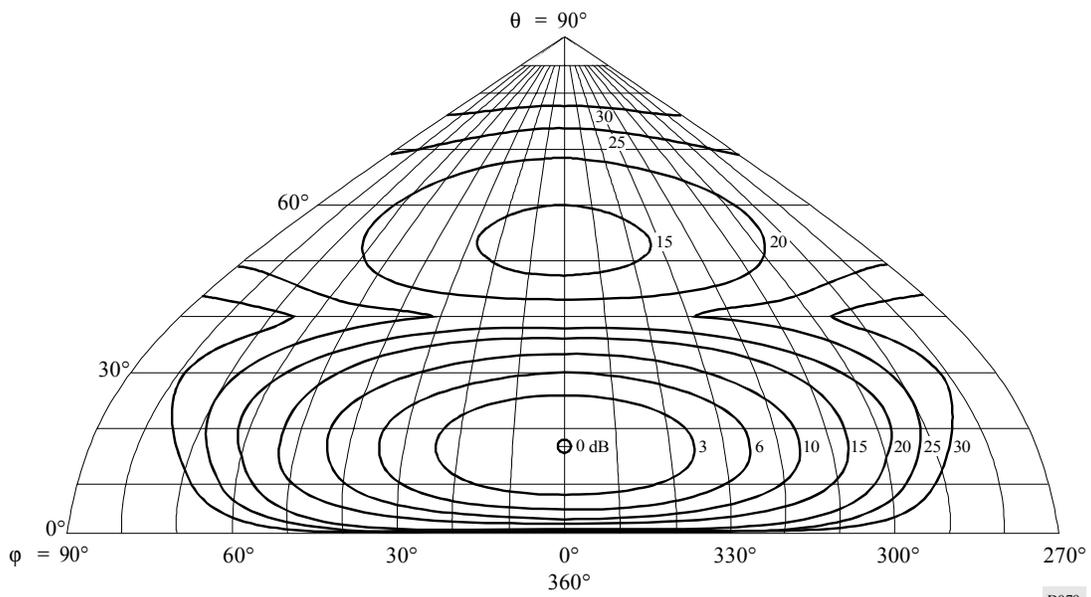


FIGURE 69d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière

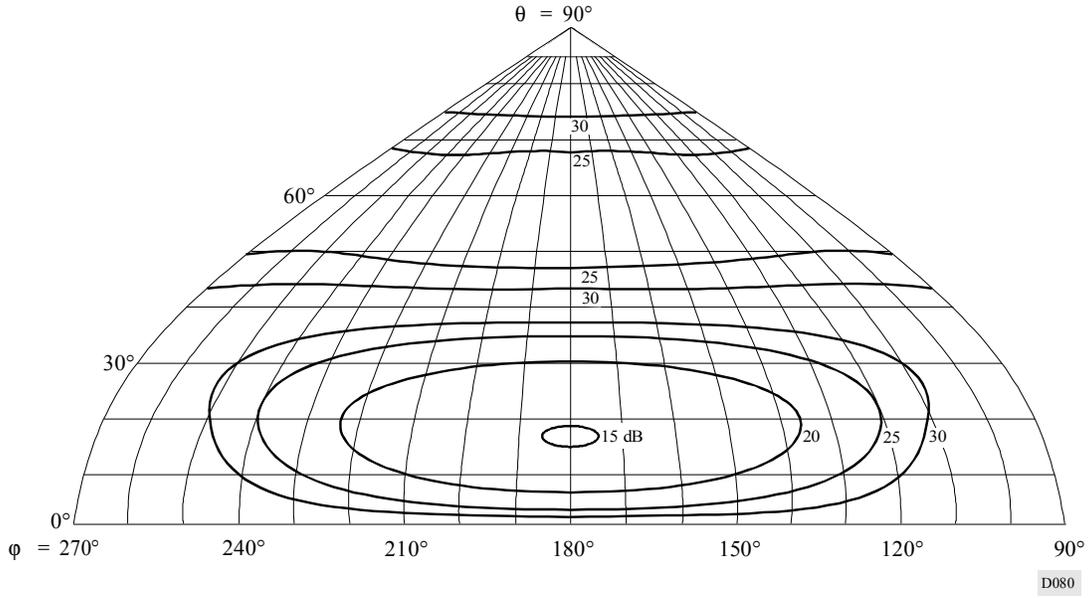


FIGURE 70a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 9°

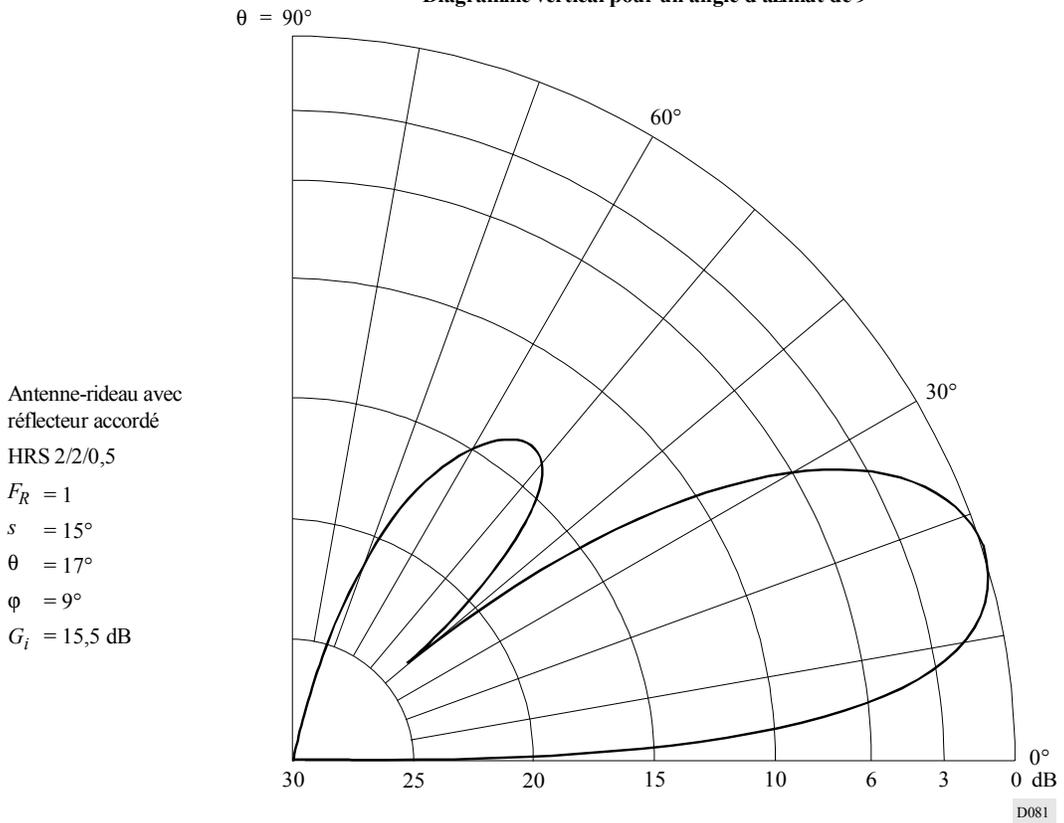


FIGURE 70b
 Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 17°

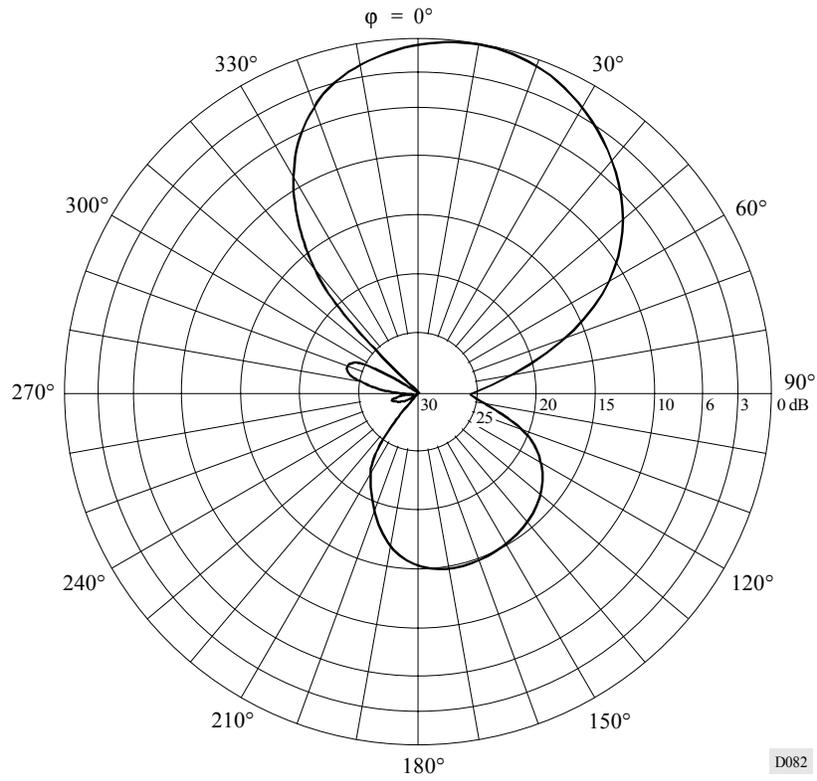


FIGURE 70c
 Diagramme de rayonnement vers l'avant

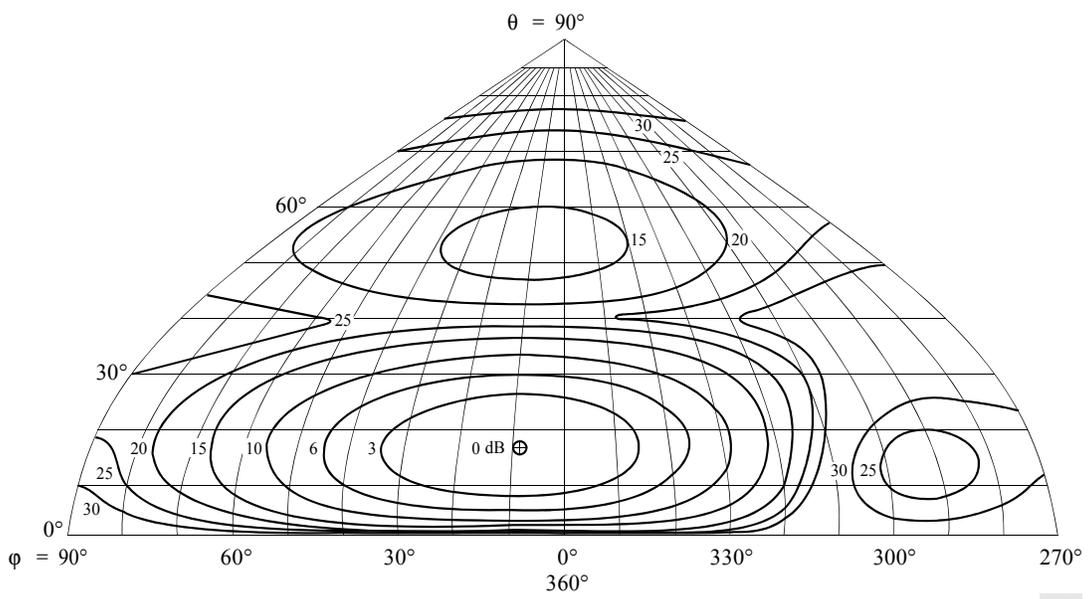
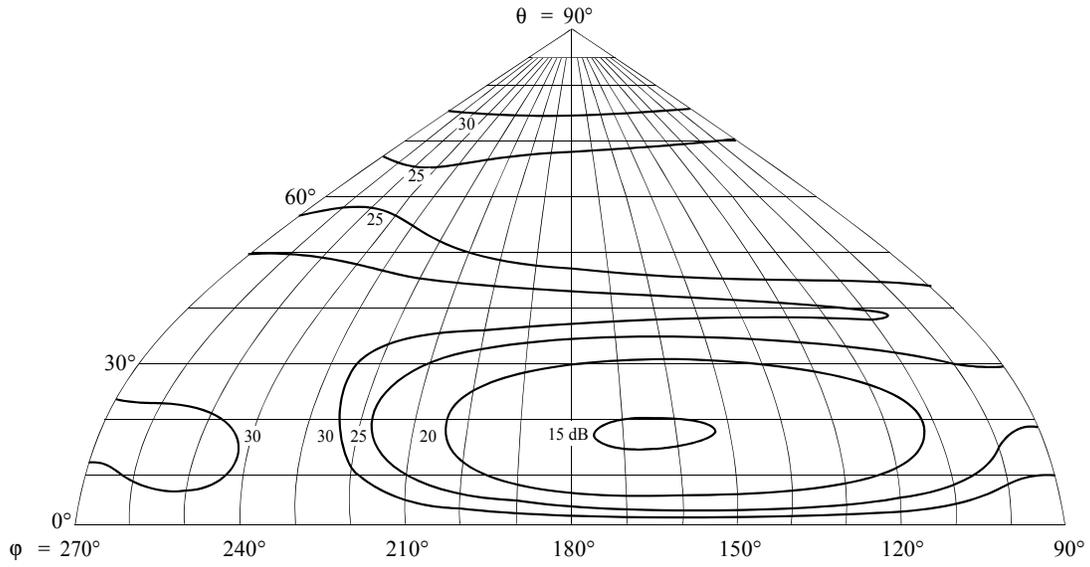
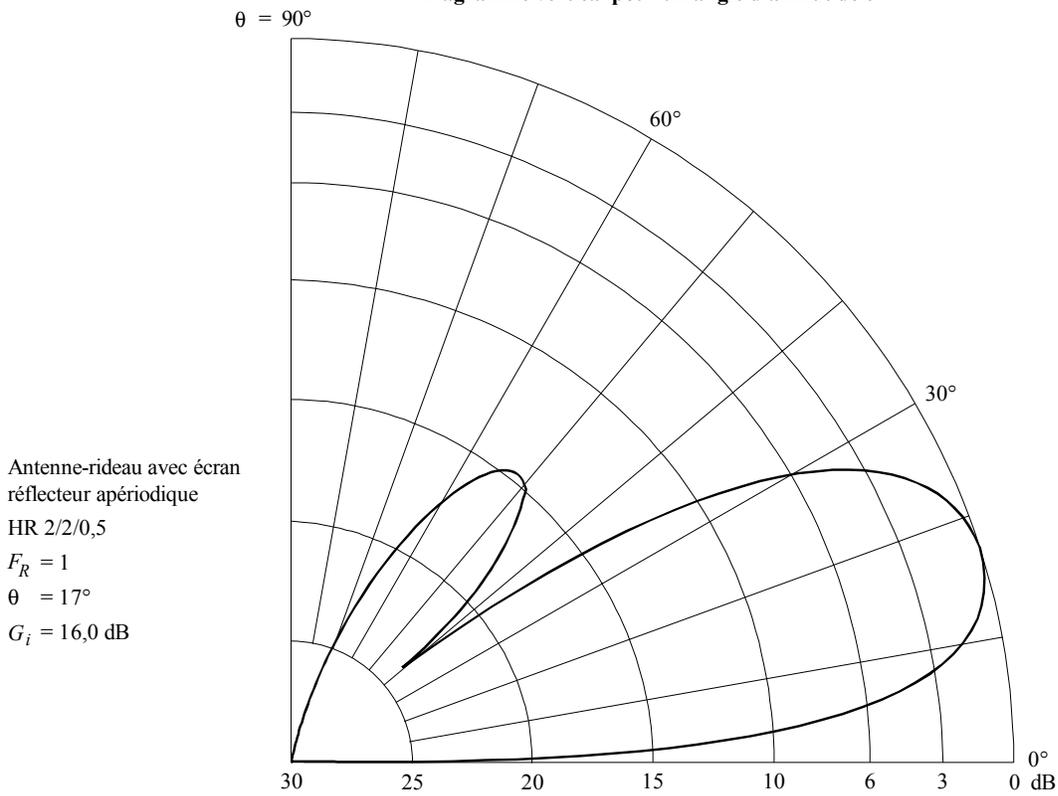


FIGURE 70d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière



D084

FIGURE 71a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°



D085

FIGURE 71b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 17°

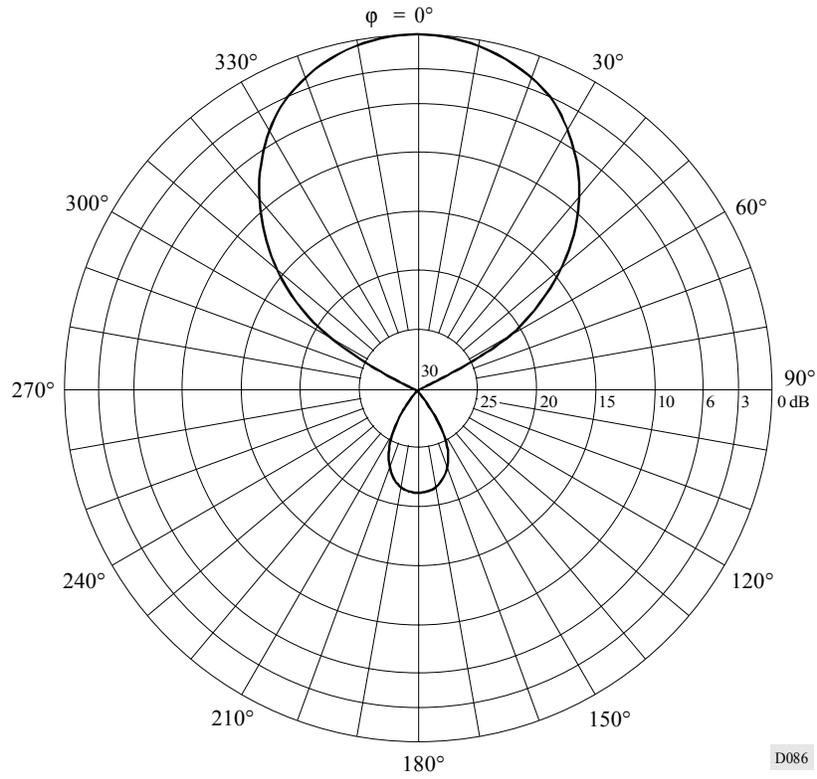


FIGURE 71c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

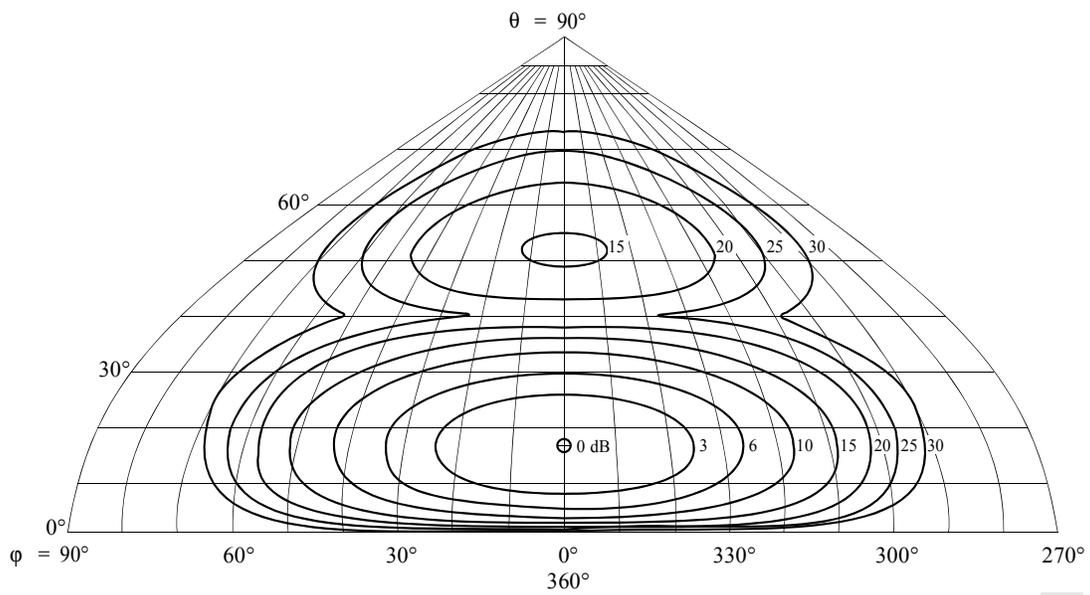
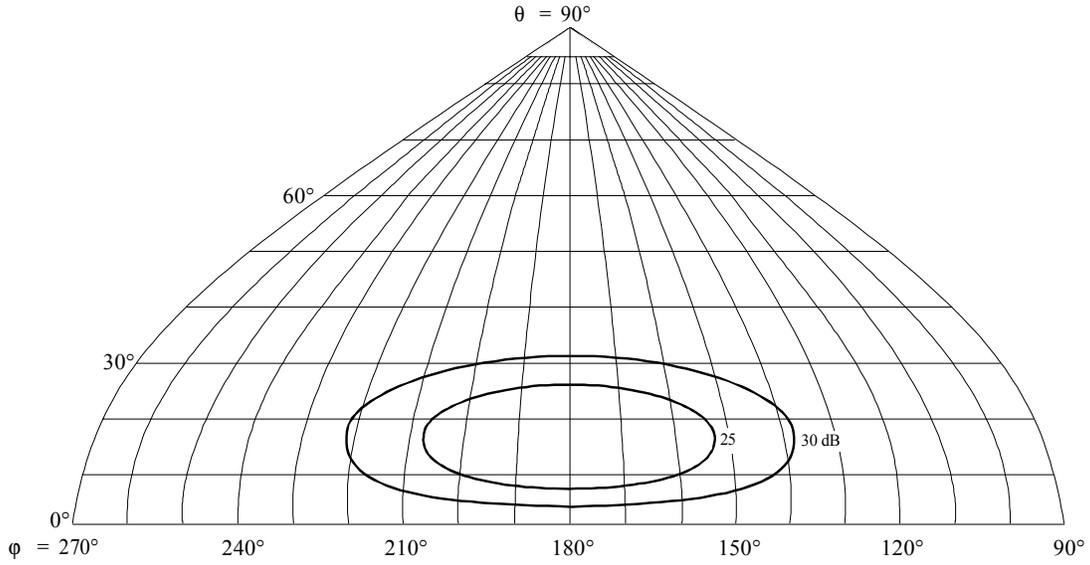
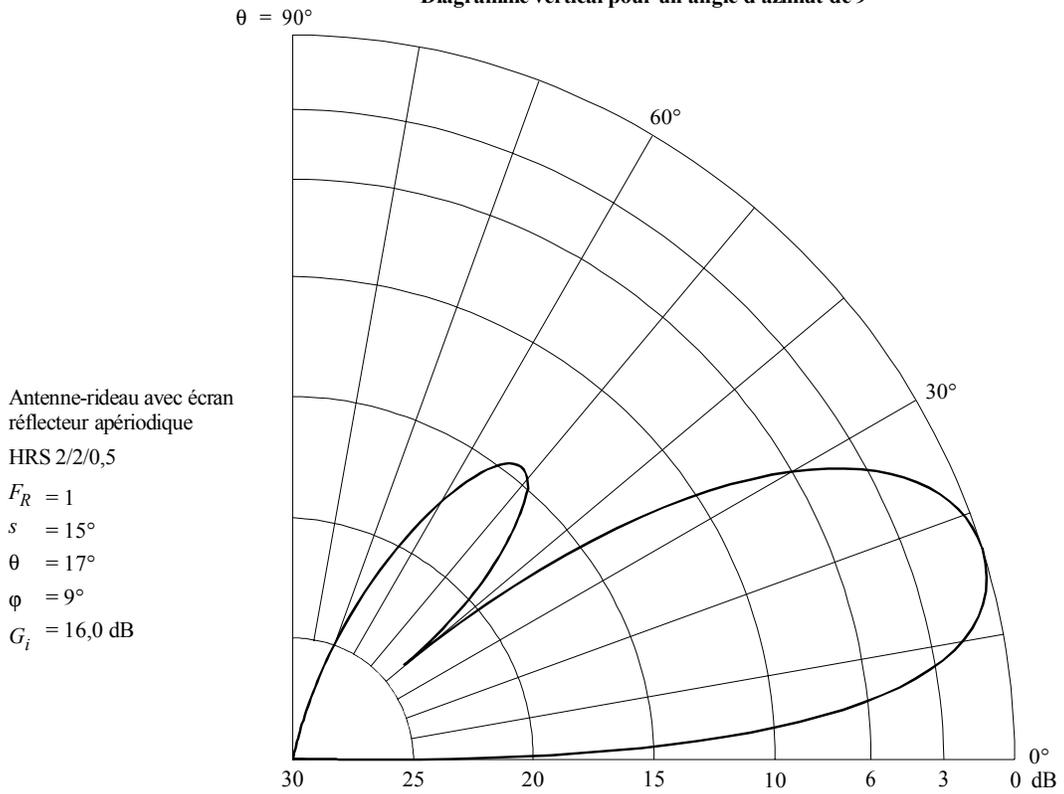


FIGURE 71d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière



D088

FIGURE 72a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 9°



Antenne-rideau avec écran
réflecteur aperiodique
HRS 2/2/0,5
 $F_R = 1$
 $s = 15^\circ$
 $\theta = 17^\circ$
 $\phi = 9^\circ$
 $G_i = 16,0$ dB

D089

FIGURE 72b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 17°

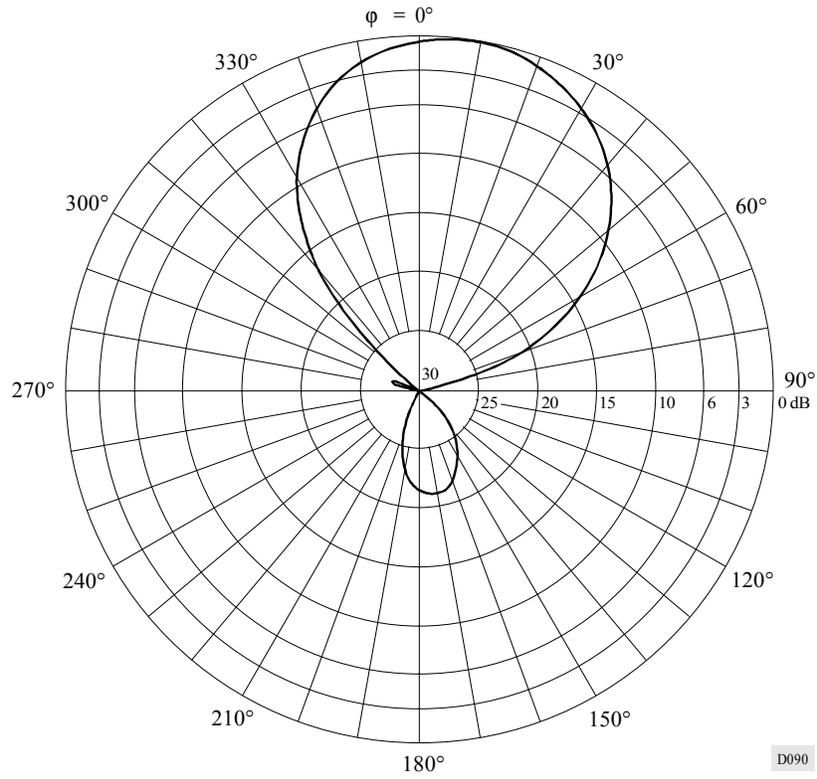


FIGURE 72c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

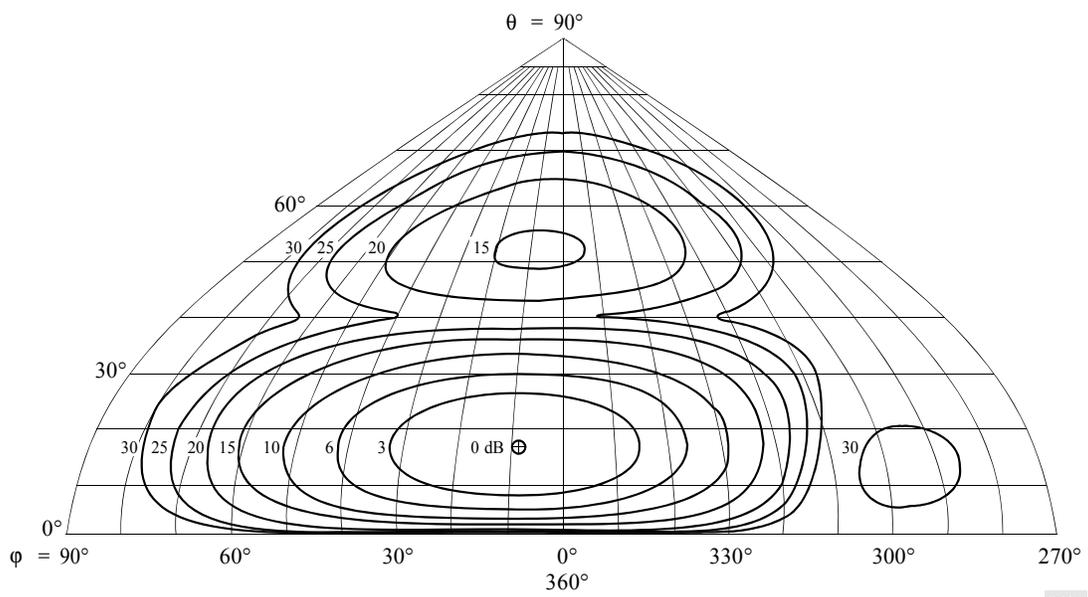
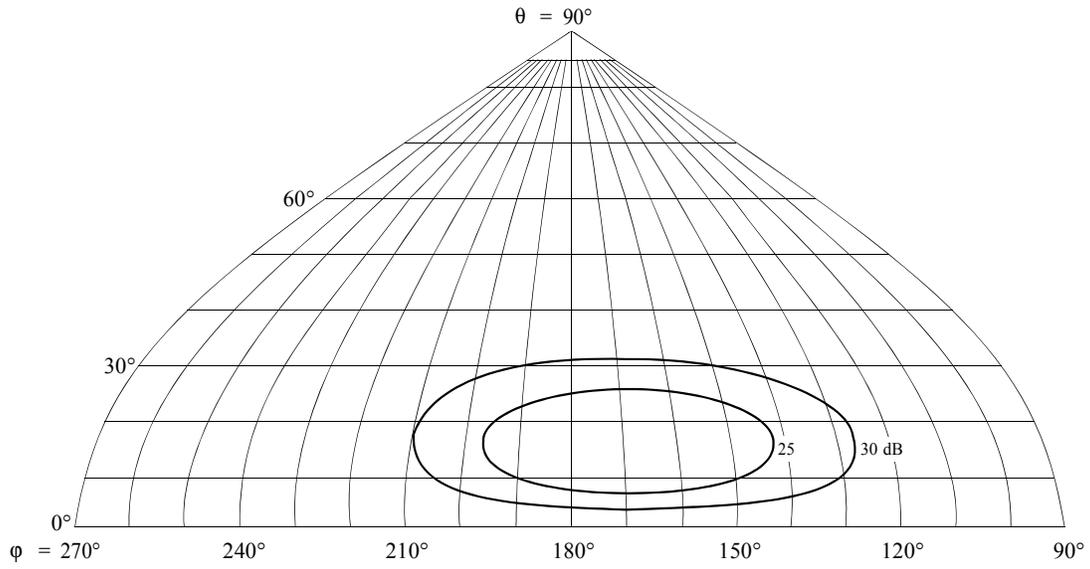
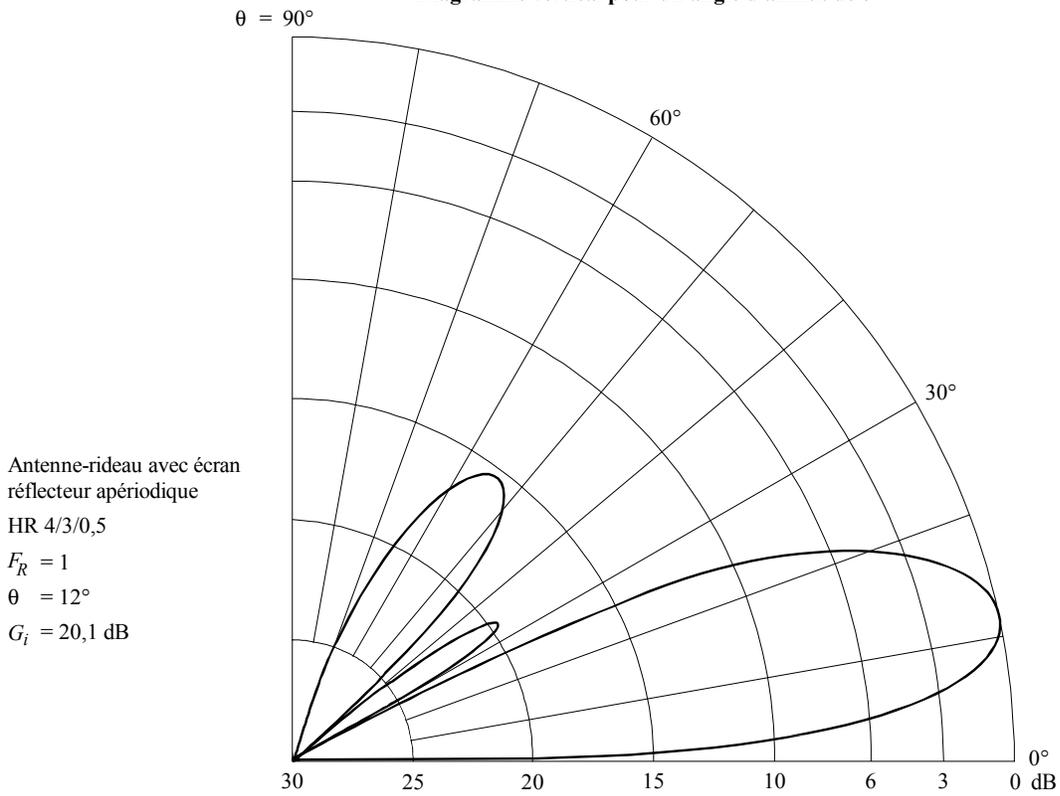


FIGURE 72d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière



D092

FIGURE 73a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°



D093

FIGURE 73b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 12°

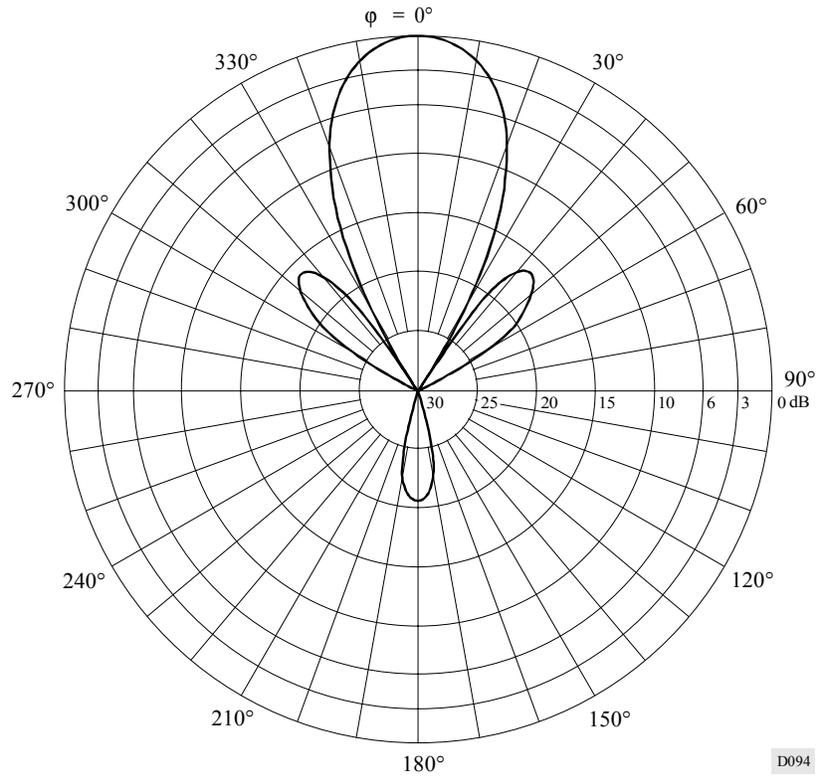


FIGURE 73c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

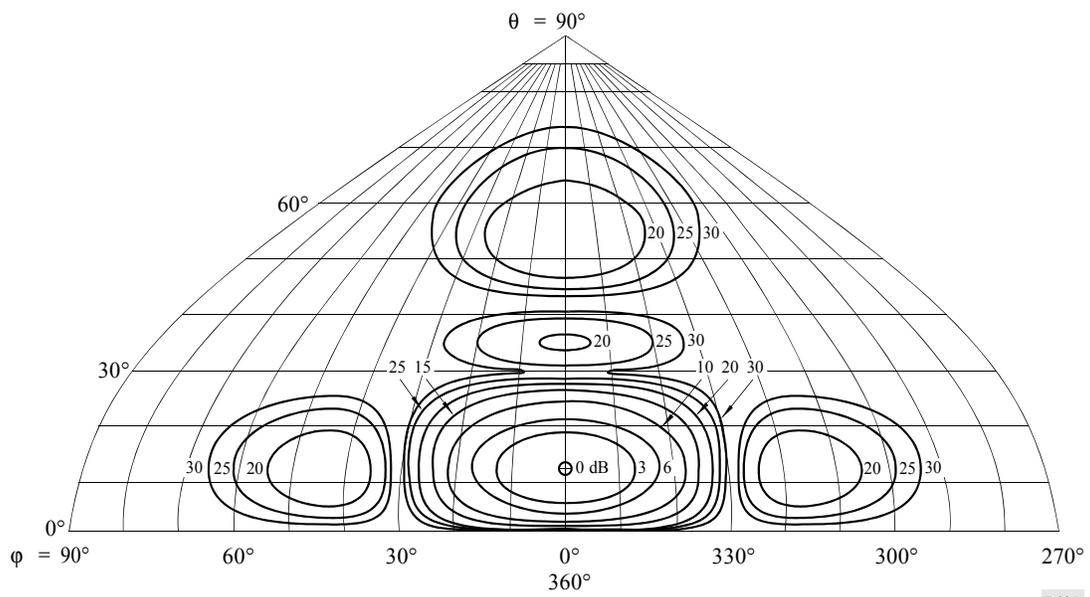


FIGURE 73d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière

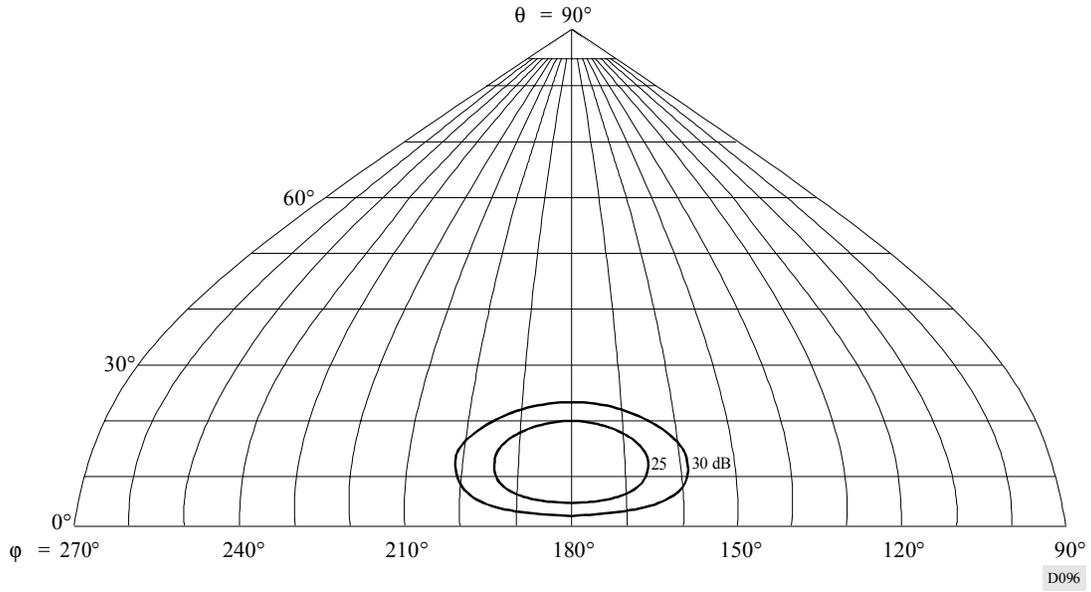
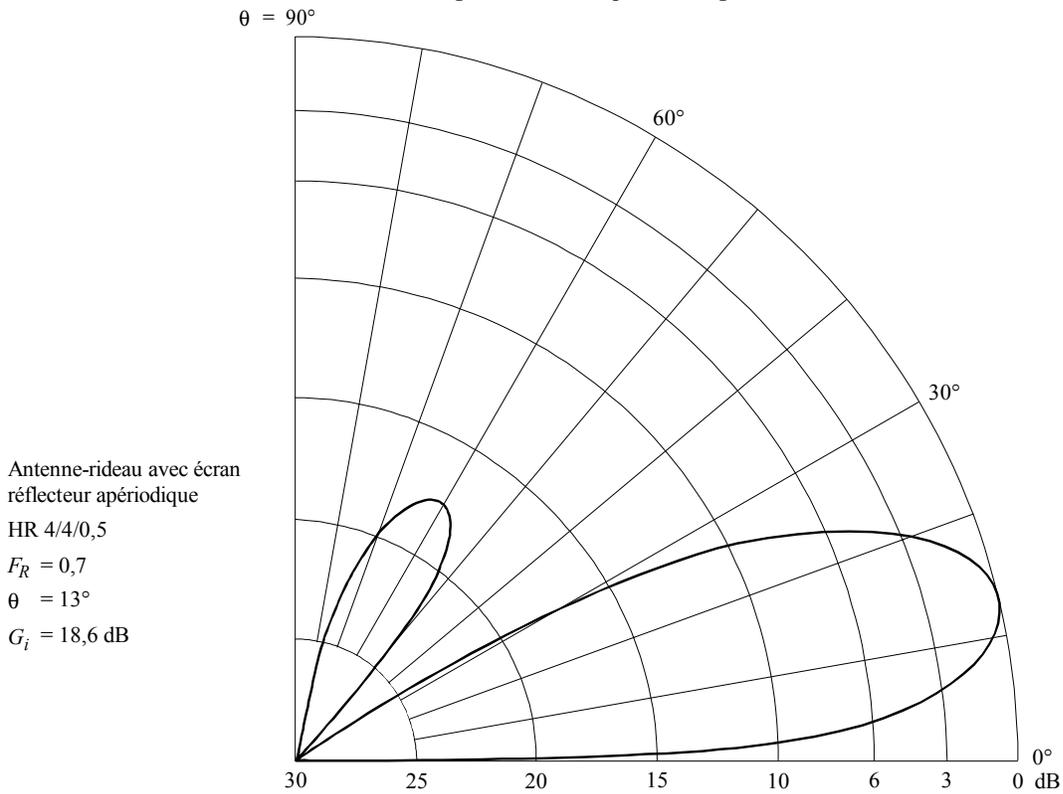


FIGURE 74a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°



D096

D097

FIGURE 74b

Diagramme horizontal pour un angle d'élevation de 13°

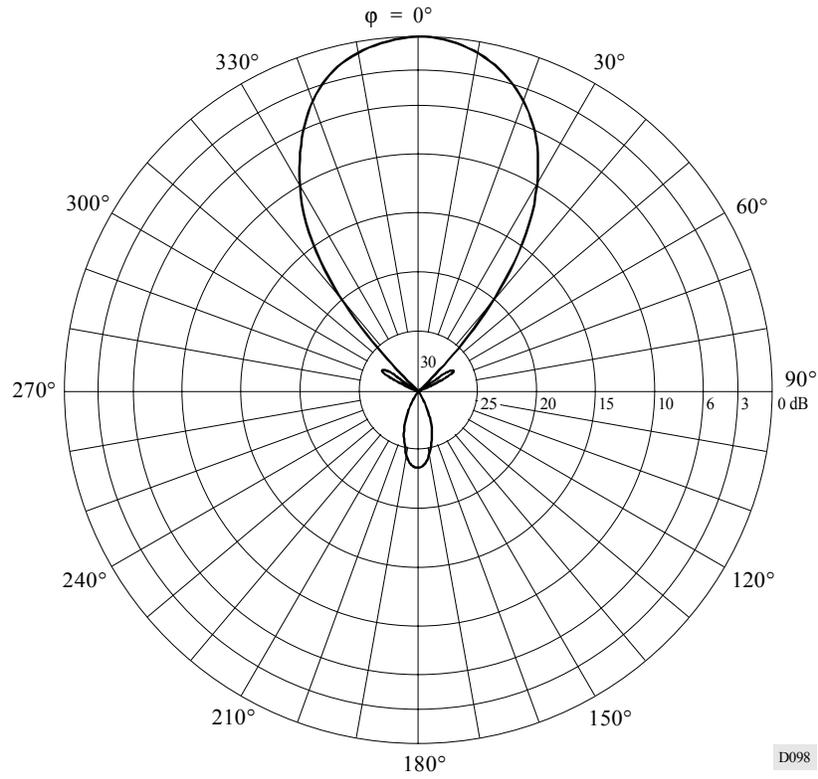


FIGURE 74c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

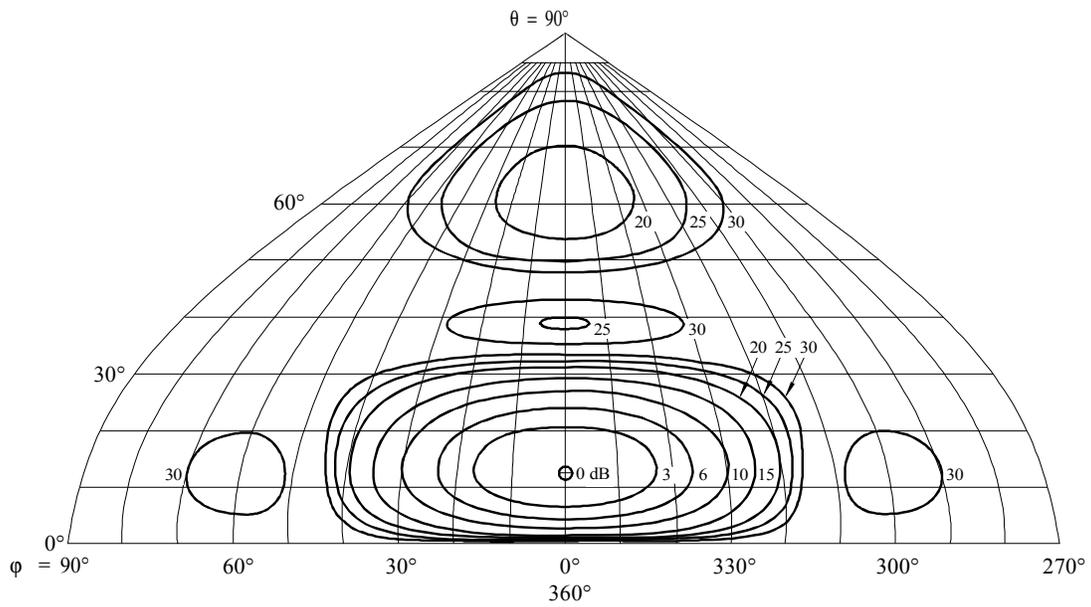


FIGURE 74d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière

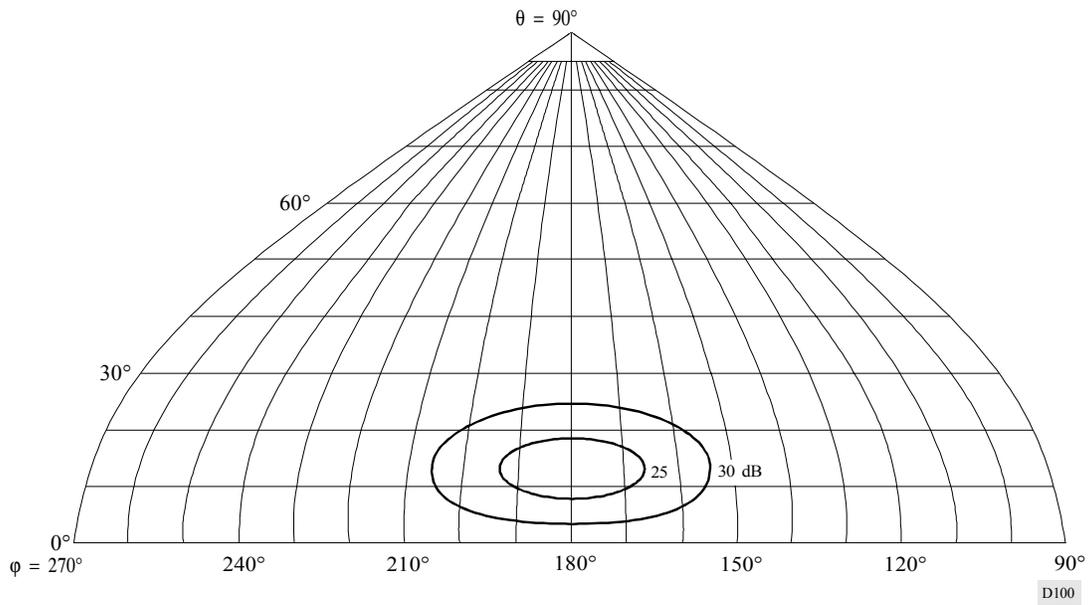


FIGURE 75a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 22°

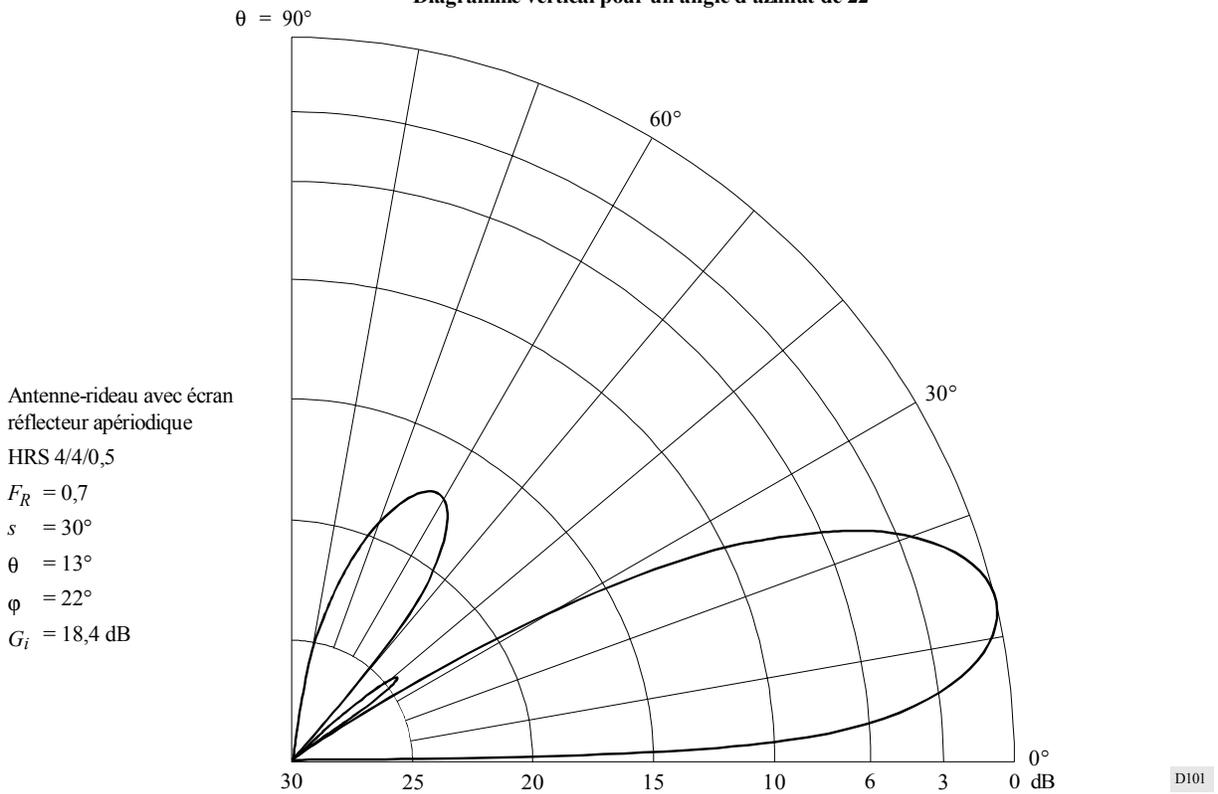


FIGURE 75b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 13°

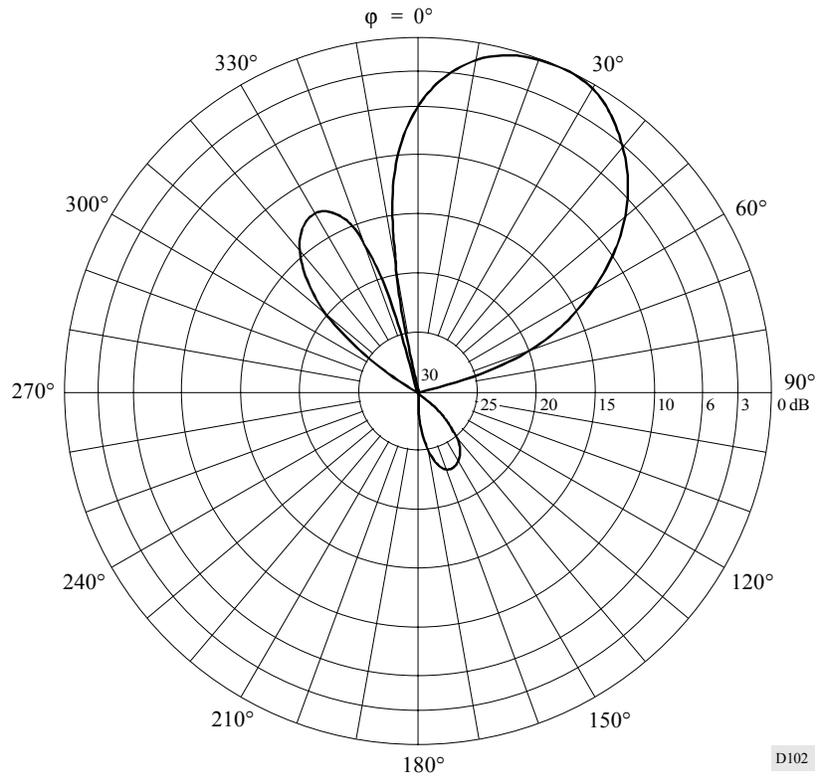


FIGURE 75c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

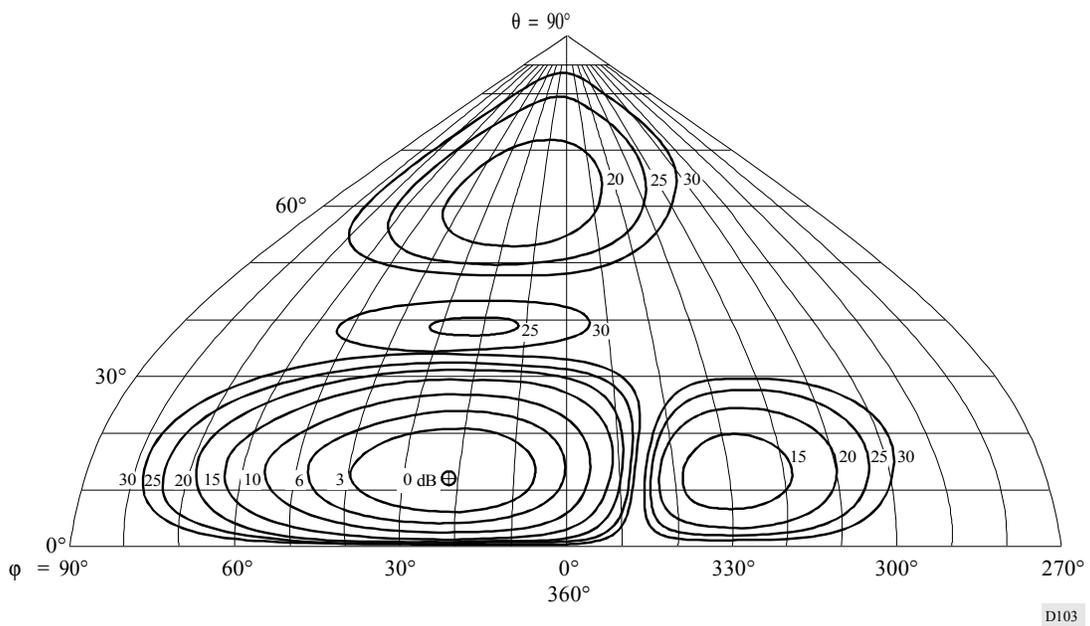
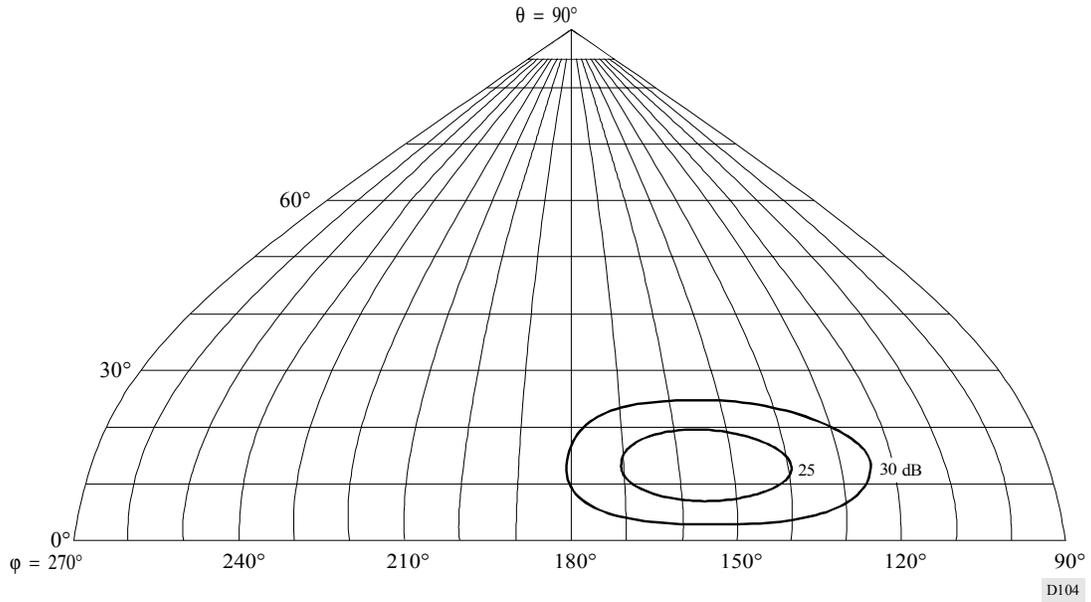
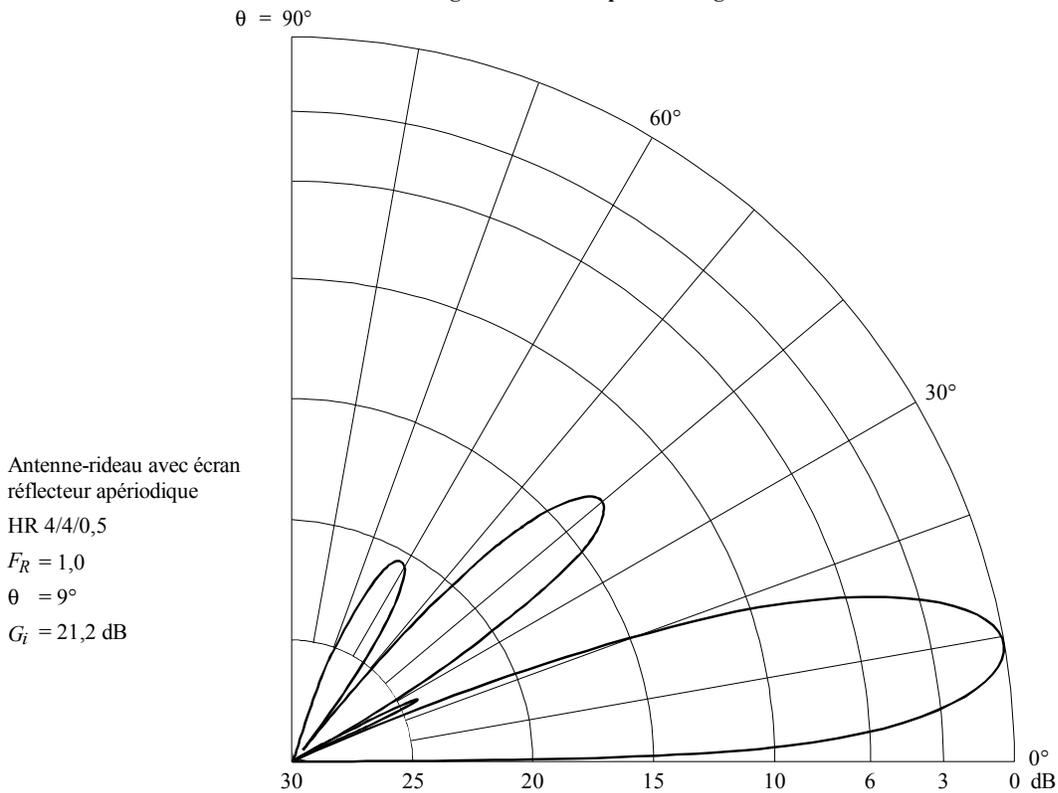


FIGURE 75d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière



D104

FIGURE 76a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°



D105

FIGURE 76b

Diagramme horizontal pour un angle d'élevation de 9°

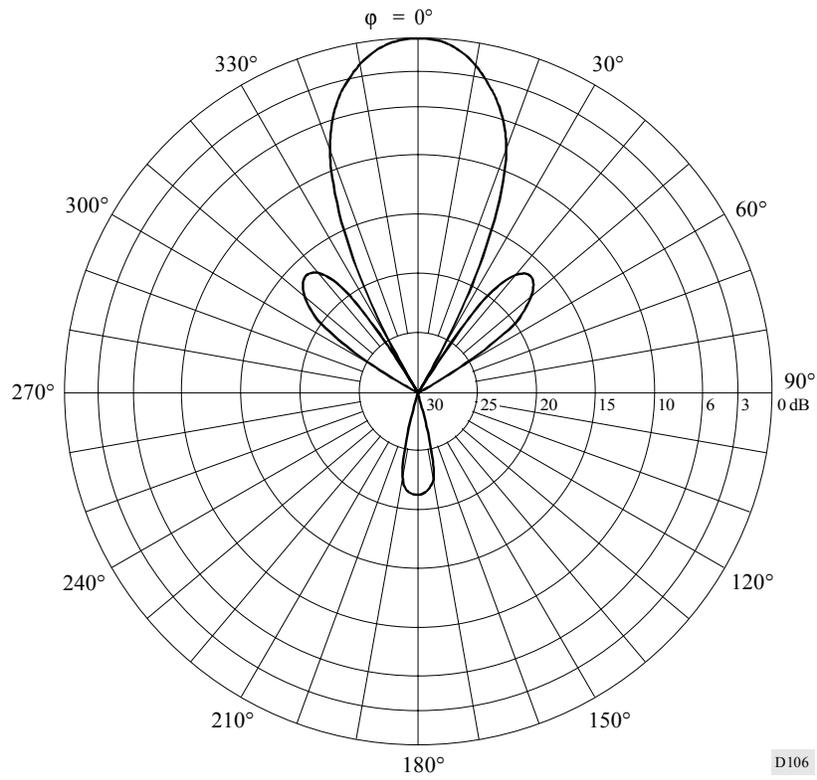


FIGURE 76c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

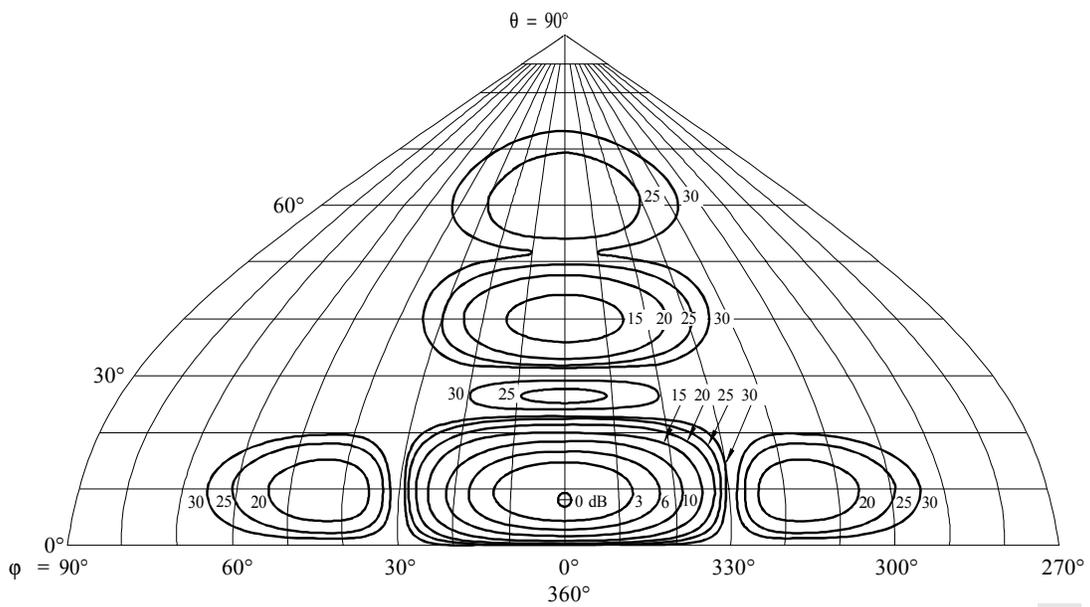


FIGURE 76d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière

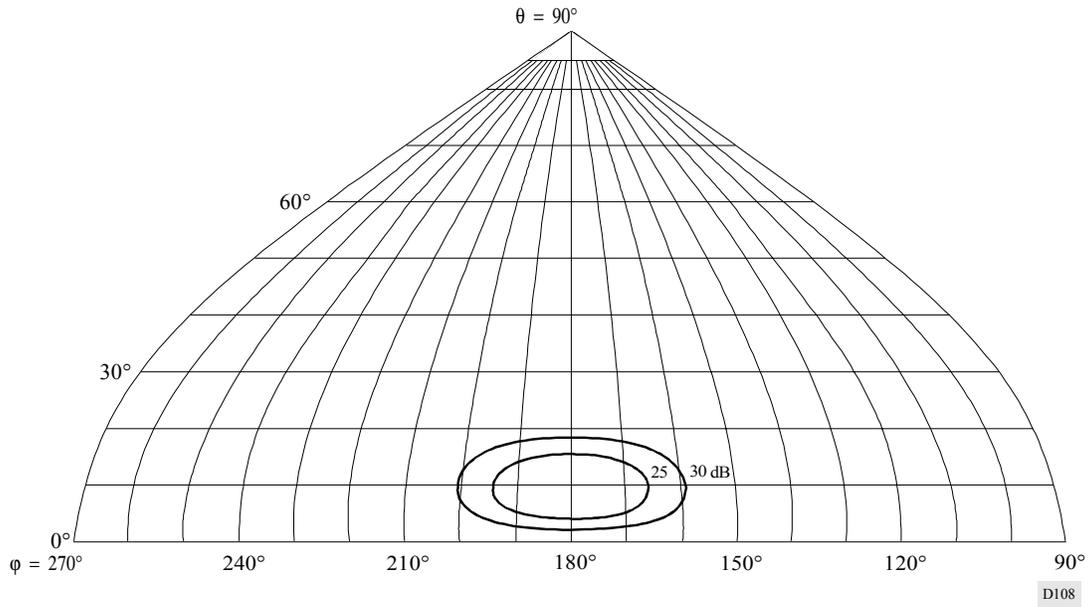


FIGURE 77a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 26°

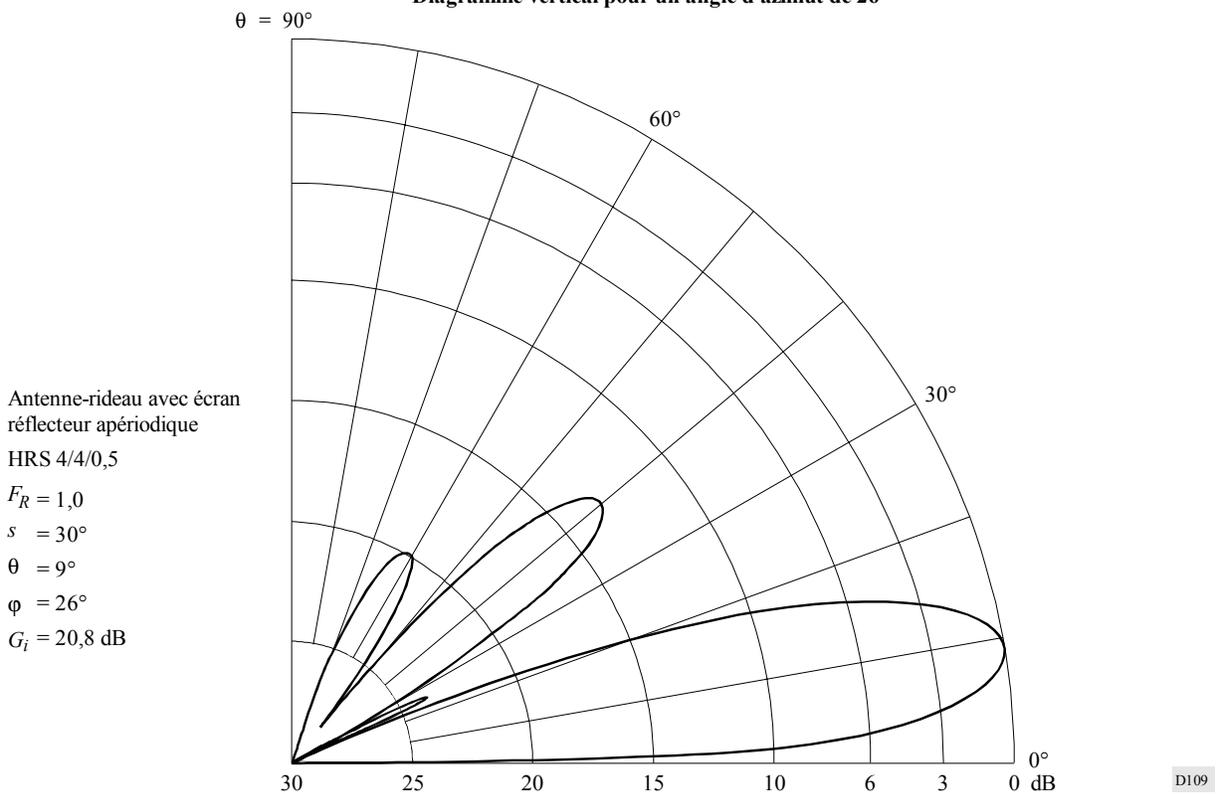
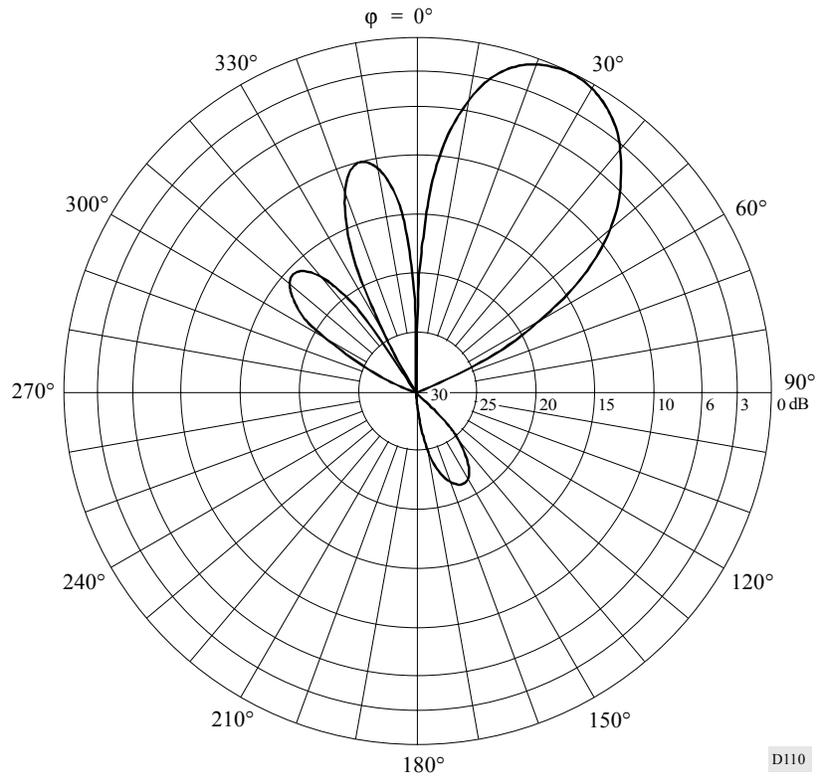


FIGURE 77b

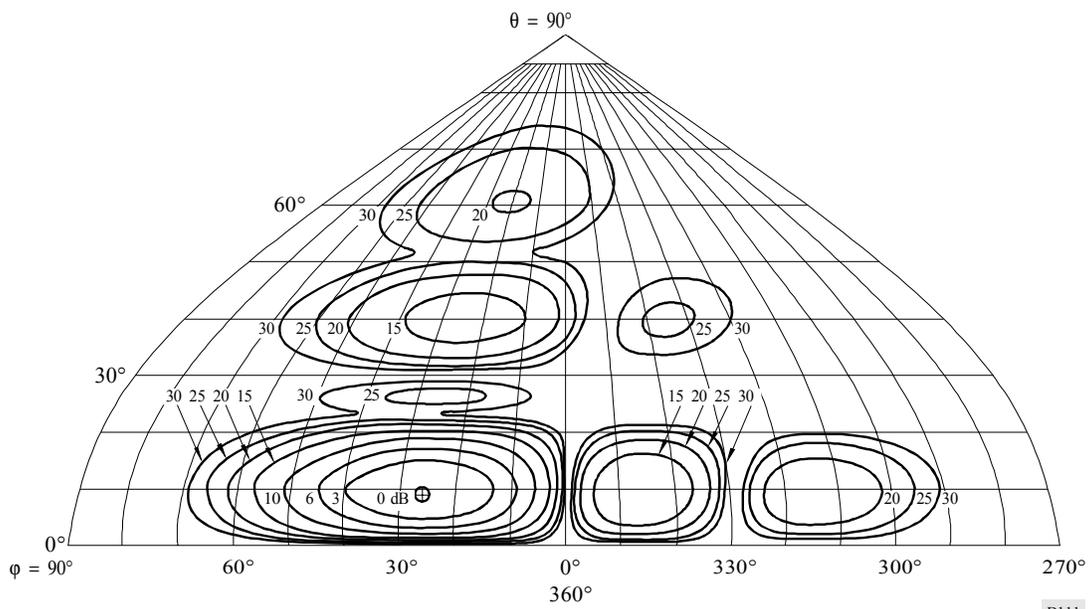
Diagramme horizontal pour un angle d'élevation de 9°



D110

FIGURE 77c

Diagramme de rayonnement vers l'avant



D111

FIGURE 77d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière

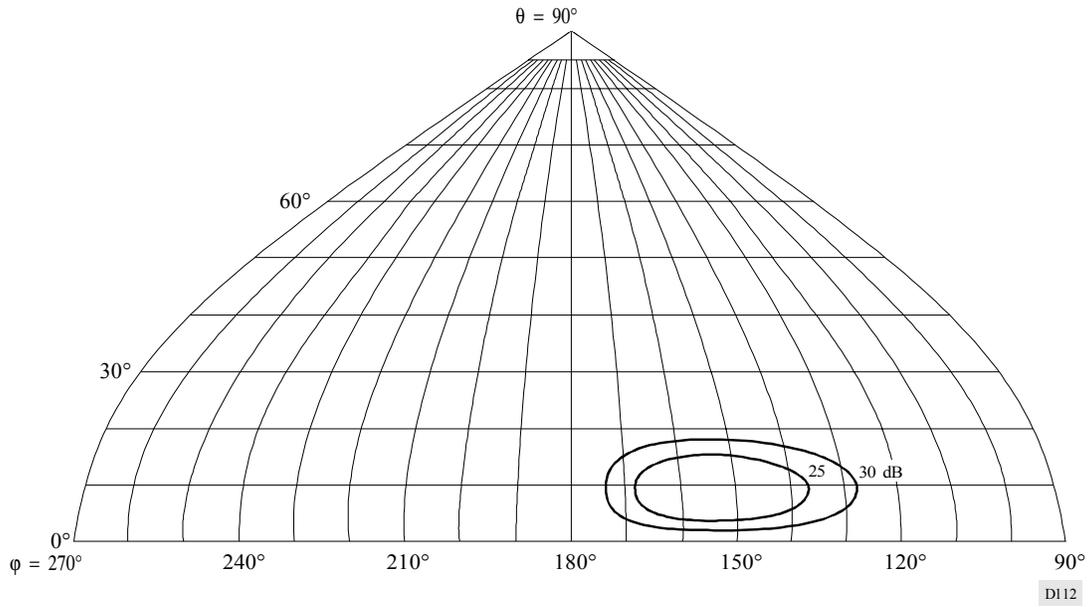


FIGURE 78a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

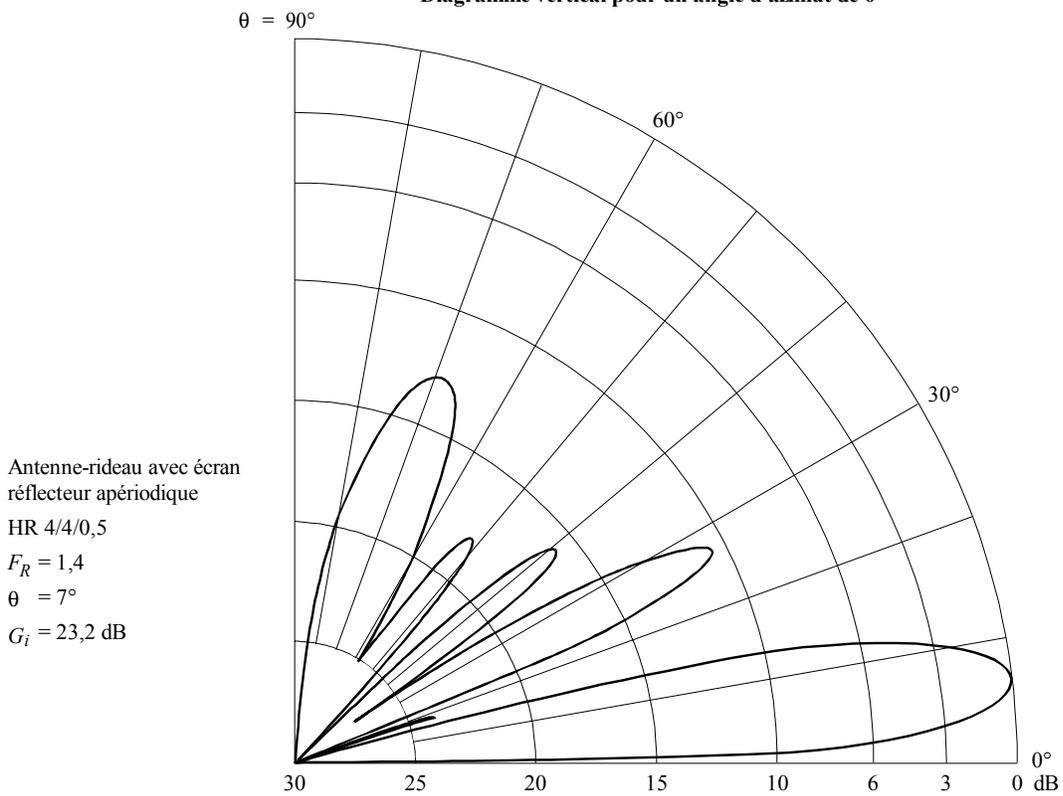
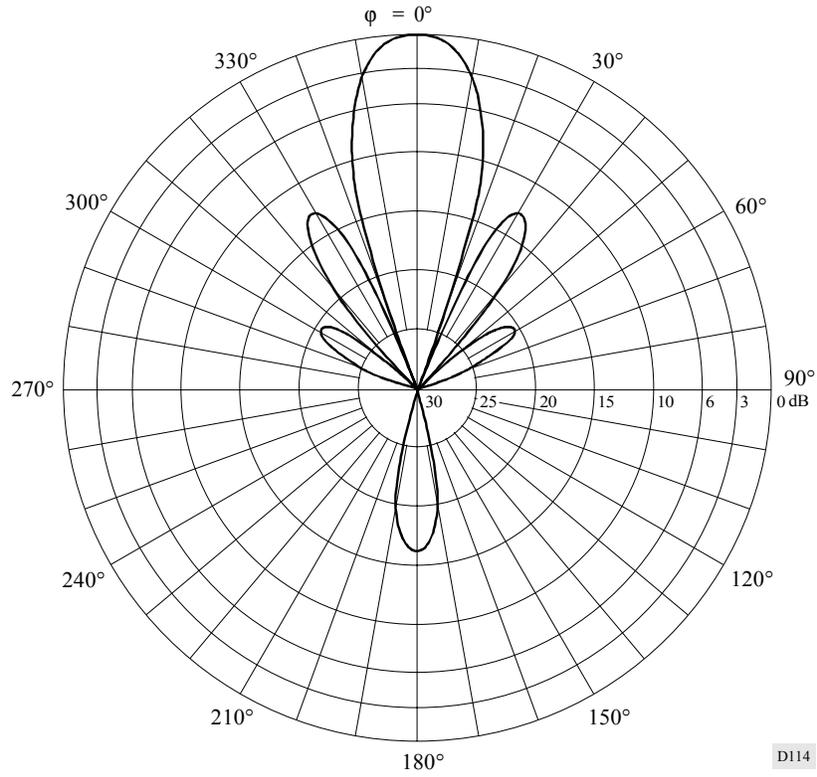


FIGURE 78b

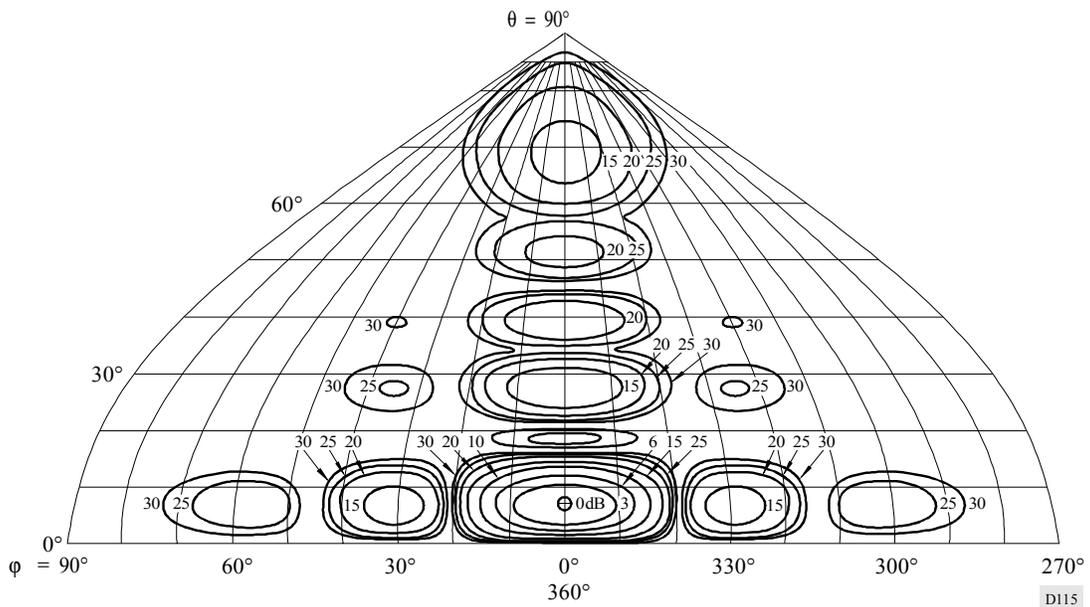
Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 7°



D114

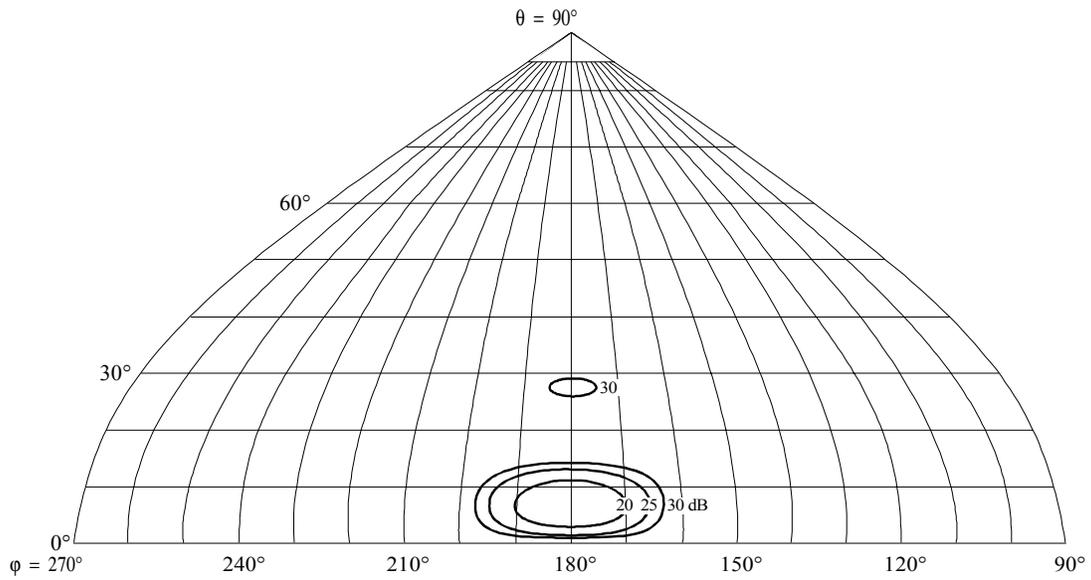
FIGURE 78c

Diagramme de rayonnement vers l'avant



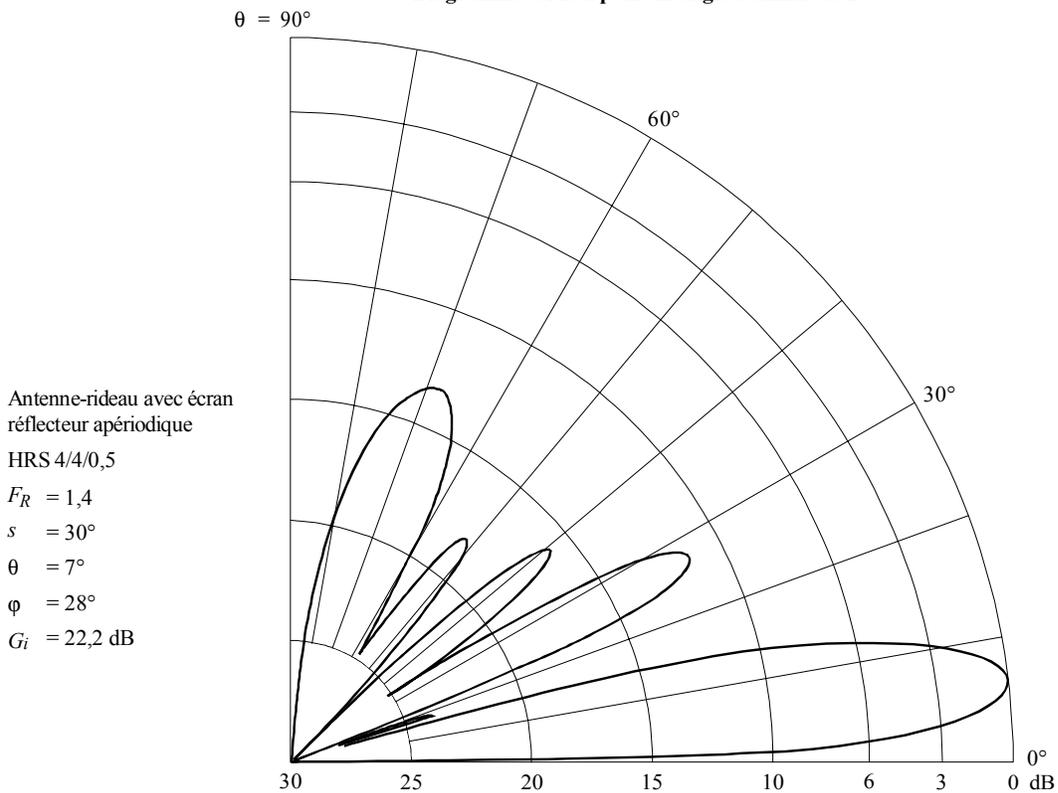
D115

FIGURE 78d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière



D116

FIGURE 79a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 28°



D117

FIGURE 79b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 7°

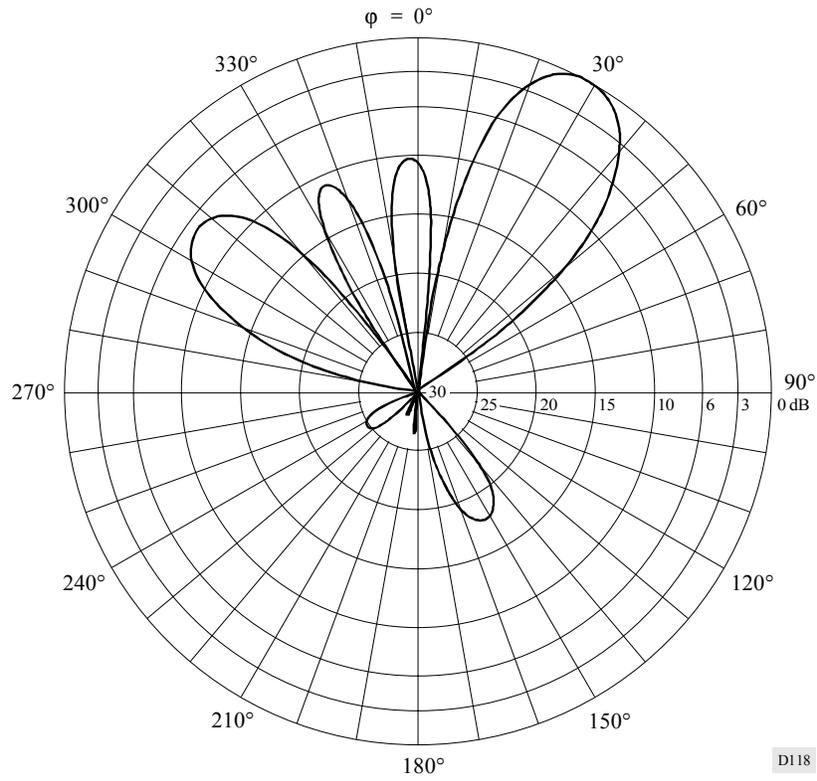


FIGURE 79c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

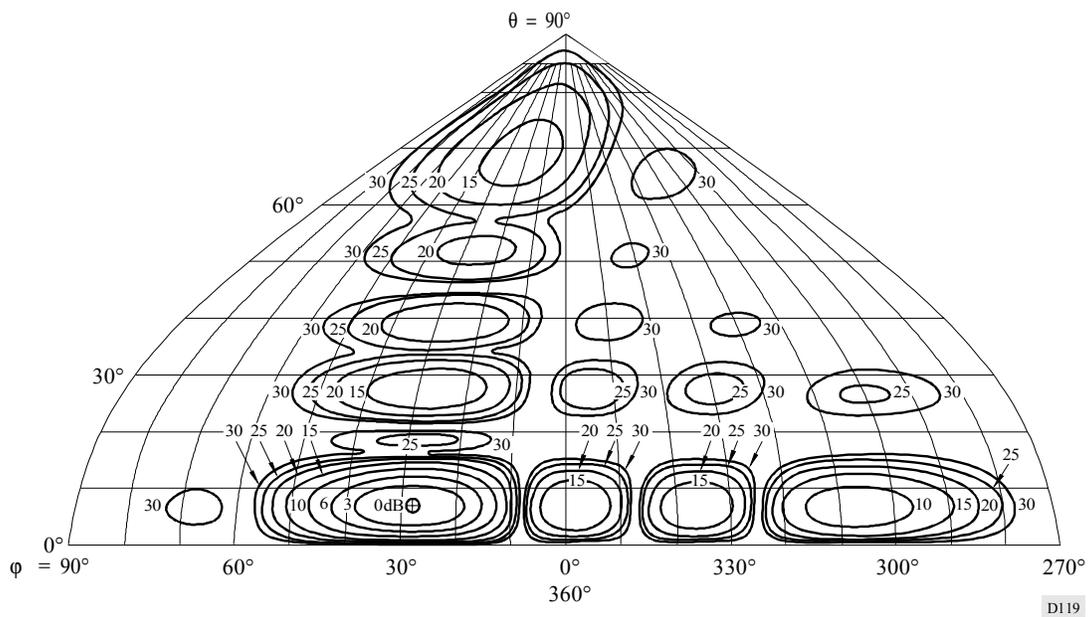


FIGURE 79d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière

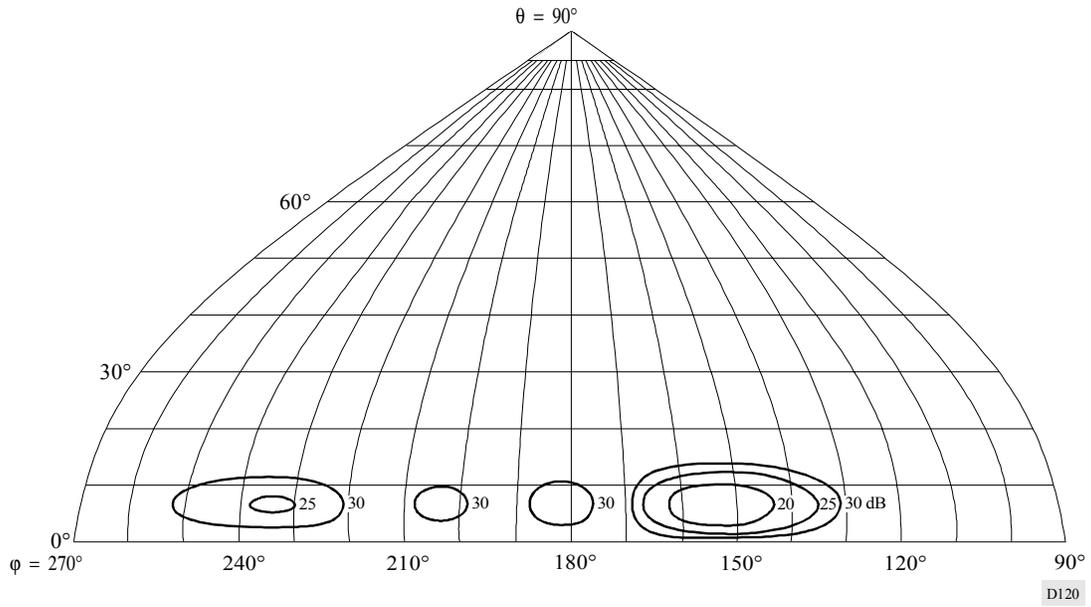


FIGURE 80a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

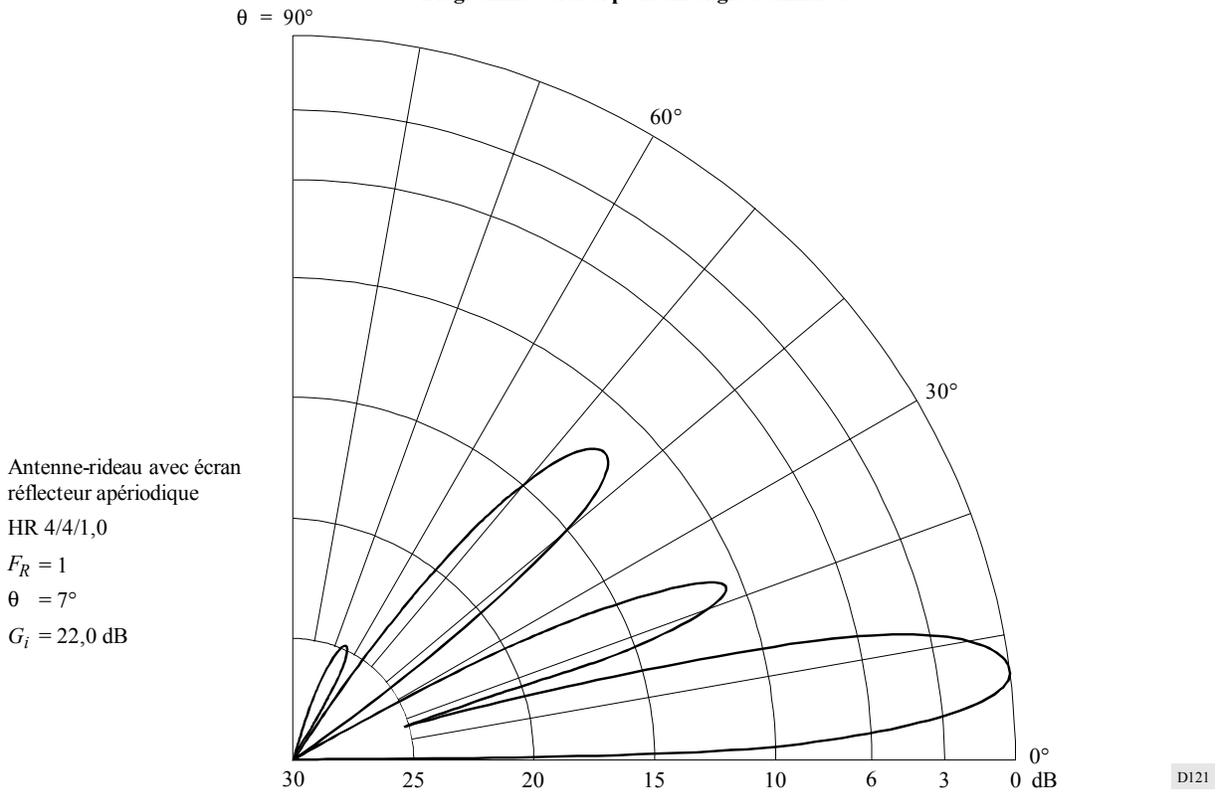


FIGURE 80b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 7°

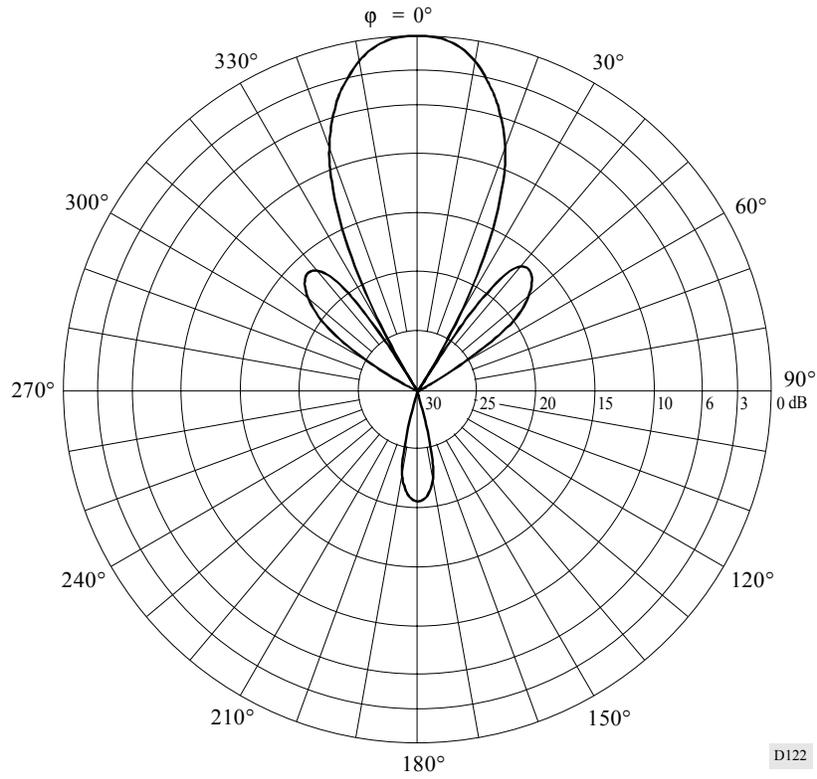


FIGURE 80c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

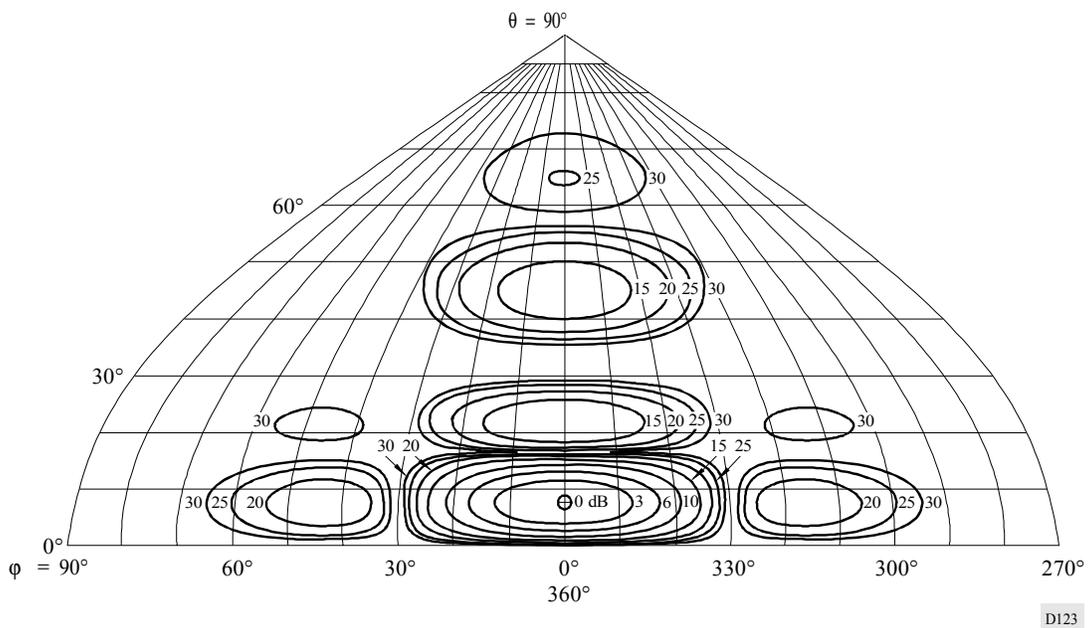


FIGURE 80d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière

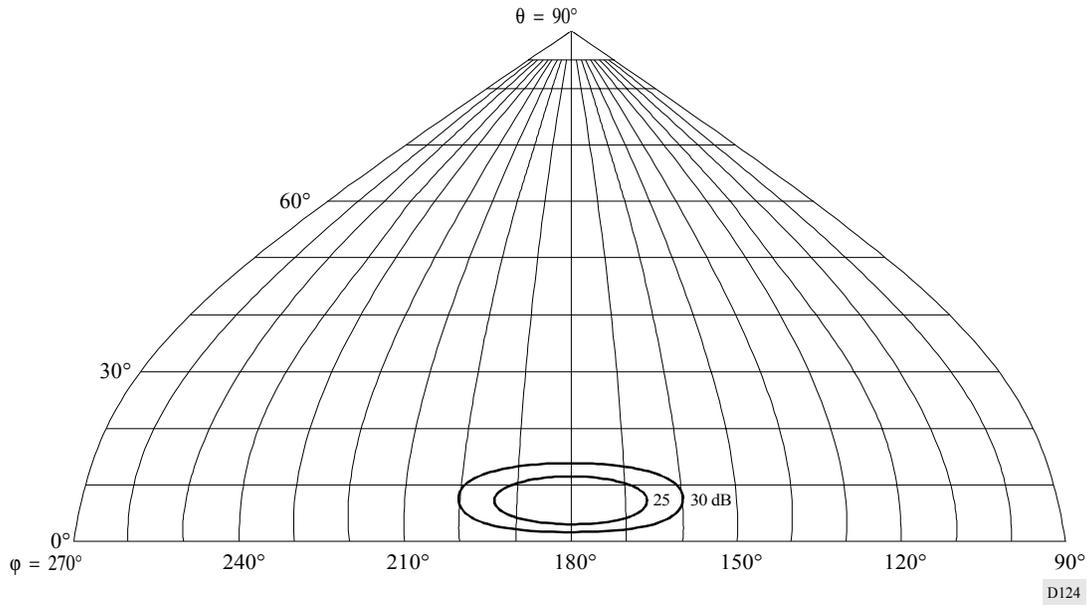


FIGURE 81a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°

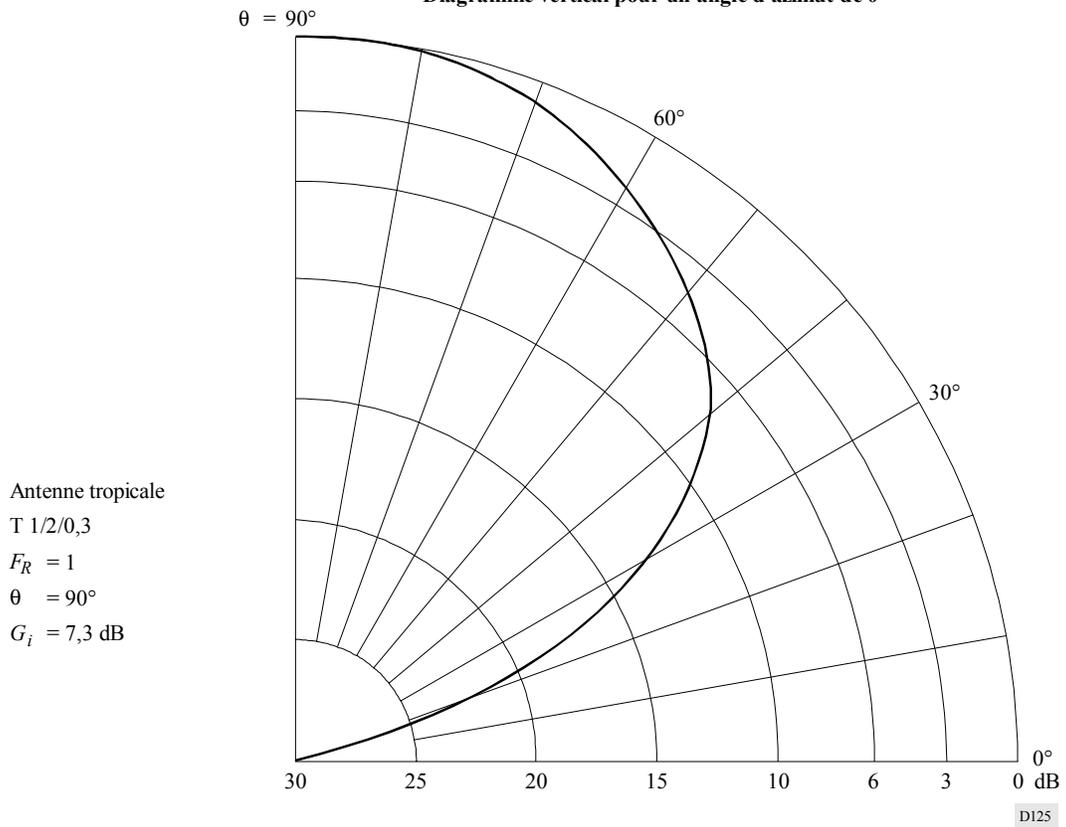


FIGURE 81b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 45°

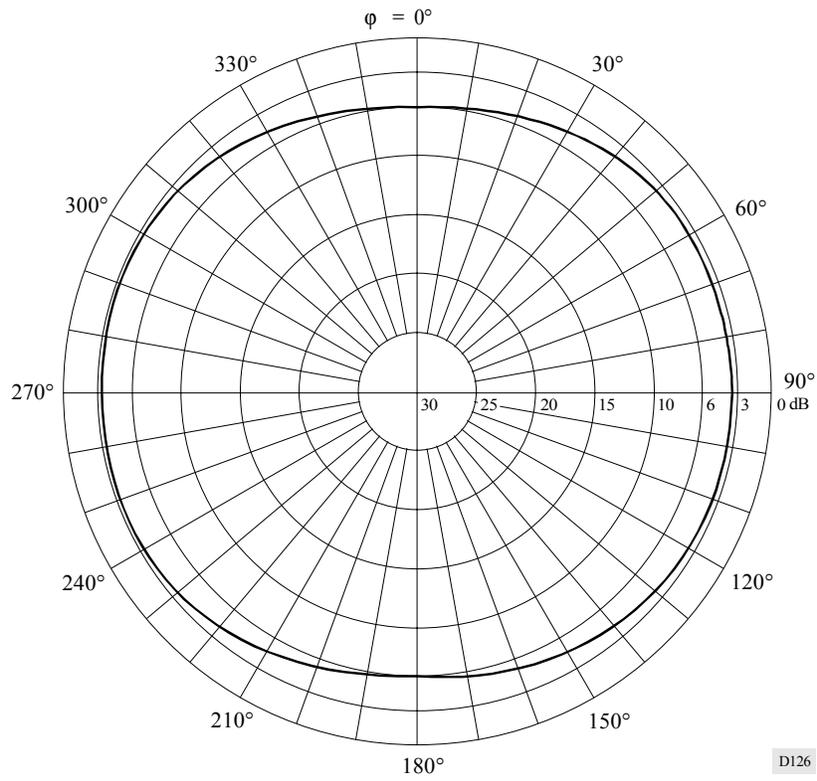


FIGURE 81c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

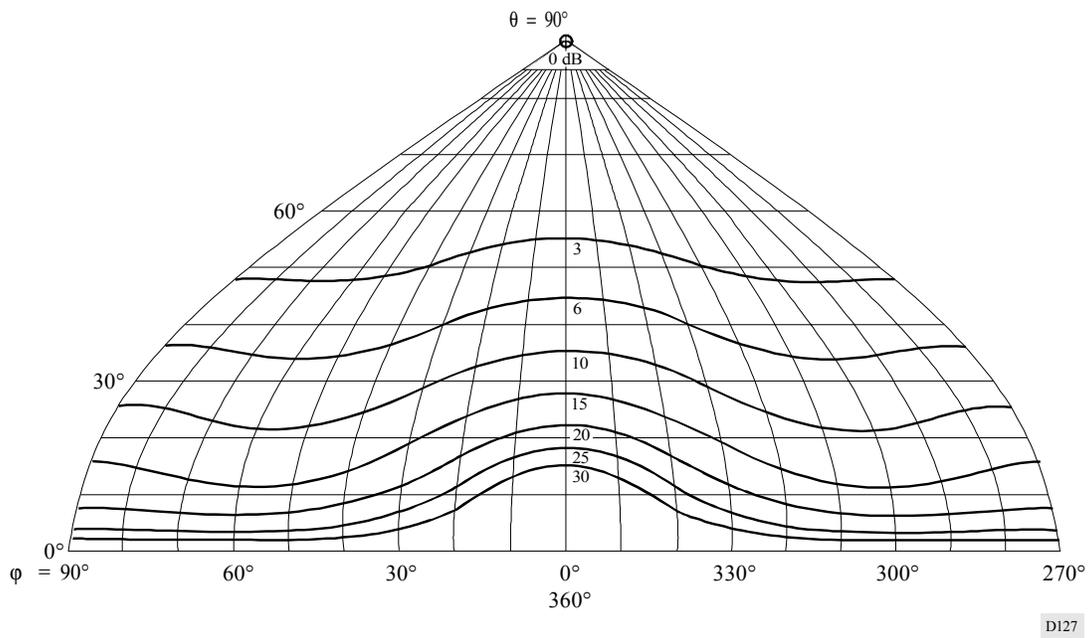


FIGURE 81d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière

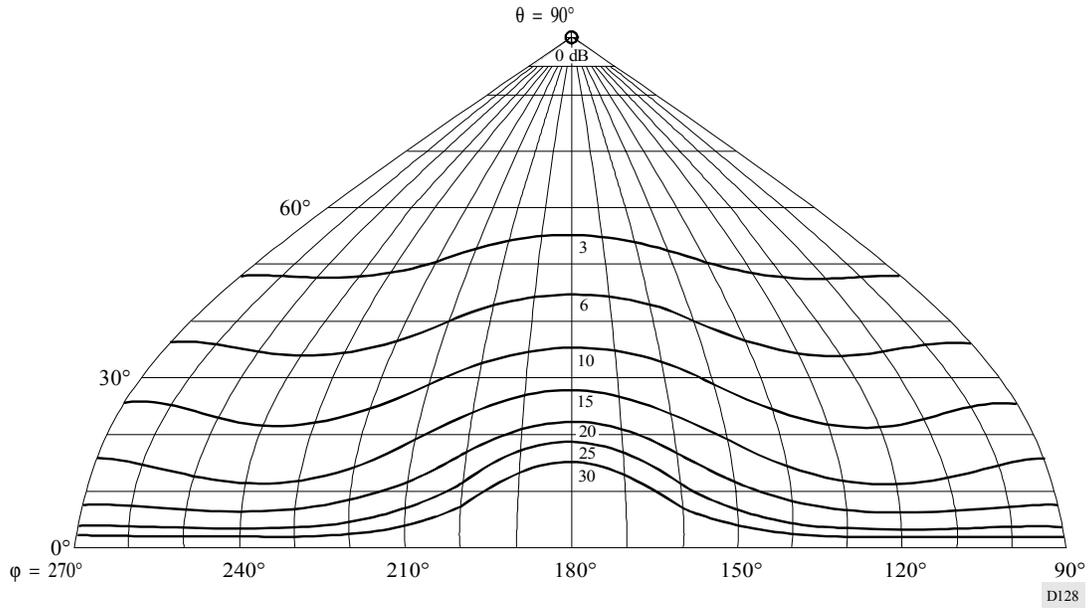
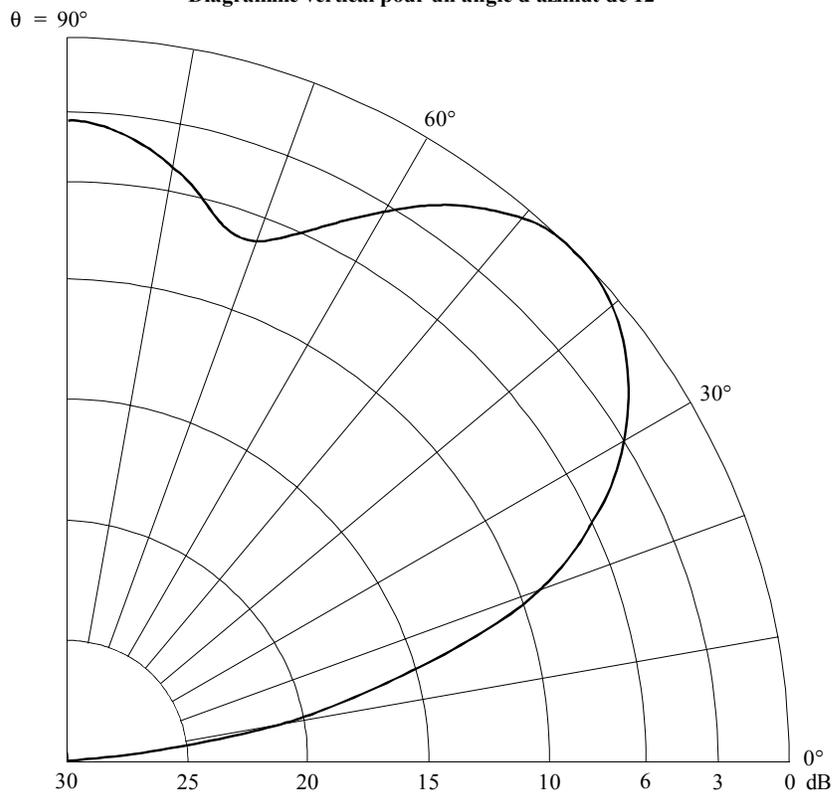


FIGURE 82a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 12°

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



D128

D129

FIGURE 82b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 45°

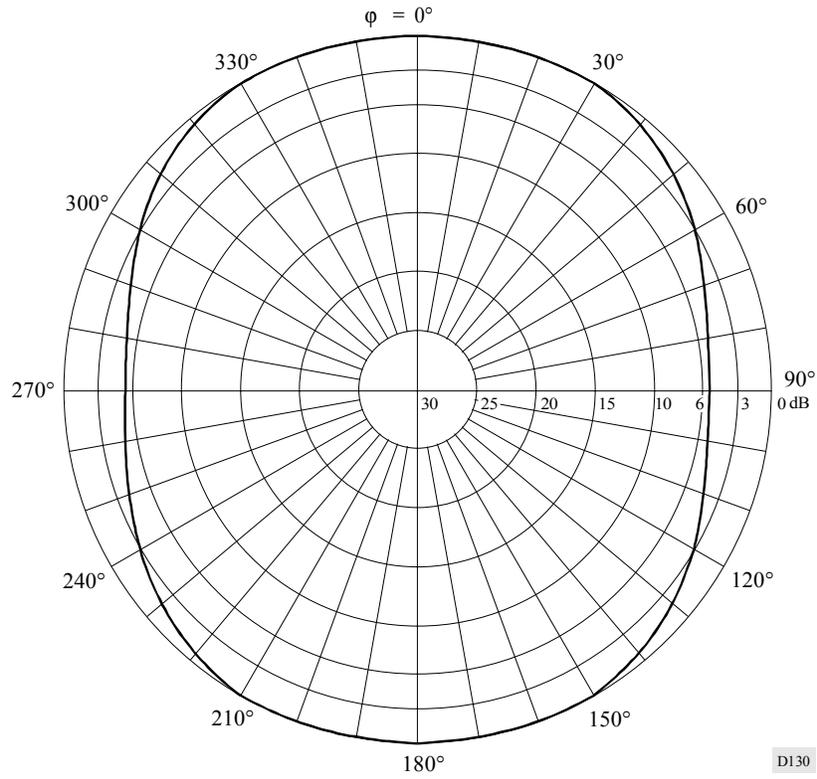


FIGURE 82c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

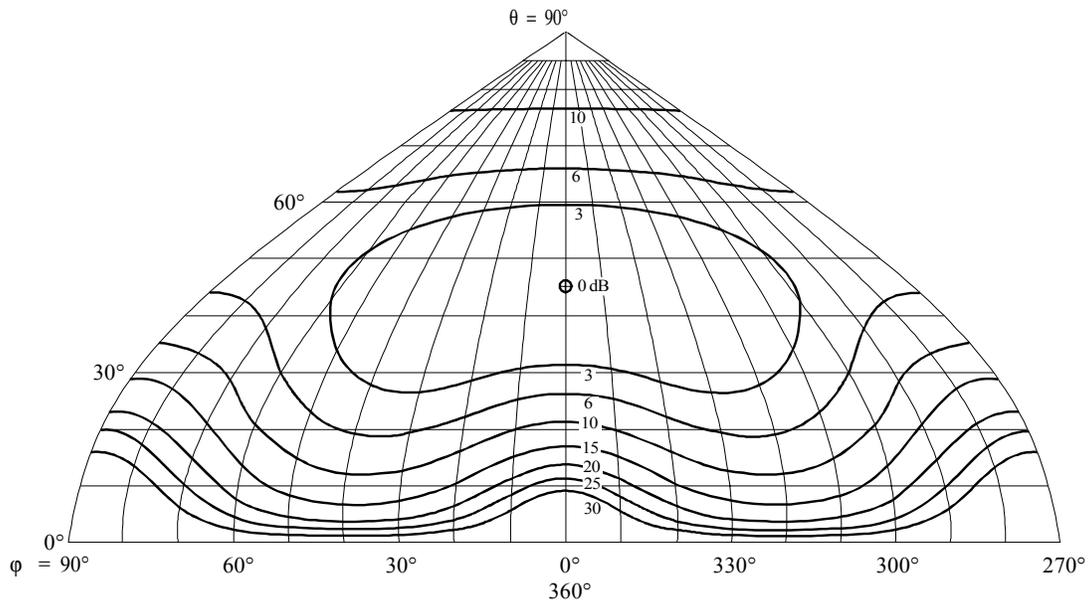
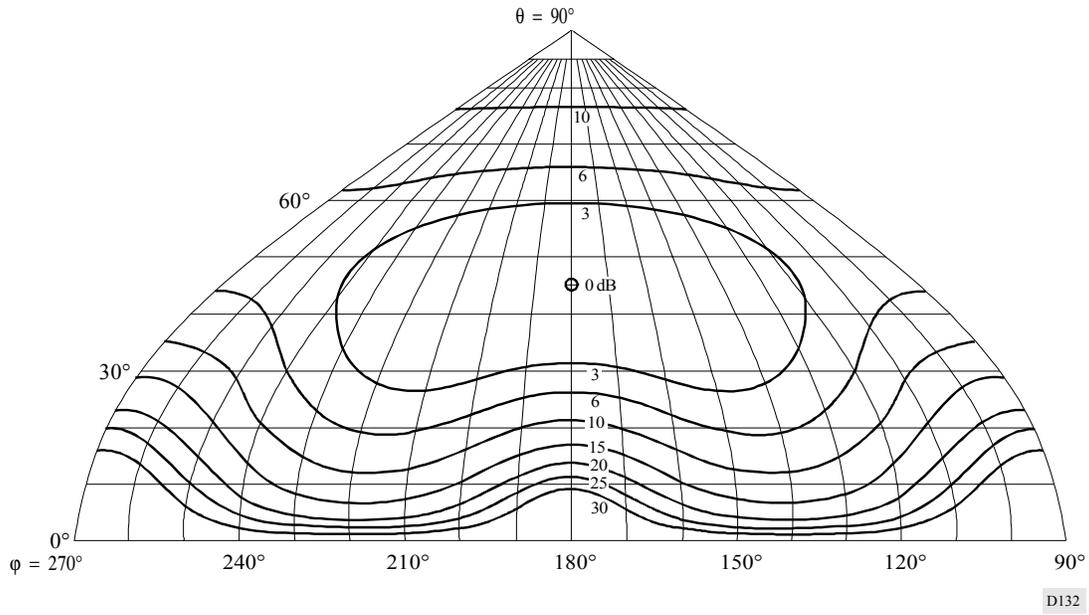


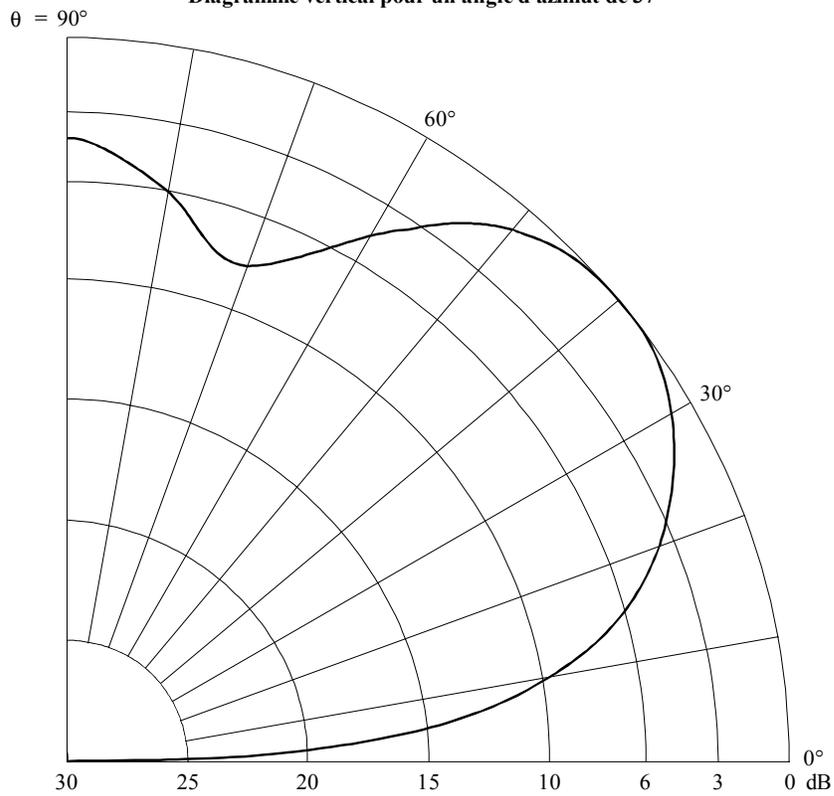
FIGURE 82d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière



D132

FIGURE 83a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 37°

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



D133

FIGURE 83b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 40°

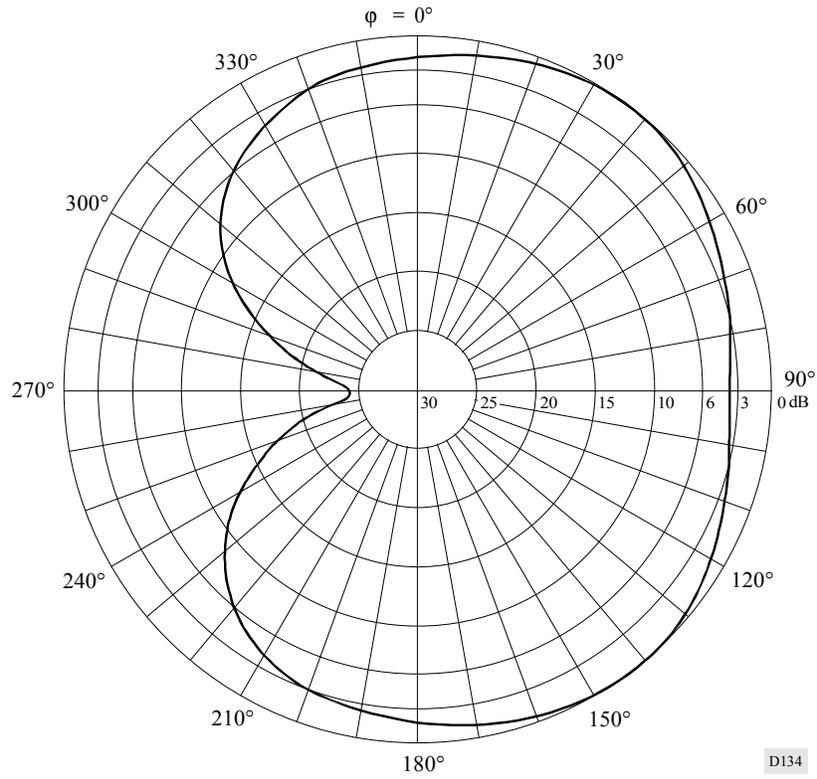


FIGURE 83c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

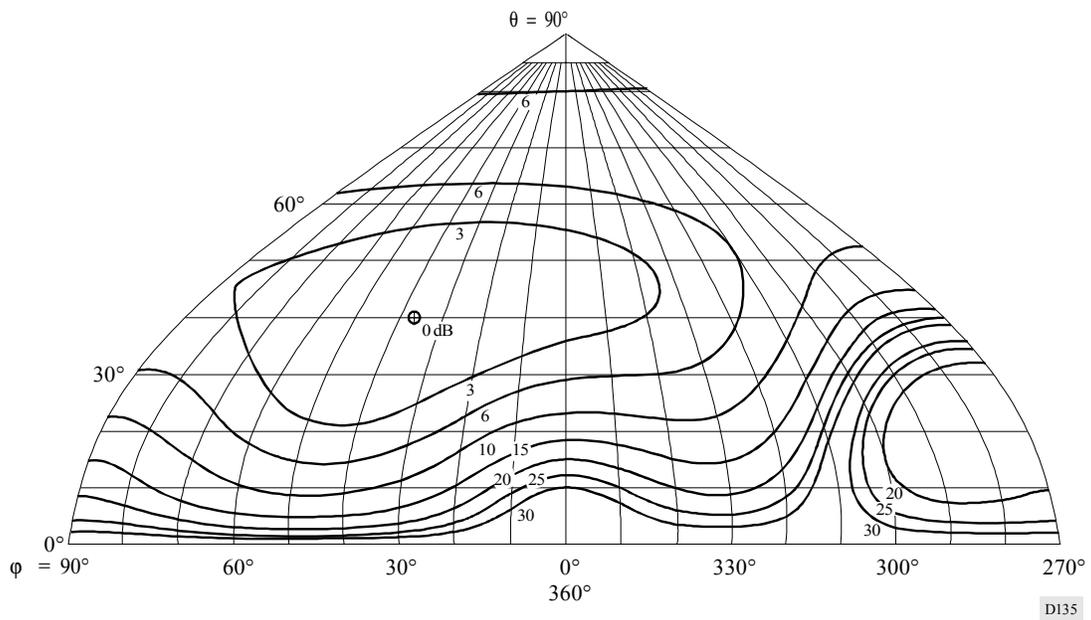
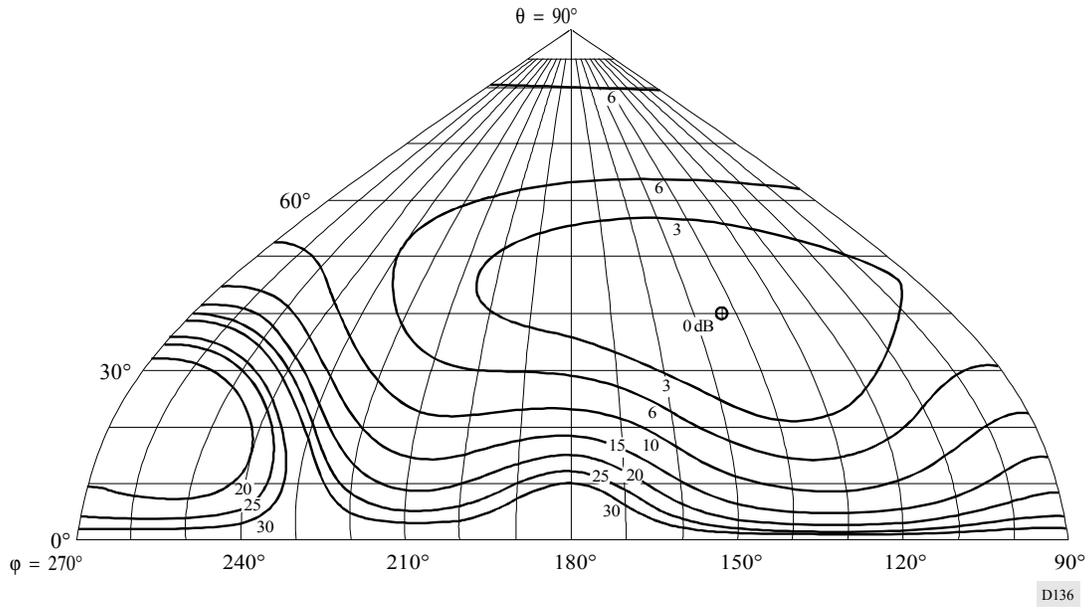
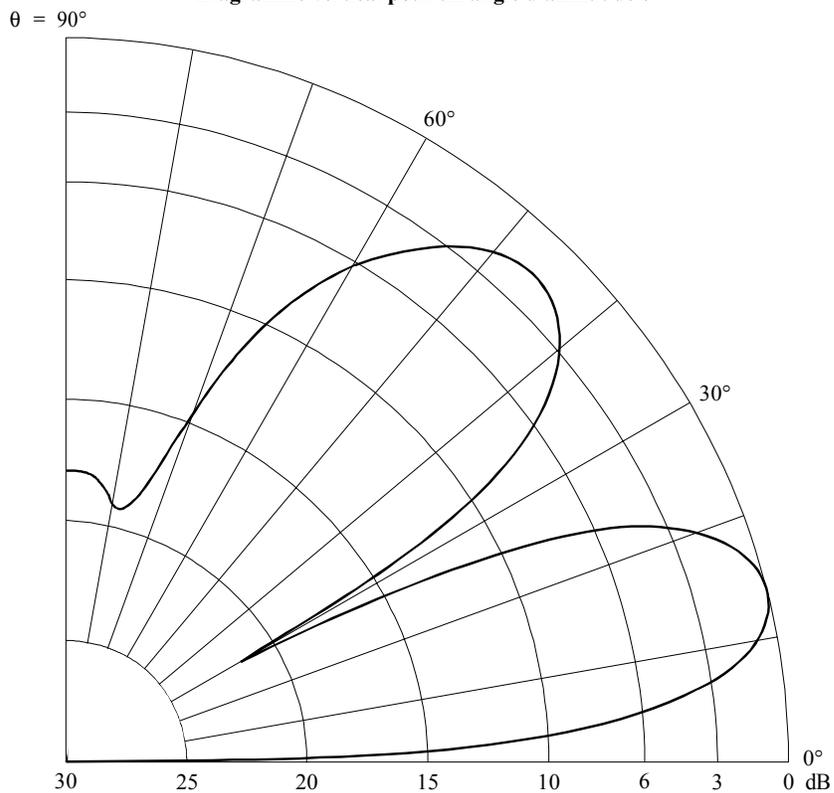


FIGURE 83d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière



D136

FIGURE 84a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°



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

D137

FIGURE 84b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 14°

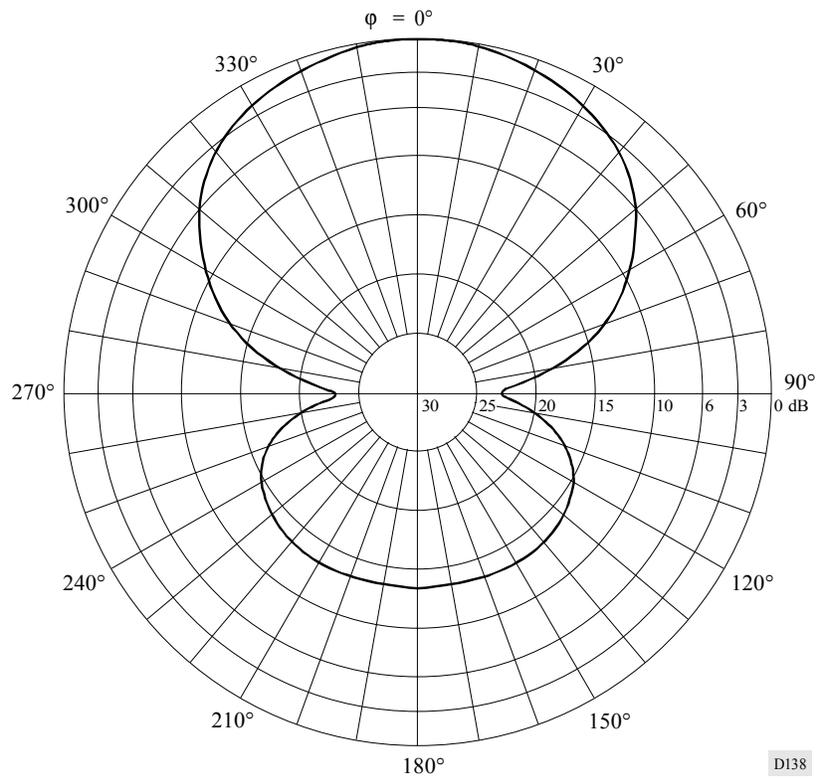


FIGURE 84c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

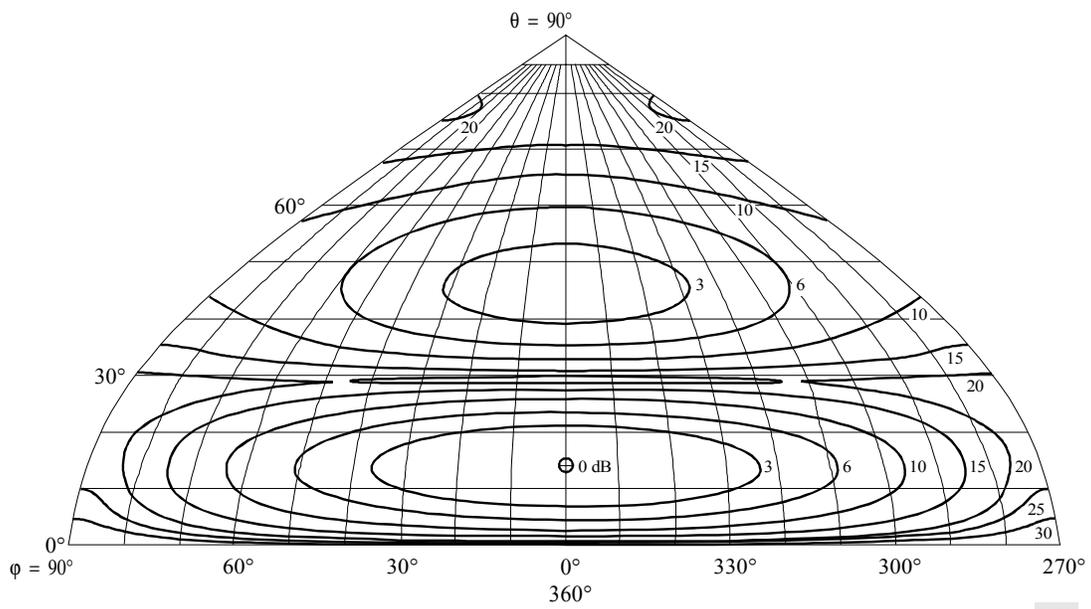
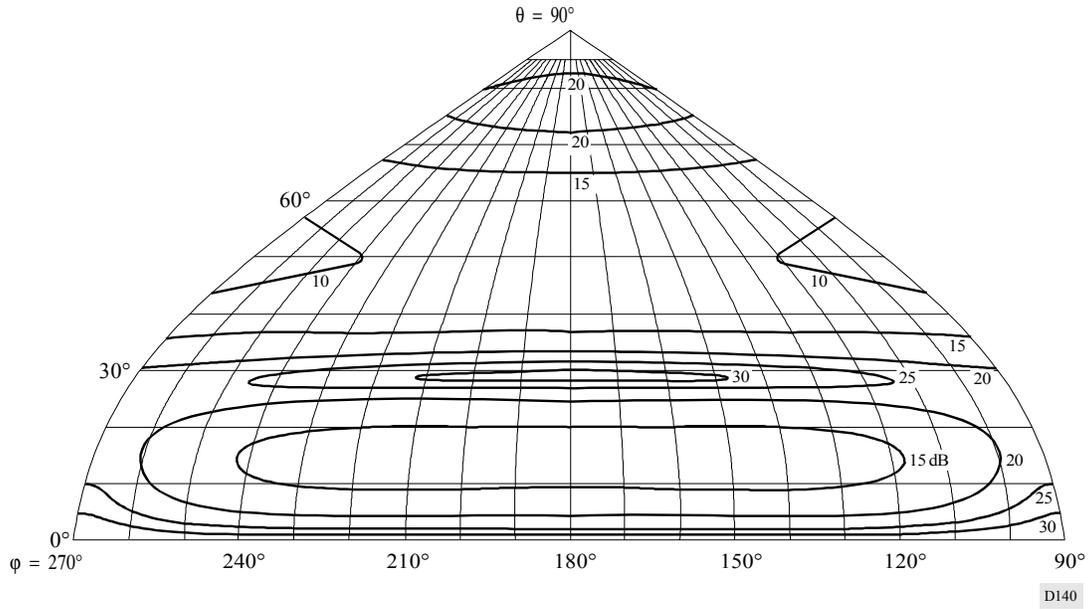
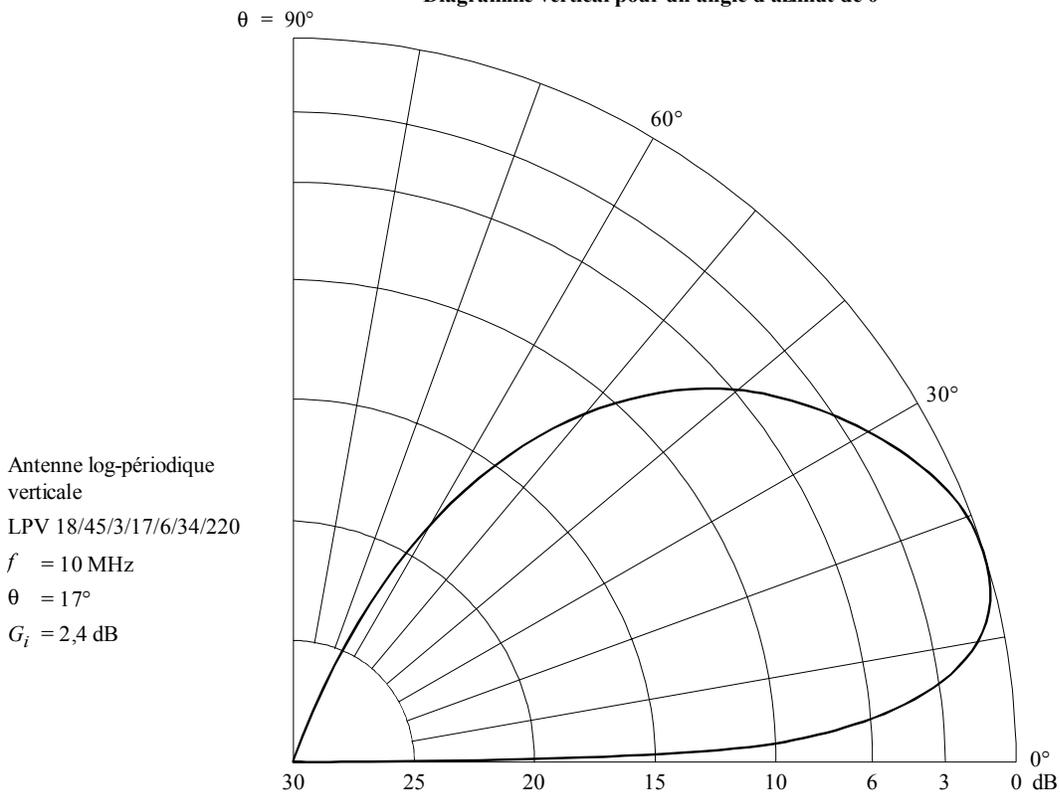


FIGURE 84d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière



D140

FIGURE 85a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°



D141

FIGURE 85b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 17°

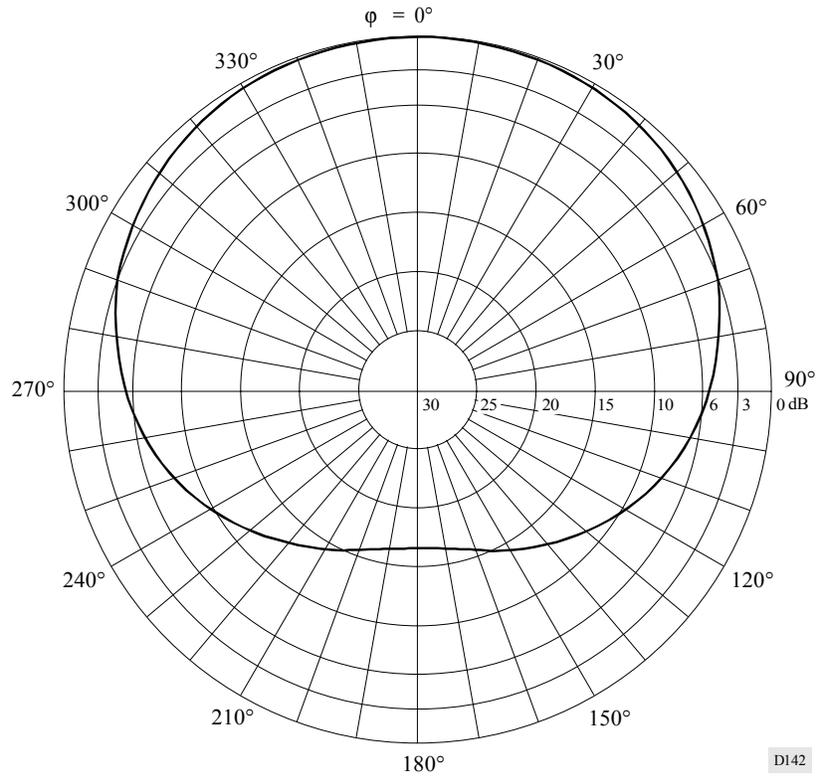


FIGURE 85c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

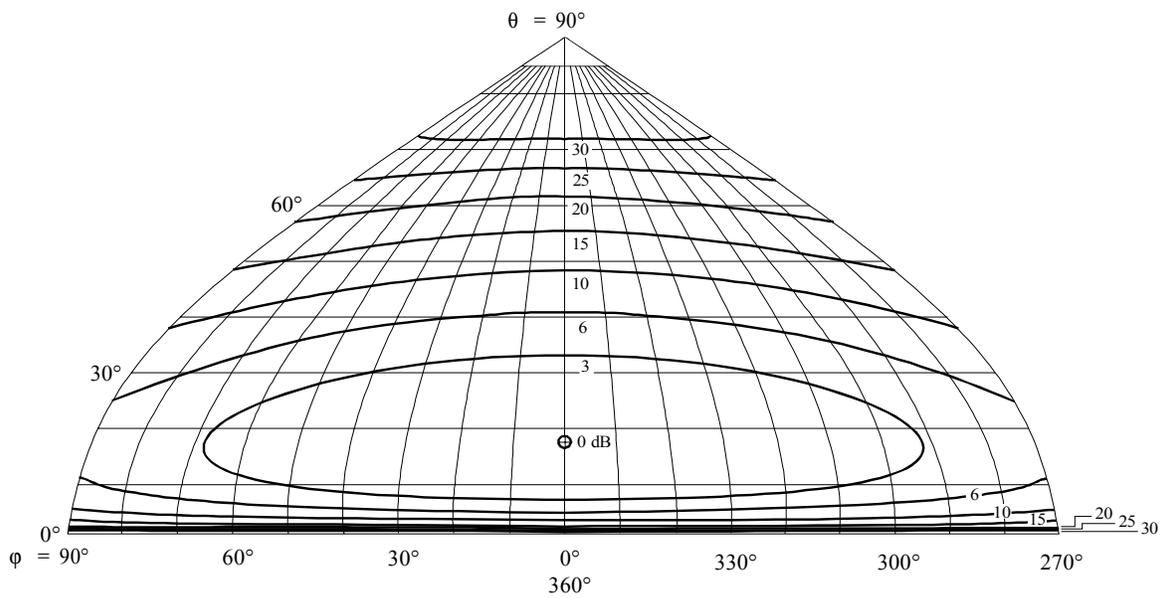
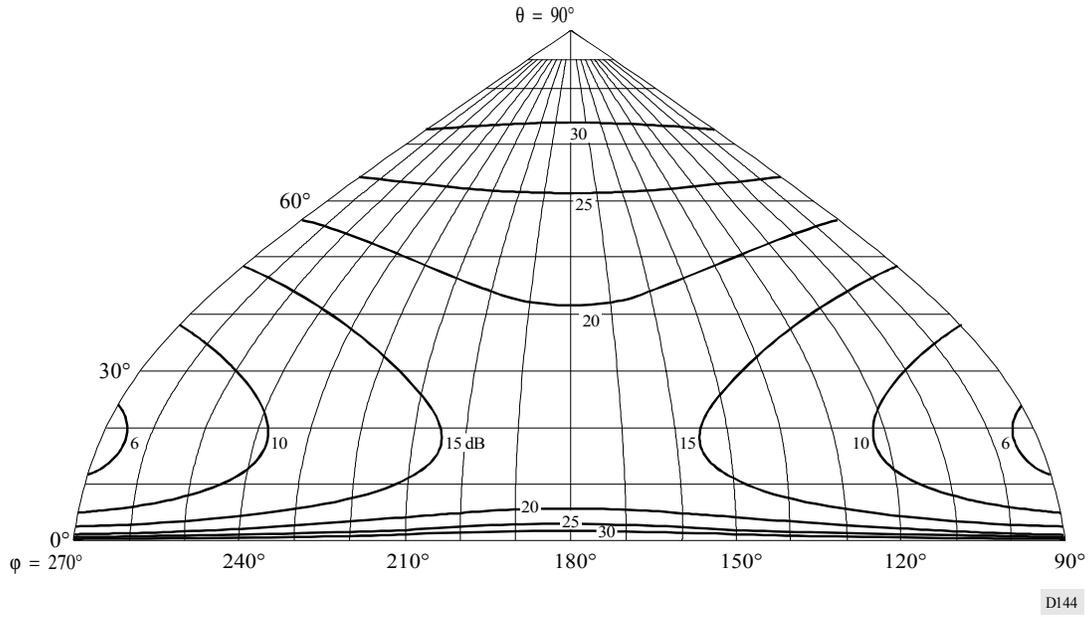
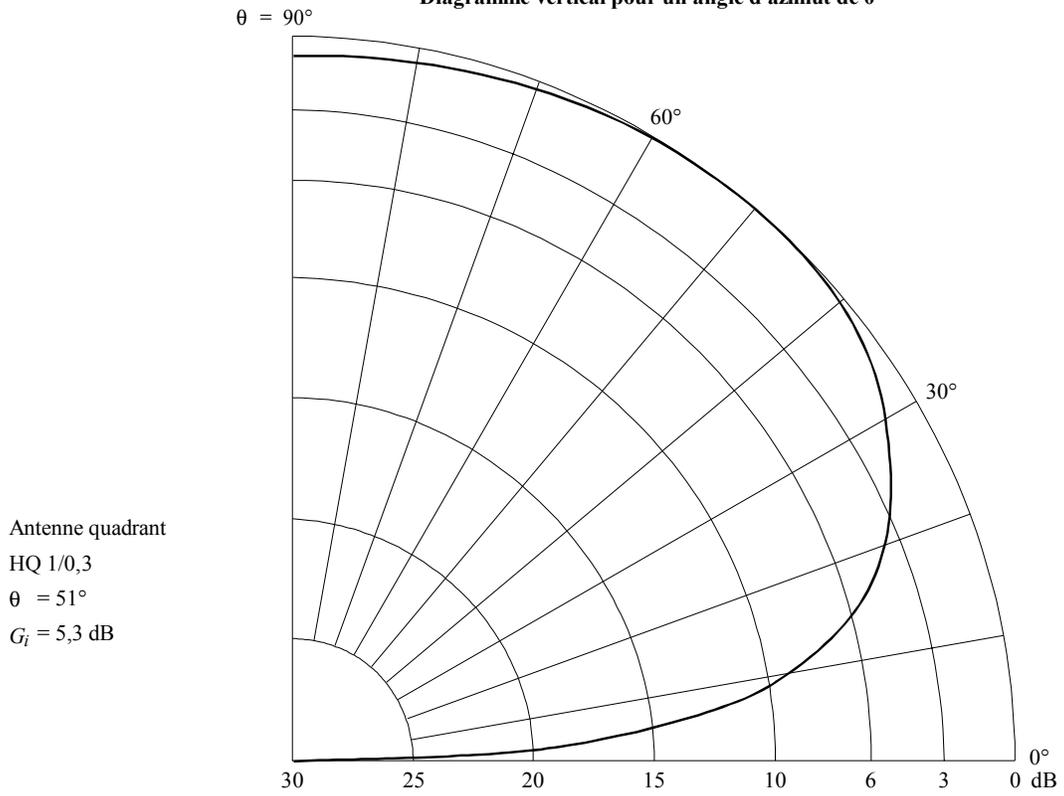


FIGURE 85d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière



D144

FIGURE 86a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°



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

D145

FIGURE 86b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 51°

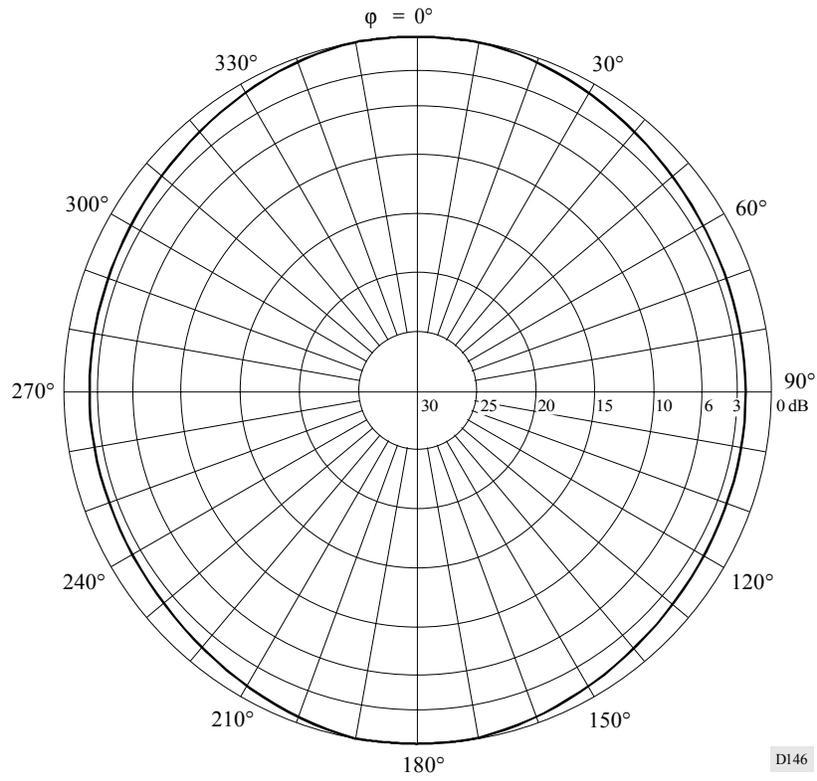


FIGURE 86c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

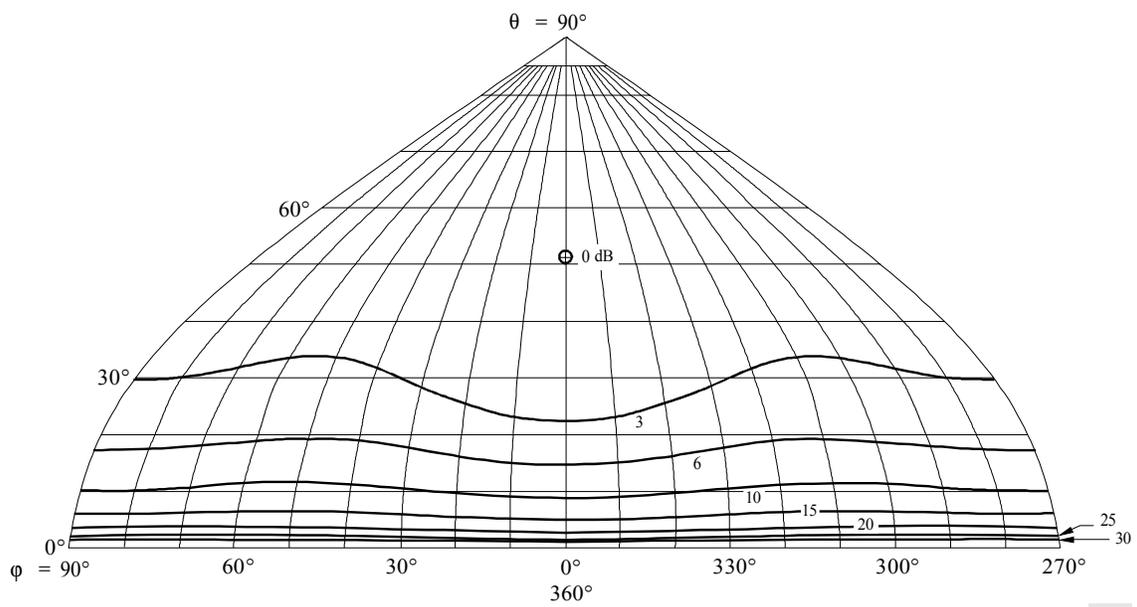
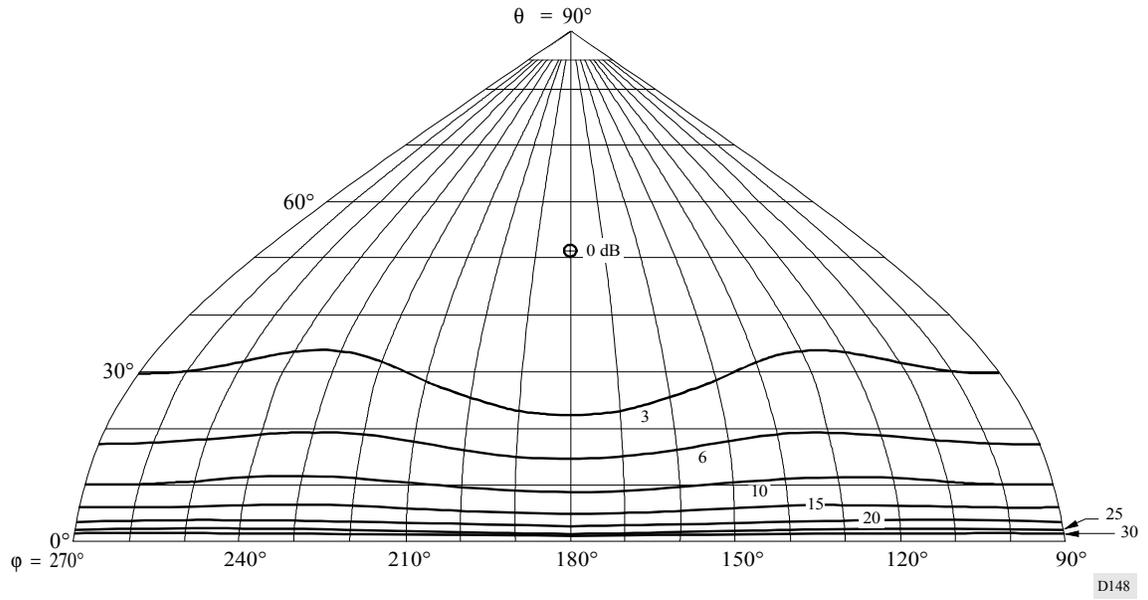
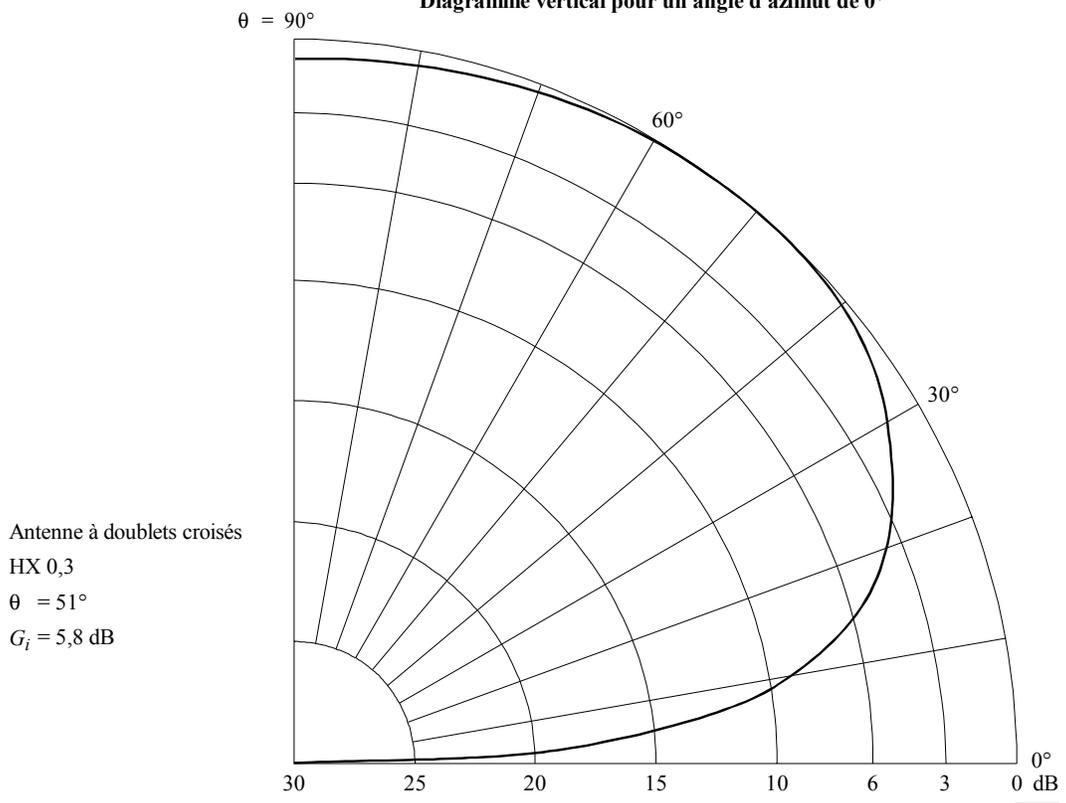


FIGURE 86d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière



D148

FIGURE 87a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°



D149

FIGURE 87b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 51°

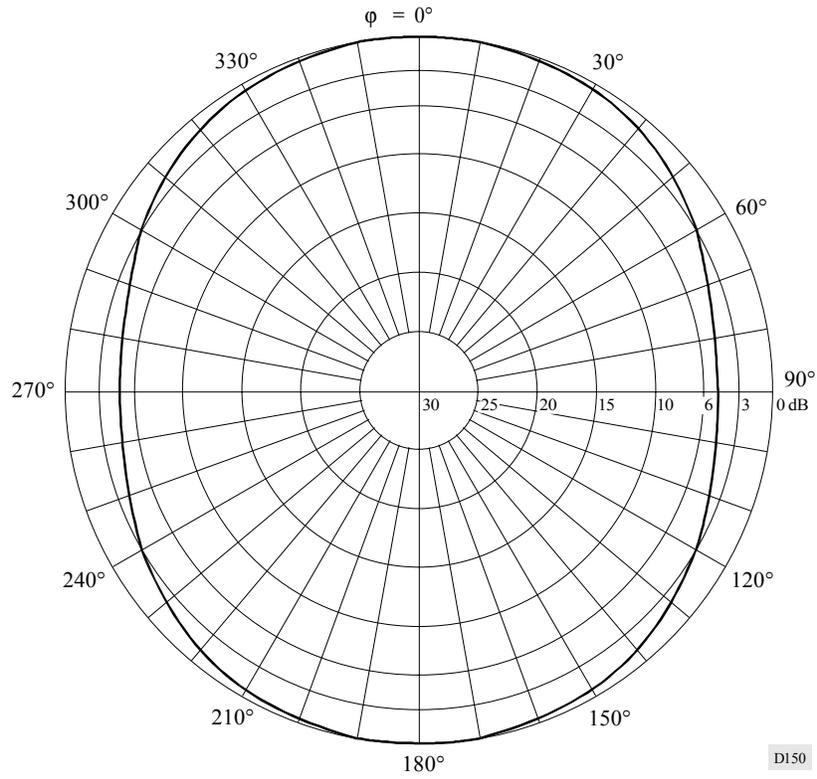


FIGURE 87c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

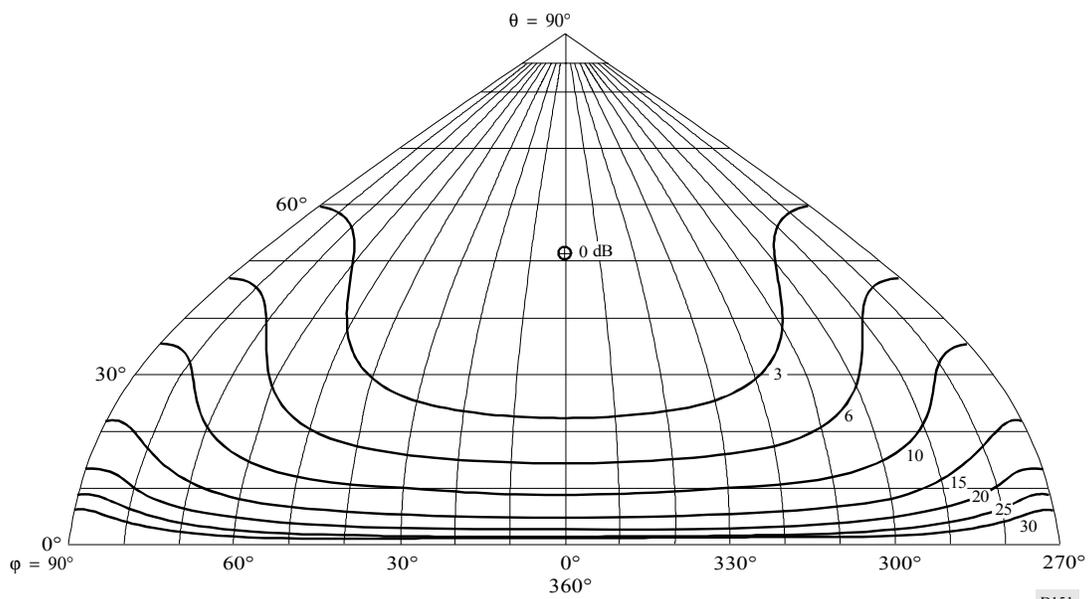
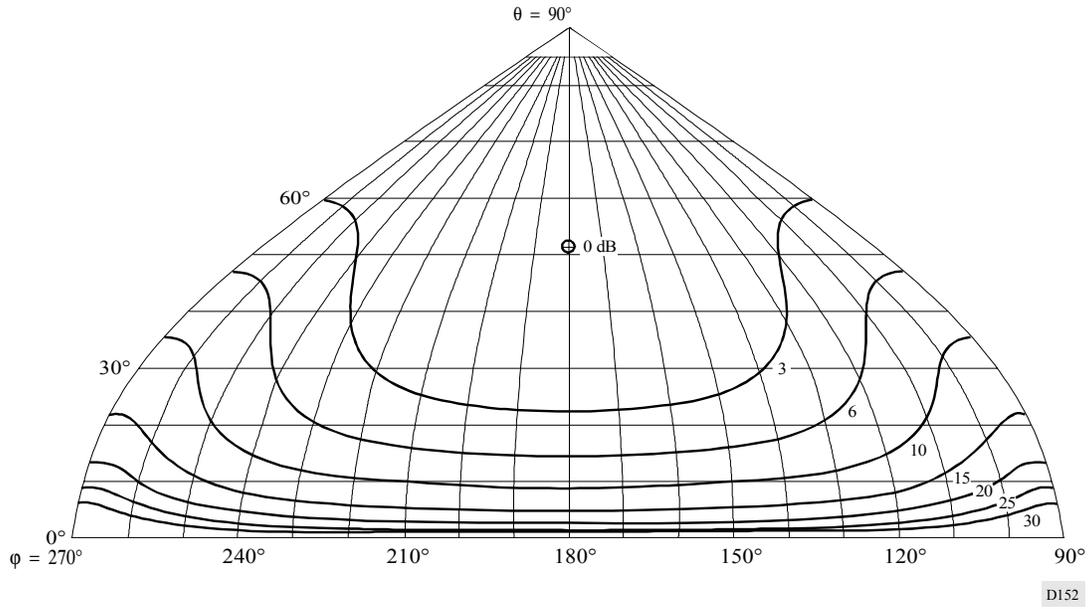
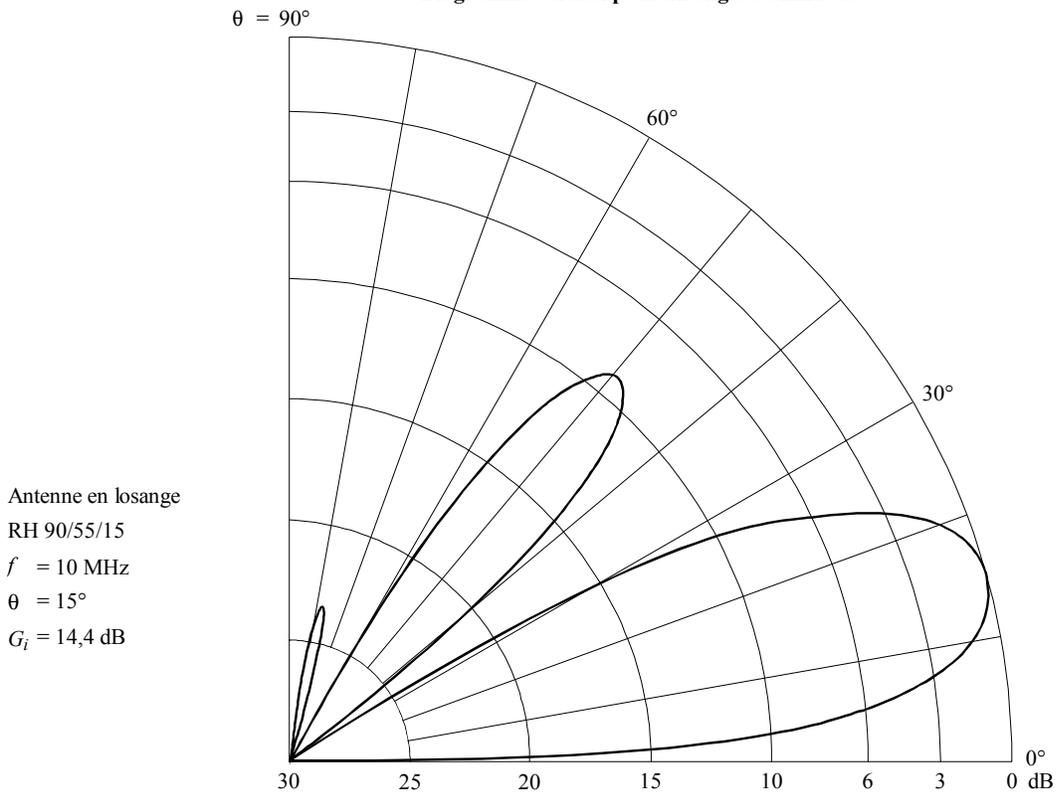


FIGURE 87d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière



D152

FIGURE 88a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°



D153

FIGURE 88b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 15°

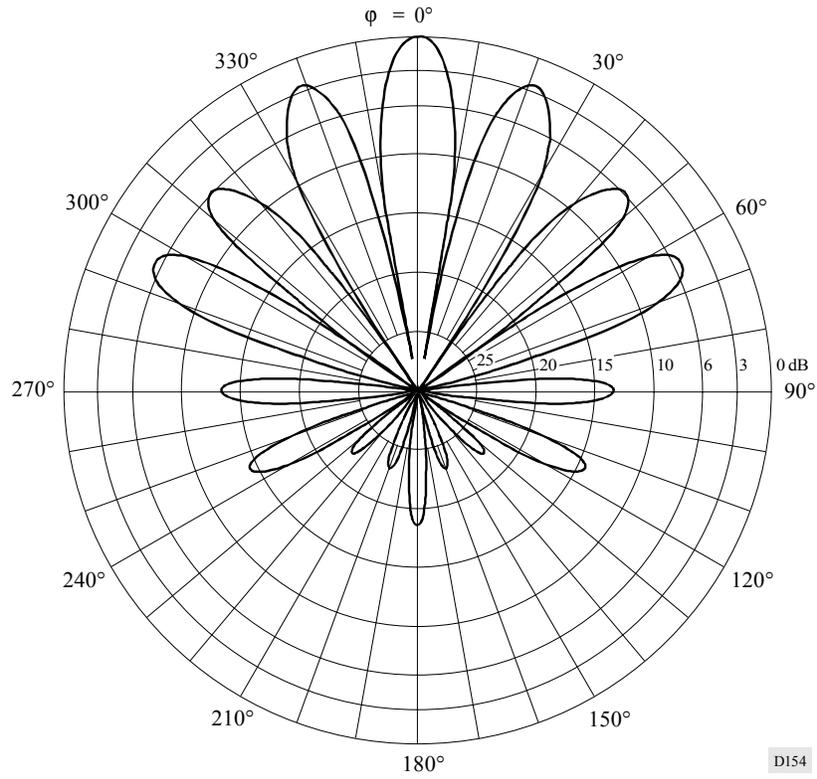


FIGURE 88c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

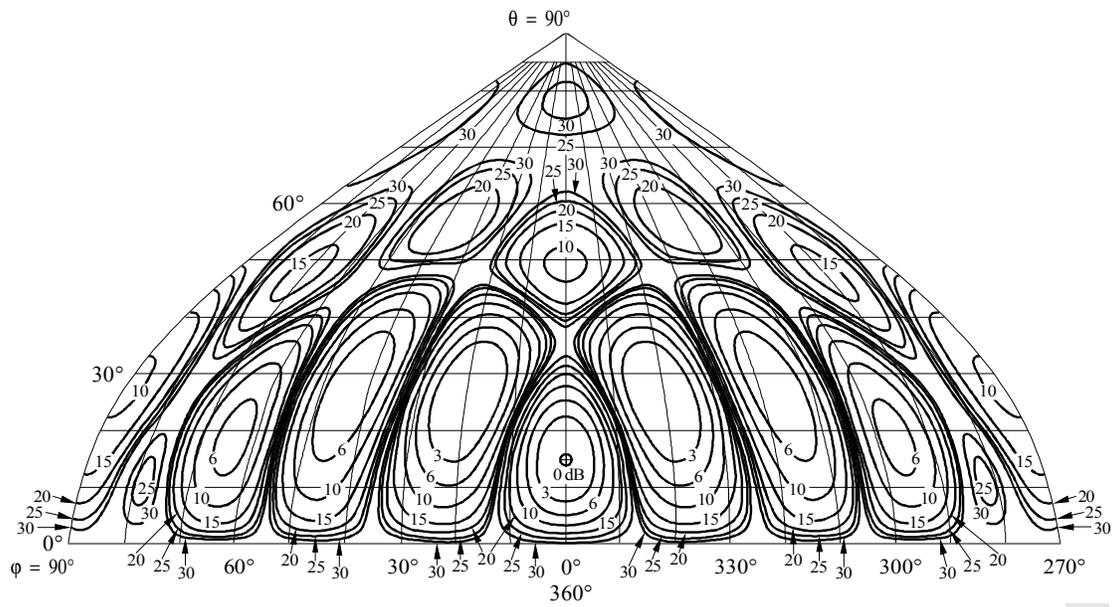
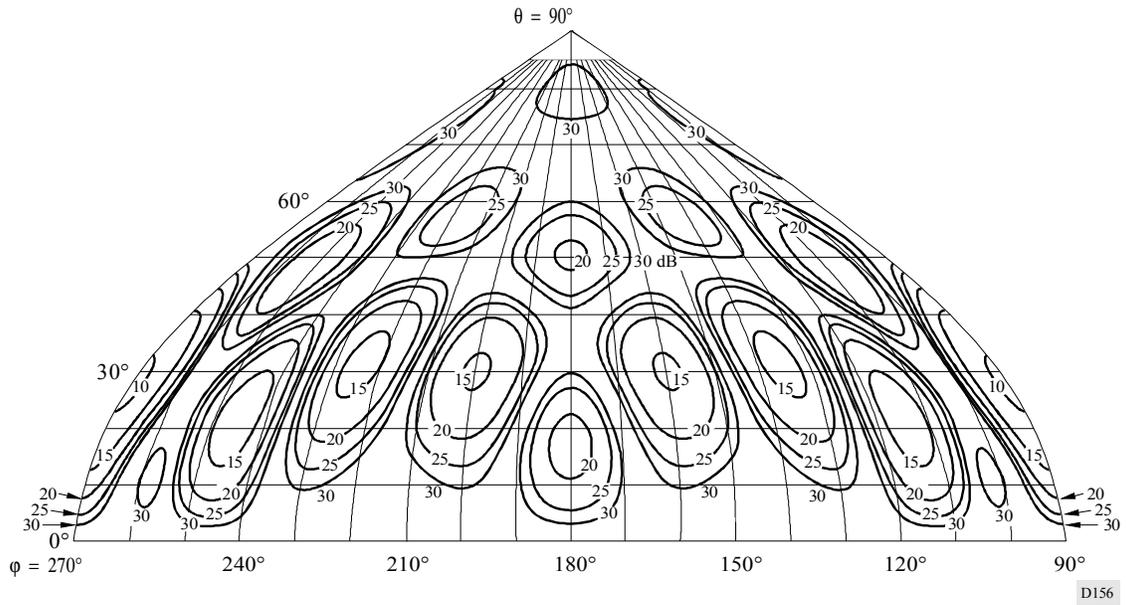
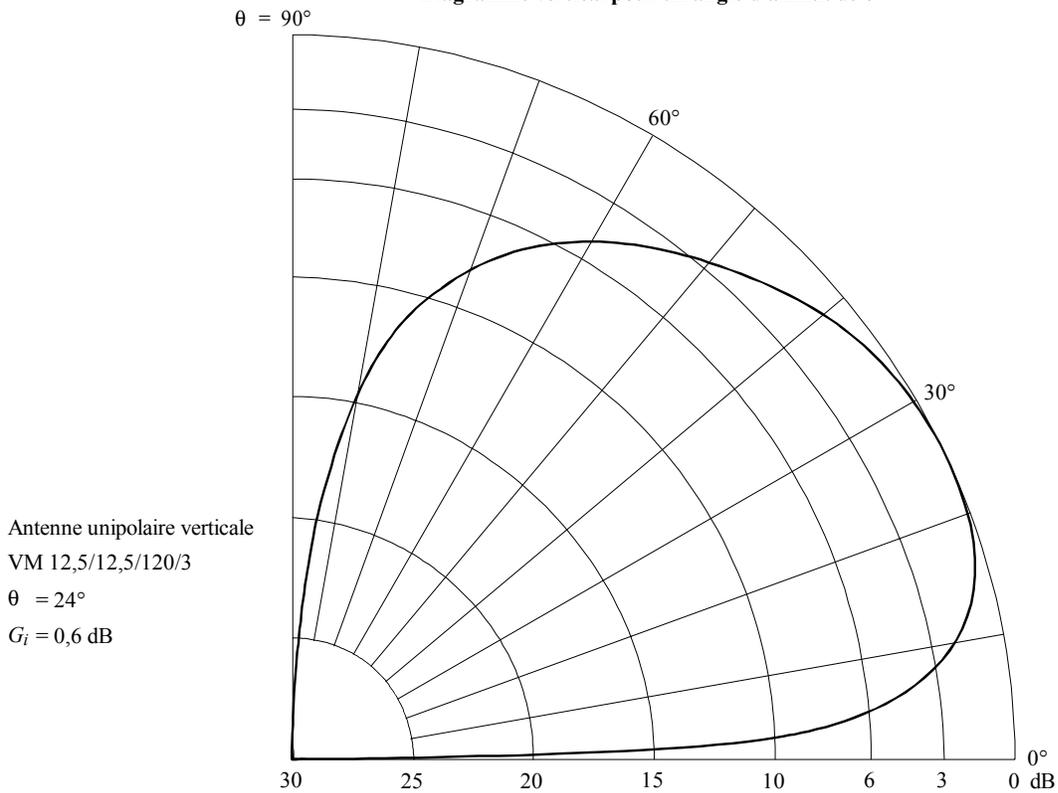


FIGURE 88d
Diagramme de rayonnement vers l'arrière



D156

FIGURE 89a
Diagramme vertical pour un angle d'azimut de 0°



D157

FIGURE 89b

Diagramme horizontal pour un angle d'élévation de 24°

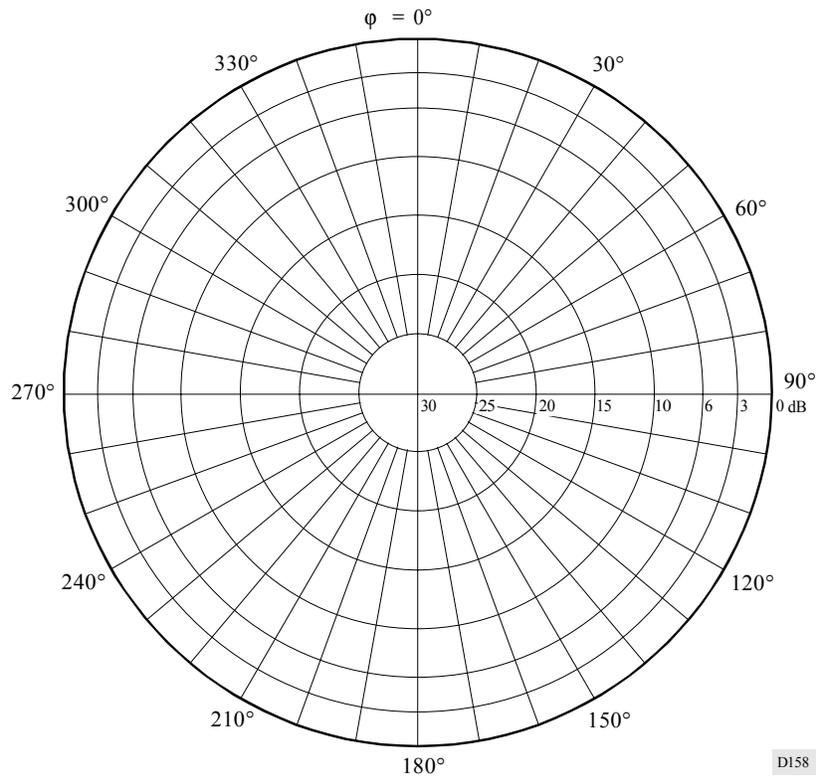


FIGURE 89c

Diagramme de rayonnement vers l'avant

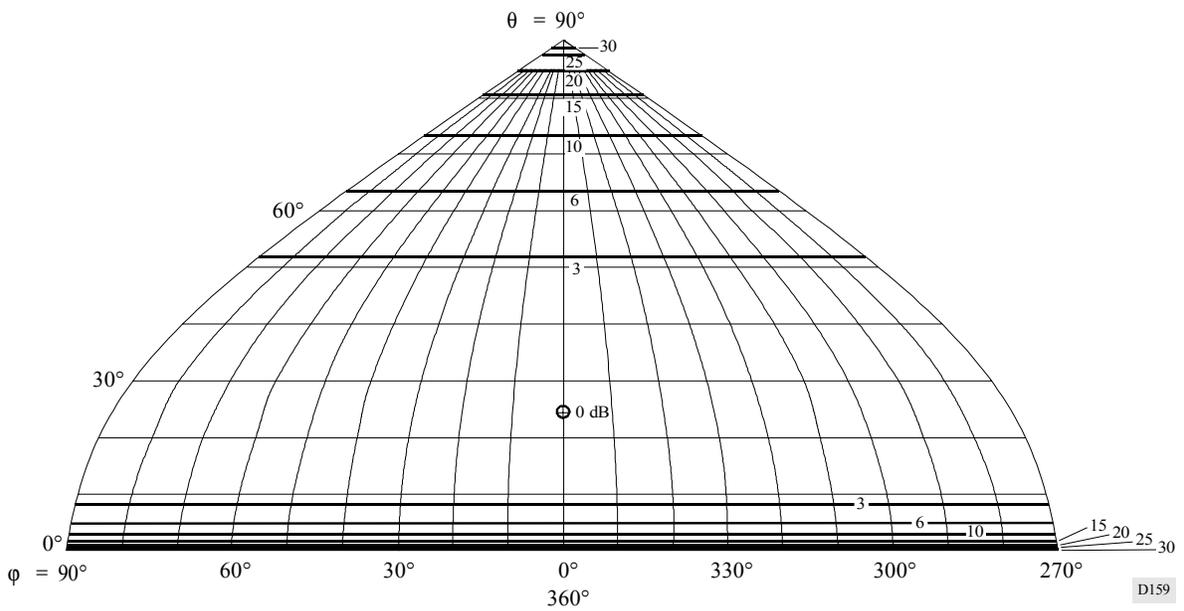
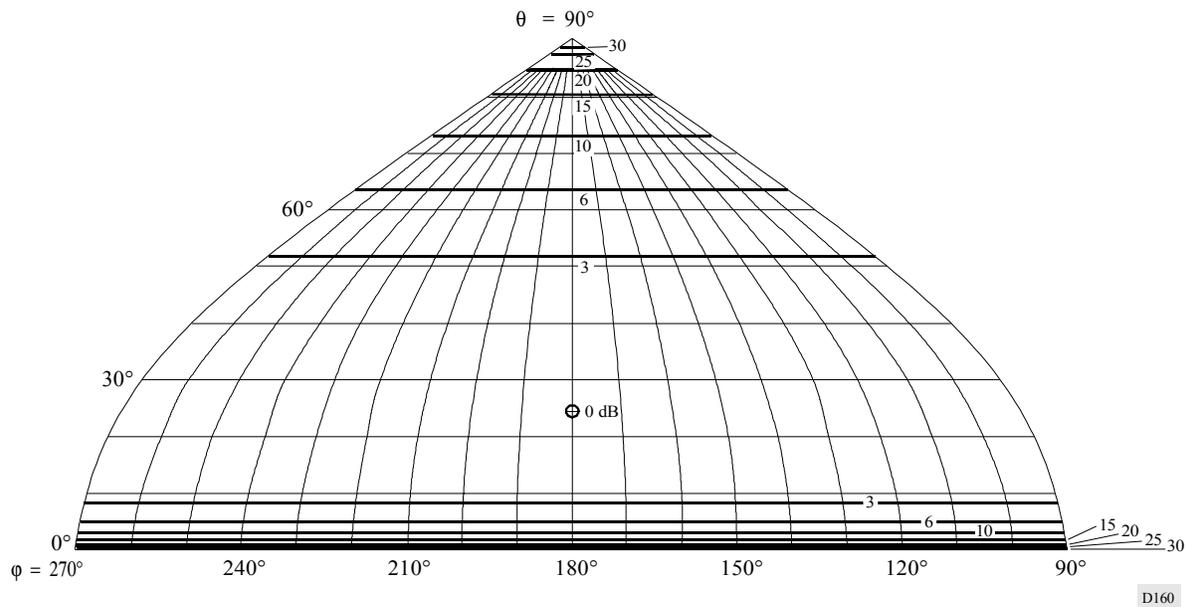


FIGURE 89d

Diagramme de rayonnement vers l'arrière



ANNEXE 2

Antennes de réception en ondes décamétriques

TABLE DES MATIÈRES

	<i>Page</i>
Partie 1 – Diagrammes de rayonnement et caractéristiques des antennes de réception de référence en ondes décamétriques	135
1 Introduction	135
2 Caractéristiques d'une antenne de réception de référence à utiliser pour la planification.....	135
2.1 Caractéristique relative du diagramme de rayonnement vertical	136
2.2 Caractéristique relative du diagramme de rayonnement horizontal	137
Partie 2 – Caractéristique de l'antenne de réception en milieu urbain	137
1 Influence de l'environnement sur le diagramme de rayonnement.....	137
2 Facteurs d'affaiblissement associés à l'antenne de réception en milieu urbain.....	137
2.1 Caractéristique relative d'une antenne en milieu urbain	138

PARTIE 1

DE L'ANNEXE 2

Diagrammes de rayonnement et caractéristiques des antennes de réception de référence en ondes décimétriques**1 Introduction**

L'objet de la Partie 1 de la présente Annexe est de fournir une information complète et détaillée sur les caractéristiques d'une antenne de réception de référence en ondes décimétriques à utiliser pour la planification.

Théoriquement, tous les types d'antennes d'émission décrits dans la Partie 1 de l'Annexe 1 peuvent être utilisés pour la réception à cause du principe de réciprocité. En pratique, à cause des contraintes de coût et de dimensions, les antennes de réception sont normalement moins sophistiquées que les antennes d'émission. Ces antennes de réception sont souvent constituées par un long fil, un cadre ou un doublet à large bande. Quoi qu'il en soit, le type le plus courant d'antenne de réception utilisé par les auditeurs est la petite antenne unipolaire télescopique ou l'antenne-fouet.

2 Caractéristiques d'une antenne de réception de référence à utiliser pour la planification

L'antenne décrite dans la présente Recommandation, ainsi que les statistiques qui lui sont associées, modélise avec précision le diagramme de rayonnement moyen relatif et l'affaiblissement supplémentaire prévisionnel en milieu urbain, pour les petites (longueur bien inférieure à la longueur d'onde) antennes-fouets.

Les caractéristiques présentées ici ont été établies à partir des résultats de nombreuses expériences complètes et statistiquement valables effectuées en Russie.

Il s'agit d'un modèle *relatif* d'une antenne de référence. Il *compare* les caractéristiques de cette classe d'antennes de réception installées dans un emplacement donné avec les caractéristiques de la même antenne installée dans un autre emplacement.

L'antenne de réception est destinée à être utilisée comme antenne de réception de référence pour la planification des systèmes de radiodiffusion sonore dans la bande 7 (ondes décimétriques). Quand cette antenne est convenablement utilisée dans les logiciels de prévision de la propagation, elle facilite le choix optimum de l'antenne d'émission et de la fréquence de fonctionnement et le calcul de l'affaiblissement relatif total sur le trajet.

Il convient de considérer cette antenne de réception de référence comme un transducteur entre les ondes électromagnétiques arrivant sur la zone de réception et la force électromotrice (f.é.m.) relative appliquée à l'entrée du récepteur (circuit ouvert). Son diagramme de rayonnement vertical (voir le § 2.1) a été intégré dans la partie du logiciel de prévision de la propagation, où les valeurs caractéristiques des ondes électromagnétiques, arrivant selon des angles connus sur la zone de réception, sont calculées. Il doit servir à traduire le champ des ondes électromagnétiques incidentes (EM) en une f.é.m. à la sortie de l'antenne en fonction des angles d'incidence de ces ondes. Ces f.é.m. à la sortie de l'antenne deviennent alors des indicateurs de l'amplitude *efficace* de ces ondes EM incidentes.

Toutes les ondes EM arrivant sur ces antennes, y compris les signaux de radiodiffusion, les signaux brouilleurs, le bruit atmosphérique et le bruit artificiel sont reçues par ces antennes de façon identique. Par conséquent, les amplitudes efficaces de toutes les ondes incidentes, utilisées dans l'évaluation des paramètres caractéristiques de tels systèmes (signal/brouillage, signal/bruit,...) doivent être correctement évaluées à partir d'une bonne application de ces caractéristiques d'antenne.

2.1 Caractéristique relative du diagramme de rayonnement vertical

La caractéristique relative du diagramme de rayonnement vertical de cette antenne de réception est exprimée par l'équation:

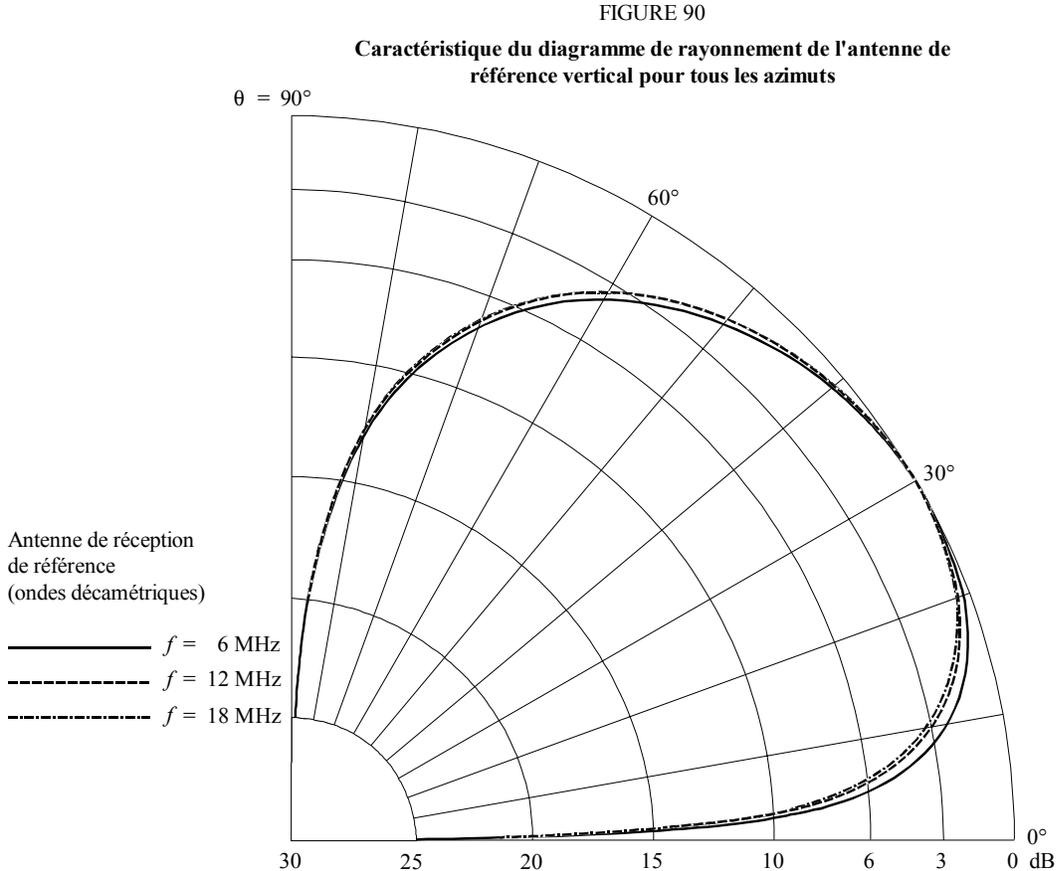
$$F(\theta) = \cos \theta \cdot |1 + R_v(\theta, f_{\text{MHz}})|$$

où:

θ : angle d'arrivée de l'onde incidente, en coordonnées sphériques, comme exposé au § 2 de la Partie 1 de l'Annexe 1, et

$R_v(\theta, f_{\text{MHz}})$: coefficient de réflexion complexe pour les ondes polarisées verticalement, défini dans le § 3.4 de la Partie 1 de l'Annexe 1, calculé avec les paramètres de terre équivalents: $\epsilon = 10$ et $\sigma = 0,01$ S/m.

Le diagramme de rayonnement est représenté pour trois fréquences de fonctionnement différentes sur la Fig. 90.



2.2 Caractéristique relative du diagramme de rayonnement horizontal

La caractéristique du diagramme de rayonnement horizontal de cette antenne est indépendante de l'angle horizontal de l'onde incidente. Le diagramme de rayonnement horizontal est donc équidirectif.

PARTIE 2

DE L'ANNEXE 2

Caractéristique de l'antenne de réception en milieu urbain

1 Influence de l'environnement sur le diagramme de rayonnement

Les ondes électromagnétiques qui arrivent sur les antennes des immeubles situés en milieu urbain subissent un affaiblissement, par rapport à celles qui sont reçues en milieu rural. En raison de la nature aléatoire de l'effet du milieu urbain sur les ondes EM et de la position aléatoire des récepteurs dans les immeubles, il est nécessaire de procéder à une description statistique de l'affaiblissement relatif en milieu urbain.

Les statistiques d'affaiblissement s'appliquent indépendamment à chaque antenne de réception de tout un ensemble d'antennes installées en milieu urbain et exposées à des ondes EM incidentes uniformes.

Tout facteur d'affaiblissement utilisé dans le modèle de planification devrait être appliqué uniformément aux signaux de radiodiffusion et aux signaux de bruit.

2 Facteurs d'affaiblissement associés à l'antenne de réception en milieu urbain

Une distribution statistique log-linéaire compare l'affaiblissement d'ondes EM uniformes arrivant sur des antennes de réception installées en milieu urbain avec l'affaiblissement de ces ondes sur les mêmes antennes installées en milieu rural. De telles distributions sont entièrement décrites par la médiane statistique et l'écart type.

La médiane d'une distribution urbaine statistique concernant l'affaiblissement d'un signal EM pour chaque antenne urbaine par rapport aux antennes «rurales» est:

$$A_u = 11 \text{ dB}$$

L'écart type d'un tel affaiblissement est:

$$V_u = 7 \text{ dB}$$

2.1 Caractéristique relative d'une antenne en milieu urbain

Dans l'hypothèse d'une amplitude uniforme du champ EM incident et d'une disposition entièrement aléatoire des récepteurs, les statistiques précédentes impliquent des caractéristiques statistiques spécifiques suivantes pour le système:

- 50% des antennes de réception en milieu urbain reçoivent des signaux de radiodiffusion et de bruit inférieurs de 11 dB ou plus à ceux qui sont reçus par une antenne de référence en zone rurale;
- 90% des antennes de réception en milieu urbain reçoivent des signaux de radiodiffusion et de bruit inférieurs de 2 dB* ou plus à ceux qui sont reçus par une antenne de réception de référence en zone rurale;
- 10% des antennes de réception en milieu urbain reçoivent des signaux de radiodiffusion et de bruit inférieurs de 20 dB* ou plus à ceux qui sont reçus par une antenne de réception en zone rurale.

* L'écart pour le décile supérieur (90%) et pour le décile inférieur (10%) est $1,28 \times V_u \approx 9$ dB.