

RECOMMANDATION UIT-R F.1336-1*

**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)

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

considérant

- a) que, pour les études de coordination et pour l'évaluation de brouillages mutuels entre faisceaux hertziens du type point à multipoint 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 faisceaux hertziens;
- b) que, pour les études susmentionnées, des diagrammes de rayonnement fondés sur le niveau dépassé par un faible pourcentage des crêtes de lobe latéral peuvent être appropriés;
- c) que les diagrammes de lobes latéraux d'antennes de tailles différentes sont fortement influencés par la directivité de l'antenne et par le rapport entre le diamètre de l'antenne et la longueur d'onde utilisée;
- d) que des diagrammes de rayonnement de référence sont nécessaires dans les cas où l'on ne connaît pas le diagramme de rayonnement effectif;
- 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,

recommande

1 qu'en l'absence d'informations particulières concernant le diagramme de rayonnement de l'antenne de faisceaux hertziens du type point à multipoint 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 faisceaux hertziens en visibilité directe du type point à multipoint;

1.2 les études de coordination et l'évaluation du brouillage entre stations de faisceaux hertziens en visibilité directe du type point à multipoint et stations d'autres services partageant la même bande de fréquences;

2 qu'il convient d'adopter les diagrammes de rayonnement de référence suivants pour les fréquences comprises entre 1 et 3 GHz et, à titre provisoire, pour les fréquences au-dessus de 3 GHz jusqu'à environ 70 GHz (voir la Note 2);

2.1 lorsque des stations utilisent des antennes à diagramme équidirectif situées dans le plan horizontal ou au voisinage de ce plan, il convient d'appliquer les formules suivantes pour les angles d'élévation compris entre 0° et 90° (voir l'Annexe 1 et la Note 3):

$$G(\theta) = \max[G_1(\theta), G_2(\theta)] \quad (1a)$$

$$G_1(\theta) = G_0 - 12 \left(\frac{\theta}{\theta_3} \right)^2 \quad (1b)$$

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

* 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

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.

La relation entre le gain (dBi) et l'ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan vertical (degrés) est la suivante (voir la Note 4):

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

2.1.1 en cas d'utilisation d'antennes typiques, fonctionnant entre 1 et 3 GHz, le paramètre k doit être égal à 0,7 (voir la Note 5);

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

2.2 que le diagramme présenté sous *recommande 2.1* soit utilisé, à titre provisoire, pour le diagramme de rayonnement de référence dans le plan vertical d'antennes sectorielles utilisant la valeur de θ_3 indiqué sous *recommande 2.2.2*;

2.2.1 que le paramètre k à utiliser pour le diagramme de rayonnement de référence d'antennes sectorielles dans le plan vertical, fonctionnant dans la gamme 1-70 GHz devrait, à titre provisoire, avoir une valeur conforme à celles données sous *recommande 2.1.1* et *2.1.2*;

2.2.2 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 soit définie comme suit provisoirement (voir la Note 6 et l'Annexe 3):

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

où φ_s est l'ouverture de faisceau à 3 dB du secteur dans le plan azimutal (degrés) et où les autres paramètres ont les valeurs définies sous *recommande 2.1*;

2.3 dans le cas d'une antenne de coût modique à faible gain, fonctionnant dans la gamme 1-3 GHz, avec symétrie circulaire par rapport à l'ouverture de faisceau à 3 dB et un gain inférieur à 20 dBi environ, il convient d'utiliser les formules suivantes (voir l'Annexe 2 et la Note 7):

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

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)

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

$\varphi_1 = 1,9 \varphi_3$ degrés

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

3 que les études soient poursuivies afin d'améliorer la définition des enveloppes des diagrammes de rayonnement des antennes. Cela facilitera le partage des fréquences entre services et améliorera l'utilisation du spectre;

4 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 – Il convient d'effectuer des études complémentaires pour déterminer s'il est nécessaire d'apporter des modifications au diagramme de rayonnement de référence et au facteur $-1,5$ lorsqu'ils sont appliqués à des antennes fonctionnant dans les bandes de fréquences comprises entre 3 GHz et environ 70 GHz. De même, il convient d'effectuer des études complémentaires pour élaborer des diagrammes de rayonnement de référence applicables aux antennes sectorielles dans le plan azimutal. Il pourrait également être nécessaire d'élaborer des diagrammes de rayonnement de référence pour d'autres types d'antennes susceptibles d'être utilisées pour les stations centrales et les postes d'abonnés dans des systèmes du type point à multipoint fonctionnant dans la gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et environ 70 GHz.

NOTE 3 – Le diagramme de rayonnement de référence spécifié pour les antennes équidirectives sous *recommande 2.1* s'applique principalement lorsque le gain maximal dans le plan horizontal est compris entre 8 dBi et 13 dBi. Un complément d'étude est nécessaire pour déterminer l'intervalle complet dans lequel les équations sont applicables.

NOTE 4 – 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 5 – Le diagramme de rayonnement de référence spécifié pour les antennes équidirectives et les antennes sectorielles au § A.2.1.2.2.2.3 de la Résolution 46 (Rév.CMR-97) du RR est décrit par:

$$\begin{aligned} G(\theta) &= G_0 - 12(\theta/\varphi_3)^2 && \text{pour } 0 \leq \theta < \varphi_3 \\ G(\theta) &= G_0 - 12 - 10 \log(\theta/\varphi_3) && \text{pour } \varphi_3 \leq \theta < 90^\circ \end{aligned}$$

Les paramètres sont ceux dont on trouve la définition au § 2.1 du *recommande*.

La Résolution 46 (Rév.CMR-97) et l'Annexe 1 de l'appendice S5 du RR indiquent que ce diagramme d'antenne est provisoire et que les études se poursuivent au sein de l'UIT-R.

NOTE 6 – L'Annexe 3 se rapporte au calcul de la relation entre le gain et l'ouverture de faisceau pour les antennes équidirectives et sectorielles. Le calcul de la relation sous *recommande 2.2.2* est fondé sur des mesures limitées d'antennes sectorielles destinées à être utilisées dans la bande 25,25-29,5 GHz. Le choix de la constante 31 000 est expliqué à l'Annexe 3.

NOTE 7 – Le diagramme de rayonnement de référence spécifié sous *recommande 2.3* s'applique principalement dans les cas où le gain maximal 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.

ANNEXE 1

Diagramme de rayonnement de référence pour antennes équidirectives utilisées dans les faisceaux hertziens du type point à multipoint

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. 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):

$$D = 10 \log \left[191,0 \sqrt{0,818 + 1/\theta_3} - 172,4 \right] \quad \text{dBi} \quad (2a)$$

On peut résoudre l'équation (2a) pour θ_3 quand la directivité est connue:

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

$$\alpha = \frac{10^{0,1D} + 172,4}{191,0} \quad (2c)$$

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:

$$E_T(\theta) = E_e(\theta) \cdot AF(\theta) \quad (3)$$

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:

$$E_e(\theta) = \cos(\theta) \quad (4)$$

et la fonction caractéristique du réseau:

$$AF_N = \frac{1}{N} \left[\frac{\sin\left(N \frac{\Psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Psi}{2}\right)} \right] \quad (5)$$

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 (2b) et (2c);
- 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 $N \frac{\Psi}{2} = 1,3916$; et
- on calcule ensuite N , qui est la valeur entière suivante:

$$N = \left\lceil \frac{2 \times 1,3916}{2\pi \frac{d}{\lambda} \sin\left(\frac{\theta_3}{2}\right)} \right\rceil \quad (6)$$

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

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

$$\Delta D = 20 \log \left[\left| AF_N \times \cos(\theta) \right| \right] \quad \text{dB} \quad (7)$$

On a calculé l'équation (7) 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:

$$G(\theta) = \max [G_1(\theta), G_2(\theta)] \quad (8a)$$

$$G_1(\theta) = G_0 - 12 \left(\frac{\theta}{\theta_3} \right)^2 \quad \text{dBi} \quad (8b)$$

$$G_2(\theta) = G_0 - 12 + 10 \log \left[\left(\max \left\{ \frac{|\theta|}{\theta_3}, 1 \right\} \right)^{-1,5} + k \right] \quad \text{dBi} \quad (8c)$$

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 (8), 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 (8) 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

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

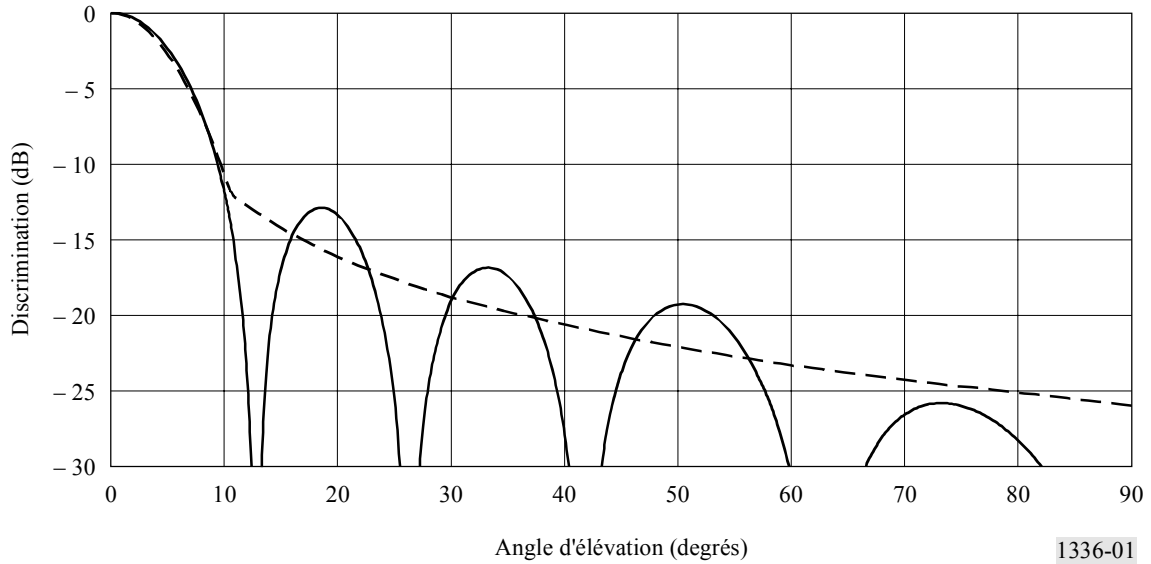


FIGURE 2

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

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

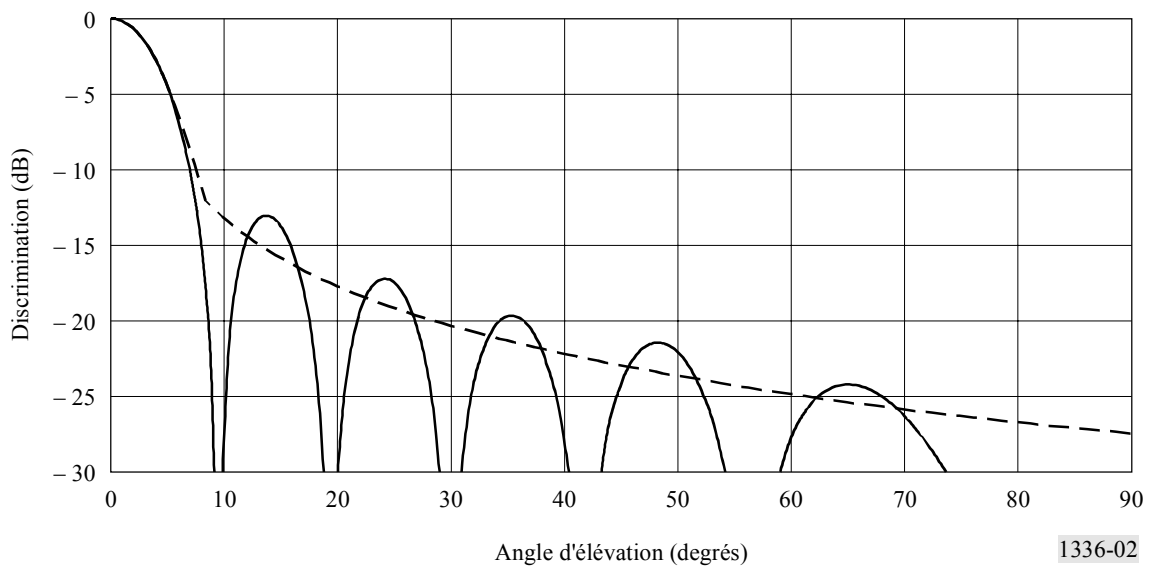
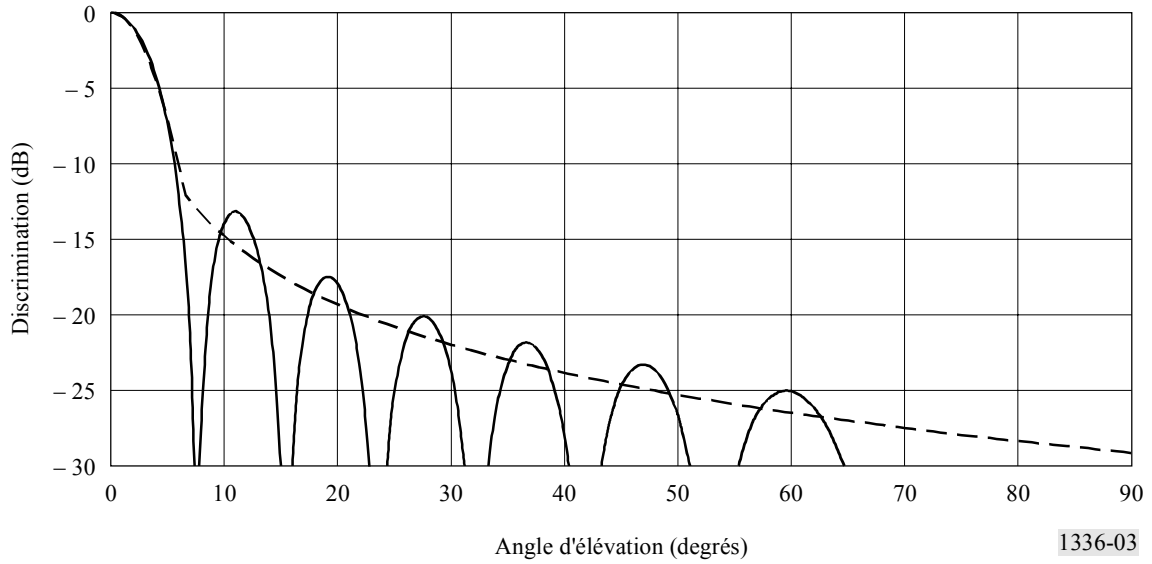
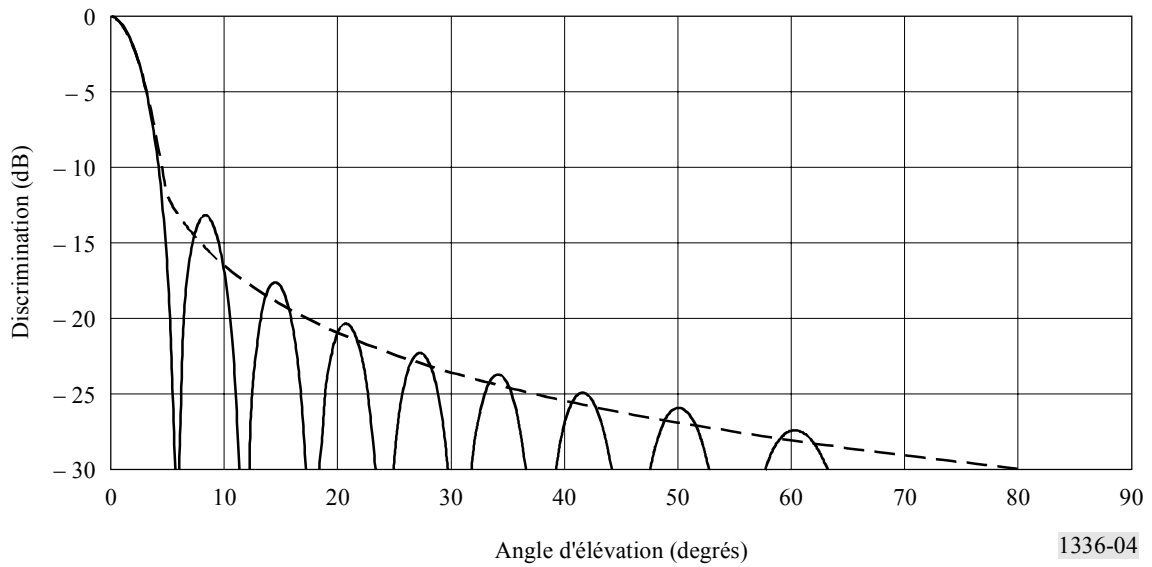


FIGURE 3
 Diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau linéaire d'éléments doublets comparé
 à l'enveloppe approximative du diagramme de rayonnement
 $G_0 = 12 \text{ dBi}$, $k = 0$



1336-03

FIGURE 4
 Diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau linéaire d'éléments doublets comparé
 à l'enveloppe approximative du diagramme de rayonnement
 $G_0 = 13 \text{ dBi}$, $k = 0$



1336-04

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, $k = 0$

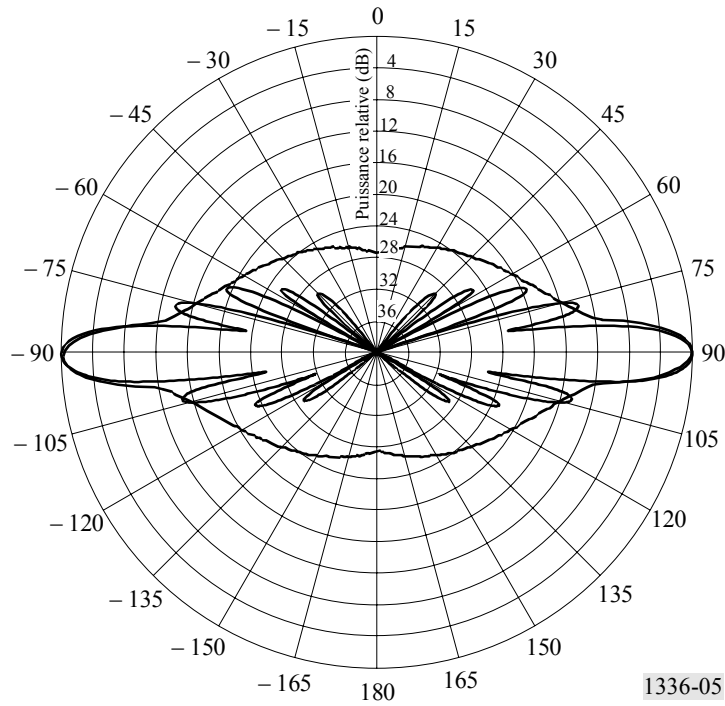


FIGURE 6

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, $k = 0$

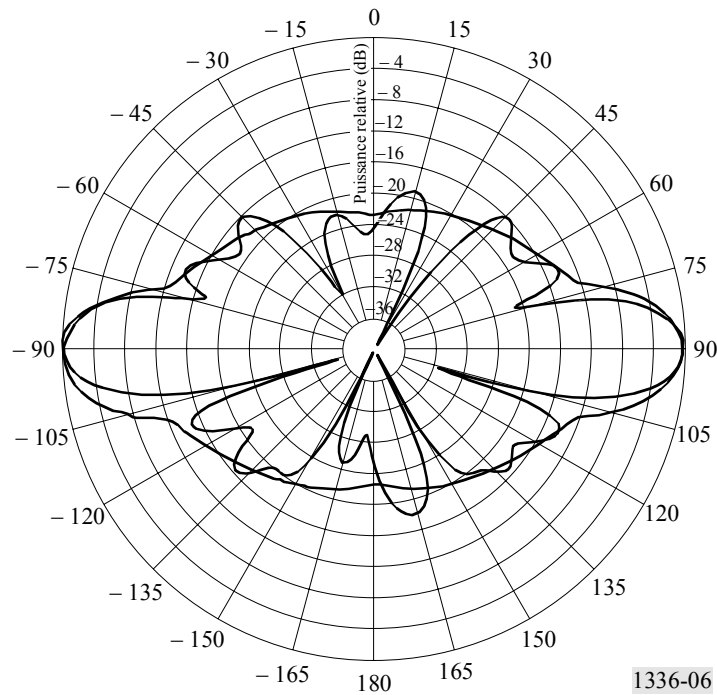


FIGURE 7

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

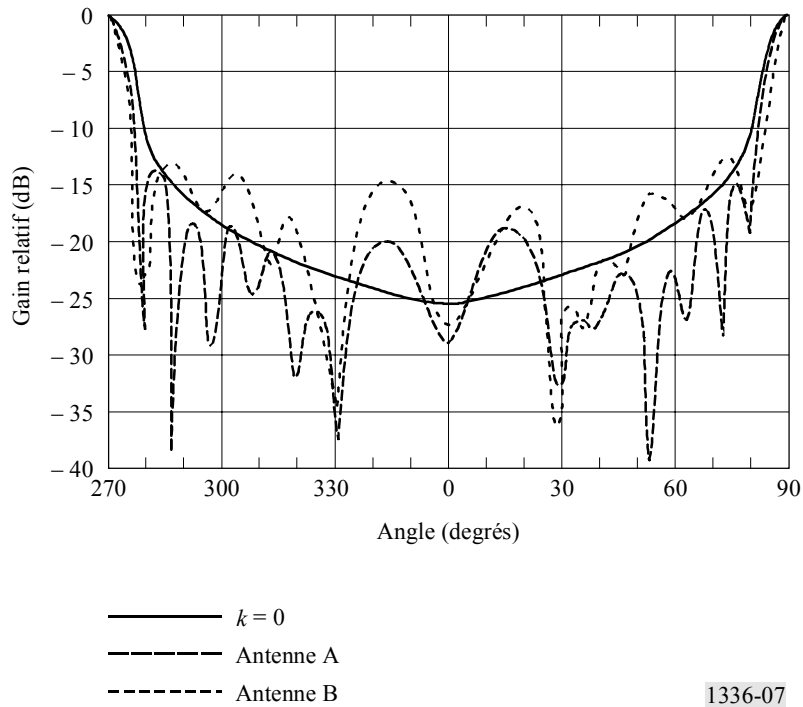


FIGURE 8

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

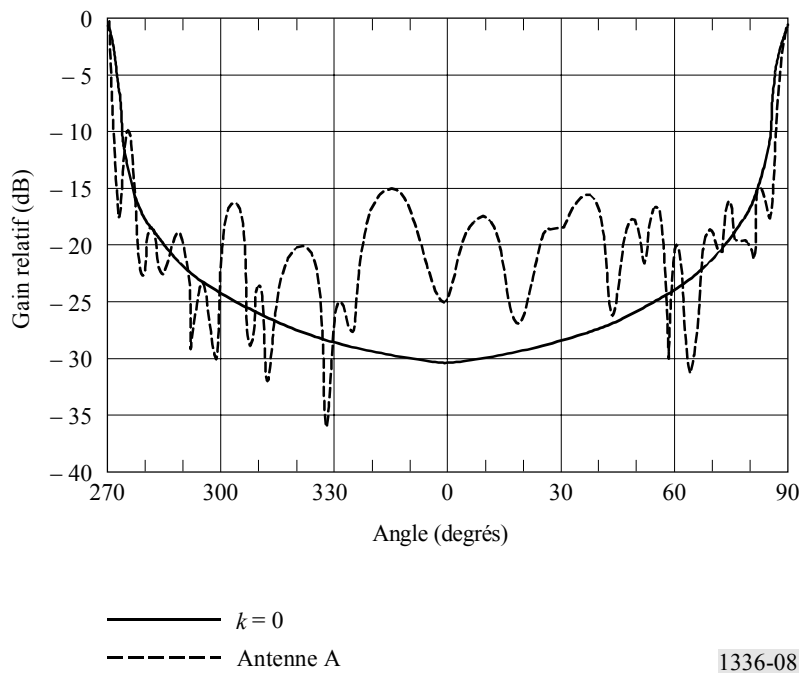


FIGURE 9

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

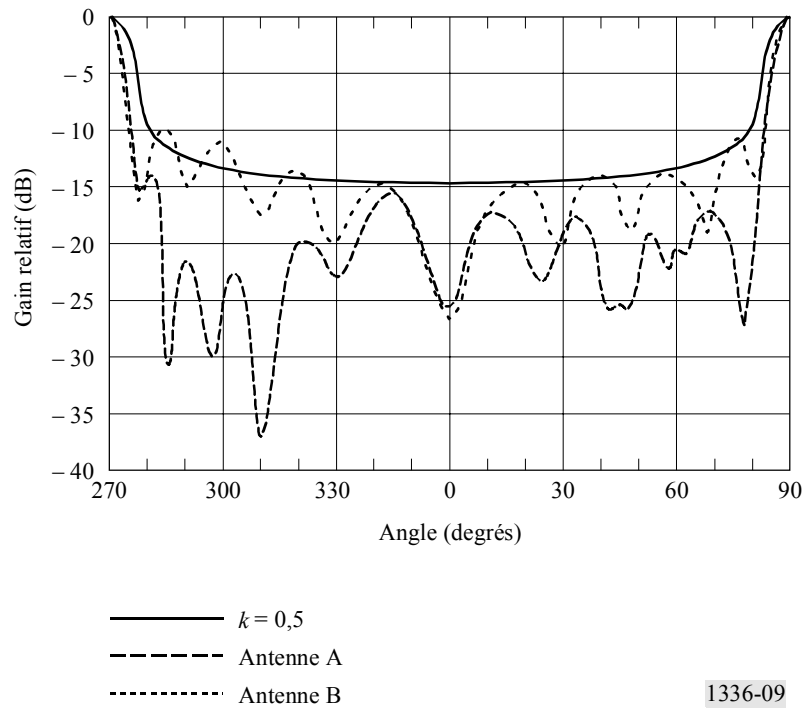


FIGURE 10

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

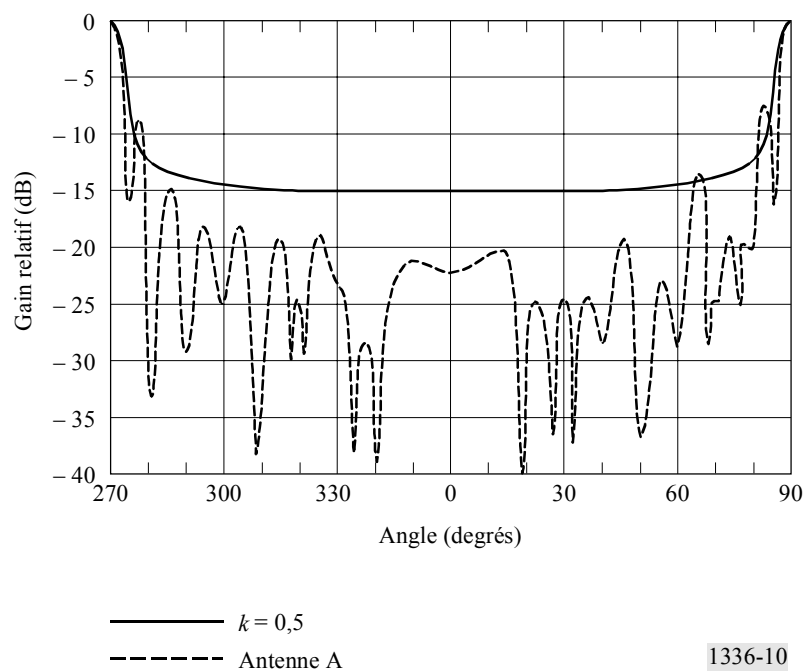
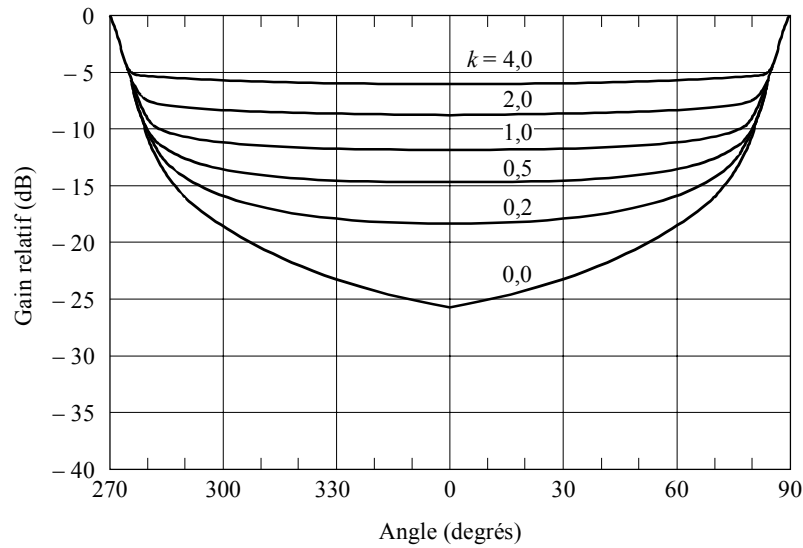


FIGURE 11

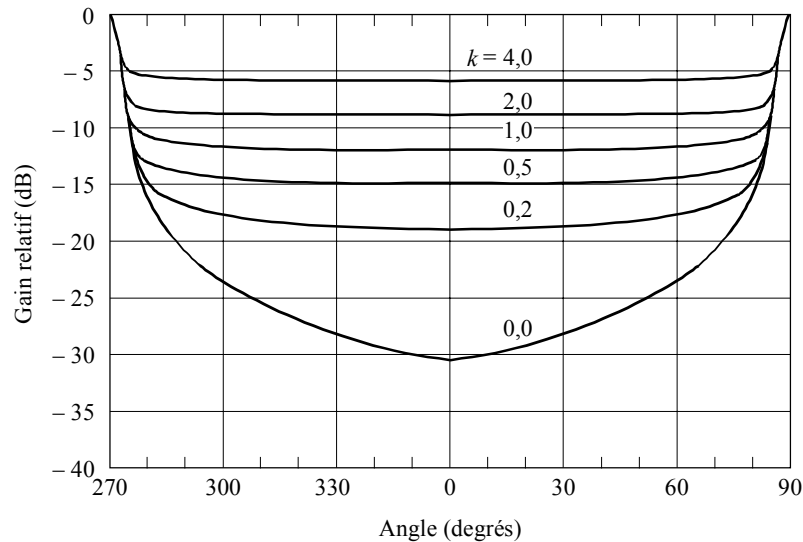
Enveloppes des diagrammes de rayonnement de référence pour plusieurs valeurs de k dans le cas d'une antenne équidirective avec un gain de 10 dBi



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.

Diagramme de rayonnement de référence pour les antennes d'abonné à faible gain et à symétrie circulaire utilisées dans les faisceaux hertziens du type point à multipoint 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 point à multipoint. 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:

$$G(\theta) = \begin{cases} G_0 - 12 \left(\frac{\theta}{\varphi_3} \right)^2 & \text{pour } 0 \leq \theta < 1,08 \varphi_3 & (9) \\ G_0 - 14 & \text{pour } 1,08 \varphi_3 \leq \theta < \varphi_1 & (10) \\ G_0 - 14 - 32 \log \left(\frac{\theta}{\varphi_1} \right) & \text{pour } \varphi_1 \leq \theta < \varphi_2 & (11) \\ -8 & \text{pour } \varphi_2 \leq \theta \leq 180^\circ & (12) \end{cases}$$

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 point à multipoint 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 équadirectives et sectorielles

1 Introduction

L'objet de la présente Annexe est de calculer la relation entre le gain d'antennes équadirectives et sectorielles et leur ouverture de faisceau dans les plans azimutal et vertical. Le § 2 présente une analyse de la directivité des antennes équadirectives 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 équadirectives 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 équadirectives 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):

$$D = \frac{U_M}{U_0} \quad (13)$$

$$U_0 = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} F(\varphi) F(\theta) \cos(\theta) d\theta d\varphi \quad (14)$$

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 équadirectives 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:

$$F(\varphi) = U \left(\frac{\varphi_s}{2} - |\varphi| \right) \quad (15)$$

où:

φ_s : ouverture de faisceau du secteur

$$\begin{aligned} U(x) &= 1 && \text{pour } x \geq 0 \\ U(x) &= 0 && \text{pour } x < 0 \end{aligned} \quad (16)$$

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:

$$F(\theta) = e^{-a^2\theta^2} \quad (17)$$

où:

$$a^2 = -\ln(0,5) \times \left(\frac{2}{\theta_3}\right)^2 = \frac{2,773}{\theta_3^2} \quad (18)$$

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

Lorsque l'on développe les équations (15) et (17) au sein de l'équation (14) on obtient l'expression suivante:

$$U_0 = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} U\left(\frac{\varphi_s}{2} - |\varphi|\right) d\varphi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{-a^2\theta^2} \cos(\theta) d\theta \quad (19)$$

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:

$$\int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{-a^2\theta^2} \cos(\theta) d\theta \approx \int_{-\infty}^{\infty} e^{-a^2\theta^2} \cos(\theta) d\theta = \frac{1}{a} \sqrt{\pi} e^{-1/4a^2} \quad (20)$$

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 (20), 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 (20). (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 (19) se calcule maintenant sans difficulté, selon la formule suivante:

$$U_0 = \frac{\varphi_s \theta_3}{4\pi} \sqrt{\frac{\pi}{2,773}} \times e^{\frac{\theta_3^2}{11,09}} \quad (21)$$

TABLEAU 1

Evaluation de l'intensité de rayonnement moyenne: précision relative de l'intégrale infinie dans l'équation (20)

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 (15) et (17), $U_M = 1$. En substituant ces valeurs et en remplaçant U_0 dans l'équation (13) par l'équation (21), on obtient la directivité d'une antenne sectorielle, connaissant l'ouverture de faisceau dans les plans vertical et azimutal, laquelle s'exprime ainsi:

$$D = \frac{11,805}{\varphi_s \theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{11,09}} \quad (22)$$

où les angles sont donnés en radians. Lorsque les angles sont exprimés en degrés, l'équation (22) devient:

$$D = \frac{38750}{\varphi_s \theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{36400}} \quad (23)$$

A noter que dans le cas d'une antenne équidirective, l'équation (23) se réduit à:

$$D = \frac{107,64}{\theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{36400}} \quad (24a)$$

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:

$$G_0 \approx \frac{107,64}{\theta_3} \quad (24b)$$

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:

$$F(\varphi) = e^{-b^2 \varphi^2} \quad (25)$$

où:

$$b^2 = -\ln(0,5) \times \left(\frac{2}{\varphi_s} \right)^2 \quad (26)$$

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

En substituant les équations (17) et (25) dans l'équation (14), 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 (13), on obtient l'approximation suivante:

$$D = \frac{11,09}{\varphi_s \theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{11,09}} \quad (27)$$

où les angles ont les valeurs précédemment définies et sont exprimés en radians. En convertissant les angles en degrés, on transforme l'équation (27) ainsi:

$$D = \frac{36400}{\varphi_s \theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{36400}} \quad (28)$$

En comparant les équations (23) et (28), 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 (28) 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 (28), 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:

$$G_0 \approx \frac{31\,000}{\varphi_s \theta_3} \quad (29a)$$

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:

$$G_0 \approx \frac{34\,000}{\varphi_s \theta_3} \quad (29b)$$

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 (25) (exprimée en dB) pour une ouverture à 3 dB dans le plan azimutal que l'on évalue par hypothèse à 90°

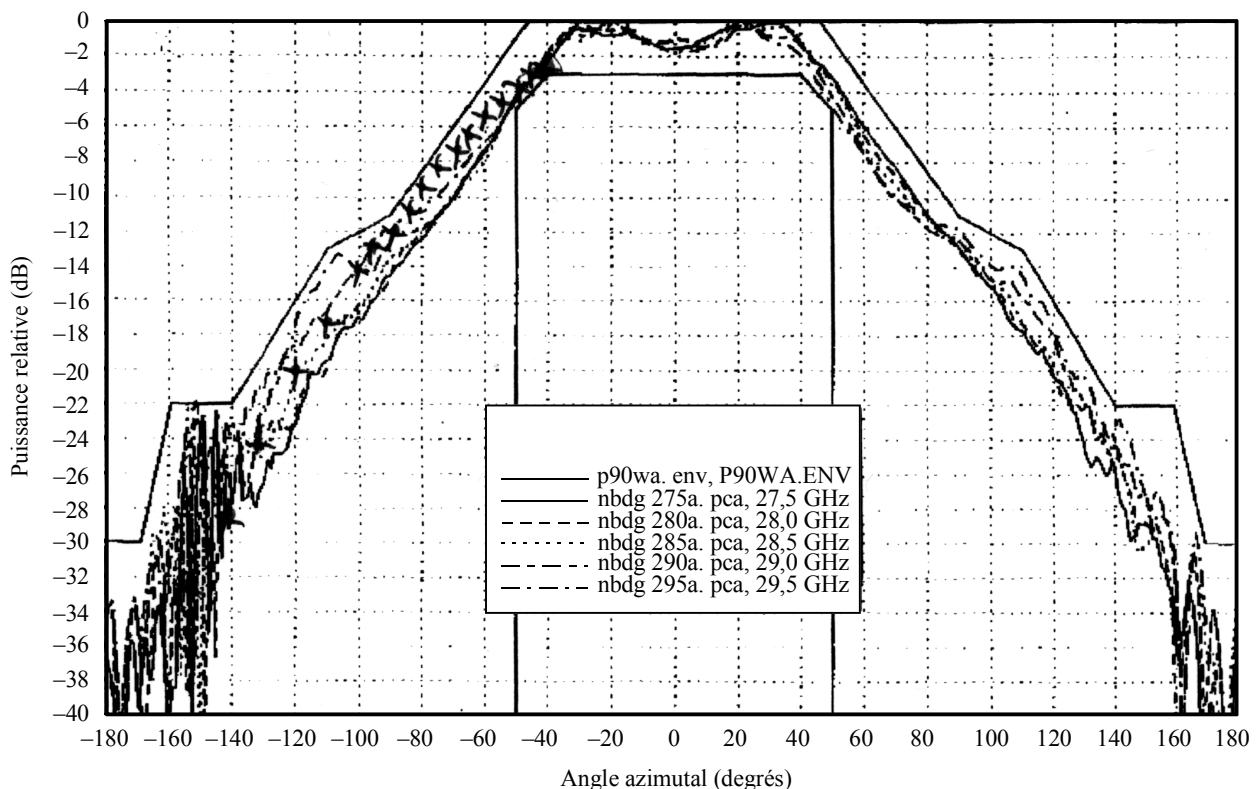


FIGURE 14
Diagramme mesuré dans le plan vertical d'une antenne sectorielle de 90°.
Diagramme mesuré dans la bande 27,5-29,5 GHz

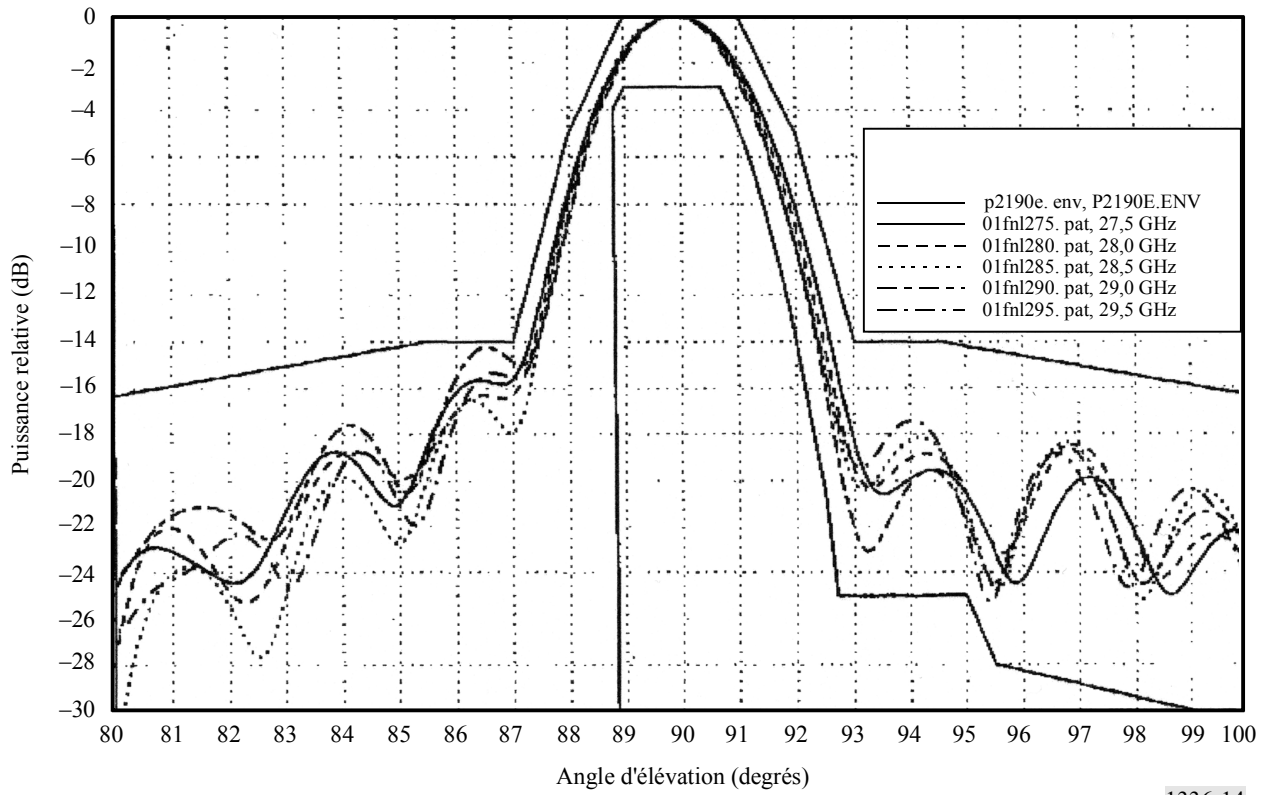


FIGURE 15
Diagramme en azimut d'une antenne sectorielle typique de 90° (V-polarisation).
Angle à mi-valeur à 15 dBi: 90° (antenne du type cornet fonctionnant à 26 GHz)

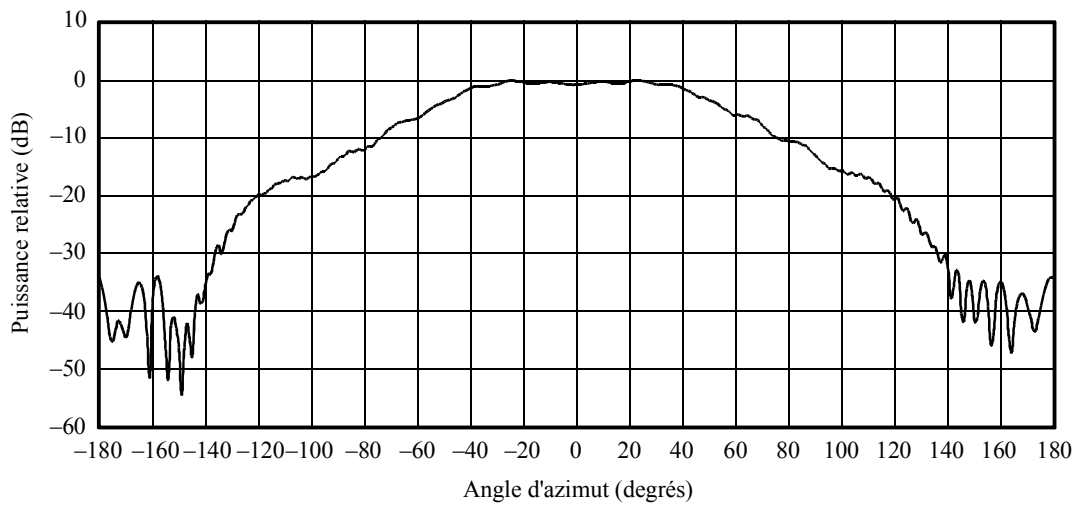
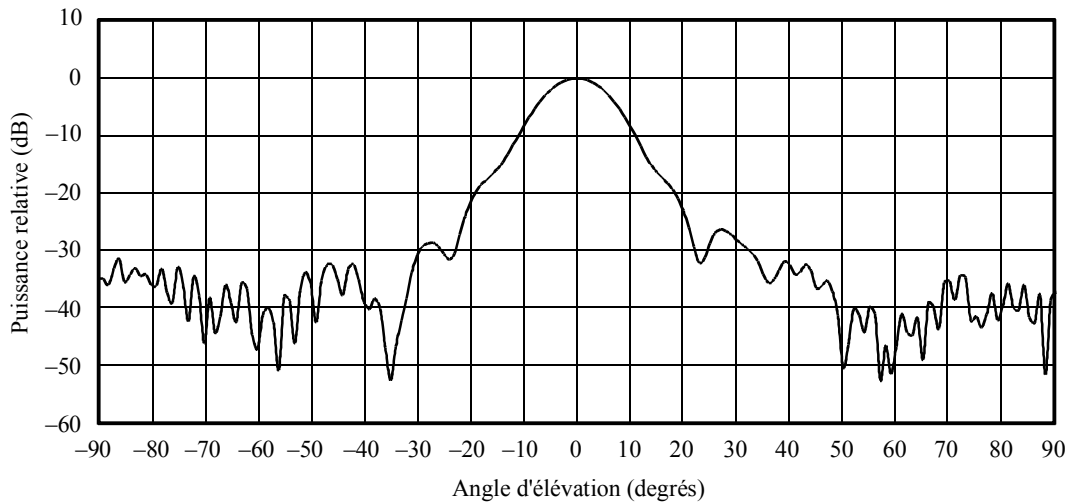


FIGURE 16

Diagramme en élévation d'une antenne sectorielle typique de 90° (V-polarisation).
Angle à mi-valeur à 15 dB: 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 (24) 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:

$$F(\theta) = \cos^{2N} \theta \quad (30)$$

En substituant l'équation (30) dans l'équation (14) et en admettant par hypothèse que $F(\varphi) = 1$, on obtient la formule suivante:

$$U_0 = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos^{2N}(\theta) \cos(\theta) d\theta d\varphi \quad (31)$$

Cette double intégrale équivaut à:

$$U_0 = \frac{(2N)!!}{(2N+1)!!} \quad (32)$$

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:

$$D = \frac{(2N+1)!!}{(2N)!!} \quad (33)$$

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

$$\theta_3 = 2 \cos^{-1} \left(0,5^{1/2N} \right) \quad (34)$$

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 (24) et d'autre part celles utilisées pour élaborer les équations (33) et (34). Il ressort de ce tableau que les résultats obtenus en utilisant l'équation (24) sont meilleurs que ceux obtenus en utilisant les équations (33) et (34). Dans tous les cas, l'équation (24) donne une valeur de directivité légèrement inférieure à celle des

équations (33) et (34). 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 (24a) et d'autre part les équations (33) et (34)

$2N$	θ_3 (degrés) (équation (34))	Directivité (dB) (équation (33))	Directivité (dB) (équation (24a))	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
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 point à multipoint. On propose d'utiliser les équations suivantes pour déterminer la directivité des antennes sectorielles:

$$D = \frac{k}{\varphi_s \theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{36400}} \quad (35)$$

où:

$$\begin{aligned} k &= 38750 && \text{pour } \varphi_s > 120^\circ \\ k &= 36400 && \text{pour } \varphi_s \leq 120^\circ \end{aligned} \quad (36)$$

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 (24b)):

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

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 (29a)):

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

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 (36) 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 point à multipoint, dans les bandes de la gamme comprise entre 1 GHz et environ 70 GHz.
