

RECOMMANDATION UIT-R F.1336-2*

Diagrammes de rayonnement de référence des antennes équidirectives, sectorielles et autres antennes des systèmes du type point à multipoint, à utiliser pour les études de partage dans la gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et environ 70 GHz

(Question UIT-R 202/9)

(1997-2000-2007)

Domaine de compétence

La présente Recommandation contient les modèles de référence de diagrammes de rayonnement exprimés en valeurs de crête et moyennes des antennes équidirectives, sectorielles et directives des systèmes du type point à multipoint (P-MP), à utiliser pour les études de partage dans la gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et environ 70 GHz.

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

considérant

- a) que, pour les études de coordination et pour l'évaluation de brouillages mutuels entre systèmes hertziens fixes (FWS, *fixed wireless systems*) du type point à multipoint (P-MP) et entre stations appartenant à de tels systèmes et stations des services de radiocommunication spatiale partageant la même bande de fréquences, il peut être nécessaire d'utiliser des diagrammes de rayonnement de référence pour les antennes de FWS;
- b) que, en fonction du scénario de partage, il peut être approprié, dans les études de partage, de considérer les diagrammes de rayonnement de lobes latéraux exprimés en valeurs de crête ou moyennes;
- c) qu'il peut être approprié d'utiliser le diagramme de rayonnement d'antenne représentant les valeurs moyennes pour les lobes latéraux dans les cas suivants:
 - pour prévoir le brouillage composite causé à un satellite géostationnaire ou non géostationnaire par de nombreuses stations hertziennes fixes;
 - pour prévoir le brouillage composite causé à une station hertzienne fixe par de nombreux satellites géostationnaires;
 - pour prévoir le brouillage causé à une station hertzienne fixe par un ou plusieurs satellites non géostationnaires sous des angles qui varient sans cesse;
 - dans tous les autres cas où l'utilisation du diagramme de rayonnement représentant les valeurs moyennes pour les lobes latéraux est indiquée;
- d) que des diagrammes de rayonnement de référence peuvent être nécessaires dans les cas où l'on ne connaît pas le diagramme de rayonnement effectif;

* Cette Recommandation doit être portée à l'attention des Commissions d'études 4 (GT 4A), 6 (GT 6S), 7 (GT 7B), 8 (GT 8D), et du Groupe de travail 4-9S des radiocommunications.

e) que, pour de grands angles, la possibilité de réflexions locales par le sol doit être prise en considération;

f) que l'utilisation d'antennes ayant les meilleurs diagrammes de rayonnement possibles permettra l'utilisation la plus efficace du spectre radioélectrique,

notant

a) que les Recommandations UIT-R F.699 et UIT-R F.1245 décrivent, respectivement, les diagrammes de rayonnement d'antenne de référence en valeurs de crête et moyennes, à utiliser dans les études de coordination et l'évaluation du brouillage pour les cas non visés aux § 1 à 4 du *recommande* ci-dessous,

recommande

1 qu'en l'absence d'informations particulières concernant le diagramme de rayonnement de l'antenne de FWS du type P-MP dont il s'agit (voir la Note 1), le diagramme de rayonnement de référence décrit ci-après soit utilisé pour:

1.1 l'évaluation du brouillage entre FWS en visibilité directe (LoS) du type P-MP;

1.2 les études de coordination et l'évaluation du brouillage entre stations de FWS en LoS du type P-MP et stations d'autres services partageant la même bande de fréquences;

2 que, dans la gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et environ 70 GHz, il convient d'adopter les diagrammes de rayonnement de référence ci-après pour des stations qui utilisent des antennes équidirectives (en azimut):

2.1 dans le cas de diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs de crête visés au § b) du *considérant*, il convient d'utiliser les équations ci-après pour les angles d'élévation compris entre 0° et 90° (voir l'Annexe 1):

$$G(\theta) = \begin{cases} G_0 - 12 \left(\frac{\theta}{\theta_3} \right)^2 & \text{pour } 0 \leq \theta < \theta_4 \\ G_0 - 12 + 10 \log(k+1) & \text{pour } \theta_4 \leq \theta < \theta_3 \\ G_0 - 12 + 10 \log \left[\left(\frac{|\theta|}{\theta_3} \right)^{-1,5} + k \right] & \text{pour } \theta_3 \leq \theta \leq 90^\circ \end{cases} \quad (1a)$$

avec:

$$\theta_3 = 107,6 \times 10^{-0,1 G_0} \quad (1b)$$

$$\theta_4 = \theta_3 \sqrt{1 - \frac{1}{1,2} \log(k+1)} \quad (1c)$$

où:

$G(\theta)$: gain par rapport à une antenne isotrope (dBi)

G_0 : gain maximum dans le plan horizontal ou au voisinage de ce plan (dBi)

- θ : valeur absolue de l'angle d'élévation par rapport à l'angle correspondant au gain maximal (degrés)
- θ_3 : ouverture de faisceau d'antenne à 3 dB dans le plan vertical (degrés)
- k : paramètre tenant compte de l'augmentation du niveau des lobes latéraux au-dessus de la valeur attendue pour une antenne ayant des caractéristiques des lobes latéraux améliorées (voir les § 2.3 et 2.4 du *recommande*);

2.2 dans le cas de diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs moyennes, visés au § c) du *considérant*, il convient d'utiliser les équations ci-après pour les angles d'élévation compris entre 0° et 90° (voir les Annexes 1 et 5):

$$G(\theta) = \begin{cases} G_0 - 12 \left(\frac{\theta}{\theta_3} \right)^2 & \text{pour } 0 \leq \theta < \theta_3 \\ G_0 - 15 + 10 \log(k+1) & \text{pour } \theta_3 \leq \theta < \theta_5 \\ G_0 - 15 + 10 \log \left[\left(\frac{|\theta|}{\theta_3} \right)^{-1,5} + k \right] & \text{pour } \theta_5 \leq \theta \leq 90^\circ \end{cases} \quad (1d)$$

avec:

$$\theta_5 = \theta_3 \sqrt{1,25 - \frac{1}{1,2} \log(k+1)}$$

où θ , θ_3 , $G(\theta)$, G_0 et k sont définis par des valeurs exprimées au § 2.1 du *recommande*;

2.3 en cas d'utilisation d'antennes typiques, fonctionnant entre 1 et 3 GHz, le paramètre k doit être égal à 0,7;

2.4 en cas d'utilisation d'antennes ayant des caractéristiques des lobes latéraux améliorées, fonctionnant dans la gamme 1-3 GHz, et d'antennes de tous types fonctionnant dans la gamme 3-70 GHz, le paramètre k doit avoir une valeur nulle;

3 que, dans la gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et environ 70 GHz, on adopte les diagrammes de rayonnement de référence ci-après pour des stations qui utilisent des antennes sectorielles ayant une ouverture de faisceau de 3 dB dans le plan azimutal inférieure à 120° environ (voir l'Annexe 4 et la Note 4);

3.1 dans le cas de diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs de crête, visés au § b) du *considérant*, il convient d'utiliser les équations ci-après pour les angles d'élévation compris entre 0° et 90° et pour les angles d'azimut compris entre -180° et 180° (voir la Note 2):

$$G(\varphi, \theta) = G_{ref}(x) \quad (2a1)$$

$$\alpha = \arctan \left(\frac{\tan \theta}{\sin \varphi} \right) \quad (2a2)$$

$$\Psi_{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\cos \alpha}{\varphi_3}\right)^2 + \left(\frac{\sin \alpha}{\theta_3}\right)^2}} \quad (2a3)$$

$$= \varphi_3 \cdot \theta_3 \sqrt{\frac{(\sin \theta)^2 + (\sin \varphi \cdot \cos \theta)^2}{(\varphi_3 \cdot \sin \theta)^2 + (\theta_3 \cdot \sin \varphi \cdot \cos \theta)^2}} \quad \text{degrés}$$

$$\psi = \arccos(\cos \varphi \cdot \cos \theta) \quad \text{degrés} \quad (2a4)$$

$$x = \psi / \Psi_{\alpha} \quad (2a5)$$

où:

φ : angle d'azimut par rapport à l'angle de gain maximal (degrés)

φ_3 : ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan azimutal (degrés) (en général, égale à l'ouverture de faisceau d'antenne sectorielle).

Les autres variables et paramètres sont définis au § 2.1 du *recommande*;

3.1.1 dans la gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et environ 6 GHz (voir l'Annexe 6):

$$G_{ref}(x) = G_0 - 12x^2 \quad \text{pour } 0 \leq x < x_k \quad (2b)$$

$$G_{ref}(x) = G_0 - 12 + 10 \log(x^{-1,5} + k) \quad \text{pour } x_k \leq x < 4$$

$$G_{ref}(x) = G_0 - \lambda_k - 15 \log(x) \quad \text{pour } x \geq 4$$

avec $\lambda_k = 12 - 10 \log(1 + 8k)$ et $x_k = \sqrt{1 - 0,36k}$;

3.1.1.1 en cas d'utilisation d'antennes typiques, le paramètre k doit être égal à 0,7 (par conséquent, $\lambda_{k=0,7} = 3,8$ et $x_{k=0,7} = 0,86$);

3.1.1.2 en cas d'utilisation d'antennes ayant des caractéristiques des lobes latéraux améliorées, le paramètre k doit avoir une valeur nulle (par conséquent, $\lambda_{k=0} = 12$ et $x_{k=0} = 1$);

3.1.2 dans la gamme de fréquences comprise entre 6 GHz et environ 70 GHz:

$$G_{ref}(x) = G_0 - 12x^2 \quad \text{pour } 0 \leq x < 1 \quad (2c)$$

$$G_{ref}(x) = G_0 - 12 - 15 \log(x) \quad \text{pour } 1 \leq x$$

3.2 dans le cas de diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs moyennes visés au § c) du *considérant*, à utiliser dans une évaluation statistique du brouillage, il convient d'utiliser les équations ci-après pour les angles d'élévation compris entre 0° et 90° et pour les angles d'azimut compris entre -180° et 180° (voir l'Annexe 5 et la Note 2):

$$G(\varphi, \theta) = G_{ref}(x)$$

3.2.1 dans la gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et environ 6 GHz (voir l'Annexe 6):

$$\begin{aligned}
 G_{ref}(x) &= G_0 - 12x^2 && \text{pour } 0 \leq x < x_k && (2d) \\
 G_{ref}(x) &= G_0 - 15 + 10 \log(x^{-1,5} + k) && \text{pour } x_k \leq x < 4 \\
 G_{ref}(x) &= G_0 - \lambda_k - 3 - 15 \log(x) && \text{pour } x \geq 4
 \end{aligned}$$

avec $\lambda_k = 12 - 10 \log(1 + 8k)$ et $x_k = \sqrt{1,25 - 0,36k}$;

3.2.1.1 en cas d'utilisation d'antennes typiques, le paramètre k doit être égal à 0,2 (par conséquent, $\lambda_{k=0,2} = 7,85$ et $x_{k=0,2} = 1,08$);

3.2.1.2 en cas d'utilisation d'antennes ayant des caractéristiques des lobes latéraux améliorées, le paramètre k doit avoir une valeur nulle (par conséquent, $\lambda_{k=0} = 12$ et $x_{k=0} = 1,118$);

3.2.2 dans la gamme de fréquences comprise entre 6 GHz et environ 70 GHz:

$$\begin{aligned}
 G_{ref}(x) &= G_0 - 12x^2 && \text{pour } 0 \leq x < 1,152 && (2e) \\
 G_{ref}(x) &= G_0 - 15 - 15 \log(x) && \text{pour } 1,152 \leq x
 \end{aligned}$$

3.3 en cas d'utilisation d'antennes sectorielles ayant une ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan azimutal inférieure à 120° environ, la relation entre le gain maximal et l'ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan tant azimutal que vertical doit être définie comme suit, provisoirement (voir l'Annexe 3 et la Note 4):

$$\theta_3 = \frac{31\,000 \times 10^{-0,1 G_0}}{\varphi_3} \quad (3)$$

où tous les paramètres ont les valeurs définies au § 3.1 du *recommande*;

4 que, dans la gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et environ 3 GHz, on adopte les diagrammes de rayonnement de référence ci-après pour des stations qui utilisent des antennes à faible gain avec symétrie circulaire par rapport à l'ouverture de faisceau à 3 dB et gain d'antenne dans le lobe principal inférieur à environ 20 dBi:

4.1 que, dans le cas de diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs de crête visés au § b) du *considérant* (voir l'Annexe 2 et la Note 3), il convient d'utiliser les équations suivantes:

$$G(\theta) = \begin{cases} G_0 - 12 \left(\frac{\theta}{\varphi_3} \right)^2 & \text{pour } 0 \leq \theta < 1,08 \varphi_3 \\ G_0 - 14 & \text{pour } 1,08 \varphi_3 \leq \theta < \varphi_1 \\ G_0 - 14 - 32 \log \left(\frac{\theta}{\varphi_1} \right) & \text{pour } \varphi_1 \leq \theta < \varphi_2 \\ -8 & \text{pour } \varphi_2 \leq \theta \leq 180^\circ \end{cases} \quad (4)$$

où:

- $G(\theta)$: gain par rapport à une antenne isotrope (dBi)
 G_0 : gain de l'antenne dans le lobe principal (dBi)
 θ : angle hors axe (degrés)
 φ_3 : ouverture de faisceau à 3 dB de l'antenne à faible gain (degrés)
 $= \sqrt{27\,000 \times 10^{-0,1 G_0}}$ (degrés)
 $\varphi_1 = 1,9 \varphi_3$ (degrés)
 $\varphi_2 = \varphi_1 \times 10^{(G_0 - 6)/32}$ (degrés);

4.2 que, dans cas de diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs moyennes visés au § c) du *considérant*, il convient d'utiliser le diagramme d'antenne indiqué dans la Recommandation UIT-R F.1245;

5 que les Notes suivantes soient considérées comme faisant partie de la présente Recommandation:

NOTE 1 – Il est essentiel de tout mettre en œuvre pour utiliser le diagramme de rayonnement d'antenne effectif pour les études de coordination et l'évaluation du brouillage.

NOTE 2 – Afin de calculer le gain pour tous les angles d'élévation, θ' de 0 à 180°, dans le plan vertical, il faut déterminer la valeur de x pour des angles d'élévation plus grands que 90° en utilisant à cet effet la valeur complémentaire de l'angle d'élévation (180° – θ') au niveau de la valeur supplémentaire de l'azimut, c'est-à-dire 180 ± φ .

NOTE 3 – Les valeurs différentes du paramètre k visées aux § 3.1.1.1 et 3.2.1.1 du *recommande* sont calculées à partir des enveloppes de crête et des valeurs moyennes des lobes latéraux pour un certain nombre de diagrammes d'antenne typiques mesurés dans la gamme de fréquences comprise entre 1 et 6 GHz.

NOTE 4 – Dans le cas d'une antenne dont l'ouverture du faisceau principal diffère de celle qui est calculée avec l'équation (3), il est recommandé d'utiliser le paramètre θ_3 .

NOTE 5 – Comme indiqué à l'Annexe 3, un facteur exponentiel a été remplacé par l'unité. En conséquence, l'erreur théorique introduite par cette approximation sera inférieure à 6% pour les ouvertures de faisceau à 3 dB dans le plan vertical inférieures à 45°.

NOTE 6 – Le diagramme de rayonnement de référence spécifié au § 4.1 du *recommande* s'applique principalement dans les cas où le gain d'antenne dans le lobe principal est inférieur ou égal à 20 dBi et où la Recommandation UIT-R F.699 donne des résultats inadéquats. Un complément d'étude est nécessaire pour déterminer l'intervalle complet (fréquences et gain) dans lequel les équations sont applicables.

NOTE 7 – Les résultats obtenus en mesurant une antenne sectorielle spécialement conçue en vue d'être utilisée à 20 GHz environ, montrent qu'il est possible de se conformer à un diagramme plus restrictif de rayonnement de lobes latéraux de référence. Un complément d'étude est nécessaire pour élaborer un tel diagramme optimisé.

Annexe 1

Diagramme de rayonnement de référence pour antennes équidirectives utilisées dans les faisceaux hertziens du type point à multipoint (P-MP)

1 Introduction

On utilise souvent une antenne équidirective pour émettre et recevoir des signaux dans les stations centrales des faisceaux hertziens du type point à multipoint (P-MP). Dans les études sur le partage entre des faisceaux hertziens de ce type et des systèmes des services spatiaux dans les bandes des 2 GHz, on a utilisé le diagramme de rayonnement de référence décrit ci-après.

2 Analyse

Le diagramme de rayonnement de référence repose sur les hypothèses suivantes en ce qui concerne l'antenne équidirective:

- l'antenne est un réseau linéaire composé de n éléments qui rayonne en mode transversal;
- les éléments du réseau sont, par hypothèse, des doublets;
- l'espacement des éléments est de $3\lambda/4$.

On a la relation suivante entre l'ouverture de faisceau à 3 dB, θ_3 , du réseau d'antennes dans le plan vertical et la directivité D (voir l'Annexe 3 pour la définition de D):

$$D = 10 \log \left[191,0 \sqrt{0,818 + 1/\theta_3} - 172,4 \right] \quad \text{dBi} \quad (5a)$$

On peut résoudre l'équation (5a) pour θ_3 quand la directivité est connue:

$$\theta_3 = \frac{1}{\alpha^2 - 0,818} \quad (5b)$$

$$\alpha = \frac{10^{0,1D} + 172,4}{191,0} \quad (5c)$$

Pour établir la relation entre la directivité et l'ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan vertical, on a admis par hypothèse que l'expression suivante donne une bonne approximation du diagramme de rayonnement dans le plan vertical:

$$f(\theta) = \cos^m(\theta)$$

où m est un paramètre arbitraire qui relie l'ouverture de faisceau à 3 dB et le diagramme de rayonnement dans le plan vertical. En se servant de cette approximation, on a obtenu la directivité en intégrant le diagramme dans les plans vertical et azimutal.

L'intensité du champ à grande distance d'un réseau d'antennes linéaire est donné par l'expression:

$$E_T(\theta) = E_e(\theta) \cdot AF(\theta) \quad (6)$$

où:

$E_T(\theta)$: champ E total pour un angle θ dans un plan normal à l'axe du réseau

$E_e(\theta)$: champ E pour un angle θ dans un plan normal à l'axe du réseau et causé par un élément unique du réseau

$AF(\theta)$: fonction caractéristique du réseau pour un angle θ dans un plan normal à l'axe du réseau.

Le champ E normalisé d'un élément doublet a pour expression:

$$E_e(\theta) = \cos(\theta) \quad (7)$$

et la fonction caractéristique du réseau:

$$AF_N = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(N \frac{\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \right] \quad (8)$$

où:

N : nombre d'éléments du réseau

$$\frac{\Psi}{2} = \frac{1}{2} \left[2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \theta \right]$$

d : espacement des éléments rayonnants

λ : longueur d'onde.

On a procédé comme suit pour faire l'estimation du nombre d'éléments, N , du réseau d'antennes. On admet par hypothèse que le gain maximal du réseau est identique à la directivité de ce dernier:

- connaissant le gain maximal de l'antenne équidirective dans le plan vertical, on calcule l'ouverture de faisceau à 3 dB, θ_3 , à l'aide des équations (5b) et (5c);
- on ne tient pas compte de la petite diminution du gain hors axe due à l'élément doublet et on note que la fonction caractéristique du réseau, AF_N , est égale à 0,707 (−3 dB) pour $N \frac{\Psi}{2} = 1,396$; et
- on calcule ensuite N , qui est la valeur entière suivante:

$$N = \left\lceil \frac{2 \times 1,3916}{2\pi \frac{d}{\lambda} \sin\left(\frac{\theta_3}{2}\right)} \right\rceil \quad (9)$$

où $|x|$ correspond à la valeur entière maximale ne dépassant pas x .

La discrimination hors axe normalisée, ΔD , s'exprime par:

$$\Delta D = 20 \log \left[|AF_N \times \cos(\theta)| \right] \quad \text{dB} \quad (10)$$

On a calculé l'équation (10) en fonction de l'angle hors axe (c'est-à-dire l'angle d'élévation) pour plusieurs valeurs du gain maximal. Entre 8 et 13 dBi, on a constaté que les équations suivantes donnent une bonne approximation de l'enveloppe du diagramme de rayonnement dans le plan vertical:

$$G(\theta) = \max [G_1(\theta), G_2(\theta)] \quad (11a)$$

$$G_1(\theta) = G_0 - 12 \left(\frac{\theta}{\theta_3} \right)^2 \quad \text{dBi} \quad (11b)$$

$$G_2(\theta) = G_0 - 12 + 10 \log \left[\left(\max \left\{ \frac{|\theta|}{\theta_3}, 1 \right\} \right)^{-1,5} + k \right] \quad \text{dBi} \quad (11c)$$

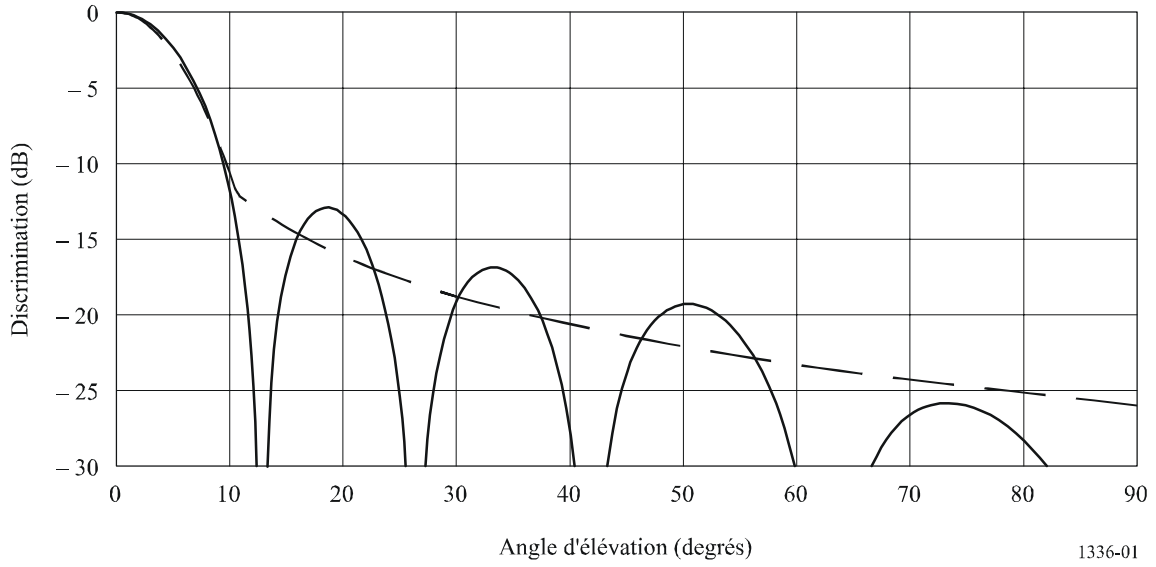
où k est le paramètre tenant compte de l'augmentation du niveau des lobes latéraux au-dessus de la valeur attendue pour une antenne ayant des caractéristiques des lobes latéraux améliorées.

Les Fig. 1 à 4 donnent une comparaison entre les enveloppes de rayonnement de référence et les diagrammes d'antenne théoriques fournis par l'équation (11), pour des gains compris entre 8 et 13 dBi, et pour $k = 0$. Les Fig. 5 à 8 donnent une comparaison entre des enveloppes de rayonnement de référence et des diagrammes d'antenne réels mesurés, pour $k = 0$. Les Fig. 7 et 8 montrent que le niveau des lobes latéraux se situe à environ 15 dB, ou plus, au-dessous du niveau du lobe principal, compte tenu d'un petit pourcentage de crêtes des lobes latéraux qui pourraient dépasser cette valeur. Il faut signaler toutefois que, dans les installations réelles en service, le niveau des lobes latéraux pourrait s'élever jusqu'à environ 10 dB au-dessous du niveau du lobe principal, sous l'effet d'un certain nombre de facteurs d'ordre pratique tels que les suivants: utilisation d'un système électrique d'inclinaison vers le bas, dégradations du diagramme en bordure de bande et manque d'uniformité dans la production. Le facteur k introduit dans l'équation (11) a pour fonction d'exprimer cette variation des niveaux des lobes latéraux. Les Fig. 9 et 10 donnent une comparaison entre une antenne à gain de 10 et 13 dBi, respectivement, à 2,4 GHz, avec l'enveloppe du diagramme de rayonnement de référence, pour $k = 0,5$. Avec $k = 0,5$, on obtient des niveaux de lobes latéraux se situant à 15 dB environ au-dessous de la crête du lobe principal. Toutefois, pour tenir compte de l'augmentation des niveaux des lobes latéraux se produisant dans les installations en service sur le terrain, il faut utiliser pour des antennes typiques un facteur $k = 0,7$, auquel correspondent des niveaux de lobes latéraux inférieurs d'environ 13,5 dB au niveau du lobe principal. Enfin, les Fig. 11 et 12 montrent comment les valeurs de k influencent les diagrammes dans le plan vertical.

FIGURE 1

Diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau linéaire d'éléments doublets comparé à l'enveloppe approximative du diagramme de rayonnement

$G_0 = 10 \text{ dBi}, k = 0$

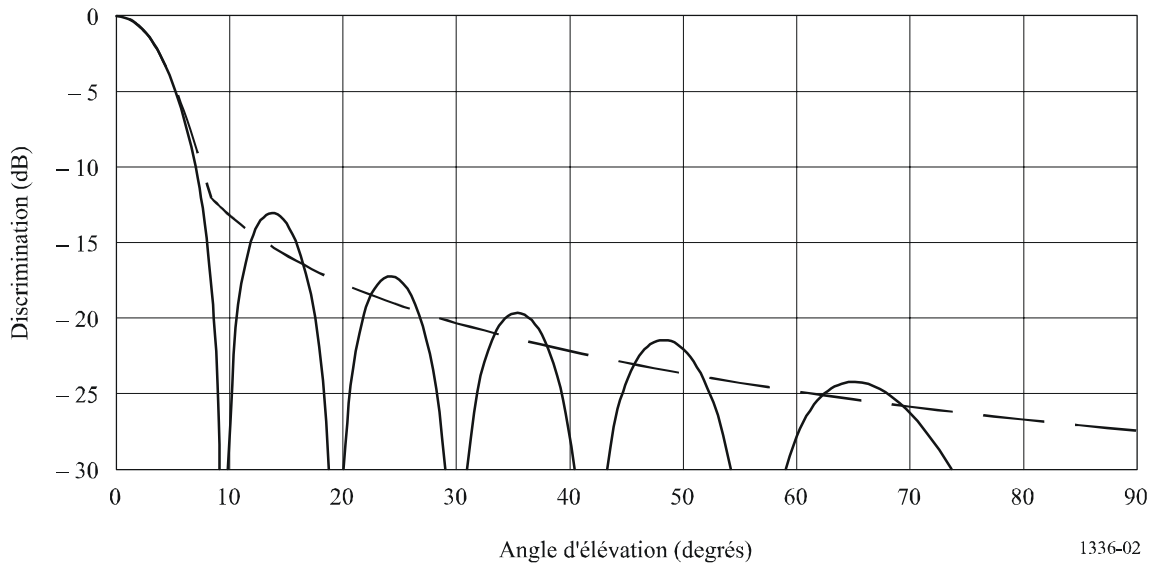


1336-01

FIGURE 2

Diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau linéaire d'éléments doublets comparé à l'enveloppe approximative du diagramme de rayonnement

$G_0 = 11 \text{ dBi}, k = 0$



1336-02

FIGURE 3

Diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau linéaire d'éléments doublets comparé à l'enveloppe approximative du diagramme de rayonnement

$G_0 = 12 \text{ dBi}, k = 0$

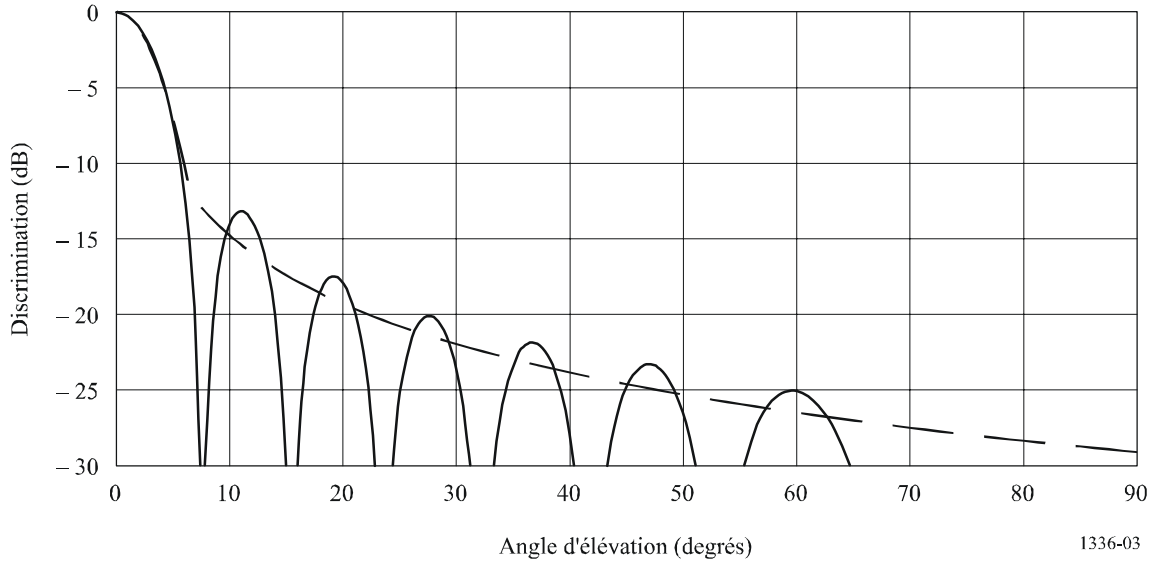


FIGURE 4

Diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau linéaire d'éléments doublets comparé à l'enveloppe approximative du diagramme de rayonnement

$G_0 = 13 \text{ dBi}, k = 0$

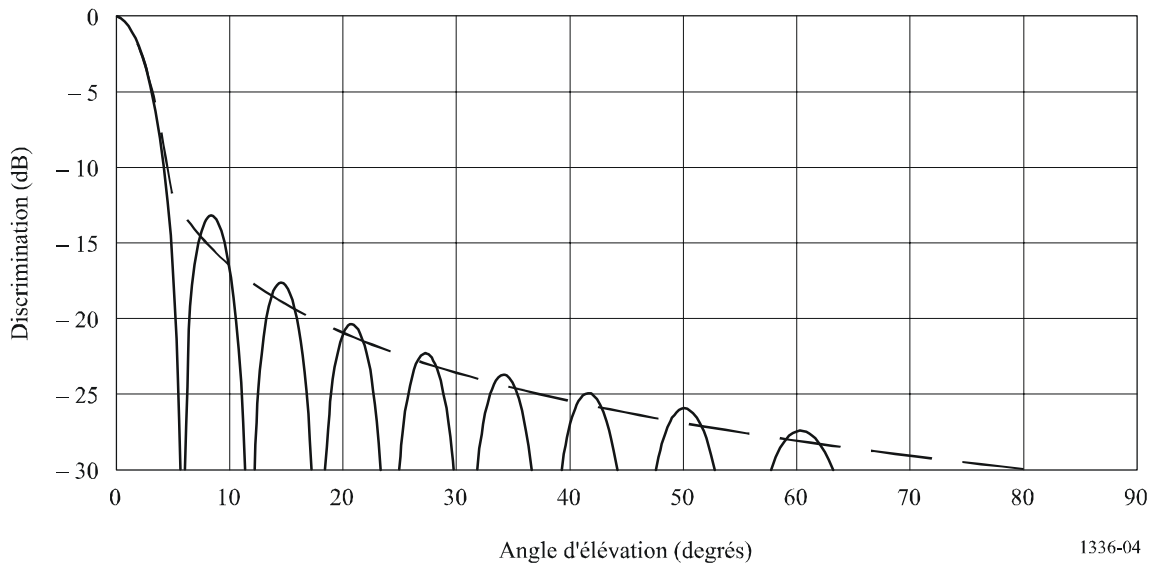


FIGURE 5

Comparaison entre le diagramme mesuré et l'enveloppe du diagramme de rayonnement de référence pour une antenne équidirective avec un gain de 11 dBi et fonctionnant dans la bande 928-944 MHz, $k = 0$

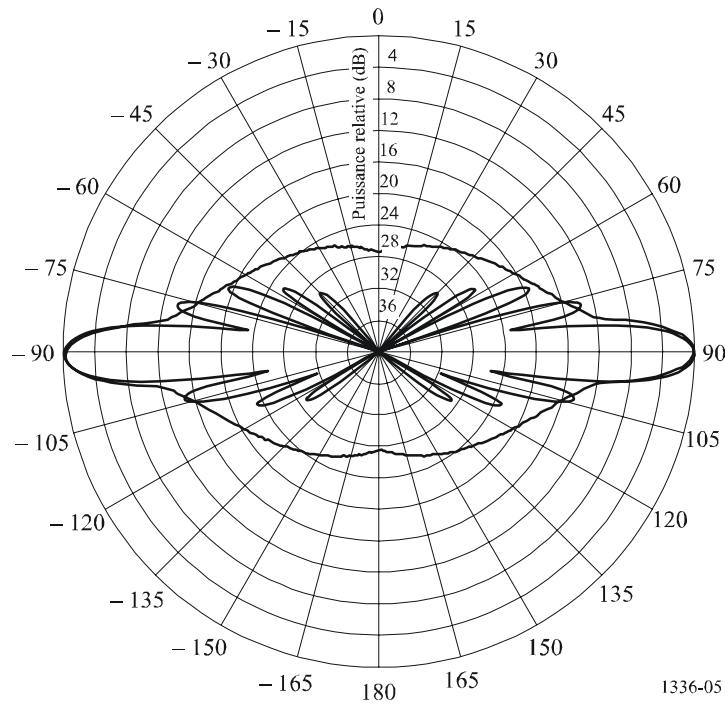


FIGURE 6

Comparaison entre le diagramme mesuré et l'enveloppe du diagramme de rayonnement de référence pour une antenne équidirective avec un gain de 8 dBi et fonctionnant dans la bande 1 850-1 990 MHz, $k = 0$

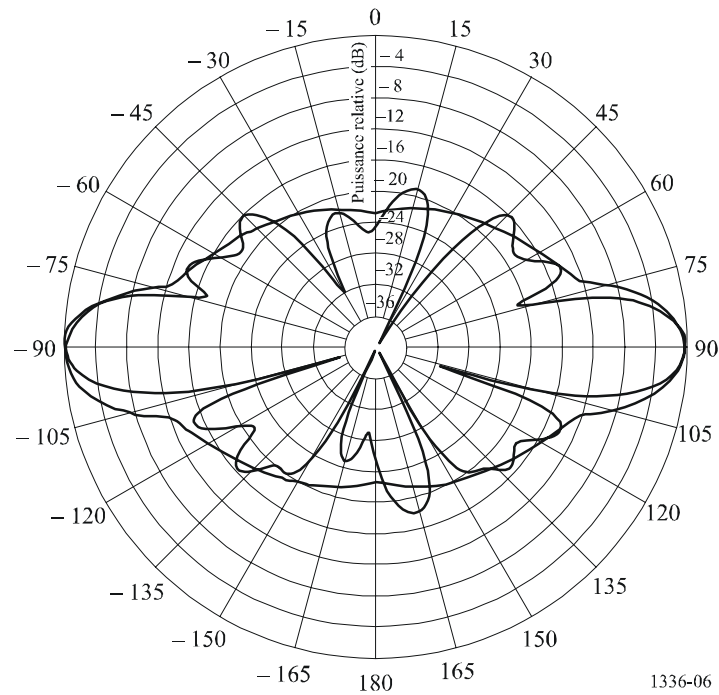


FIGURE 7

Comparaison entre le diagramme mesuré et l'enveloppe du diagramme de rayonnement de référence avec $k = 0$ pour une antenne équidirective avec un gain de 10 dBi et fonctionnant dans la bande des 1,4 GHz

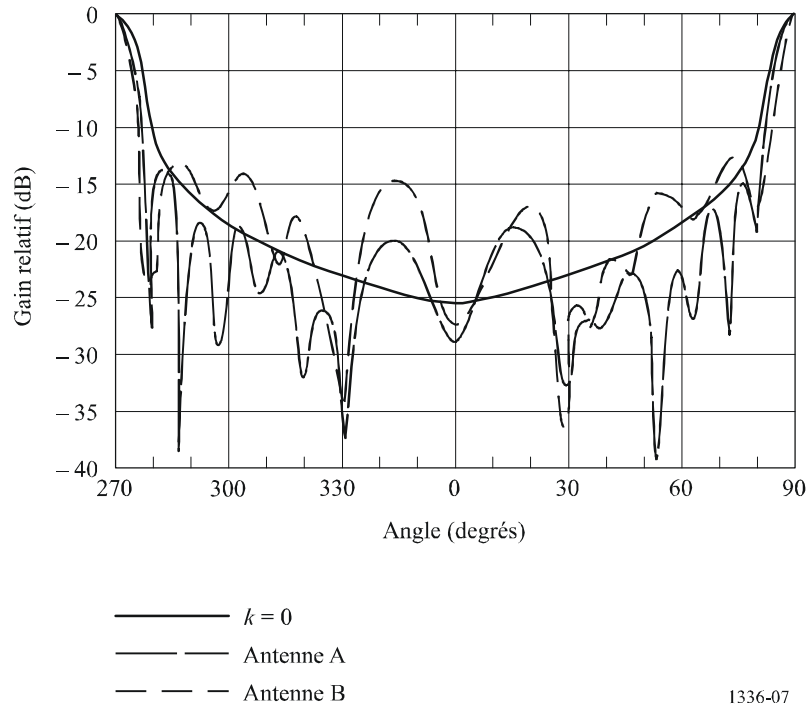


FIGURE 8

Comparaison entre le diagramme mesuré et l'enveloppe du diagramme de rayonnement de référence avec $k = 0$ pour une antenne équidirective avec un gain de 13 dBi et fonctionnant dans la bande des 1,4 GHz

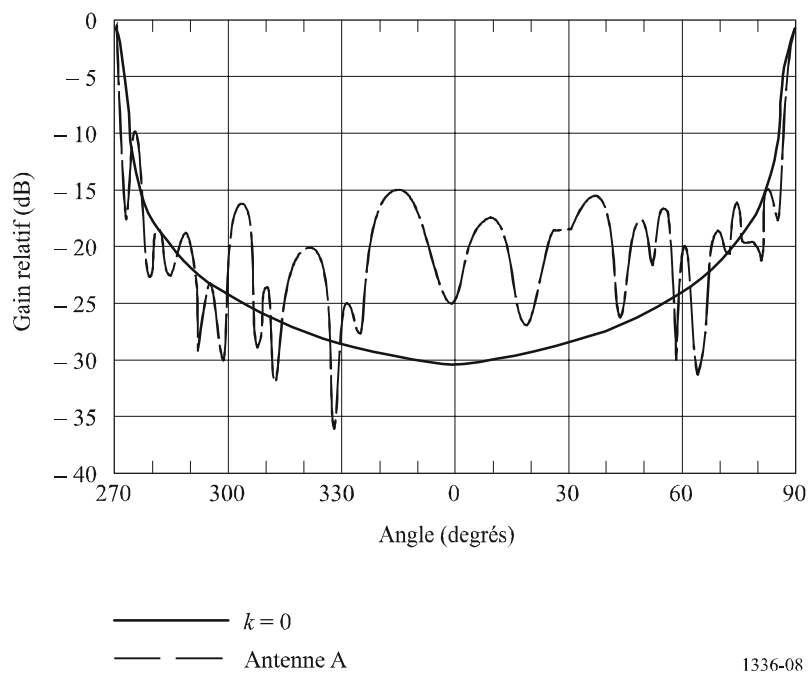


FIGURE 9

Comparaison entre le diagramme mesuré et l'enveloppe du diagramme de rayonnement de référence avec $k = 0,5$ pour une antenne équidirective avec un gain de 10 dBi et fonctionnant dans la bande des 2,4 GHz

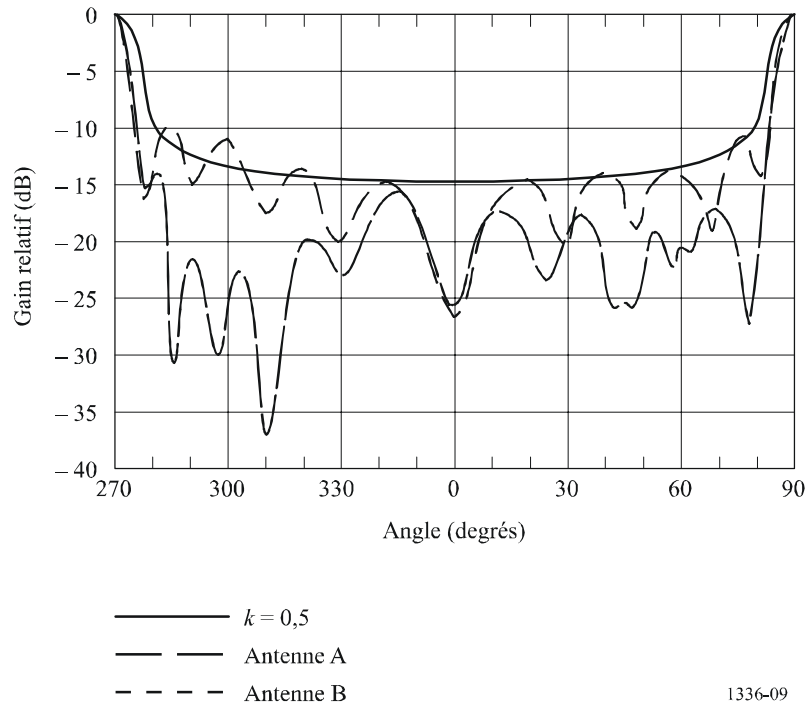


FIGURE 10

Comparaison entre le diagramme mesuré et l'enveloppe du diagramme de rayonnement de référence avec $k = 0,5$ pour une antenne équidirective avec un gain de 13 dBi et fonctionnant dans la bande des 2,4 GHz

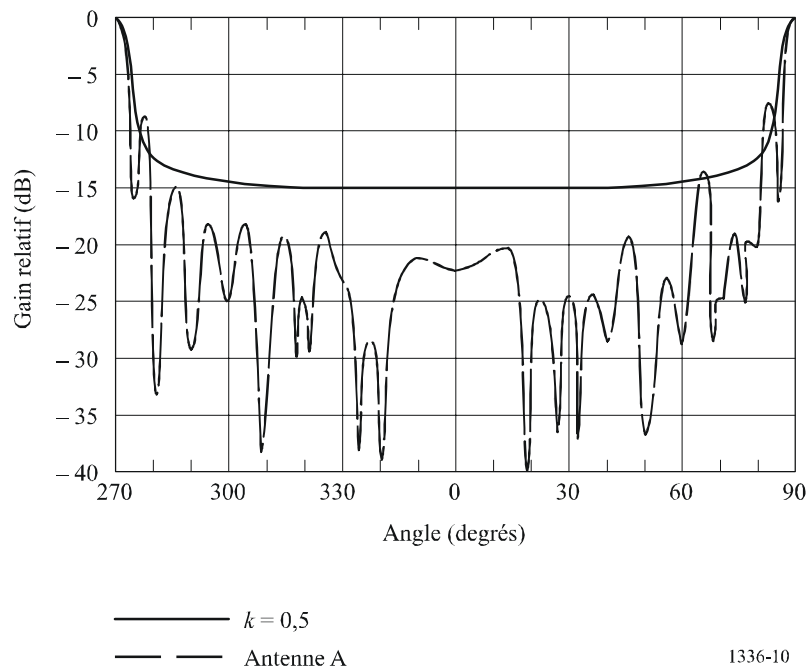
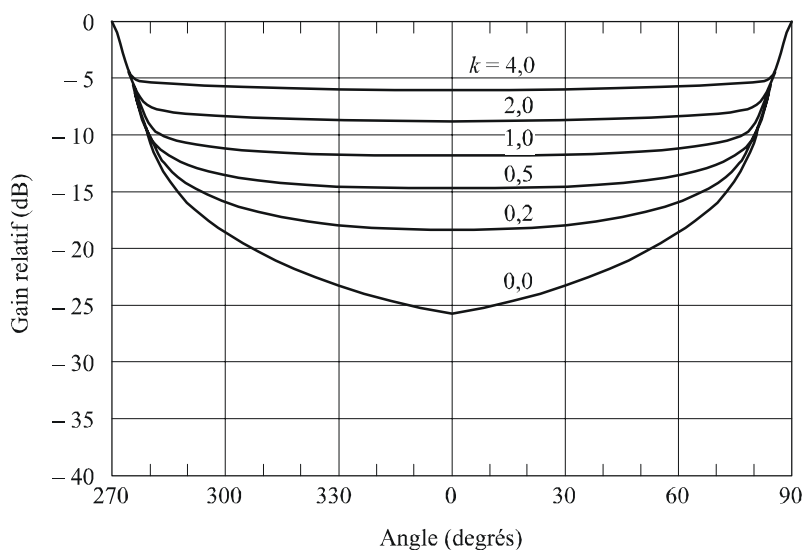


FIGURE 11

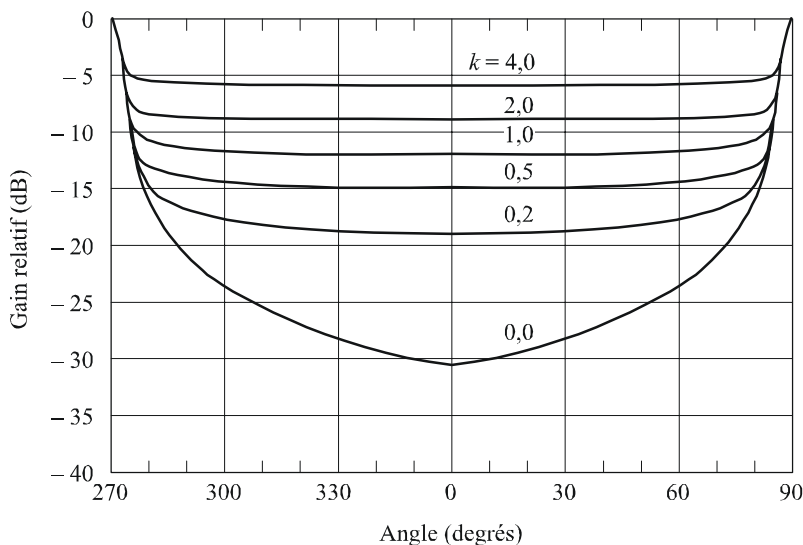
Enveloppes des diagrammes de rayonnement de référence pour plusieurs valeurs de k dans le cas d'une antenne équidirective avec un gain de 10 dBi



1336-11

FIGURE 12

Enveloppes des diagrammes de rayonnement de référence pour plusieurs valeurs de k dans le cas d'une antenne équidirective avec un gain de 13 dBi



1336-12

3 Résumé, conclusions et poursuite des études

On a présenté un diagramme de rayonnement de référence pour antennes équidirectives avec gain compris entre 8 et 13 dBi. Le diagramme est spécifié sur la base d'une étude théorique portant sur le diagramme de rayonnement d'un réseau colinéaire de doublets. On a montré que le diagramme proposé représente une bonne approximation des diagrammes théoriques et des diagrammes mesurés dans l'intervalle compris entre 8 et 13 dBi. Les études devront être poursuivies pour déterminer l'intervalle de gains dans lequel le diagramme de rayonnement de référence est adéquat, notamment pour les antennes fonctionnant dans les bandes de fréquences supérieures à 3 GHz.

Annexe 2

**Diagramme de rayonnement de référence pour les antennes d'abonné
à faible gain et à symétrie circulaire utilisées dans les faisceaux
hertziens du type P-MP dans la gamme 1-3 GHz**

1 Introduction

On utilise fréquemment une antenne à gain relativement faible pour émettre et recevoir les signaux dans les stations périphériques ou dans des secteurs des stations centrales faisant partie de faisceaux hertziens du type P-MP. Ces antennes peuvent avoir un gain de l'ordre de 20 dBi, ou moins. On a constaté que si on utilise le diagramme de rayonnement de référence spécifié dans la Recommandation UIT-R F.699 pour ces antennes à gain relativement faible, on obtient une surestimation du gain pour des angles hors axe relativement grands. Il en résulte que les brouillages mutuels avec d'autres systèmes, pour ces angles hors axe, seront sans doute très surestimés si on emploie le diagramme de la Recommandation UIT-R F.699.

2 Analyse

Le diagramme de rayonnement de référence pour une antenne d'abonné est établi sur la base des hypothèses suivantes:

- la directivité de l'antenne est inférieure à environ 20 dBi;
- le diagramme d'antenne présente une symétrie circulaire par rapport au lobe principal;
- le gain dans le lobe principal est numériquement égal à la directivité.

Le diagramme de rayonnement de référence proposé est défini par les expressions suivantes:

$$G(\theta) = \begin{cases} G_0 - 12 \left(\frac{\theta}{\varphi_3} \right)^2 & \text{pour } 0 \leq \theta < 1,08 \varphi_3 & (12) \\ G_0 - 14 & \text{pour } 1,08 \varphi_3 \leq \theta < \varphi_1 & (13) \\ G_0 - 14 - 32 \log \left(\frac{\theta}{\varphi_1} \right) & \text{pour } \varphi_1 \leq \theta < \varphi_2 & (14) \\ -8 & \text{pour } \varphi_2 \leq \theta \leq 180^\circ & (15) \end{cases}$$

où:

$G(\theta)$: gain par rapport à une antenne isotrope (dBi)

G_0 : gain maximal sur l'axe (dBi)

θ : angle hors axe (degrés)

φ_3 : ouverture de faisceau à 3 dB (degrés)

$$= \sqrt{27\,000 \times 10^{-0,1 G_0}} \quad \text{degrés}$$

$\varphi_1 = 1,9 \varphi_3$ degrés

$\varphi_2 = \varphi_1 \times 10^{(G_0 - 6)/32}$ degrés.

3 Résumé et conclusions

On a présenté un diagramme de rayonnement de référence pour antennes d'abonné à faible gain, inférieur ou égal à 20 dBi. Le diagramme a été élaboré à partir d'une quantité limitée de données relatives aux diagrammes de rayonnement d'antennes-réseau plates dont on envisage l'utilisation dans des systèmes du type P-MP pour accès local, exploités dans les bandes des 2 GHz. On a démontré que le diagramme de référence proposé représente le diagramme réel de façon plus précise que celui spécifié dans la Recommandation UIT-R F.699. Il est nécessaire de poursuivre les études pour déterminer l'intervalle de valeurs de gains dans lequel le diagramme de rayonnement de référence donne des résultats satisfaisants et pour comparer ce diagramme de référence avec des diagrammes mesurés.

Annexe 3

Relation entre le gain et l'ouverture de faisceau pour des antennes équidirectives et sectorielles

1 Introduction

L'objet de la présente annexe est de calculer la relation entre le gain d'antennes équidirectives et sectorielles et leur ouverture de faisceau dans les plans azimutal et vertical. Le § 2 présente une analyse de la directivité des antennes équidirectives et sectorielles en admettant par hypothèse qu'il y a deux fonctions d'intensité de rayonnement différentes dans le plan azimutal. Dans les deux cas, on a présumé que l'intensité du rayonnement dans le plan vertical est une fonction exponentielle. Le § 3 offre une comparaison entre les résultats en matière de gain et d'ouverture de faisceau d'antennes équidirectives obtenus en utilisant les méthodes exposées dans le § 2 et ceux contenus dans la version précédente de la présente Recommandation. Le § 4 présente un résumé des résultats, propose une équation provisoire de la relation gain-ouverture de faisceau pour les antennes équidirectives et sectorielles et indique des domaines dans lesquels il sera nécessaire d'effectuer des études complémentaires.

2 Analyse

On admet par hypothèse que le diagramme du champ à grande distance de l'antenne sectorielle dans le plan vertical est conforme à une fonction exponentielle et que ce diagramme dans le plan azimutal est conforme soit à une fonction rectangulaire, soit à une fonction exponentielle. Partant de ces hypothèses, on peut calculer la directivité, D , de l'antenne sectorielle à partir de la formule suivante (en coordonnées sphériques):

$$D = \frac{U_M}{U_0} \quad (16)$$

$$U_0 = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} F(\varphi) F(\theta) \cos(\theta) d\theta d\varphi \quad (17)$$

où:

U_M : intensité de rayonnement maximale

U_0 : intensité de rayonnement d'une source isotrope

φ : angle dans le plan azimutal

θ : angle dans le plan vertical

$F(\varphi)$: intensité de rayonnement dans le plan azimutal

$F(\theta)$: intensité de rayonnement dans le plan vertical.

La directivité des antennes équidirectives et sectorielles est évaluée dans les paragraphes ci-après en admettant par hypothèse que l'intensité de rayonnement dans le plan azimutal est soit une fonction rectangulaire soit une fonction exponentielle.

2.1 Intensité de rayonnement d'une antenne sectorielle de fonction rectangulaire

La fonction rectangulaire, $F(\varphi)$, représentant l'intensité de rayonnement d'une antenne sectorielle est par hypothèse la suivante:

$$F(\varphi) = U \left(\frac{\varphi_s}{2} - |\varphi| \right) \quad (18)$$

où:

φ_s : ouverture de faisceau du secteur

$$\begin{aligned} U(x) &= 1 && \text{pour } x \geq 0 \\ U(x) &= 0 && \text{pour } x < 0 \end{aligned} \quad (19)$$

Pour les fonctions tant rectangulaires qu'exponentielles représentant l'intensité de rayonnement d'une antenne sectorielle, on admet par hypothèse que l'intensité de rayonnement dans le plan vertical est donnée par l'expression:

$$F(\theta) = e^{-a^2\theta^2} \quad (20)$$

où:

$$a^2 = -\ln(0,5) \times \left(\frac{2}{\theta_3} \right)^2 = \frac{2,773}{\theta_3^2} \quad (21)$$

θ_3 : ouverture de faisceau à 3 dB de l'antenne dans le plan vertical (degrés).

Lorsque l'on développe les équations (18) et (20) au sein de l'équation (17) on obtient l'expression suivante:

$$U_0 = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} U \left(\frac{\varphi_s}{2} - |\varphi| \right) d\varphi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{-a^2\theta^2} \cos(\theta) d\theta \quad (22)$$

On peut résoudre cette double intégrale en calculant le produit de deux intégrales indépendantes. Si le calcul de l'intégrale sur φ est simple, celui de l'intégrale sur θ est relativement plus difficile. On pourrait calculer l'intégrale de θ de façon numérique et présenter le résultat sous la forme soit d'un tableau, soit d'un polynôme correspondant aux données. Toutefois, on note que si l'on change les limites de l'intégration à $\pm\infty$, l'intégrale de θ est donnée par l'expression close suivante:

$$\int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{-a^2\theta^2} \cos(\theta) d\theta \approx \int_{-\infty}^{\infty} e^{-a^2\theta^2} \cos(\theta) d\theta = \frac{1}{a} \sqrt{\pi} e^{-1/4a^2} \quad (23)$$

C'est là une formulation relativement simple et souple qui, selon sa précision, pourrait être d'une grande utilité dans l'évaluation de la directivité des antennes tant sectorielles qu'équidirectives.

On a évalué la précision avec laquelle l'intégrale infinie se rapproche de l'intégrale finie. On a calculé l'intégrale finie, c'est-à-dire l'intégrale figurant à gauche de l'équation (23), pour plusieurs valeurs d'ouverture de faisceau à 3 dB en utilisant la méthode de la quadrature gaussienne jusqu'à 24 points et on a comparé la valeur obtenue en appliquant la formule correspondant à l'intégrale infinie qui figure à droite de l'équation (23). (En fait, en raison de sa symétrie, on a calculé l'intégrale finie de façon numérique sur l'intervalle de 0 à $\pi/2$ et on a multiplié le résultat par deux.) On trouvera au Tableau 1 le résultat que l'on obtient pour différentes valeurs d'ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan vertical. Il ressort du tableau que pour une ouverture de faisceau à 3 dB de 45° , la différence entre les valeurs produites par l'intégrale finie et l'approximation de l'intégrale infinie est inférieure à 0,03%. Pour les valeurs inférieures ou égales à 25° , l'erreur est essentiellement nulle. L'équation (22) se calcule maintenant sans difficulté, selon la formule suivante:

$$U_0 = \frac{\varphi_s \theta_3}{4\pi} \sqrt{\frac{\pi}{2,773}} \times e^{\frac{\theta_3^2}{11,09}} \tag{24}$$

TABLEAU 1

Evaluation de l'intensité de rayonnement moyenne: précision relative de l'intégrale infinie dans l'équation (23)

Ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan vertical (degrés)	Intégrale finie	Intégrale infinie	Erreur relative (%)
45	1,116449558	1,116116449	0,0298
25	0,67747088	0,67747088	0,0000
20	0,549744213	0,549744213	0,0000
15	0,416896869	0,416896869	0,0000
10	0,280137168	0,280137168	0,0000
5	0,140734555	0,140734558	0,0000

D'après les équations (18) et (20), $U_M = 1$. En substituant ces valeurs et en remplaçant U_0 dans l'équation (24) par l'équation (16), on obtient la directivité d'une antenne sectorielle, connaissant l'ouverture de faisceau dans les plans vertical et azimutal, laquelle s'exprime ainsi:

$$D = \frac{11,805}{\varphi_s \theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{11,09}} \tag{25}$$

où les angles sont donnés en radians. Lorsque les angles sont exprimés en degrés, l'équation (25) devient:

$$D = \frac{38\,750}{\varphi_s \theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{36\,400}} \tag{26}$$

A noter que dans le cas d'une antenne équidirective, l'équation (26) se réduit à:

$$D = \frac{107,64}{\theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{36400}} \quad (27a)$$

Si l'on part de l'hypothèse que le rendement de rayonnement est de 100% et que les pertes de l'antenne sont négligeables, alors le gain et la directivité de l'antenne équidirective sont identiques. En outre, pour les antennes équidirectives dont l'ouverture de faisceau à 3 dB est inférieure à environ 45°, il est possible de simplifier la relation entre le gain et l'ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan vertical en attribuant la valeur un au facteur exponentiel. L'erreur qui en résulte est inférieure à 6%. L'expression obtenue est la suivante:

$$G_0 \approx \frac{107,64}{\theta_3} \quad (27b)$$

2.2 Intensité de rayonnement d'une antenne sectorielle à fonction exponentielle

Le deuxième cas examiné dans le cadre de l'évaluation de l'intensité de rayonnement d'une antenne sectorielle est celui d'une fonction exponentielle, plus précisément:

$$F(\varphi) = e^{-b^2\varphi^2} \quad (28)$$

où:

$$b^2 = -\ln(0,5) \times \left(\frac{2}{\varphi_s} \right)^2 \quad (29)$$

et φ_s est l'ouverture de faisceau à 3 dB du secteur.

En substituant les équations (20) et (28) dans l'équation (17), en changeant les limites de l'intégration de manière à ce que les intégrales finies deviennent des intégrales infinies, en intégrant puis en substituant ce résultat dans l'équation (16), on obtient l'approximation suivante:

$$D = \frac{11,09}{\varphi_s \theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{36400}} \quad (30)$$

où les angles ont les valeurs précédemment définies et sont exprimés en radians. En convertissant les angles en degrés, on transforme l'équation (30) ainsi:

$$D = \frac{36400}{\varphi_s \theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{36400}} \quad (31)$$

En comparant les équations (26) et (31), on s'aperçoit que la différence qui existe entre la directivité calculée en utilisant l'une ou l'autre des équations est inférieure à 0,3 dB.

Il faudrait comparer les résultats obtenus avec l'équation (31) à un certain nombre de diagrammes mesurés pour déterminer l'incidence inhérente du rendement du rayonnement de l'antenne et des autres pertes sur le coefficient. A l'heure actuelle, on dispose seulement de deux séries de mesures pour des antennes sectorielles destinées à fonctionner dans la bande de 25,25-29,5 GHz. Des diagrammes mesurés dans les plans azimutal et vertical sont respectivement présentés, aux Fig. 13 et 14 pour une série d'antennes et aux Fig. 15 et 16 pour la seconde. D'après les Fig. 13 et 14,

l'ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan azimutal est de 90° et l'ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan vertical est de 2,5°. En utilisant l'équation (31), la directivité obtenue est de 22,1 dB. Cette valeur est à comparer au gain mesuré de 20,5-21,4 dBi pour l'antenne fonctionnant dans la bande 25,5-29,5 GHz. En supposant que le gain G_0 de l'antenne dans la bande d'environ 28 GHz est inférieur de 0,7 dB à sa directivité et que le facteur exponentiel est remplacé par un, ce qui nous donne une erreur dont la valeur croît avec l'ouverture du faisceau, cette erreur atteint 6% à 45°. Ainsi, plus l'ouverture du faisceau est grande, plus l'erreur, en pourcentage, augmente. Compte tenu de ces considérations, l'expression semi-empirique de la relation entre le gain et l'ouverture de faisceau d'une antenne sectorielle est la suivante:

$$G_0 \approx \frac{31\,000}{\varphi_s \theta_3} \tag{32a}$$

De même, d'après les Fig. 15 et 16, l'expression semi-empirique de la relation entre le gain et l'ouverture de faisceau de cette antenne sectorielle est la suivante:

$$G_0 \approx \frac{34\,000}{\varphi_s \theta_3} \tag{32b}$$

FIGURE 13

Diagramme mesuré dans le plan azimutal d'une antenne sectorielle de 90°. Diagramme mesuré dans la bande 27,5-29,5 GHz. Les croix manuscrites figurant à gauche de la figure correspondent aux valeurs obtenues à partir de l'équation (28) (exprimée en dB) pour une ouverture à 3 dB dans le plan azimutal que l'on évalue par hypothèse à 90°

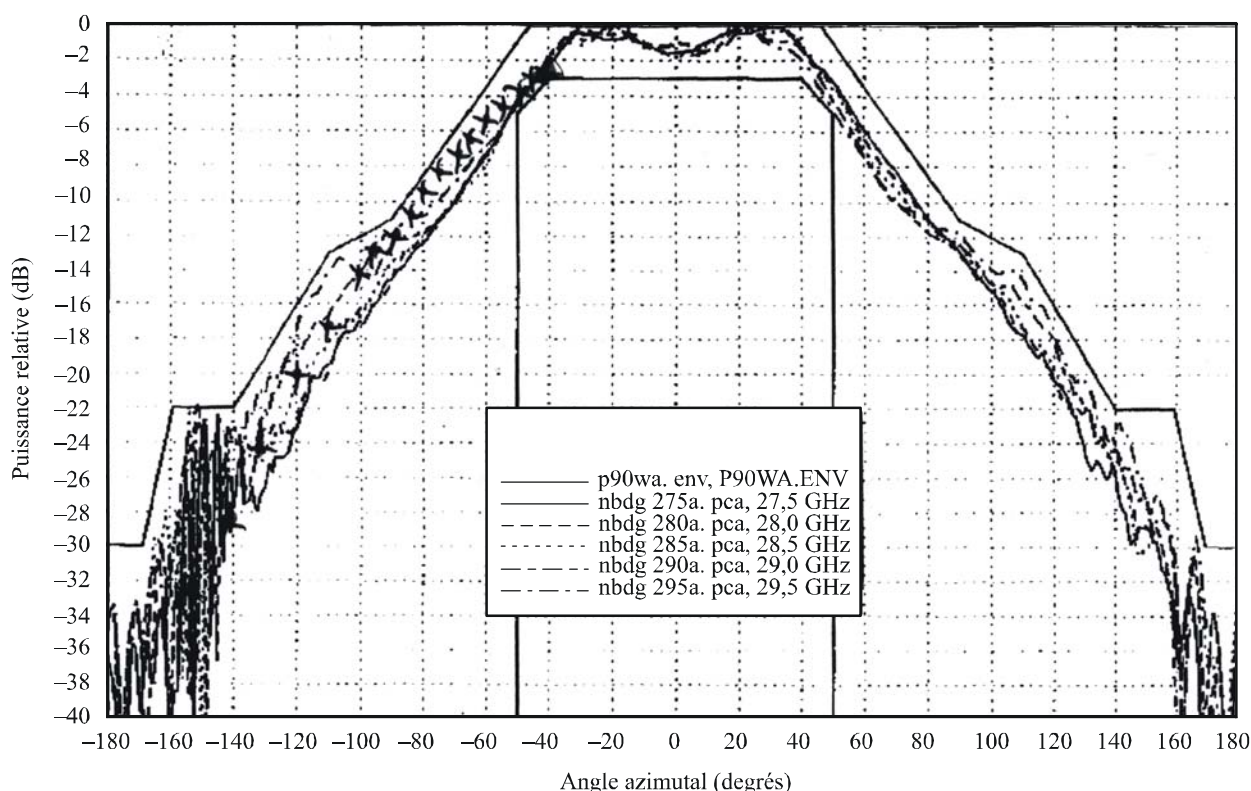
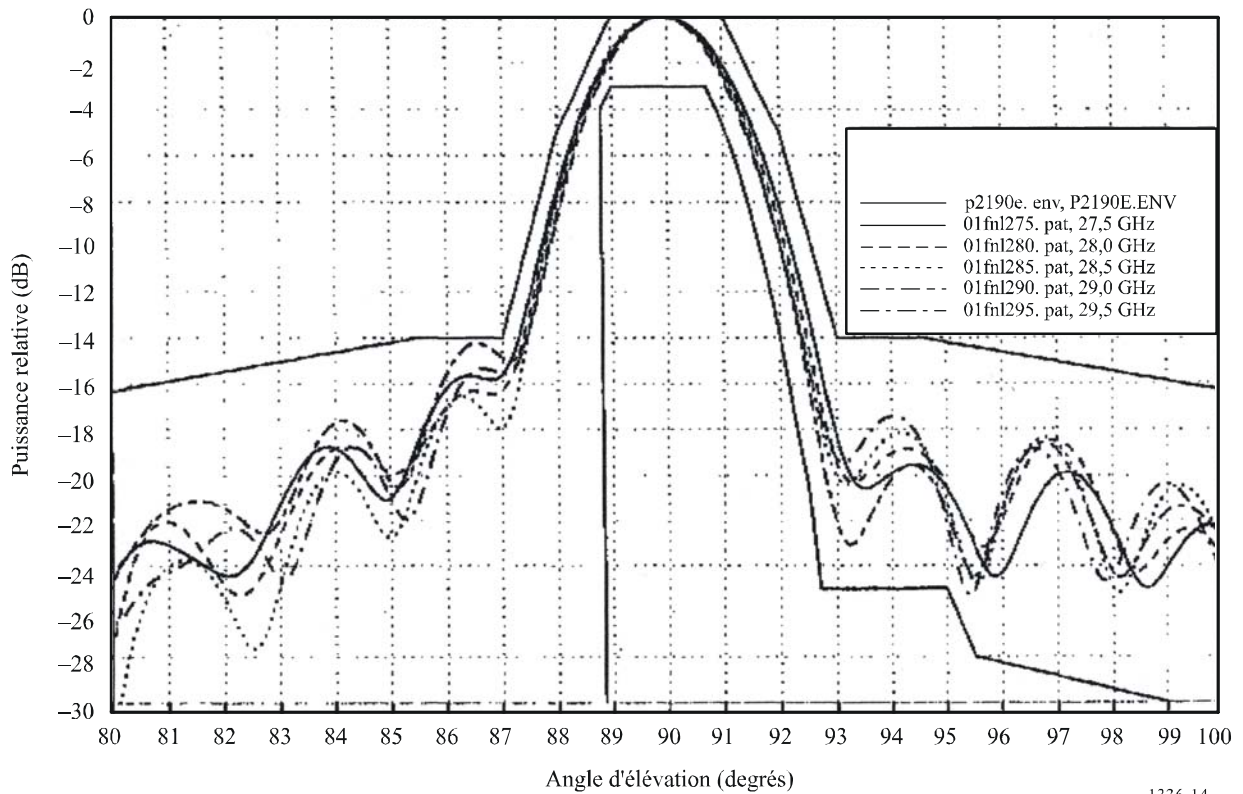
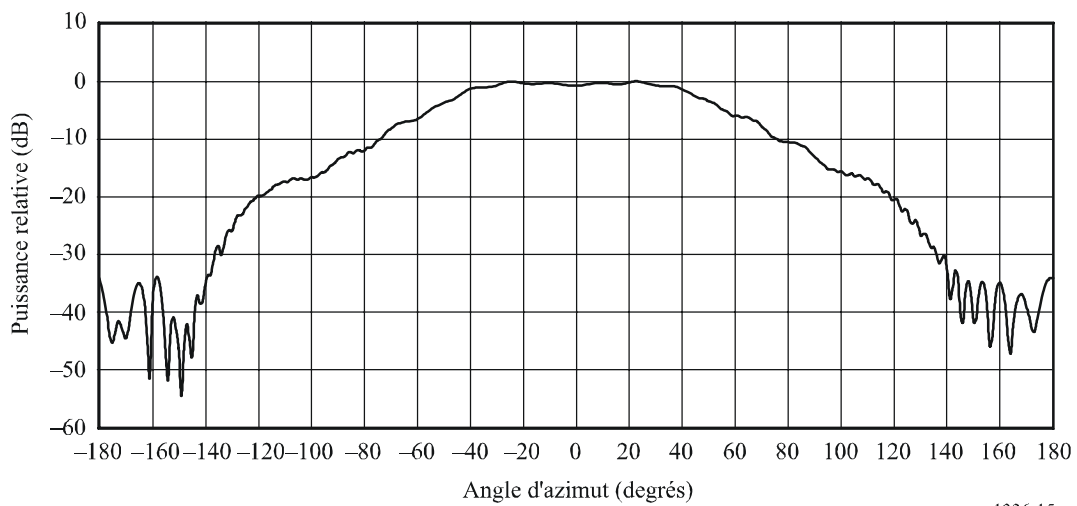


FIGURE 14
 Diagramme mesuré dans le plan vertical d'une antenne sectorielle de 90°.
 Diagramme mesuré dans la bande 27,5-29,5 GHz



1336-14

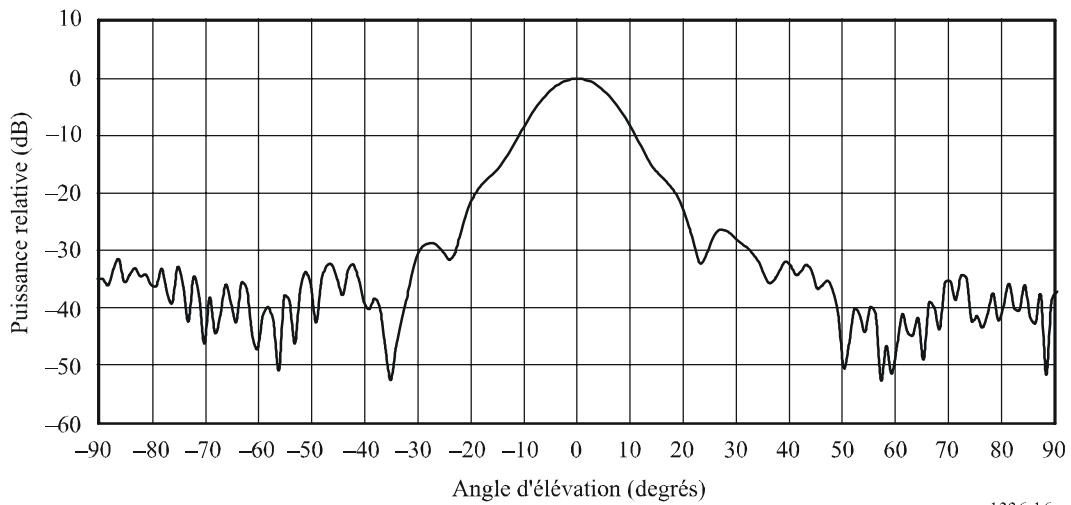
FIGURE 15
 Diagramme en azimut d'une antenne sectorielle typique de 90° (V-polarisation).
 Angle à mi-valeur à 15 dBi: 90° (antenne du type cornet fonctionnant à 26 GHz)



1336-15

FIGURE 16

Diagramme en élévation d'une antenne sectorielle typique de 90° (V-polarisation).
 Angle à mi-valeur à 15 dBi: 12° (antenne du type cornet fonctionnant à 26 GHz)



1336-16

3 Comparaison avec des résultats antérieurs concernant des antennes équidirectives

Cette section a pour objet de comparer les résultats obtenus, pour ce qui est des antennes équidirectives, à partir de l'équation (27) aux résultats antérieurs exposés et résumés à l'Annexe 1 de la présente Recommandation.

L'intensité de rayonnement d'une antenne équidirective dans le plan vertical s'exprimait sous la forme:

$$F(\theta) = \cos^{2N} \theta \tag{33}$$

En substituant l'équation (33) dans l'équation (17) et en admettant par hypothèse que $F(\varphi) = 1$, on obtient la formule suivante:

$$U_0 = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos^{2N}(\theta) \cos(\theta) d\theta d\varphi \tag{34}$$

Cette double intégrale équivaut à:

$$U_0 = \frac{(2N)!!}{(2N+1)!!} \tag{35}$$

où $(2N)!!$ est la double factorielle définie par $(2 \cdot 4 \cdot 6 \dots (2N))$, et $(2N+1)!!$ est également une double factorielle, définie par $(1 \cdot 3 \cdot 5 \dots (2N+1))$.

Ainsi, l'expression de la directivité devient:

$$D = \frac{(2N+1)!!}{(2N)!!} \tag{36}$$

L'ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan vertical est exprimée par:

$$\theta_3 = 2 \cos^{-1}\left(0,5^{1/2N}\right) \quad (37)$$

On trouvera au Tableau 2 une comparaison des valeurs de directivité obtenues en utilisant d'une part les hypothèses et les méthodes concrétisées par l'équation (27) et d'autre part celles utilisées pour élaborer les équations (36) et (37). Il ressort de ce tableau que les résultats obtenus en utilisant l'équation (27) sont meilleurs que ceux obtenus en utilisant les équations (36) et (37). Dans tous les cas, l'équation (27) donne une valeur de directivité légèrement inférieure à celle des équations (36) et (37). C'est pour une ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan vertical de 65° que l'erreur relative (%) des estimations, quand elle est exprimée en dB, est la plus importante (-2,27%). Dans le même cas, l'erreur (dB), exprimée en dB, est de -0,062 dB. Dans les cas où l'angle d'ouverture du faisceau à 3 dB est inférieur à 65°, l'erreur relative (%) et l'erreur (dB) diminuent parallèlement à l'ouverture de faisceau à 3 dB, comme des fonctions monotones décroissantes. Pour une ouverture de faisceau à 3 dB de 16°, l'erreur relative (%) se situe aux alentours de -0,01% et l'erreur (dB) est inférieure à -0,0085 dB environ. Une évaluation similaire à celle présentée au Tableau 2 pour des valeurs de 2N allant jusqu'à 10 000 (correspondant à une ouverture de faisceau à 3 dB de 1,35° et à une directivité de 19,02 dB) confirme que les résultats des deux approches convergent.

TABLEAU 2

Comparaison des valeurs de directivité d'antennes équidirectives calculées en utilisant d'une part l'équation (27) et d'autre part les équations (36) et (37)

2N	θ_3 (degrés) (équation (37))	Directivité (dB) (équation (36))	Directivité (dB) (équation (27))	Erreur relative (%)	Erreur (dB)
2	90,0000	1,7609	1,7437	-0,98	-0,0172
4	65,5302	2,7300	2,6677	-2,28	-0,0623
6	54,0272	3,3995	3,3419	-1,69	-0,0576
8	47,0161	3,9110	3,8610	-1,28	-0,0500
10	42,1747	4,3249	4,2814	-1,01	-0,0435
12	38,5746	4,6726	4,6343	-0,82	-0,0383
14	35,7624	4,9722	4,9381	-0,69	-0,0341
16	33,4873	5,2355	5,2047	-0,59	-0,0307
18	31,5975	5,4703	5,4423	-0,51	-0,0280
20	29,9953	5,6822	5,6565	-0,45	-0,0256
22	28,6145	5,8752	5,8516	-0,40	-0,0237
24	27,4083	6,0525	6,0305	-0,36	-0,0220
26	26,3428	6,2164	6,1959	-0,33	-0,0205
28	25,3927	6,3688	6,3496	-0,30	-0,0192
30	24,5384	6,5112	6,4931	-0,28	-0,0181
32	23,7649	6,6449	6,6278	-0,26	-0,0171
34	23,0603	6,7708	6,7545	-0,24	-0,0162
36	22,4148	6,8897	6,8743	-0,22	-0,0154
38	21,8206	7,0026	6,9879	-0,21	-0,0147

TABLEAU 2 (*fin*)

$2N$	θ_3 (degrés) (équation (37))	Directivité (dB) (équation (36))	Directivité (dB) (équation (27))	Erreur relative (%)	Erreur (dB)
40	21,2714	7,1098	7,0958	-0,20	-0,0140
42	20,7616	7,2120	7,1986	-0,19	-0,0134
44	20,2868	7,3096	7,2967	-0,18	-0,0129
46	19,8431	7,4030	7,3906	-0,17	-0,0124
48	19,4274	7,4925	7,4806	-0,16	-0,0119
50	19,0367	7,5785	7,5671	-0,15	-0,0115
52	18,6687	7,6613	7,6502	-0,14	-0,0111
54	18,3212	7,7410	7,7302	-0,14	-0,0107
56	17,9924	7,8178	7,8075	-0,13	-0,0104
58	17,6808	7,8921	7,8820	-0,13	-0,0100
60	17,3847	7,9638	7,9541	-0,12	-0,0097
62	17,1031	8,0333	8,0239	-0,12	-0,0094
64	16,8347	8,1007	8,0915	-0,11	-0,0092
66	16,5786	8,1660	8,1571	-0,11	-0,0089
68	16,3338	8,2294	8,2207	-0,11	-0,0087
70	16,0996	8,2910	8,2825	-0,10	-0,0085
72	15,8751	8,3509	8,3426	-0,10	-0,0083
74	15,6598	8,4092	8,4011	-0,10	-0,0081

4 Résumé et conclusions

On a mis au point des équations qui permettent de calculer facilement la directivité et la relation entre l'ouverture de faisceau et le gain d'antennes équidirectives et sectorielles utilisées dans les faisceaux hertziens du type P-MP. On propose d'utiliser les équations suivantes pour déterminer la directivité des antennes sectorielles:

$$D = \frac{k}{\varphi_s \theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{36400}} \quad (38)$$

où:

$$\begin{aligned} k &= 38750 && \text{pour } \varphi_s > 120^\circ \\ k &= 36400 && \text{pour } \varphi_s \leq 120^\circ \end{aligned} \quad (39)$$

et φ_s = l'ouverture de faisceau à 3 dB de l'antenne sectorielle dans le plan azimutal (degrés), pour une intensité de rayonnement en azimut qui est, par hypothèse, exponentielle, et où θ_3 est l'ouverture de faisceau à 3 dB de l'antenne sectorielle dans le plan vertical (degrés).

Pour les antennes équidirectives, il est proposé d'utiliser l'équation simplifiée suivante pour déterminer l'ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan vertical, le gain étant en dBi (voir l'équation (27)):

$$\theta_3 \approx 107,6 \times 10^{-0,1 G_0}$$

On propose d'utiliser, à titre provisoire, l'équation suivante, partiellement fondée sur des principes empiriques, qui établit la relation entre le gain d'une antenne sectorielle (dBi) et les ouvertures de faisceau à 3 dB dans les plans vertical et azimutal, où le secteur est de l'ordre de 120° ou moins et l'ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan vertical est inférieure à environ 45° (voir l'équation (32a)):

$$\theta_3 \approx \frac{31\,000 \times 10^{-0,1 G_0}}{\varphi_s}$$

Il est nécessaire d'effectuer des études complémentaires pour déterminer la façon de résoudre le problème de la zone de transition que comporte l'équation (39) et pour évaluer la précision de ces approximations appliquées aux diagrammes mesurés d'antennes sectorielles et équidirectives destinées à être utilisées dans les faisceaux hertziens du type P-MP, dans les bandes de la gamme comprise entre 1 GHz et environ 70 GHz.

Annexe 4

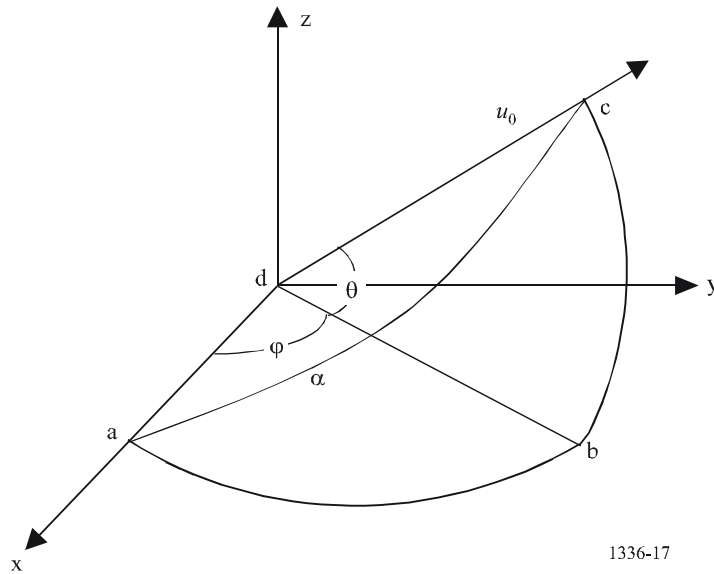
Procédure pour déterminer le gain d'une antenne sectorielle à partir d'un angle hors axe arbitraire spécifié par un angle d'azimut et un angle d'élévation par rapport à la ligne de visée de l'antenne

1 Analyse

La géométrie de base permettant de déterminer le gain d'une antenne sectorielle à partir d'un angle hors axe arbitraire est représentée à la Fig. 17. On part de l'hypothèse que l'antenne est située au centre du système de coordonnées sphériques; l'axe des x correspond à la direction de rayonnement maximal; le plan x-y est le plan horizontal local; le plan d'élévation contient l'axe des z; de plus, u_0 est un vecteur unitaire qui indique la direction dans laquelle on souhaite déterminer le gain de l'antenne sectorielle.

FIGURE 17

Détermination de l'angle hors axe de visée pour un angle d'azimut et un angle d'élévation donnés



Cette procédure est fondée sur les deux hypothèses fondamentales suivantes:

- la représentation en deux dimensions du contour de gain à -3 dB du diagramme en champ lointain en fonction des angles d'azimut et d'élévation sera une ellipse (voir la Fig. 18);
- le gain de l'antenne sectorielle à partir d'un angle hors axe arbitraire est fonction de l'ouverture de faisceau à 3 dB et de l'ouverture de faisceau de l'antenne lorsqu'il est mesuré dans le plan contenant l'axe des x et le vecteur unitaire u_0 (voir la Fig. 17).

Compte tenu de l'ouverture de faisceau à 3 dB (degrés) de l'antenne sectorielle dans les plans azimutal et d'élévation, φ_3 et θ_3 , la valeur numérique du gain de la ligne de visée est donnée, à titre provisoire, par la formule suivante (voir le § 3.3 du *recommande* et l'équation (32a)).

$$G_0 = \frac{31000}{\varphi_3 \theta_3} \quad (40)$$

Pour calculer le gain d'une antenne sectorielle à partir d'un angle hors axe arbitraire, φ et θ , la première étape consiste à déterminer la valeur de α . Comme on peut le voir sur la Fig. 17, les points a, b et c forment un triangle sphérique rectangulaire et α est égal à:

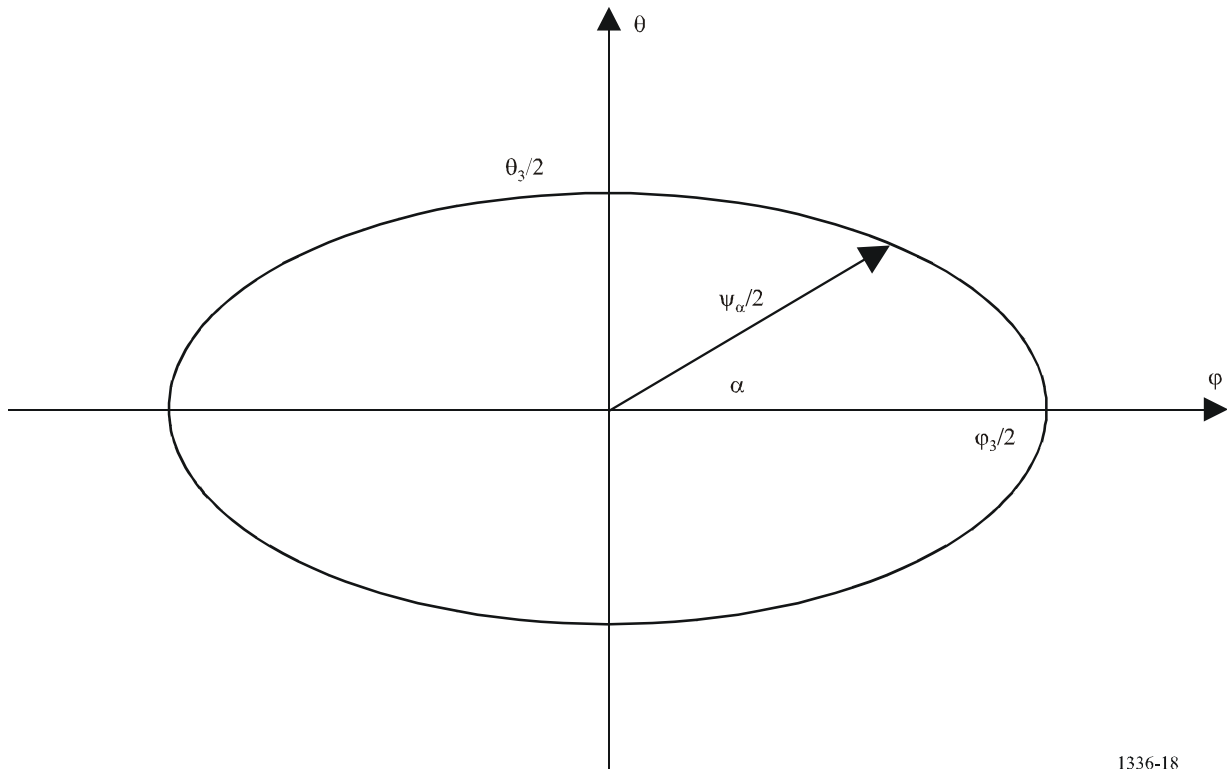
$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{\tan \theta}{\sin \varphi} \right) \quad (41a)$$

et l'angle hors axe dans le plan a, d et c est donné par:

$$\psi_\alpha = \cos^{-1}(\cos \varphi \cos \theta) \quad (41b)$$

FIGURE 18

Détermination de l'ouverture à 3 dB d'un faisceau elliptique pour un angle d'inclinaison arbitraire α



1336-18

Etant donné que le faisceau est elliptique, l'ouverture de faisceau à 3 dB de l'antenne sectorielle dans le plan a, d et c est déterminée par la formule:

$$\frac{1}{\Psi_{\alpha}^2} = \left(\frac{\cos \alpha}{\theta_3} \right)^2 + \left(\frac{\sin \alpha}{\phi_3} \right)^2 \quad (42a)$$

ou:

$$\Psi_{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\cos \alpha}{\theta_3} \right)^2 + \left(\frac{\sin \alpha}{\phi_3} \right)^2}} \quad (42b)$$

Le gain de l'antenne sectorielle à partir de cet angle hors axe arbitraire peut être déterminé, à titre provisoire, à l'aide du diagramme de rayonnement de référence indiqué aux § 3.1 et 3.2 du *recommande* de la présente Recommandation.

2 Conclusion

La présente annexe a permis de décrire une procédure permettant d'évaluer le gain d'une antenne sectorielle à partir d'un angle hors axe arbitraire. Un complément d'étude est nécessaire pour démontrer la gamme de validité de cette procédure pour les antennes sectorielles. Les administrations sont invitées à soumettre des diagrammes mesurés d'antennes sectorielles afin de pouvoir déterminer la validité de la procédure.

Annexe 5

Modèle mathématique de diagrammes de rayonnement génériques pour antennes équidirectives et sectorielles des systèmes hertziens fixes (FWS) du type P-MP, à utiliser dans l'évaluation statistique du brouillage

1 Introduction

On trouvera dans le corps du texte de la présente Recommandation (§ 2.2 et 3.2 du *recommande*) des diagrammes de rayonnement de référence représentant les valeurs moyennes des lobes latéraux pour antennes équidirectives (en azimut) et sectorielles, qui peuvent être appliqués dans le cas où le brouillage provient de sources multiples ou variant dans le temps.

Pour ce qui est de l'analyse statistique spatiale du brouillage, par exemple, du brouillage causé par quelques systèmes à satellites OSG à un grand nombre de stations de FWS, il faut élaborer un modèle mathématique pour diagrammes de rayonnement génériques (voir ci-après dans la présente annexe).

Il convient de noter que ces modèles mathématiques sont fondés sur des fonctions sinusoïdales, de sorte que si on les applique à des calculs de brouillage provenant de sources multiples, il peut en résulter des résultats faussés, à moins que les sources de brouillage soient réparties sur une gamme importante d'angles d'azimut/élévation. Il est donc recommandé d'utiliser ces diagrammes uniquement dans le cas décrit précédemment.

2 Modèle mathématique pour antennes équidirectives

Lorsqu'on effectue une analyse spatiale du brouillage causé par quelques systèmes à satellites OSG à un grand nombre de stations du service fixe, il faut utiliser les diagrammes ci-après de lobes latéraux exprimés en valeurs moyennes pour les angles d'élévation compris entre 0° et 90° (voir l'Annexe 1):

$$G(\theta) = \begin{cases} G_0 - 12 \left(\frac{\theta}{\theta_3} \right)^2 & \text{pour } 0 \leq \theta < \theta_4 \\ G_0 - 12 + 10 \log(k+1) + F(\theta) & \text{pour } \theta_4 \leq \theta < \theta_3 \\ G_0 - 12 + 10 \log \left[\left(\frac{|\theta|}{\theta_3} \right)^{-1,5} + k \right] + F(\theta) & \text{pour } \theta_3 \leq \theta \leq 90^\circ \end{cases} \quad (43a)$$

avec:

$$F(\theta) = 10 \log \left(0,9 \sin^2 \left(\frac{3\pi\theta}{4\theta_3} \right) + 0,1 \right) \quad (43b)$$

où θ , θ_3 , θ_4 , G_0 et k sont définis conformément au § 2.1 du *recommande* dans le corps du texte.

NOTE 1 – En cas d'utilisation d'antennes typiques, fonctionnant entre 1 et 3 GHz, le paramètre k doit être égal à 0,7.

NOTE 2 – En cas d'utilisation d'antennes ayant des caractéristiques des lobes latéraux améliorées, fonctionnant dans la gamme 1-3 GHz et d'antennes de tous types fonctionnant dans la gamme 3-70 GHz, le paramètre k doit avoir une valeur nulle.

3 Modèle mathématique pour antennes sectorielles

Lorsqu'on effectue une analyse spatiale du brouillage causé par quelques systèmes à satellites OSG à un grand nombre de stations du service fixe, il faut utiliser les diagrammes ci-après de lobes latéraux exprimés en valeurs moyennes pour les angles d'élévation compris entre 0° et 90° et pour les angles d'azimut compris entre -180° et 180° :

$$G(\varphi, \theta) = G_{ref}(x) \quad (44)$$

où:

$$G_{ref}(x) = G_0 - 12x^2 \quad \text{pour } 0 \leq x < 1,396$$

$$G_{ref}(x) = G_0 - 12 - 15 \log(x) + F_{ref}(x) \quad \text{pour } 1,396 \leq x$$

$$F_{ref}(x) = 10 \log(0,9 \sin^2(0,75\pi x) + 0,1)$$

$$\alpha = \arctan\left(\frac{\tan \theta}{\sin \varphi}\right)$$

$$\Psi_\alpha = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\cos \alpha}{\varphi_3}\right)^2 + \left(\frac{\sin \alpha}{\theta_3}\right)^2}}$$

$$= \varphi_3 \cdot \theta_3 \sqrt{\frac{(\sin \theta)^2 + (\sin \varphi \cdot \cos \theta)^2}{(\varphi_3 \cdot \sin \theta)^2 + (\theta_3 \cdot \sin \varphi \cdot \cos \theta)^2}} \quad \text{degrés}$$

$$\psi = \arccos(\cos \varphi \cdot \cos \theta) \quad \text{degrés}$$

$$x = \psi / \Psi_\alpha$$

où toutes les variables et tous les paramètres sont définis conformément au § 3.1 du *recommande* dans le corps du texte.

NOTE 1 – En cas d'utilisation d'antennes sectorielles ayant une ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan azimutal inférieure à 120° environ, la relation entre le gain maximal dans le plan azimutal et l'ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan tant azimutal que vertical est définie provisoirement comme suit (voir l'Annexe 3):

$$\theta_3 = \frac{31\,000 \times 10^{-0,1 G_0}}{\varphi_3}$$

où tous les paramètres ont les valeurs définies au § 3.1 du *recommande* dans le corps du texte.

Annexe 6

Justification de l'élaboration d'équations pour antennes sectorielles, en valeurs de crête et moyennes, fonctionnant entre 1 GHz et environ 6 GHz

1 Elaboration des équations pour antennes sectorielles fonctionnant entre 1 GHz et 6 GHz

1.1 Justification

Afin d'obtenir un modèle approprié à partir de données mesurées de diagrammes d'antenne à des fréquences voisines de 2 GHz, on a utilisé un paramètre k pour représenter les caractéristiques des lobes latéraux améliorés dans les équations utilisées pour les antennes sectorielles, de la même façon que pour les équations utilisées pour les antennes équidirectives.

On a constaté qu'un diagramme d'antenne sectorielle avec un paramètre k supérieur à zéro correspond aux diagrammes d'antenne mesurés dont les niveaux dans les premiers lobes latéraux ne sont pas bien évalués lorsqu'on utilise des équations pour antennes équidirectives.

L'équation (45) s'applique aux diagrammes d'antennes sectorielles exprimés en valeurs de crête:

$$\begin{aligned} G_{ref}(x) &= G_0 - 12x^2 && \text{pour } 0 \leq x < 1 \\ G_{ref}(x) &= G_0 - 12 + 10 \log(x^{-1,5} + k) && \text{pour } 1 \leq x \end{aligned} \quad (45)$$

La définition de tous les paramètres est la même que celle qui figure dans le corps principal de la présente Recommandation (§ 3.1 du *recommande*).

On notera qu'il existe une petite discontinuité à $x = 1$ dans l'équation (45).

Lorsque $k = 0,7$, par exemple, la seconde formule devient $G_{ref}(x) = G_0 - 9,7$ alors que la première reste inchangée, c'est-à-dire $G_{ref}(x) = G_0 - 12$ (une différence d'environ 2 dB). Cette discontinuité diminue lorsque k diminue aussi.

Afin de définir plus précisément le point de rupture entre ces deux équations, on applique deux petites approximations ($k \ll 1$ et x_k , point de rupture proche de 1):

$$\begin{aligned} G_{ref}(x_k) &= G_0 - 12 + 10 \log(x_k^{-1,5} + k) = G_0 - 12x_k^2 \\ \Rightarrow -12x_k^2 &= -12 + \frac{10}{\ln(10)} \ln(x_k^{-1,5} + k) \approx -12 + \frac{10}{\ln(10)} k \\ \Rightarrow x_k &\approx \sqrt{1 - \frac{5k}{6 \ln 10}} \end{aligned}$$

De cette manière, le point de rupture «1» peut être remplacée par un point de rupture flottant x_k .

Dans ce cas, l'équation (45) devient:

$$\begin{aligned} G_{ref}(x) &= G_0 - 12x^2 && \text{pour } 0 \leq x < x_k \\ G_{ref}(x) &= G_0 - 12 + 10 \log(x^{-1,5} + k) && \text{pour } x_k \leq x \end{aligned} \quad (46)$$

avec:

$$x_k = \sqrt{1 - 0,36k}$$

1.2 Domaine de validité des équations

A partir des diagrammes d'antenne mesurés, il a été établi qu'il fallait des équations différentes pour les antennes fonctionnant entre 1 GHz et environ 6 GHz.

1.3 Etudes relatives à un paramètre k

Les résultats de l'analyse effectuée avec le paramètre k et les diagrammes d'antenne mesurés sont résumés au Tableau 3, dans lequel on relèvera aussi des caractéristiques des lobes latéraux améliorées au cours des 10 dernières années.

1.4 Effet du paramètre k sur le diagramme de rayonnement de l'antenne sectorielle

On constate, en général, qu'un diagramme de rayonnement d'antenne exprimé en valeurs de crête avec une valeur type de $k = 0,7$ (voir le § 2 de la présente annexe) est approprié dans la plupart des cas (cas du lobe latéral typique).

A noter que lorsque $k = 0$, ces diagrammes de rayonnement d'antenne correspondent à ceux d'une antenne sectorielle avec des caractéristiques de lobe latéraux améliorés.

TABLEAU 3
Valeur du paramètre k dans la présente Recommandation

Recommandation UIT-R F.1336			1997	2000	2006 (dans la présente Recommandation)
Antenne équidirective	Lobe latéral typique	1-3 GHz	$k = 1,5$	$k = 0,7$	$k = 0,7$
		3-70 GHz	$k = 1,5$	$k = 0$	$k = 0$
	Lobe latéral amélioré	1-70 GHz	$k = 0$	$k = 0$	$k = 0$
Antenne sectorielle	Lobe latéral typique	1-3 GHz	–	$k = 0,7$	Crête: $k = 0,7$ Moyenne: $k = 0,2$ (Note 1)
		3-6 GHz	–	$k = 0$	
		6-70 GHz	–	$k = 0$	$k = 0$
	Lobe latéral amélioré	1-70 GHz	–	$k = 0$	$k = 0$

NOTE 1 – Pour les antennes sectorielles, on utilise les équations (46).

Il convient d'utiliser l'équation (47) ci-après pour les diagrammes d'antenne sectorielle exprimés en valeurs de crête:

$$\begin{aligned}
 G_{ref}(x) &= G_0 - 12x^2 && \text{pour } 0 \leq x < x_k \\
 G_{ref}(x) &= G_0 - 12 + 10 \log(x^{-1,5} + k) && \text{pour } x_k \leq x < 4 \\
 G_{ref}(x) &= G_0 - \lambda_k - 15 \log(x) && \text{pour } x \geq 4
 \end{aligned} \quad (47)$$

avec $\lambda_k = 12 - 10 \log(1 + 8k)$ et $x_k = \sqrt{1 - 0,36k}$

et:

x_k : point de rupture qui garantit la continuité entre le lobe principal et les premiers lobes latéraux

λ_k : facteur d'affaiblissement nécessaire au-dessous du gain d'antenne qui assure la continuité entre les lobes latéraux et les lobes arrière pour $x = 4$.

On utilise l'équation (47) aux § 3.1.1 et 3.2.1 du *recommande*.

2 Considérations relatives au paramètre k pour les antennes sectorielles fonctionnant dans la gamme 1-6 GHz

Afin d'évaluer une valeur appropriée de k , on a calculé la différence totale entre le diagramme de référence et le diagramme d'antenne mesuré tels qu'ils ont été fournis par plusieurs pays pour des applications fixes et mobiles. Ces diagrammes mesurés indiquaient le gain pour de nombreuses valeurs de l'angle d'élévation.

S'agissant du diagramme exprimé en valeurs de crête, les données expérimentales ont été comparées directement avec l'équation (47), avec un facteur k égal à 0,7.

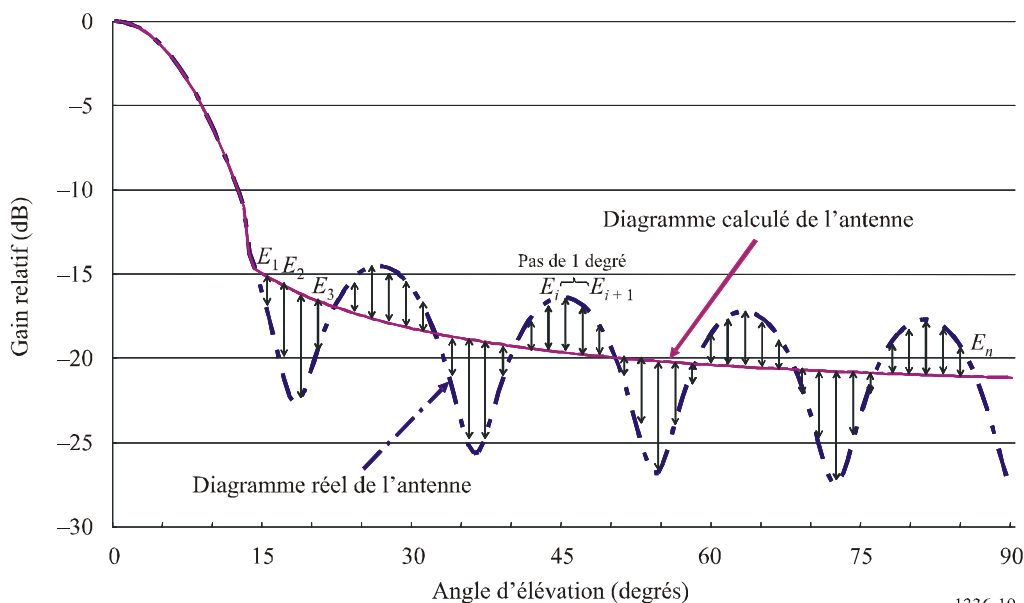
S'agissant du diagramme exprimé en valeurs moyennes, le calcul a été établi uniquement pour le lobe latéral (et non pour le lobe principal); les différences entre les diagrammes calculé et réel de l'antenne ont été échantillonnées à chaque degré afin de déterminer l'«erreur totale».

L'erreur totale est définie ci-après. E_i est exprimé en valeur réelle et non en dB.

$$\text{Erreur totale} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n E_i^2}$$

FIGURE 19

Calcul de l'erreur totale pour évaluer le paramètre k dans le cas d'un diagramme exprimé en valeurs moyennes



On a calculé l'erreur totale pour chaque diagramme en prenant plusieurs valeurs du paramètre k comprises entre 0 et 0,3. Les résultats sont représentés à la Fig. 19. On peut considérer que la valeur du paramètre k qui permet d'obtenir l'erreur totale minimale est la valeur optimale. Sur la base de cette analyse, il convient d'utiliser $k = 0,2$ pour les diagrammes d'antenne exprimés en valeurs moyennes.

Autre facteur important à prendre en compte: la «valeur Sigma», définie comme puissance totale intégrée sur la gamme des angles.

L'idée de base est la suivante:

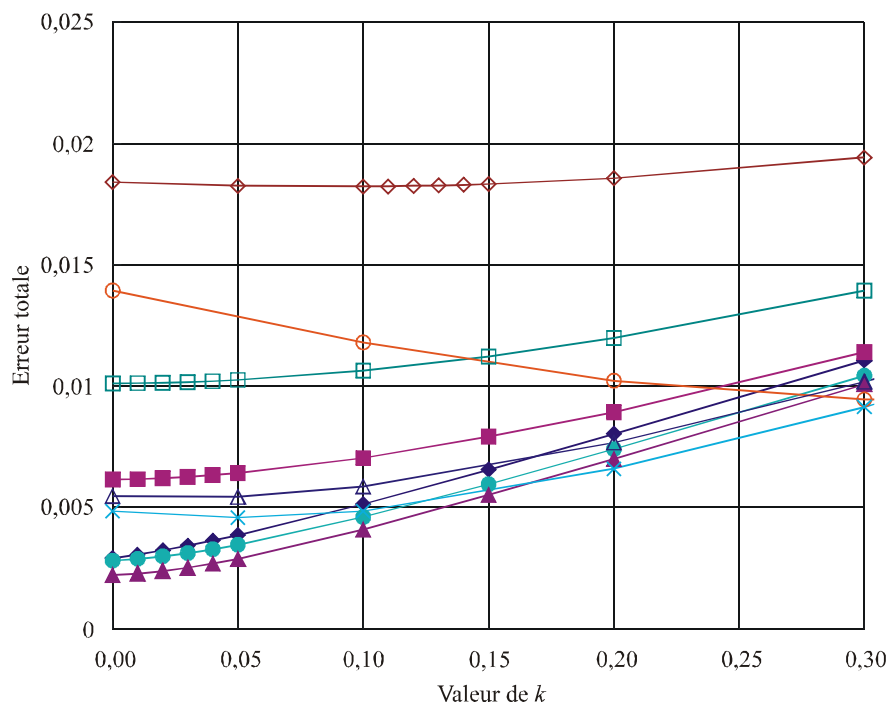
- pour des diagrammes d'antenne d'enveloppe de crête, la valeur Sigma devrait être comprise entre 2 et 4 dB;
- pour des diagrammes d'antenne de lobes latéraux exprimés en valeurs moyennes, la valeur Sigma devrait être comprise entre 0 et 1 dB.

On trouvera dans le Tableau 4 les résultats des calculs des valeurs Sigma pour les équations recommandées qui correspondent à des exemples représentatifs d'antennes typiques.

Dans le cas de diagrammes avec enveloppe de crête, la valeur Sigma pour $k = 0,7$ se situe dans la gamme des valeurs admissibles. De plus, $k = 0,2$ est une valeur possible pour les diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs moyennes.

FIGURE 20

Exemple d'évaluation de la valeur optimale de k pour un diagramme d'antenne exprimé en valeurs moyennes



Nouvelles données mesurées

- ◆ Antenne 1 (2 GHz, pour le SM)
- Antenne 2 (2 GHz, pour le SM)
- Antenne 3 (2 GHz, pour le service fixe, secteur de 60°)
- ▲ Antenne 4 (2 GHz, pour le service fixe, secteur de 90°)
- ◇ RV901704_P
- 2,0 GHz 6°/4°
- Antenne 5
- △ Antenne 6
- × Antenne 7

TABLEAU 4

Résultats des calculs des valeurs Sigma

	Diagramme	Equations	Paramètre k	Valeur Sigma	
				16 dBi, secteur de 60°	16 dBi, secteur de 120°
Antennes typiques dans la gamme 1-6 GHz	Enveloppe de crête	§ 3.1.1 du <i>recommande</i>	$k = 0,7$	3,8 dB	2,55 dB
	Valeur moyenne des lobes latéraux	§ 3.2.1 du <i>recommande</i>	$k = 0,2$	0,8 dB	0,12 dB
			$k = 0,4$	1,43 dB	0,57 dB
			$k = 0,6$	1,93 dB	0,97 dB