

# UIT-R

Secteur des Radiocommunications de l'UIT

## Recommandation UIT-R F.1336-4 (02/2014)

**Diagrammes de rayonnement de référence  
des antennes équidirectives, sectorielles et  
autres antennes pour les services fixe et  
mobile, à utiliser pour les études de partage  
dans la gamme de fréquences comprise  
entre 400 MHz et environ 70 GHz**

**Série F  
Service fixe**

## Avant-propos

Le rôle du Secteur des radiocommunications est d'assurer l'utilisation rationnelle, équitable, efficace et économique du spectre radioélectrique par tous les services de radiocommunication, y compris les services par satellite, et de procéder à des études pour toutes les gammes de fréquences, à partir desquelles les Recommandations seront élaborées et adoptées.

Les fonctions réglementaires et politiques du Secteur des radiocommunications sont remplies par les Conférences mondiales et régionales des radiocommunications et par les Assemblées des radiocommunications assistées par les Commissions d'études.

## Politique en matière de droits de propriété intellectuelle (IPR)

La politique de l'UIT-R en matière de droits de propriété intellectuelle est décrite dans la «Politique commune de l'UIT-T, l'UIT-R, l'ISO et la CEI en matière de brevets», dont il est question dans l'Annexe 1 de la Résolution UIT-R 1. Les formulaires que les titulaires de brevets doivent utiliser pour soumettre les déclarations de brevet et d'octroi de licence sont accessibles à l'adresse <http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/fr>, où l'on trouvera également les Lignes directrices pour la mise en oeuvre de la politique commune en matière de brevets de l'UIT-T, l'UIT-R, l'ISO et la CEI et la base de données en matière de brevets de l'UIT-R.

### Séries des Recommandations UIT-R

(Egalement disponible en ligne: <http://www.itu.int/publ/R-REC/fr>)

Séries	Titre
<b>BO</b>	Diffusion par satellite
<b>BR</b>	Enregistrement pour la production, l'archivage et la diffusion; films pour la télévision
<b>BS</b>	Service de radiodiffusion sonore
<b>BT</b>	Service de radiodiffusion télévisuelle
<b>F</b>	<b>Service fixe</b>
<b>M</b>	Services mobile, de radiorepérage et d'amateur y compris les services par satellite associés
<b>P</b>	Propagation des ondes radioélectriques
<b>RA</b>	Radio astronomie
<b>RS</b>	Systèmes de télédétection
<b>S</b>	Service fixe par satellite
<b>SA</b>	Applications spatiales et météorologie
<b>SF</b>	Partage des fréquences et coordination entre les systèmes du service fixe par satellite et du service fixe
<b>SM</b>	Gestion du spectre
<b>SNG</b>	Reportage d'actualités par satellite
<b>TF</b>	Emissions de fréquences étalon et de signaux horaires
<b>V</b>	Vocabulaire et sujets associés

*Note: Cette Recommandation UIT-R a été approuvée en anglais aux termes de la procédure détaillée dans la Résolution UIT-R 1.*

Publication électronique  
Genève, 2015

© UIT 2015

Tous droits réservés. Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite, par quelque procédé que ce soit, sans l'accord écrit préalable de l'UIT.

## RECOMMANDATION UIT-R F.1336-4\*

**Diagrammes de rayonnement de référence des antennes équidirectives, sectorielles et autres antennes pour les services fixe et mobile, à utiliser pour les études de partage dans la gamme de fréquences comprise entre 400 MHz et environ 70 GHz**

(Question UIT-R 242/5)

(1997-2000-2007-2012-2014)

**Domaine d'application**

La présente Recommandation contient les modèles de référence des antennes utilisées dans les services fixe et mobile. Elle donne les diagrammes de rayonnement exprimés en valeurs de crête et moyennes des antennes équidirectives et sectorielles dans la gamme de fréquence comprise entre 400 MHz et environ 70 GHz, ainsi que pour les antennes directives à faible gain dans la gamme de fréquences comprise entre 1 GHz et environ 3 GHz, à utiliser pour les études de partage dans les gammes de fréquences pertinentes.

**Mots clés**

Service fixe, service mobile terrestre, diagramme de rayonnement de référence, antenne sectorielle, antenne équidirective, diagramme de lobes latéraux exprimé en valeurs de crête, diagramme de lobes latéraux exprimé en valeurs moyennes

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*) ou systèmes du service mobile terrestre (SMT) 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 des systèmes FWS ou des stations de base du SMT;
- 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 ou de nombreuses stations de base du SMT;
  - pour prévoir le brouillage composite causé à une station hertzienne fixe ou à des stations de base du SMT par de nombreux satellites géostationnaires;
  - pour prévoir le brouillage causé à une station hertzienne fixe ou des stations de base du SMT par un ou plusieurs satellites non géostationnaires sous des angles qui varient sans cesse;

---

\* Cette Recommandation doit être portée à l'attention des Commissions d'études 4, 6 et 7 des radiocommunications.

- 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;
- e) que l'utilisation d'antennes ayant les meilleurs diagrammes de rayonnement possibles permettra l'utilisation la plus efficace du spectre radioélectrique;
- f) qu'à des distances angulaires importantes par rapport au faisceau principal, il se peut que le gain du diagramme d'antenne ne représente pas complètement les émissions de l'antenne du fait des réflexions locales sur le sol,

*notant*

que les Recommandations UIT-R F.699 et UIT-R F.1245 décrivent, respectivement, les diagrammes de rayonnement de référence en valeurs de crête et moyennes pour les antennes directives 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 d'un système FWS ou d'une station de base du SMT 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 les systèmes FWS ou les stations de base du SMT en visibilité directe (LoS) du type P-MP;

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

**2** que, dans la gamme de fréquences comprise entre 400 MHz 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  $-90^\circ$  et  $90^\circ$  (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 de l'azimut (dBi)
- $\theta$ : angle d'élévation par rapport à l'angle correspondant au gain maximal (degrés)  
( $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ )
- $\theta_3$ : ouverture de faisceau d'antenne à 3 dB dans le plan d'élévation (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  $-90^\circ$  et  $90^\circ$  (voir les Annexes 1 et 4):

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

avec:

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

où  $\theta$ ,  $\theta_3$ ,  $G(\theta)$ ,  $G_0$  et  $k$  sont définis par des valeurs exprimées au § 2.1 du *recommande*;

**2.3** en cas d'utilisation d'antennes typiques, fonctionnant entre 400 MHz 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 entre 400 MHz et 3 GHz, et d'antennes de tous types fonctionnant dans la gamme 3-70 GHz, le paramètre  $k$  doit avoir une valeur nulle;

**2.5** dans le cas où les antennes visées aux § 2.1 et 2.2 du *recommande* fonctionnent avec une inclinaison électrique vers le bas, toutes les équations figurant dans ces deux paragraphes du *recommande* sont valides avec les variables ci-après définies comme suit (voir le § 3 de l'Annexe 5):

$\theta_e$ : angle d'élévation (degrés) auquel les diagrammes de rayonnement d'antenne inclinée sont calculés à l'aide des équations données dans les § 2.1 et 2.2 du *recommande*

$\theta_h$ : angle d'élévation (degrés) mesuré par rapport au plan horizontal au niveau du site de l'antenne ( $-90^\circ \leq \theta_h \leq 90^\circ$ : où  $90^\circ$  est le zénith et  $-90^\circ$  est le nadir)

$\beta$ : angle d'inclinaison vers le bas, qui est l'angle positif (degrés) formé par l'axe du faisceau principal au-dessous du plan horizontal au niveau du site de l'antenne.

Ces variables sont liées comme suit:

$$\theta_e = \frac{90 \cdot (\theta_h + \beta)}{90 + \beta} \quad \text{pour } \theta_h + \beta \geq 0 \quad (1e)$$

$$\theta_e = \frac{90 \cdot (\theta_h + \beta)}{90 - \beta} \quad \text{pour } \theta_h + \beta < 0$$

On calcule le gain de diagramme de rayonnement d'une antenne à inclinaison électrique à l'angle  $\theta_h$  en utilisant la variable  $\theta_e$  de l'équation (1e) à la place de la variable  $\theta$  dans les équations données aux § 2.1 et 2.2 du *recommande*, respectivement;

**3** que, dans la gamme de fréquences comprise entre 400 MHz et environ 70 GHz, on adopte les diagrammes de rayonnement de référence ci-après pour des stations qui utilisent des antennes sectorielles;

**3.1** dans la gamme de fréquences comprise entre 400 MHz et environ 6 GHz (voir l'Annexe 7):

**3.1.1** 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  $-90^\circ$  et  $90^\circ$  et pour les angles d'azimut compris entre  $-180^\circ$  et  $180^\circ$ :

$$G(\varphi, \theta) = G_0 + G_{hr}(x_h) + R \cdot G_{vr}(x_v) \quad (\text{dBi}) \quad (2a1)$$

où:

$G_{hr}(x_h)$ : gain d'antenne de référence relatif dans le plan de l'azimut à la direction normalisée de  $(x_h, 0)$  (dB)

$$x_h = |\varphi|/\varphi_3$$

$\varphi$ : angle de l'azimut par rapport à l'angle correspondant au gain maximal dans le plan horizontal (degrés)

$\varphi_3$ : ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan de l'azimut (degrés) (en général, égale à l'ouverture de faisceau d'antenne sectorielle)

$G_{vr}(x_v)$ : gain d'antenne de référence relatif dans le plan d'élévation à la direction normalisée de  $(0, x_v)$  (dB)

$$x_v = |\theta|/\theta_3$$

$R$ : Rapport de compression du gain horizontal lorsque l'angle de l'azimut passe de  $0^\circ$  à  $\varphi$ , comme indiqué ci-après:

$$R = \frac{G_{hr}(x_h) - G_{hr}(180^\circ/\varphi_3)}{G_{hr}(0) - G_{hr}(180^\circ/\varphi_3)} \quad (2a2)$$

Les autres variables sont définies au § 2.1 du *recommande*;

**3.1.1.1** le gain minimum relatif,  $G_{180}$ , peut être calculé comme suit:

$$G_{180} = -12 + 10 \log(1 + 8k_p) - 15 \log\left(\frac{180^\circ}{\theta_3}\right) \quad (2b1)$$

où:

$k_p$ : paramètre qui représente le gain minimum relatif pour les diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs de crête;

**3.1.1.1.1** en cas d'utilisation d'antennes typiques, le paramètre  $k_p$  doit être égal à 0,7 (voir la Note 2);

**3.1.1.1.2** en cas d'utilisation d'antennes ayant des caractéristiques des lobes latéraux améliorées, le paramètre  $k_p$  doit être égal à 0,7, valeur qui s'applique également pour les antennes des stations de base IMT (voir la Note 2);

**3.1.1.2** gain d'antenne de référence relatif dans le plan de l'azimut;

$$\begin{aligned} G_{hr}(x_h) &= -12x_h^2 && \text{pour } x_h \leq 0,5 \\ G_{hr}(x_h) &= -12x_h^{(2-k_h)} - \lambda_{kh} && \text{pour } 0,5 < x_h \\ G_{hr}(x_h) &\geq G_{180} \end{aligned} \quad (2b2)$$

où:

$k_h$ : facteur d'ajustement du diagramme en azimut basé sur les fuites de puissance ( $0 \leq k_h \leq 1$ )  $\lambda_{kh} = 3(1 - 0,5^{-k_h})$ ;

**3.1.1.2.1** en cas d'utilisation d'antennes typiques, le paramètre  $k_h$  doit être égal à 0,8 (voir la Note 2);

**3.1.1.2.2** en cas d'utilisation d'antennes ayant des caractéristiques des lobes latéraux améliorées, le paramètre  $k_h$  doit être égal à 0,7, valeur qui s'applique également pour les antennes des stations de base IMT (voir la Note 2);

**3.1.1.3** le gain d'antenne de référence relatif dans le plan de l'élévation:

$$\begin{aligned} G_{vr}(x_v) &= -12x_v^2 && \text{pour } x_v < x_k \\ G_{vr}(x_v) &= -12 + 10 \log(x_v^{-1,5} + k_v) && \text{pour } x_k \leq x_v < 4 \\ G_{vr}(x_v) &= -\lambda_{kv} - C \log(x_v) && \text{pour } 4 \leq x_v < 90^\circ/\theta_3 \\ G_{vr}(x_v) &= G_{180} && \text{pour } x_v = 90^\circ/\theta_3 \end{aligned} \quad (2b3)$$

où:

$k_v$ : facteur d'ajustement du diagramme en élévation basé sur les fuites de puissance ( $0 \leq k_v \leq 1$ )

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

$$\lambda_{kv} = 12 - C \log(4) - 10 \log(4^{-1,5} + k_v)$$

Le facteur d'affaiblissement dû à l'inclinaison  $C$  est représenté comme suit:

$$C = \frac{10 \log \left( \frac{\left( \frac{180^\circ}{\theta_3} \right)^{1,5} \cdot (4^{-1,5} + k_v)}{1 + 8k_p} \right)}{\log \left( \frac{22,5^\circ}{\theta_3} \right)}$$

**3.1.1.3.1** en cas d'utilisation d'antennes typiques, le paramètre  $k_v$  doit être égal à 0,7 (voir la Note 2);

**3.1.1.3.2** en cas d'utilisation d'antennes ayant des caractéristiques des lobes latéraux améliorées, le paramètre  $k_v$  doit être égal à 0,3, valeur qui s'applique également pour les antennes des stations de base IMT (voir la Note 2);

**3.1.2** 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  $-90^\circ$  et  $90^\circ$  et pour les angles d'azimut compris entre  $-180^\circ$  et  $180^\circ$ :

$$G(\varphi, \theta) = G_0 + G_{hr}(x_h) + R \cdot G_{vr}(x_v) \quad (\text{dBi})$$

**3.1.2.1** gain minimum relatif,  $G_{180}$ , calculé comme suit:

$$G_{180} = -15 + 10 \log (1 + 8k_a) - 15 \log \left( \frac{180^\circ}{\theta_3} \right) \quad (2c1)$$

où:

$k_a$ : paramètre qui représente le gain minimum relatif pour les diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs moyennes;

**3.1.2.1.1** en cas d'utilisation d'antennes typiques, le paramètre  $k_a$  doit être égal à 0,7 (voir la Note 2);

**3.1.2.1.2** en cas d'utilisation d'antennes ayant des caractéristiques des lobes latéraux améliorées, le paramètre  $k_a$  doit être égal à 0,7, valeur qui s'applique également pour les antennes des stations de base IMT (voir la Note 2);

**3.1.2.2** gain d'antenne de référence relatif dans le plan de l'azimut:

$$\begin{aligned} G_{hr}(x_h) &= -12x_h^2 && \text{pour} && x_h \leq 0,5 \\ G_{hr}(x_h) &= -12x_h^{(2-k_h)} - \lambda_{kh} && \text{pour} && 0,5 < x_h \end{aligned} \quad (2c2)$$

$$G_{hr}(x_h) \geq G_{180}$$

où:

$$\lambda_{kh} = 3(1 - 0,5^{-k_h}).$$

**3.1.2.2.1** en cas d'utilisation d'antennes typiques, le paramètre  $k_h$  doit être égal à 0,8 (voir la Note 2);

**3.1.2.2.2** en cas d'utilisation d'antennes ayant des caractéristiques des lobes latéraux améliorées, le paramètre  $k_h$  doit être égal à 0,7, valeur qui s'applique également pour les antennes des stations de base IMT (voir la Note 2);

**3.1.2.3** gain d'antenne de référence relatif dans le plan d'élévation:

$$\begin{aligned}
 G_{vr}(x_v) &= -12x_v^2 && \text{pour } x_v < x_k \\
 G_{vr}(x_v) &= -15 + 10\log(x_v^{-1,5} + k_v) && \text{pour } x_k \leq x_v < 4 \\
 G_{vr}(x_v) &= -\lambda_{kv} - 3 - C \log(x_v) && \text{pour } 4 \leq x_v < 90^\circ/\theta_3 \\
 G_{vr}(x_v) &= G_{180} && \text{pour } x_v = 90^\circ/\theta_3
 \end{aligned} \tag{2c3}$$

où:

$$\begin{aligned}
 x_k &= \sqrt{1,33 - 0,33 k_v} \\
 \lambda_{kv} &= 12 - C \log(4) - 10\log(4^{-1,5} + k_v);
 \end{aligned}$$

Le facteur d'affaiblissement dû à l'inclinaison  $C$  est représenté comme suit:

$$C = \frac{10\log\left(\frac{\left(\frac{180^\circ}{\theta_3}\right)^{1,5} \cdot (4^{-1,5} + k_v)}{1 + 8k_a}\right)}{\log\left(\frac{22,5^\circ}{\theta_3}\right)}.$$

**3.1.2.3.1** en cas d'utilisation d'antennes typiques, le paramètre  $k_v$  doit être égal à 0,7 (voir la Note 2);

**3.1.2.3.2** en cas d'utilisation d'antennes ayant des caractéristiques des lobes latéraux améliorées, le paramètre  $k_v$  doit être égal à 0,3, valeur qui s'applique également pour les antennes des stations de base IMT (voir la Note 2);

**3.2** dans la gamme de fréquences comprise entre 6 GHz et environ 70 GHz (Voir l'Annexe 6):

**3.2.1** 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  $-90^\circ$  et  $90^\circ$  et pour les angles d'azimut compris entre  $-180^\circ$  et  $180^\circ$ :

$$G(\varphi, \theta) = G_{ref}(x) \tag{2d1}$$

$$\alpha = \arctan\left(\frac{\tan \theta}{\sin \varphi}\right) \quad -90^\circ \leq \alpha \leq 90^\circ \tag{2d2}$$

$$\psi_\alpha = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\cos \alpha}{\varphi_3}\right)^2 + \left(\frac{\sin \alpha}{\theta_3}\right)^2}} \quad \text{pour } 0^\circ \leq \psi \leq 90^\circ \tag{2d3}$$

$$\psi_\alpha = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\cos \theta}{\varphi_{3m}}\right)^2 + \left(\frac{\sin \theta}{\theta_3}\right)^2}} \quad \text{pour } 90^\circ < \psi \leq 180^\circ$$

$$\psi = \arccos(\cos \varphi \cos \theta), \quad 0^\circ \leq \psi \leq 180^\circ \tag{2d4}$$

$$x = \psi / \psi_{\alpha} \quad (2d5)$$

où:

$\varphi_{3m}$ : ouverture de faisceau équivalente à 3 dB dans le plan de l'azimut permettant d'ajuster les gains horizontaux (degrés);

$$\varphi_{3m} = \varphi_3 \quad \text{pour } 0^\circ \leq |\varphi| \leq \varphi_{th} \quad (2d6)$$

$$\varphi_{3m} = \frac{1}{\sqrt{\left( \frac{\cos\left(\frac{|\varphi| - \varphi_{th}}{180 - \varphi_{th}} \cdot 90\right)}{\varphi_3} \right)^2 + \left( \frac{\sin\left(\frac{|\varphi| - \varphi_{th}}{180 - \varphi_{th}} \cdot 90\right)}{\theta_3} \right)^2}} \quad \text{pour } \varphi_{th} < |\varphi| \leq 180^\circ \quad (2d7)$$

$\varphi_{th}$ : angle d'azimut à la limite (degrés)

$$\varphi_{th} = \varphi_3$$

Les autres variables et paramètres sont définis aux § 2.1 et 3.1.1 du *recommande*;

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

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

**3.2.2** 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  $-90^\circ$  et  $90^\circ$  et pour les angles d'azimut compris entre  $-180^\circ$  et  $180^\circ$  (voir la Note 3):

$$G_{ref}(x) = G_0 - 12x^2 \quad \text{pour } 0 \leq x < 1,152 \quad (2f)$$

$$G_{ref}(x) = G_0 - 15 - 15 \log(x) \quad \text{pour } 1,152 \leq x$$

Dans ce cas, comme pour la variable  $\varphi_{th}$  dans les équations (2d6) et (2d7),  $\varphi_{th} = 1,152\varphi_3$ .

**3.3** en cas d'utilisation d'antennes sectorielles ayant une ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan de l'azimut inférieure à  $120^\circ$  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 2 et les Notes 4 et 5):

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

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

**3.4** dans le cas où les antennes visées aux § 3.1 et 3.2 du *recommande* fonctionnent avec une inclinaison mécanique vers le bas, toutes les équations figurant dans ces deux paragraphes du *recommande* sont valides avec les variables ci-après définies et redéfinies comme suit (voir le § 2 de l'Annexe 5):

$\theta$ : angle d'élévation (degrés) mesuré par rapport au plan défini par l'axe correspondant au gain maximal de l'antenne et l'axe d'inclinaison de l'antenne ( $\theta_3$  est lui aussi mesuré par rapport à ce plan)

- $\varphi$ : azimut (degrés) mesuré par rapport à l'azimut correspond au gain maximal dans le plan défini par l'axe correspondant au gain maximal de l'antenne et l'angle d'inclinaison de l'antenne
- $\theta_h$ : angle d'élévation (degrés) mesuré par rapport au plan horizontal au niveau du site de l'antenne ( $-90^\circ \leq \theta_h \leq 90^\circ$ )
- $\varphi_h$ : angle d'azimut (degrés) dans le plan horizontal au niveau du site de l'antenne mesuré par rapport à l'azimut correspondant au gain maximal ( $-180^\circ \leq \varphi_h \leq 180^\circ$ )
- $\beta$ : angle d'inclinaison vers le bas, qui est l'angle positif (degrés) formé par l'axe du faisceau principal au-dessous du plan horizontal au niveau du site de l'antenne.

Ces variables sont liées comme suit:

$$\theta = \arcsin(\sin \theta_h \cos \beta + \cos \theta_h \cos \varphi_h \sin \beta), \quad -90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ \quad (3b)$$

$$\varphi = \arccos\left(\frac{(-\sin \theta_h \sin \beta + \cos \theta_h \cos \varphi_h \cos \beta)}{\cos \theta}\right), \quad 0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$$

(voir la Note 1 de l'Annexe 5) (3c)

**3.5** dans le cas où les antennes visées aux § 3.1 et 3.2 du *recommande* fonctionnent avec inclinaison électrique vers le bas, on calcule en outre le gain de diagramme de rayonnement d'une antenne à inclinaison électrique à l'angle  $\theta_h$  en utilisant la variable  $\theta_e$  de l'équation (1e) donnée au § 2.5 du *recommande* à la place de la variable  $\theta$  dans les équations données aux § 3.1 et 3.2 du *recommande*, respectivement;

**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 la Note 6), 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)

$\theta$ : angle hors axe (degrés) ( $0^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$ )

$\varphi_3$ : ouverture de faisceau à 3 dB de l'antenne à faible gain (degrés)

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

$\varphi_1 = 1,9 \varphi_3$  (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 – Les valeurs du paramètre  $k_h$ ,  $k_v$ ,  $k_a$  et  $k_p$ , visées au § 3.1 du *recommande* ont été calculées à l'aide de données statistiques obtenues à partir d'un grand nombre de diagrammes d'antenne sectorielle mesurés dans la gamme de fréquences comprise entre 700 MHz et environ 6 GHz.

NOTE 3 – 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.

NOTE 4 – Dans le cas d'une antenne dont on connaît déjà l'ouverture du faisceau principal à 3 dB dans le plan d'élévation, il est recommandé d'utiliser le paramètre  $\theta_3$  connu.

NOTE 5 – Comme indiqué à l'Annexe 2, 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  $45^\circ$ .

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.

## Annexe 1

### Diagramme de rayonnement de référence pour antennes équidirectives utilisées dans les systèmes hertziens fixes 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 systèmes hertziens fixes du type point à multipoint (P-MP). Dans les études sur le partage entre des systèmes hertziens fixes 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,  $\theta_3$ , 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  $\theta_3$  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  $\theta$  dans un plan normal à l'axe du réseau  
 $E_e(\theta)$ : champ  $E$  pour un angle  $\theta$  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  $\theta$  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

$\lambda$ : 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,  $\theta_3$ , 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,  $\Delta D$ , 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:

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

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

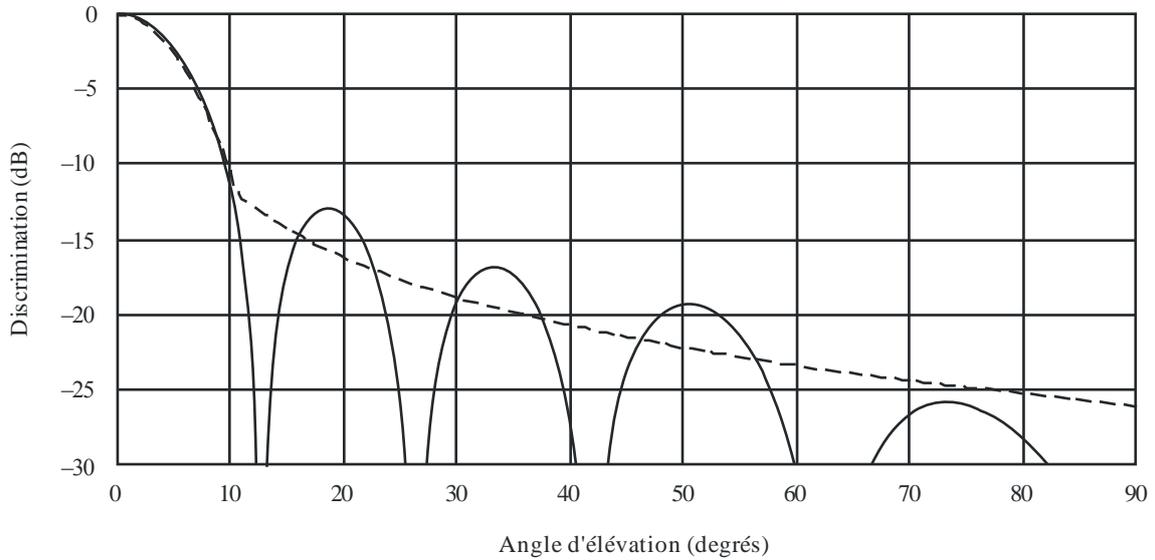
$$G_2(\theta) = G_0 - 12 + 10 \log \left[ \left( \max \left\{ \frac{|\theta|}{\theta_3}, 1 \right\} \right)^{-1,5} + k \right] \quad \text{dBi} \quad (11c)$$

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

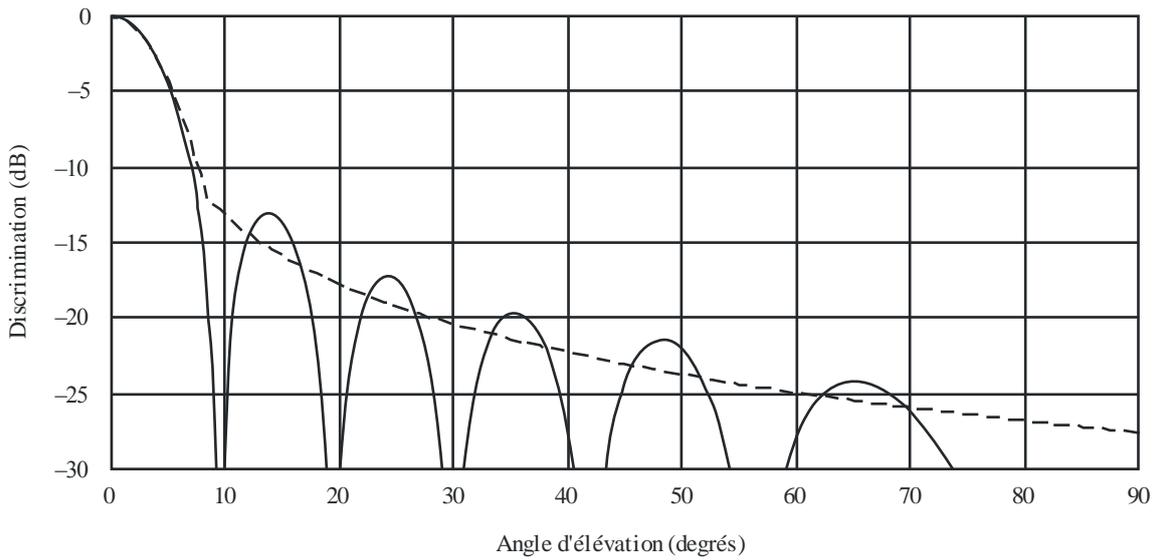
Diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau linéaire d'éléments doublets comparé à l'enveloppe approximative du diagramme de rayonnement  
 $G_0 = 10 \text{ dBi}$ ,  $k = 0$



F.1336-01

FIGURE 2

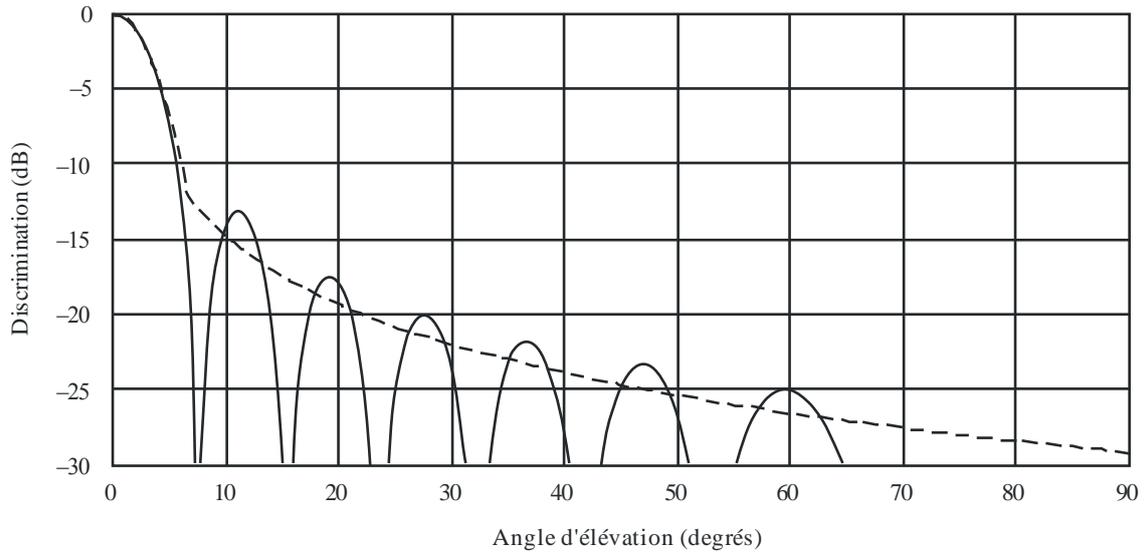
Diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau linéaire d'éléments doublets comparé à l'enveloppe approximative du diagramme de rayonnement  
 $G_0 = 11 \text{ dBi}$ ,  $k = 0$



F.1336-02

FIGURE 3

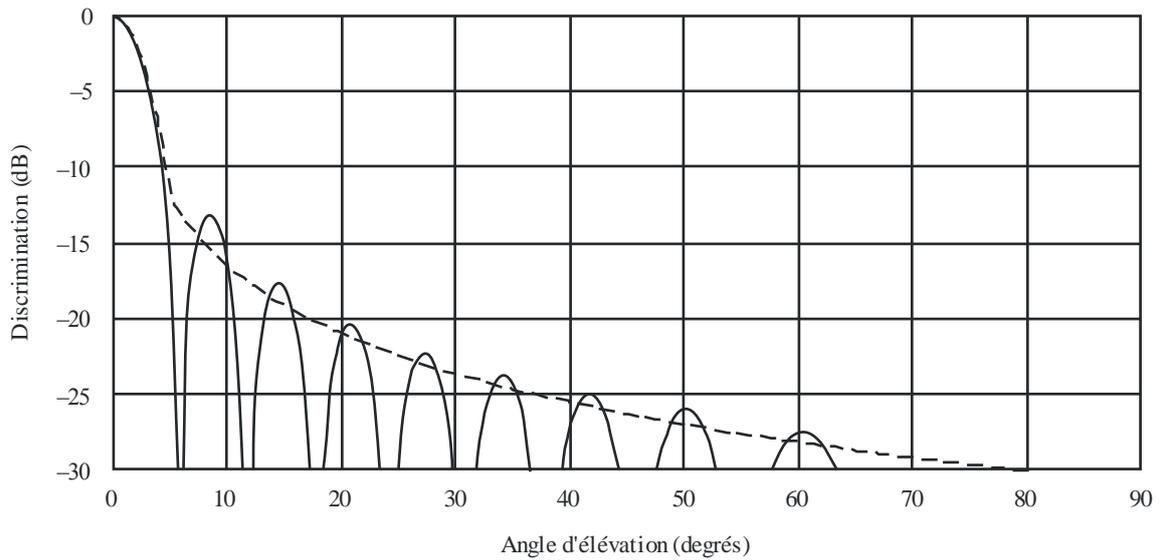
Diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau linéaire d'éléments doublets comparé à l'enveloppe approximative du diagramme de rayonnement  
 $G_0 = 12 \text{ dBi}$ ,  $k = 0$



F.1336-03

FIGURE 4

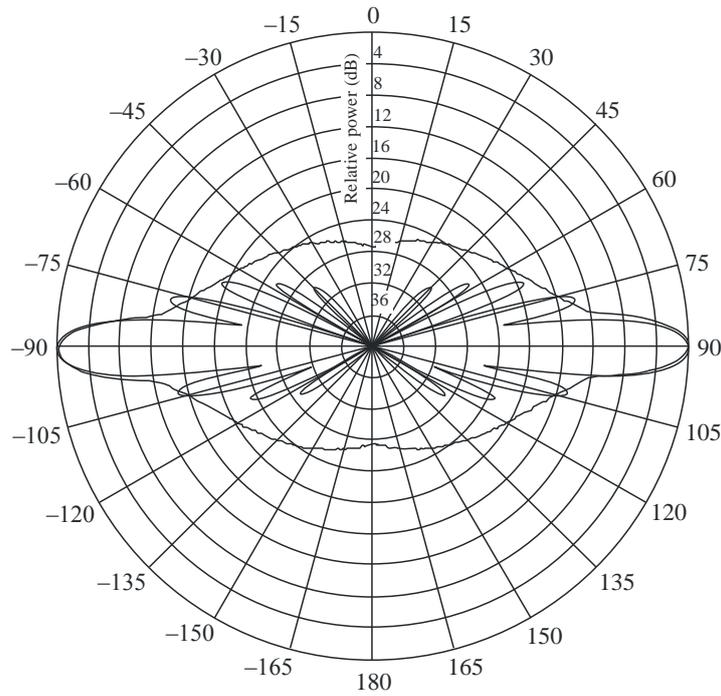
Diagramme de rayonnement normalisé d'un réseau linéaire d'éléments doublets comparé à l'enveloppe approximative du diagramme de rayonnement  
 $G_0 = 13 \text{ dBi}$ ,  $k = 0$



F.1336-04

FIGURE 5

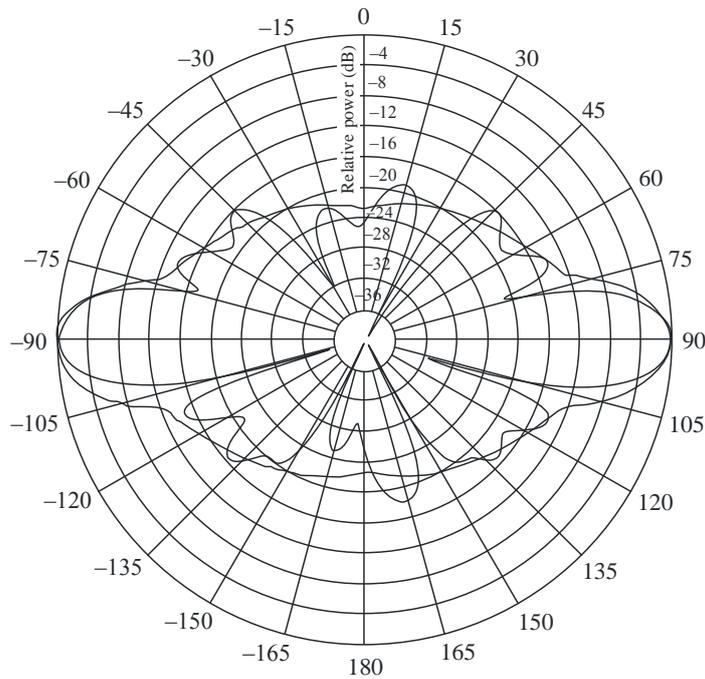
Comparaison entre le diagramme mesuré et l'enveloppe du diagramme de rayonnement de référence pour une antenne équidirective avec un gain de 11 dBi et fonctionnant dans la bande 928-944 MHz,  $k = 0$



F.1336-05

FIGURE 6

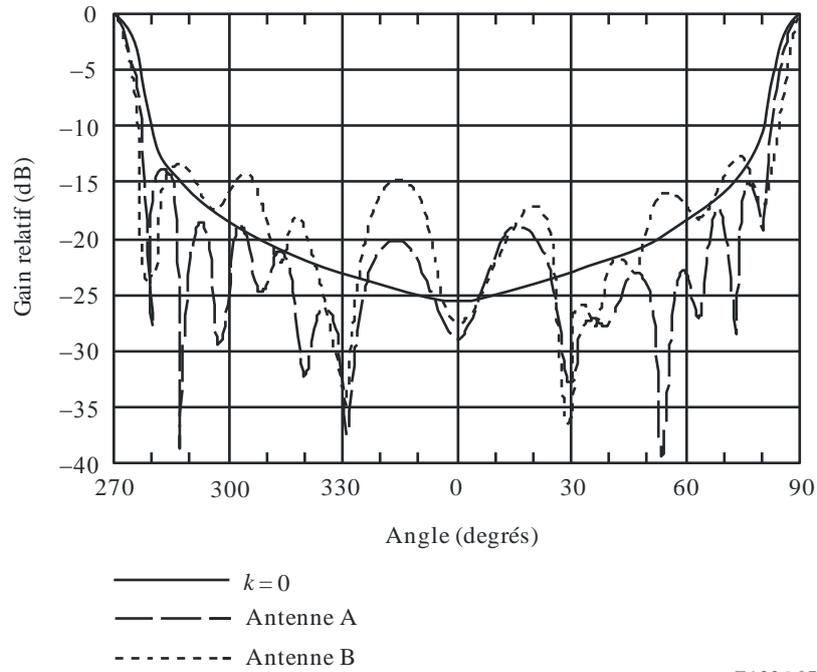
Comparaison entre le diagramme mesuré et l'enveloppe du diagramme de rayonnement de référence pour une antenne équidirective avec un gain de 8 dBi et fonctionnant dans la bande 1 850-1 990 MHz,  $k = 0$



F.1336-06

FIGURE 7

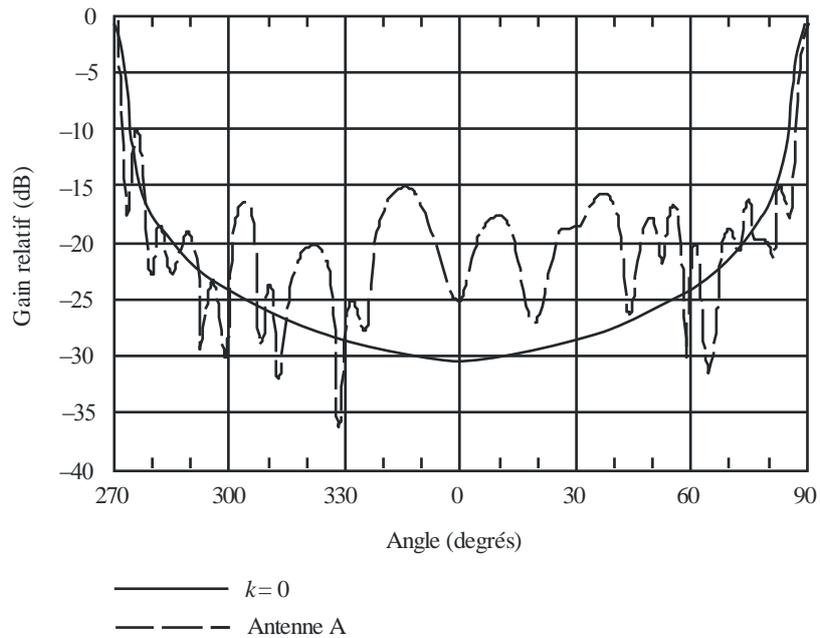
Comparaison entre le diagramme mesuré et l'enveloppe du diagramme de rayonnement de référence avec  $k=0$  pour une antenne équidirective avec un gain de 10 dBi et fonctionnant dans la bande des 1,4 GHz



F.1336-07

FIGURE 8

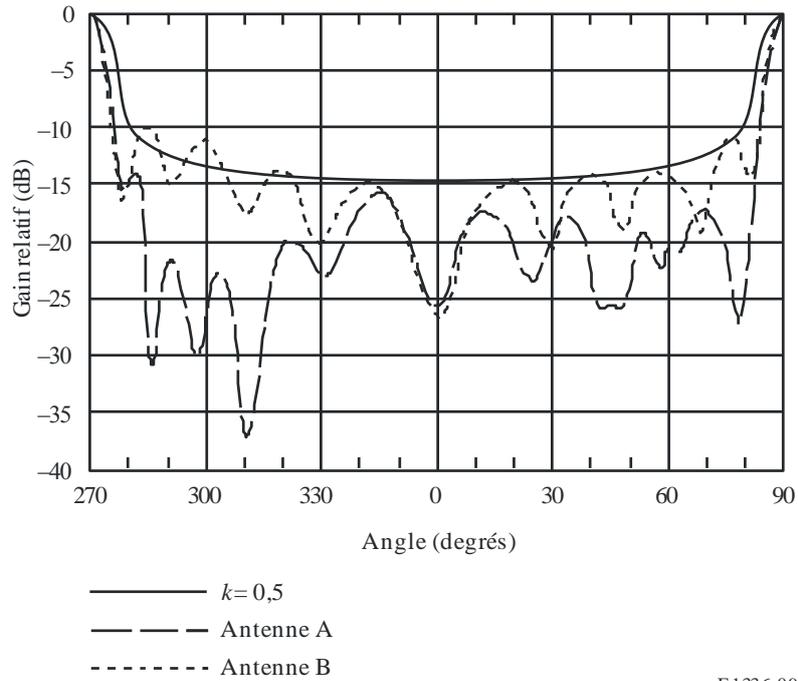
Comparaison entre le diagramme mesuré et l'enveloppe du diagramme de rayonnement de référence avec  $k=0$  pour une antenne équidirective avec un gain de 13 dBi et fonctionnant dans la bande des 1,4 GHz



F.1336-08

FIGURE 9

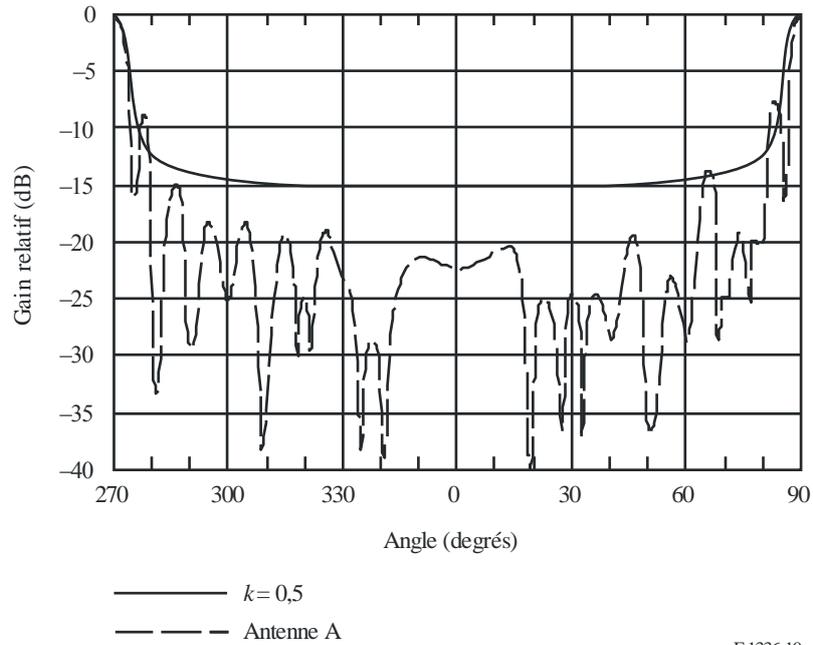
Comparaison entre le diagramme mesuré et l'enveloppe du diagramme de rayonnement de référence avec  $k=0,5$  pour une antenne équidirective avec un gain de 10 dBi et fonctionnant dans la bande des 2,4 GHz



F.1336-09

FIGURE 10

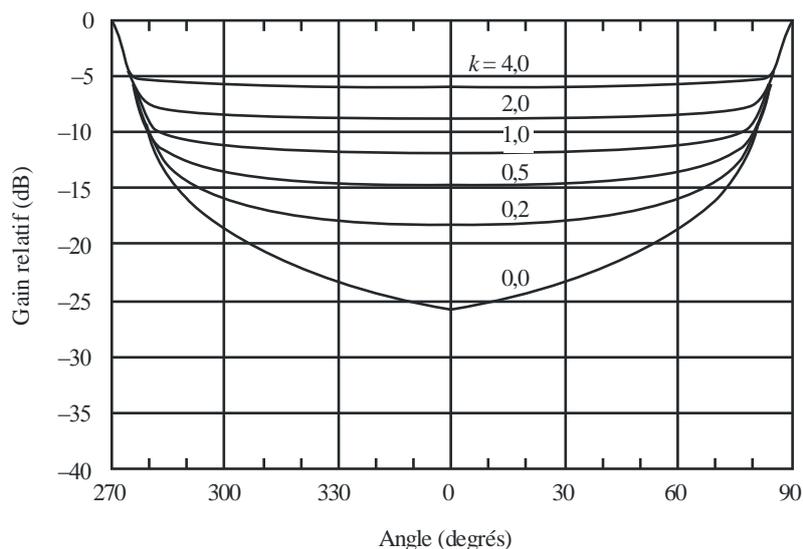
Comparaison entre le diagramme mesuré et l'enveloppe du diagramme de rayonnement de référence avec  $k=0,5$  pour une antenne équidirective avec un gain de 13 dBi et fonctionnant dans la bande des 2,4 GHz



F.1336-10

FIGURE 11

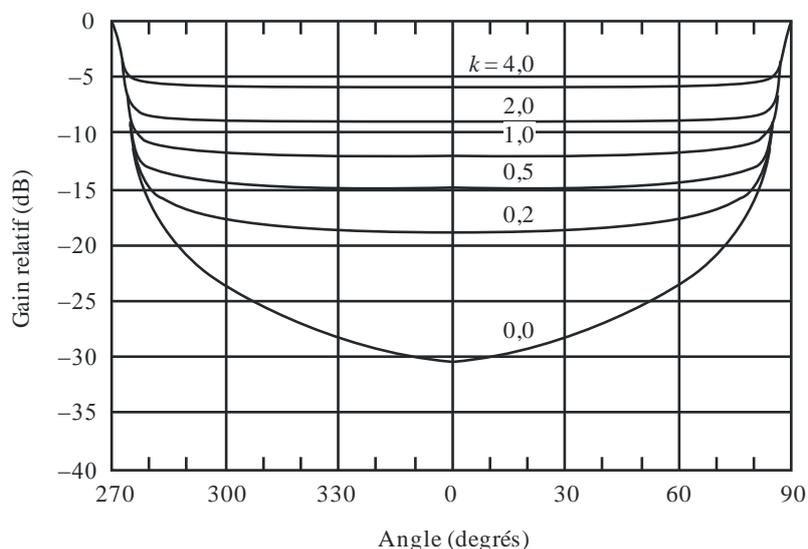
Enveloppes des diagrammes de rayonnement de référence pour plusieurs valeurs de  $k$  dans le cas d'une antenne équidirective avec un gain de 10 dBi



F.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



F.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

### 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 les versions précédentes 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):

$$D = \frac{U_M}{U_0} \quad (12)$$

$$U_0 = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} F(\varphi) F(\theta) \cos(\theta) d\theta d\varphi \quad (13)$$

où:

$U_M$ : intensité de rayonnement maximale

$U_0$ : intensité de rayonnement d'une source isotrope

$\varphi$ : angle dans le plan d'azimut

$\theta$ : angle dans le plan d'élévation

$F(\varphi)$ : intensité de rayonnement dans le plan d'azimut

$F(\theta)$ : intensité de rayonnement dans le plan d'élévation.

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:

$$F(\varphi) = U\left(\frac{\varphi_s}{2} - |\varphi|\right) \quad (14)$$

où:

$\varphi_s$ : ouverture de faisceau du secteur

$$\begin{aligned} U(x) &= 1 && \text{pour } x \geq 0 \\ U(x) &= 0 && \text{pour } x < 0 \end{aligned} \quad (15)$$

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 d'élévation est donnée par l'expression:

$$F(\theta) = e^{-a^2\theta^2} \quad (16)$$

où:

$$a^2 = -\ln(0,5) \times \left(\frac{2}{\theta_3}\right)^2 = \frac{2,773}{\theta_3^2} \quad (17)$$

$\theta_3$ : ouverture de faisceau à 3 dB de l'antenne dans le plan d'élévation (degrés).

Après avoir reporté les équations (14) et (16) au sein de l'équation (13), on obtient l'expression suivante:

$$U_0 = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} U\left(\frac{\varphi_s}{2} - |\varphi|\right) d\varphi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{-a^2\theta^2} \cos(\theta) d\theta \quad (18)$$

On peut résoudre cette double intégrale en calculant le produit de deux intégrales indépendantes. Si le calcul de l'intégrale sur  $\varphi$  est simple, celui de l'intégrale sur  $\theta$  est relativement plus difficile. On pourrait calculer l'intégrale de  $\theta$  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  $\theta$  est donnée par l'expression close suivante:

$$\int_{-\pi/2}^{\pi/2} e^{-a^2\theta^2} \cos(\theta) d\theta \approx \int_{-\infty}^{\infty} e^{-a^2\theta^2} \cos(\theta) d\theta = \frac{1}{a} \sqrt{\pi} e^{-1/4a^2} \quad (19)$$

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 (19), 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 (19). (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 (18) se calcule maintenant sans difficulté, selon la formule suivante:

$$U_0 = \frac{\varphi_s \theta_3}{4\pi} \sqrt{\frac{\pi}{2,773}} \times e^{\frac{\theta_3^2}{11,09}} \quad (20)$$

TABLEAU 1

**Evaluation de l'intensité de rayonnement moyenne: précision relative  
de l'intégrale infinie dans l'équation (19)**

Ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan d'élévation (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 (14) et (16),  $U_M = 1$ . En substituant ces valeurs et en remplaçant  $U_0$  dans l'équation (20) par l'équation (12), on obtient la directivité d'une antenne sectorielle, connaissant l'ouverture de faisceau dans les plans d'élévation et d'azimut, laquelle s'exprime ainsi:

$$D = \frac{11,805}{\varphi_s \theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{11,09}} \quad (21)$$

où les angles sont donnés en radians. Lorsque les angles sont exprimés en degrés, l'équation (21) devient:

$$D = \frac{38750}{\varphi_s \theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{36400}} \quad (22)$$

A noter que dans le cas d'une antenne équidirective, l'équation (22) se réduit à:

$$D = \frac{107,64}{\theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{36400}} \quad (23a)$$

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  $10^{0,1G_0}$  et la directivité  $D$  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

d'élévation en attribuant la valeur un au facteur exponentiel. L'erreur qui en résulte est inférieure à 6%. L'expression obtenue est la suivante:

$$10^{0,1G_0} \approx \frac{107,64}{\theta_3} \quad (23b)$$

## 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:

$$F(\varphi) = e^{-b^2\varphi^2} \quad (24)$$

où:

$$b^2 = -\ln(0,5) \times \left( \frac{2}{\varphi_s} \right)^2 \quad (25)$$

et  $\varphi_s$  est l'ouverture de faisceau à 3 dB du secteur.

En substituant les équations (16) et (24) dans l'équation (13), 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 (12), on obtient l'approximation suivante:

$$D = \frac{11,09}{\varphi_s \theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{11,09}} \quad (26)$$

où les angles ont les valeurs précédemment définies et sont exprimés en radians. En convertissant les angles en degrés, on transforme l'équation (26) ainsi:

$$D = \frac{36400}{\varphi_s \theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{36400}} \quad (27)$$

En comparant les équations (22) et (27), 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 (27) 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 (27), 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:

$$10^{0,1G_0} \approx \frac{31000}{\varphi_s \theta_3} \quad (28a)$$

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:

$$10^{0,1G_0} \approx \frac{34000}{\varphi_s \theta_3} \quad (28b)$$

FIGURE 13

Diagramme mesuré dans le plan d'azimut 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 (24) (exprimée en dB) pour une ouverture à 3 dB dans le plan d'azimut que l'on évalue par hypothèse à 90°

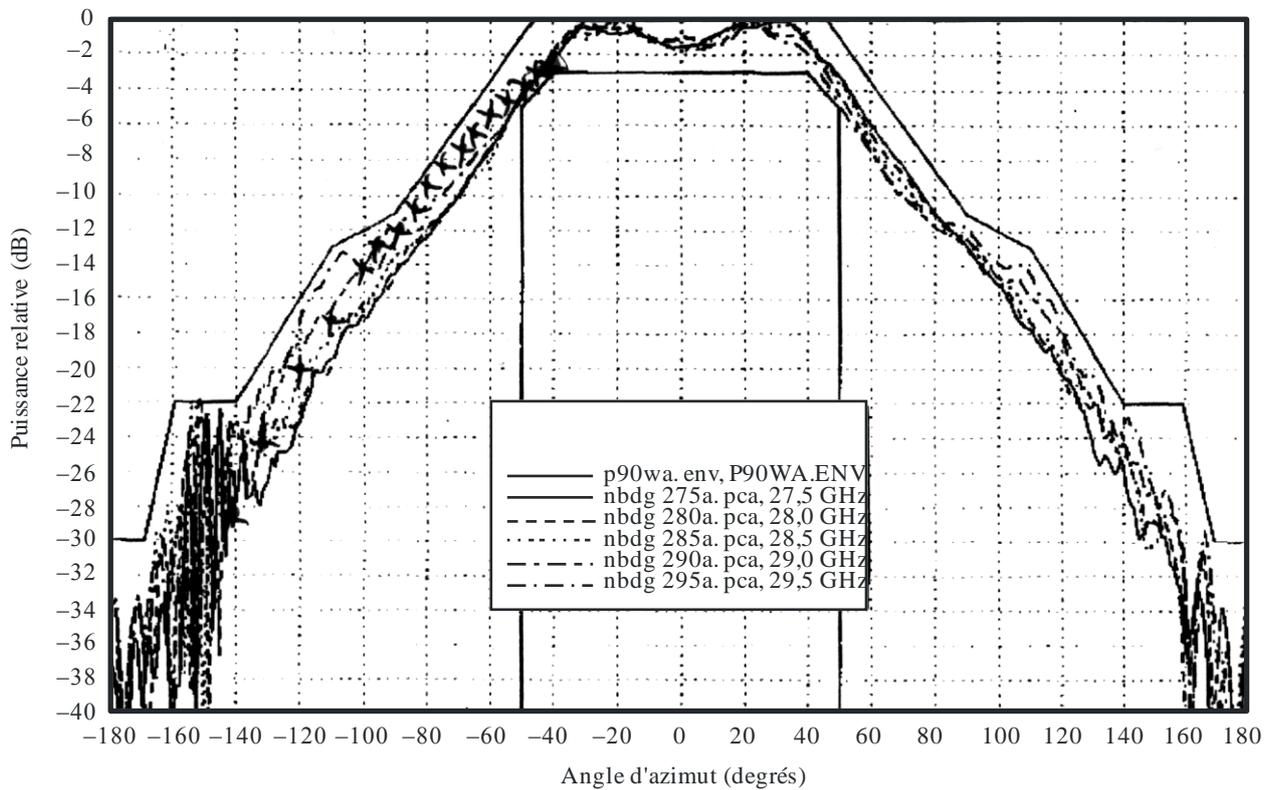
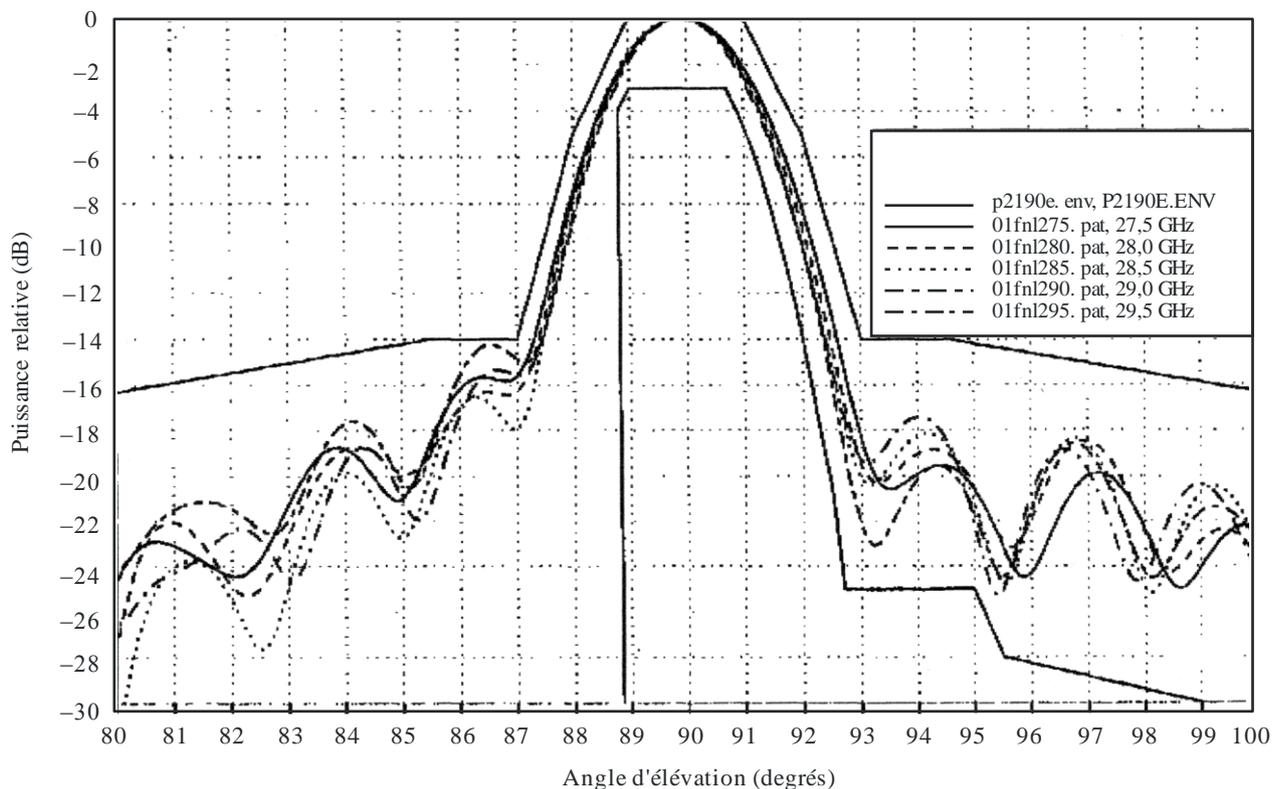


FIGURE 14

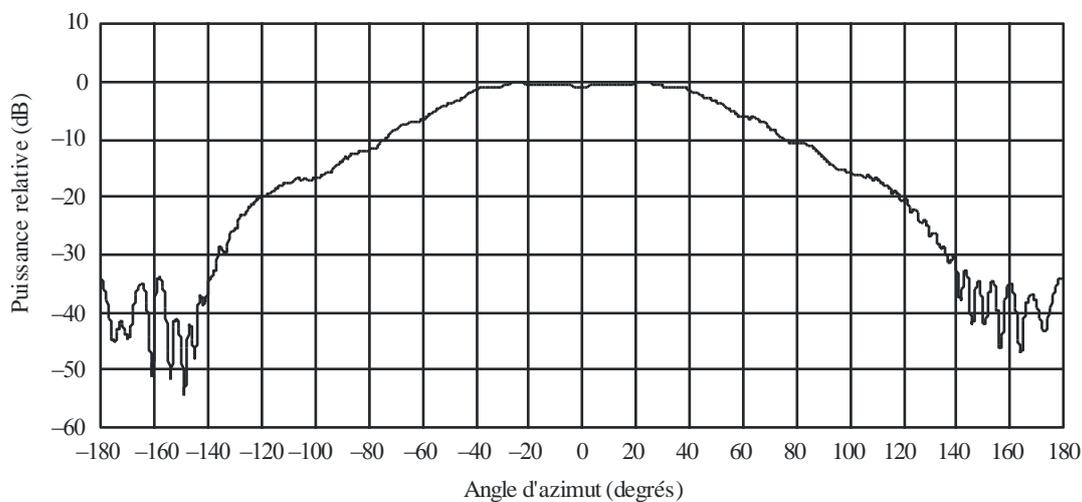
Diagramme mesuré dans le plan d'élévation d'une antenne sectorielle de 90°.  
Diagramme mesuré dans la bande 27,5-29,5 GHz



F.1336-14

FIGURE 15

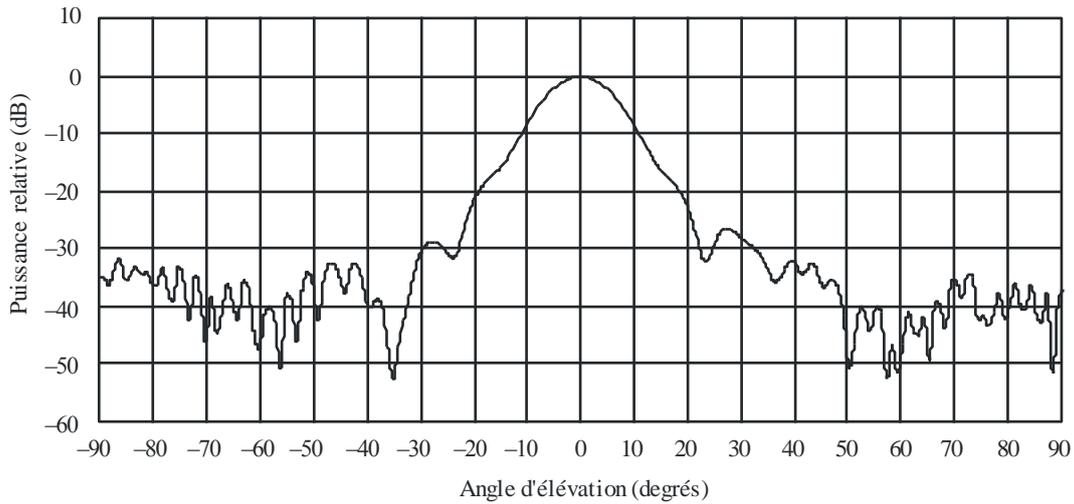
Diagramme en azimut d'une antenne sectorielle typique de 90° (V-polarisation).  
Angle à mi-valeur à 15 dBi: 90° (antenne du type cornet fonctionnant à 26 GHz)



F.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)



F.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 (23) 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 d'élévation s'exprimait sous la forme:

$$F(\theta) = \cos^{2N} \theta \quad (29)$$

En substituant l'équation (29) dans l'équation (13) et en admettant par hypothèse que  $F(\varphi) = 1$ , on obtient la formule suivante:

$$U_0 = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos^{2N}(\theta) \cos(\theta) d\theta d\varphi \quad (30)$$

Cette double intégrale équivaut à:

$$U_0 = \frac{(2N)!!}{(2N+1)!!} \quad (31)$$

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:

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

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

$$\theta_3 = 2 \cos^{-1}\left(0,5^{1/2N}\right) \quad (33)$$

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 (23) et d'autre part celles utilisées pour élaborer les équations (32) et (33). Il ressort de ce tableau que les résultats obtenus en utilisant l'équation (23a) sont meilleurs que ceux obtenus en utilisant les équations (32) et (33). Dans tous les cas, l'équation (23a) donne une valeur de directivité légèrement inférieure à celle des équations (32) et (33). C'est pour une ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan d'élévation 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 (23a) et d'autre part les équations (32) et (33)**

<b>2N</b>	<b><math>\theta_3</math> (degrés) (équation (33))</b>	<b>Directivité (dB) (équation (32))</b>	<b>Directivité (dB) (équation (23a))</b>	<b>Erreur relative (%)</b>	<b>Erreur (dB)</b>
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		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:

$$D = \frac{k}{\varphi_s \theta_3} e^{\frac{\theta_3^2}{36400}} \quad (34)$$

où:

$$\begin{aligned} k &= 38750 && \text{pour } \varphi_s > 120^\circ \\ k &= 36400 && \text{pour } \varphi_s \leq 120^\circ \end{aligned} \quad (35)$$

et  $\varphi_s$  = l'ouverture de faisceau à 3 dB de l'antenne sectorielle dans le plan d'azimut (degrés), pour une intensité de rayonnement en azimut qui est, par hypothèse, exponentielle, et où  $\theta_3$  est l'ouverture de faisceau à 3 dB de l'antenne sectorielle dans le plan d'élévation (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 d'élévation, le gain étant en dBi (voir l'équation (23b)):

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

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 le plan d'élévation et dans le plan d'azimut, où le secteur est de l'ordre de 120° ou moins et l'ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan d'élévation est inférieure à environ 45° (voir l'équation (28a)):

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

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 (35) 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 3

**Procédure pour déterminer le gain d'une antenne sectorielle à 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 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. Pour l'analyse des antennes sectorielles en particulier, il est important d'observer la plage de validité des angles d'azimut et d'élévation:

$$-180^\circ \leq \varphi \leq +180^\circ$$

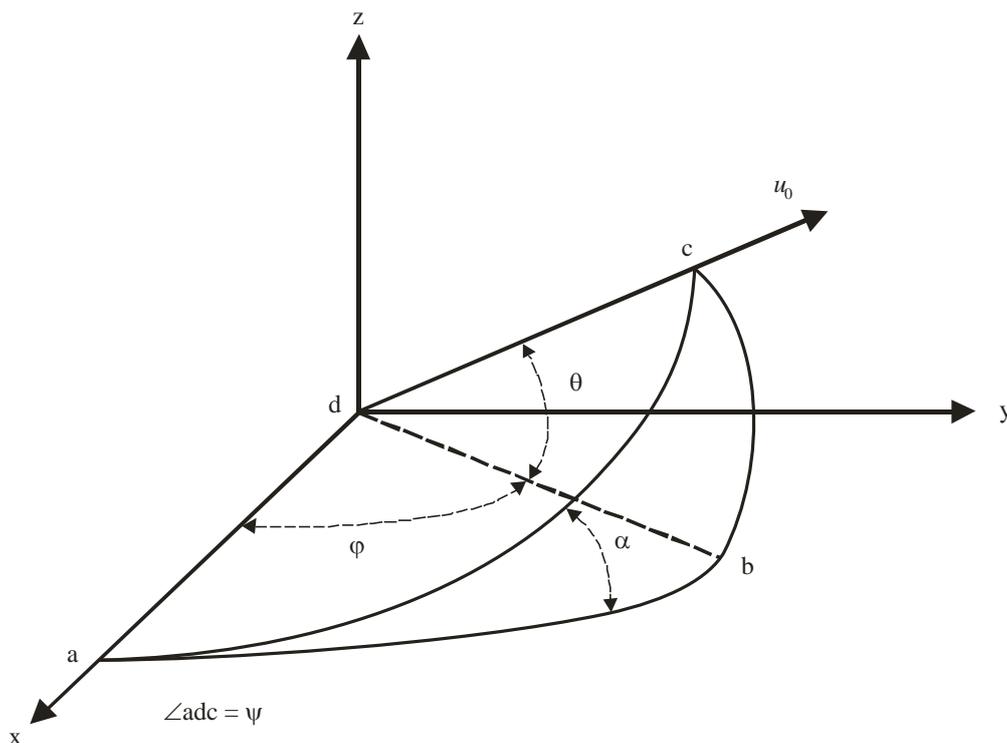
$$-90^\circ \leq \theta \leq +90^\circ$$

Il faut également noter que la plage de validité de l'angle  $\alpha$  est

$$-90^\circ \leq \alpha \leq +90^\circ$$

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); et
- le gain de l'antenne sectorielle à 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 d'azimut et d'élévation,  $\varphi_3$  et  $\theta_3$ , 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 (28a)).

$$10^{0,1G_0} \approx \frac{31000}{\varphi_s \theta_3} \tag{36}$$

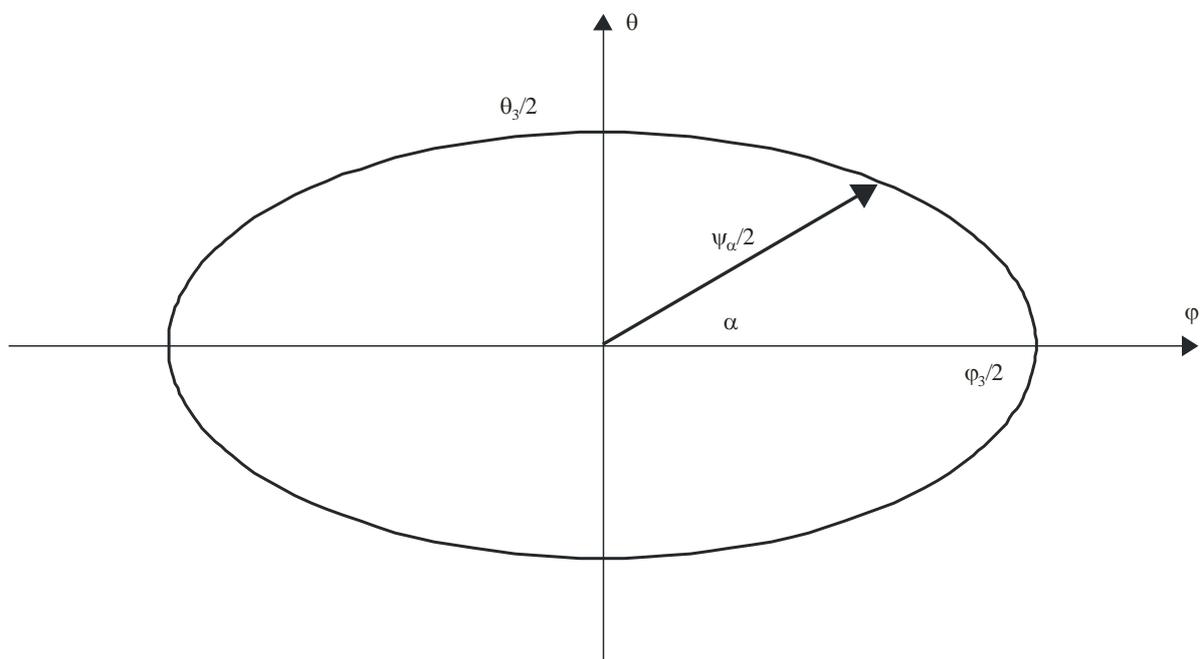
Pour calculer le gain d'une antenne sectorielle à un angle hors axe arbitraire,  $\varphi$  et  $\theta$ , la première étape consiste à déterminer la valeur de  $\alpha$ . Comme on peut le voir sur la Fig. 17, les points a, b et c forment un triangle sphérique rectangulaire et  $\alpha$  est égal à:

$$\alpha = \arctan\left(\frac{\tan \theta}{\sin \varphi}\right), \quad -90^\circ \leq \alpha \leq +90^\circ \tag{37a}$$

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

$$\psi = \arccos(\cos \varphi \cos \theta), \quad 0^\circ \leq \psi \leq 180^\circ \tag{37b}$$

FIGURE 18  
Détermination de l'ouverture à 3 dB d'un faisceau elliptique pour un angle d'inclinaison arbitraire  $\alpha$



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 présentée dans la Fig. 17 est déterminée par la formule:

$$\Psi_a = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\cos \alpha}{\phi_3}\right)^2 + \left(\frac{\sin \alpha}{\theta_3}\right)^2}} \quad (38)$$

Sur la base de cette méthode de calcul, une autre approche (voir l'Annexe 6) donne le diagramme de rayonnement de référence dans la gamme de fréquences comprise entre 6 GHz et environ 70 GHz (voir le § 3.2 du *recommande*).

## 2 Conclusion

La présente Annexe a permis de décrire une procédure permettant d'évaluer le gain d'une antenne sectorielle à un angle hors axe arbitraire par rapport à la direction correspondant au gain maximal de l'antenne. L'importance d'observer la plage de validité des angles d'azimut et d'élévation pour modéliser le diagramme de rayonnement d'une antenne sectorielle a été soulignée. Un complément d'étude est nécessaire pour démontrer la gamme de gains et d'ouvertures de faisceau dans les plans d'azimut et d'élévation pour laquelle la représentation du gain de référence utilisée en l'espèce (équations (2d1)-(2f), (3a) et (36)) est valide dans le cas d'antennes sectorielles.

## Annexe 4

### **Modèle mathématique de diagrammes de rayonnement exprimés en valeurs moyennes génériques pour des antennes équidirectives 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 du *recommande*) des diagrammes de rayonnement de référence représentant les valeurs moyennes des lobes latéraux pour des antennes équidirectives (en azimut), 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  $-90^\circ$  et  $90^\circ$  (voir l'Annexe 1):

$$G(\theta) = \begin{cases} G_0 - 12 \left( \frac{\theta}{\theta_3} \right)^2 & \text{pour } 0 \leq |\theta| < \theta_4 \\ G_0 - 12 + 10 \log(k+1) + F(\theta) & \text{pour } \theta_4 \leq |\theta| < \theta_3 \\ G_0 - 12 + 10 \log \left[ \left( \frac{|\theta|}{\theta_3} \right)^{-1.5} + k \right] + F(\theta) & \text{pour } \theta_3 \leq |\theta| \leq 90^\circ \end{cases} \quad (39a)$$

avec:

$$F(\theta) = 10 \log \left( 0,9 \sin^2 \left( \frac{3\pi\theta}{4\theta_3} \right) + 0,1 \right) \quad (39b)$$

où  $\theta$ ,  $\theta_3$ ,  $\theta_4$ ,  $G_0$  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.

## Annexe 5

### Procédure pour déterminer le diagramme de rayonnement d'une antenne à un angle hors axe arbitraire lorsque l'axe de visée de l'antenne est incliné mécaniquement ou électriquement vers le bas

#### 1 Introduction

La présente Annexe donne une méthode pour établir le diagramme de rayonnement d'une antenne sectorielle lorsque celle-ci est inclinée vers le bas par un moyen mécanique ou électrique. Le § 2 contient l'analyse en cas d'utilisation d'un moyen mécanique, tandis que le § 3 présente une analyse pour l'utilisation d'un moyen électrique.

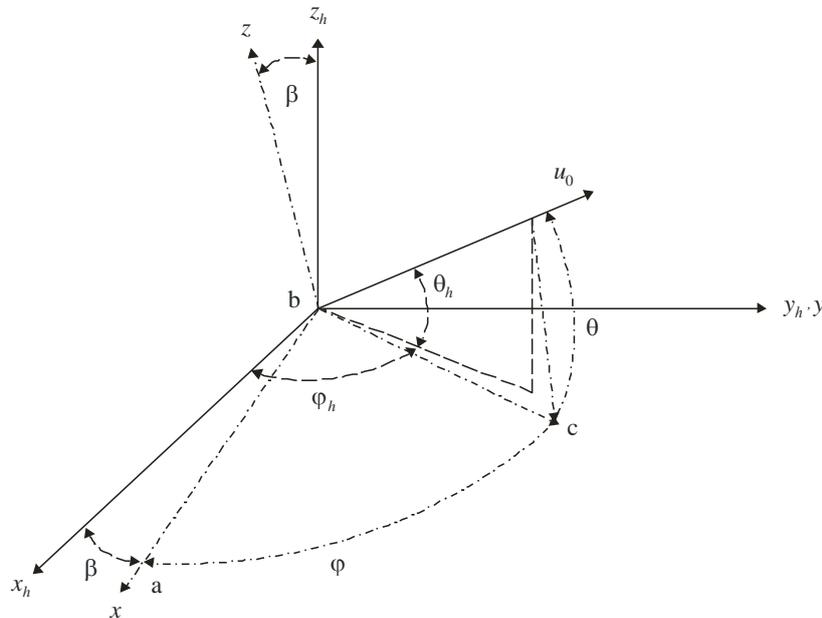
## 2 Analyse en cas d'inclinaison par un moyen mécanique

La géométrie de base permettant de déterminer le gain d'une antenne sectorielle à un angle hors axe arbitraire est représentée à la Fig. 19. 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 du rayonnement maximal. Si l'antenne est inclinée vers le bas, il est alors nécessaire de faire une différence entre les coordonnées par rapport à l'antenne ( $\theta$ ,  $\varphi$ ) et les coordonnées par rapport au plan horizontal ( $\theta_h$ ,  $\varphi_h$ ). La manière la plus efficace de déterminer la relation entre ces deux systèmes de coordonnées consiste à examiner les systèmes de coordonnées rectangulaires qui y sont rattachés.

Si on incline l'antenne vers le bas à un angle spécifié en faisant tourner le système de coordonnées par rapport à l'axe des y, le plan x-y contient l'axe du faisceau principal de l'antenne sectorielle et ce plan coupe le plan horizontal local le long de l'axe des y. L'angle d'inclinaison  $\beta$  est défini comme étant l'angle positif (degrés) formé par l'axe du faisceau principal au-dessous du plan horizontal au niveau du site de l'antenne.

FIGURE 19

Systèmes de coordonnées droits utilisés pour représenter le diagramme de rayonnement d'une antenne sectorielle inclinée



F.1336-19

Dans un système de coordonnées rectangulaires situé au niveau de l'antenne, dont l'axe des x dans le plan vertical contient le gain maximal de l'antenne, les coordonnées du vecteur unitaire sont données par la formule suivante:

$$\begin{aligned} z_h &= \sin \theta_h \\ x_h &= \cos \theta_h \cos \varphi_h \\ y_h &= \cos \theta_h \sin \varphi_h \end{aligned} \quad (40)$$

Il est à noter qu'il s'agit d'un système de coordonnées sphériques non standard, car l'élévation est mesurée pour des angles compris entre  $-90$  et  $+90$  degrés. Cette convention est la même que celle utilisée ci-avant dans le *recommande* de la présente Recommandation et dans les Annexes.

Considérons le système de coordonnées rectangulaires de la Fig. 19, qui contient l'axe du faisceau principal de l'antenne et que l'on a fait tourner vers le bas par rapport à l'axe des y d'un angle de  $\beta$  degrés. Le vecteur unitaire dans ce système a les coordonnées x, y et z données par:

$$\begin{aligned} z &= z_h \cos \beta + x_h \sin \beta \\ x &= -z_h \sin \beta + x_h \cos \beta \\ y &= y_h \end{aligned} \quad (41)$$

Dans le système de coordonnées sphériques correspondant établi par rapport au plan défini par l'axe du faisceau principal et l'axe des y, la relation entre les angles sphériques et les coordonnées x, y et z est donnée par  $\sin \theta = z$  et  $\tan \varphi = y/x$ . On détermine la valeur de  $\varphi$ , qui est comprise entre  $-180$  et  $+180$  degrés, en utilisant  $\arctan(y/x)$  avec de possibles corrections en fonction du signe algébrique de x et de y.

Autre possibilité reposant sur le fait que la somme des carrés de x, y et z est l'unité, il est possible de montrer que  $\cos \varphi = x/\cos \theta$  sur une plage limitée de valeurs de  $\varphi$ . Après avoir reporté l'équation (40) dans l'équation (41) puis les valeurs ainsi obtenues pour z et x pour les relations  $z = \sin \theta$  et  $x = \cos \theta \cos \varphi$ , on obtient les expressions ci-après pour les valeurs des coordonnées sphériques (voir la Note 1):

$$\begin{aligned} \theta &= \arcsin(z) = \arcsin(\sin \theta_h \cos \beta + \cos \theta_h \cos \varphi_h \sin \beta), & -90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ \\ \varphi &= \arccos\left(\frac{x}{\cos \theta}\right) = \arccos\left(\frac{(-\sin \theta_h \sin \beta + \cos \theta_h \cos \varphi_h \cos \beta)}{\cos \theta}\right), & 0^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ \end{aligned} \quad (42)$$

NOTE 1 – La valeur pour la fonction «arccos» est comprise entre  $0^\circ$  et  $180^\circ$ . Néanmoins, cela ne limite pas l'applicabilité de la méthode car les diagrammes d'antenne montrent une symétrie bilatérale par rapport au plan x-z et au plan x-y.

Les équations au § 3.4 du *recommande* sont les mêmes que l'équation (42).

### 3 Application des équations données aux § 2.5 et 3.5 du *recommande* pour déterminer le diagramme de rayonnement des antennes à inclinaison électrique

Les équations permettant de déterminer le diagramme de rayonnement des antennes à inclinaison électrique devraient en théorie être une fonction de l'angle d'inclinaison  $\beta$ , qui dépend de l'importance du déphasage du flux rayonné par les éléments de l'antenne placés à la verticale. Néanmoins, étant donné que dans la pratique,  $\beta$  a en général une petite valeur (par exemple, moins de  $15^\circ$ ), l'hypothèse ci-après pourrait être appliquée dans un souci de simplification.

Etant donné que les gains de diagramme de rayonnement d'une antenne à inclinaison électrique au zénith et au nadir doivent conserver les mêmes valeurs respectivement, quel que soit l'angle d'inclinaison  $\beta$  (voir la Fig. 20), le diagramme de rayonnement effectif, par rapport au diagramme avant inclinaison, s'élargit ou se contracte légèrement au-dessus de l'axe correspondant au gain maximal ou au-dessous de cet axe, respectivement, comme on le voit sur la Fig. 20 avec le diagramme apparaissant en traits pleins.

On pourrait obtenir une valeur approchée de ces gains de diagramme de rayonnement (qui apparaissent en traits pleins) en utilisant les gains pour un autre diagramme (dessiné en pointillés dans la Fig. 20) avec un paramètre de conversion. Ce diagramme en pointillés est obtenu à partir d'un déphasage de l'angle d'élévation uniforme idéal  $\beta$  pour le diagramme d'origine calculé à partir des équations figurant aux § 2.1, 2.2, 3.1 et 3.2 du *recommande*, pour les différents cas.

De cette manière, les diagrammes de rayonnement des antennes à inclinaison électrique sont obtenus à l'aide du paramètre de conversion donné pour les équations figurant dans le *recommande* (§ 2.1, 2.2, 3.1 et 3.2) comme suit:

L'angle d'élévation  $\theta$  à partir de l'axe correspondant au gain maximal peut être décrit comme suit:

$$\theta = \theta_h + \beta \quad (43)$$

où,

$\theta_h$ : angle d'élévation (degrés) mesuré par rapport au plan horizontal au niveau du site de l'antenne ( $-90^\circ \leq \theta_h \leq 90^\circ$ )

$\beta$ : angle d'inclinaison de l'antenne à inclinaison électrique tel que défini au §2 de la présente Annexe ou aux § 2.5 et 3.4 du *recommande*.

Pour pouvoir utiliser les équations données dans les § 2.1, 2.2, 3.1 et 3.2 du *recommande* pour déterminer le diagramme de rayonnement de référence des antennes à inclinaison électrique, sur la base de l'hypothèse présentée ci-dessus, on introduit un rapport de compression/extension  $R_{CE}$ . Ce rapport de compression/extension  $R_{CE}$  peut être défini comme suit:

$$R_{CE} = \frac{90}{90 \pm \beta} \quad (44)$$

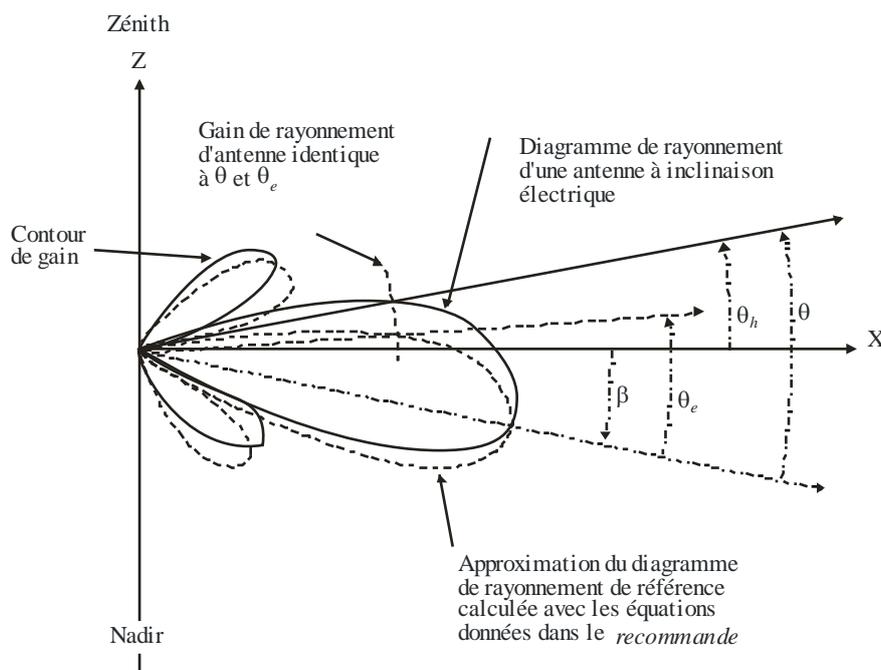
L'angle d'élévation  $\theta_e$ , pour lequel le gain du diagramme de rayonnement de l'antenne inclinée à  $\theta_h$  est calculé en utilisant les équations données aux § 2.1, 2.2, 3.1 et 3.2 du *recommande*, peut être exprimé comme suit:

$$\begin{aligned} \theta_e = \theta \cdot R_{CE} &= \frac{90 \cdot \theta}{90 + \beta} = \frac{90 \cdot (\theta_h + \beta)}{90 + \beta} && \text{pour } \theta_h + \beta \geq 0 \\ \theta_e = \theta \cdot R_{CE} &= \frac{90 \cdot \theta}{90 - \beta} = \frac{90 \cdot (\theta_h + \beta)}{90 - \beta} && \text{pour } \theta_h + \beta < 0 \end{aligned} \quad (45)$$

Les diagrammes de rayonnement des antennes à inclinaison électrique sont calculés en utilisant la variable  $\theta_e$  des équations (45) à la place de la variable  $\theta$  dans les équations des § 3.1 et 3.2 du *recommande* pour les antennes sectorielles et dans les § 2.1 et 2.2 du *recommande* pour les antennes équidirectives.

FIGURE 20

**Approximation du diagramme de rayonnement de référence  
pour une antenne à inclinaison électrique**



F.1336-20

## Annexe 6

### **Méthode de calcul des diagrammes de rayonnement de référence pour les antennes sectorielles dans la gamme de fréquences comprise entre 6 GHz et environ 70 GHz spécifiés au § 3.2 du *recommande***

#### 1 Introduction

La présente Annexe définit et précise les paramètres utilisés dans les équations permettant de déterminer les diagrammes de rayonnement de référence des antennes sectorielles dans la gamme de fréquences comprise entre 6 GHz et environ 70 GHz spécifiés au § 3.2 du *recommande*. Les équations figurant dans la présente Annexe ont été obtenues grâce à une analyse pratique fondée sur les données mesurées pour les antennes sectorielles.

#### 2 Considérations

Les diagrammes de rayonnement de référence des antennes sectorielles spécifiés dans les versions précédentes de la présente Recommandation ne correspondaient pas bien aux diagrammes mesurés, en particulier à l'extérieur du lobe principal dans le plan de l'azimut, alors que pour le plan de l'élévation, les diagrammes spécifiés constituent une approximation assez juste des données mesurées.

Les valeurs de l'ouverture de faisceau d'antenne à 3 dB,  $\varphi_3$  et  $\theta_3$ , étant différentes dans le plan de l'azimut et dans le plan de l'élévation, les diagrammes de rayonnement calculés sur la base de ces valeurs aboutissent à des gains différents au point d'intersection  $(\varphi, \theta) = (\pm 180, 0)$ , alors qu'en théorie les valeurs de gain dans ces deux plans devraient être égales à ce point d'intersection.

Par conséquent, il est à noter qu'étant à l'origine de cette incohérence, le modèle mathématique de base et les hypothèses associées (voir les Fig. 17 et 18 de l'Annexe 3), qui sont adoptés dans l'algorithme permettant d'obtenir les diagrammes de rayonnement des antennes sectorielles, ne seront peut-être pas applicables à tous les angles dans les trois dimensions.

Compte tenu de ce qui précède, les algorithmes actuels, comme expliqué ci-après, ont été adoptés en vue d'éliminer cette incohérence entre les diagrammes calculés et les diagrammes mesurés.

Pour les plages d'angle où  $\psi$  est supérieur à  $90^\circ$ , il est proposé de modifier les valeurs de l'ouverture de faisceau à 3 dB,  $\varphi_3$  et  $\theta_3$ , pour les remplacer par des paramètres variables  $\varphi_{3m}$  et  $\theta_{3m}$ , respectivement, afin d'obtenir progressivement une valeur unique  $\varphi_{3(180)}$  au point d'intersection  $(\pm 180, 0)$ , étant donné que l'incohérence constatée à ce point est due à la différence entre  $\varphi_3$  et  $\theta_3$ .

On pourrait adopter comme valeur possible de  $\varphi_{3(180)}$  la constante  $\theta_3$  existante, en partant de l'hypothèse qu'il n'y a plus de discrimination au point d'intersection entre le plan de l'élévation et le plan de l'azimut et qu'il s'agit de la solution la plus simple dès lors que l'on considère que le point d'intersection est inclus dans le plan d'élévation.

Par conséquent,

$$\varphi_{3(180)} = \theta_3 \text{ (voir la Note 1)} \quad (46)$$

NOTE 1 – Lorsqu'un rapport avant/arrière est disponible pour l'antenne de référence, il pourra être également possible d'adopter  $\varphi_{3(180)}$  comme suit:

$$\varphi_{3(180)} = \frac{180}{10^{(FBR-\lambda_k)/15}} \quad (47)$$

En ce qui concerne le plan de l'azimut, étant donné que les diagrammes de rayonnement commencent à diverger à partir de l'angle correspondant à  $x = 1$  pour les diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs de crête et à  $x = 1,152$  pour les diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs moyennes, l'angle d'azimut à ce point  $\varphi_{th}$  est exprimé comme suit:

$$\varphi_{th} = \varphi_3 \quad \text{(pour les diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs de crête)} \quad (48a)$$

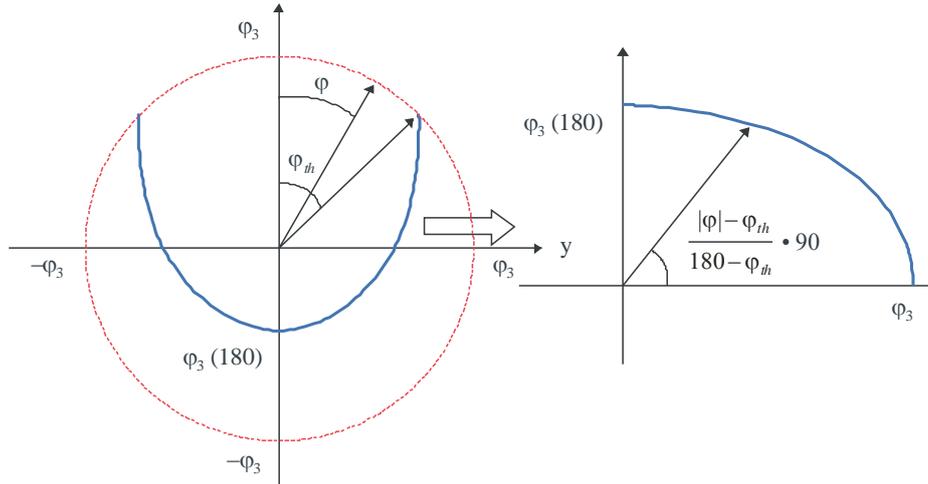
$$\varphi_{th} = 1,152\varphi_3 \quad \text{(pour les diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs moyennes)} \quad (48b)$$

La variable d'ouverture du faisceau d'antenne à 3 dB  $\varphi_{3m}$  que l'on vient de définir change progressivement pour passer de  $\varphi_3$  à  $\pm\varphi_{th}$  à  $\varphi_{3(180)}$  à l'angle d'azimut de  $\pm 180^\circ$ . Etant donné que ce lieu géométrique variable est situé sur une ellipse, la différence entre les angles d'azimut de  $|\varphi|$  et de  $\varphi_{th}$  est comprimée par le facteur de  $90/(180 - \varphi_{th})$  comme on le voit dans la Fig. 21. Alors,  $\varphi_{3m}$  s'expriment généralement par l'équation ci-après, qui correspond à l'équation (2d7) donnée dans le *recommande* de la présente Recommandation:

$$\varphi_{3m} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\cos\left(\frac{|\varphi| - \varphi_{th}}{180 - \varphi_{th}} \cdot 90\right)}{\varphi_3}\right)^2 + \left(\frac{\sin\left(\frac{|\varphi| - \varphi_{th}}{180 - \varphi_{th}} \cdot 90\right)}{\varphi_{3(180)}}\right)^2}} \quad \text{pour } \varphi_{th} < |\varphi| \leq 180^\circ \quad (49)$$

FIGURE 21

Calcul du facteur de compression pour l'équation correspond à une ellipse



F.1336-21

Etant donné que l'on obtient la valeur de  $\varphi_{3m}$  dans la plage  $\varphi_{th} < \varphi \leq 90^\circ$  grâce à l'équation (49), il faut donc modifier l'équation (2a3) donnée au § 3.1 du *recommande* des précédentes versions de la présente Recommandation comme suit:

$$\Psi_\alpha = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\cos \alpha}{\varphi_{3m}}\right)^2 + \left(\frac{\sin \alpha}{\theta_3}\right)^2}} \quad \text{pour } 0^\circ \leq \psi \leq 90^\circ \quad (50)$$

où:

$$\varphi_{3m} = \varphi_3 \quad \text{pour } 0^\circ \leq \psi \leq \varphi_{th}$$

En outre, lorsque l'angle  $\psi$  est compris entre  $90^\circ$  et  $180^\circ$  dans le plan de l'élévation (dans ce cas  $\theta = 180 - \psi$ ), on définit la nouvelle variable  $\theta_{3m}$  ci-après, qui est modifiée progressivement pour passer de  $\theta_3$  à  $90^\circ$  à  $\varphi_{3(180)}$  à  $180^\circ$ . Etant donné que ce lieu géométrique variable est situé sur une ellipse, on exprime généralement  $\theta_{3m}$  par l'équation ci-après (il est à noter que, dans le cas de  $\varphi_{3(180)} = \theta_3$ ,  $\theta_{3m}$  est une valeur constante  $\theta_3$ ):

$$\theta_{3m} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\cos \theta}{\varphi_{3(180)}}\right)^2 + \left(\frac{\sin \theta}{\theta_3}\right)^2}} \quad \text{pour } 90^\circ < \psi \leq 180^\circ \quad (51)$$

De même, compte tenu de l'équation (51), pour les plages où  $\psi$  est supérieur à  $90^\circ$ , la valeur de  $\Psi_\alpha$  ne dépend pas de  $\alpha$  mais de  $\theta$ , et est représentée par l'équation suivante:

$$\Psi_\alpha = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\cos \theta}{\varphi_{3m}}\right)^2 + \left(\frac{\sin \theta}{\theta_3}\right)^2}} \quad \text{pour } 90^\circ < \psi \leq 180^\circ \quad (52)$$

Les équations (50) et (52) ci-dessus correspondent à l'équation (2d3) donnée dans le *recommande* de la présente Recommandation.

## Annexe 7

### Méthode de calcul des diagramme de rayonnement de référence pour les antennes sectorielles dans la gamme de fréquences comprise entre 400 MHz et environ 6 GHz spécifiés au § 3.1 du *recommande*

#### 1 Introduction

La présente Annexe définit et précise les équations et les paramètres utilisés pour déterminer les diagrammes de rayonnement de référence pour les antennes sectorielles dans la gamme de fréquences comprise entre 400 MHz et environ 6 GHz spécifiés au § 3.1 du *recommande*.

Les versions précédentes de la présente Recommandation utilisaient l'algorithme, selon lequel on calculait les diagrammes de rayonnement de référence en utilisant les mêmes équations et le même paramètre  $k$  à la fois pour le plan de l'azimut et pour le plan de l'élévation. Par conséquent, les diagrammes de rayonnement de référence correspondaient rarement à ceux établis à partir des données mesurées dans les plans de l'azimut et de l'élévation.

Afin de surmonter ce problème, la présente version de la Recommandation utilise une nouvelle approche, selon laquelle on utilise, pour calculer chaque diagramme de rayonnement d'antenne de référence dans le plan de l'azimut ou dans le plan de l'élévation, des équations distinctes qui ne se fondent pas sur l'hypothèse définie dans l'Annexe 3 de la présente Recommandation selon laquelle l'ouverture de faisceau à 3 dB est représentée par une ellipse.

#### 2 Considérations

Afin d'introduire de nouvelles équations essentielles pour les diagrammes de rayonnement de référence, on prend les hypothèses suivantes concernant la structure des antennes sectorielles:

- les éléments d'antenne sont assemblés en un réseau dans le sens vertical comme les antennes équidirectives;
- les éléments de l'antenne sont directifs et sectoriels dans le sens horizontal.

Sur la base d'une structure d'antenne équidirective, le diagramme vertical de rayonnement général des éléments rayonnants d'un réseau dépend du seul angle d'élévation, étant donné que l'orientation du réseau est exactement verticale. En conséquence, les diagrammes de rayonnements verticaux ne sont pas affectés par la variation de l'angle d'azimut. Pour les antennes équidirectives utilisant des éléments rayonnants doublets, les diagrammes de rayonnement verticaux sont identiques quel que soit l'angle d'azimut. Par ailleurs, pour les antennes sectorielles dont les éléments rayonnants sont directifs, le diagramme de rayonnement à un angle d'azimut arbitraire,  $\varphi$ , est proportionnellement réduit par rapport au diagramme de rayonnement à  $\varphi = 0^\circ$  par un rapport de compression,  $R$ , ce qui signifie une compression du gain horizontal à mesure que l'angle d'azimut passe de  $0^\circ$  à  $\varphi$ .

Parallèlement, les diagrammes de rayonnement horizontaux ne sont pas affectés par la variation de l'angle d'élévation et le gain d'antenne horizontal relatif en dB (gain négatif) a la même valeur à un angle d'azimut arbitraire quel que soit l'angle d'élévation. En conséquence, un gain horizontal relatif à un point arbitraire,  $G_{ar}(\varphi, \theta)$ , est exprimé comme suit:

$$G_{ar}(\varphi, \theta) = G_{ar}(\varphi, 0^\circ) \quad (\text{dB}) \quad (53)$$

$\varphi$ : angle de l'azimut par rapport à l'angle correspondant au gain maximal dans le plan horizontal (degrés) ( $-180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$ )

$\theta$ : angle d'élévation par rapport au plan horizontal local lorsque le gain maximal se situe dans ce plan (degrés) ( $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ ).

Par conséquent, le rapport de compression  $R$  susmentionné pourrait être décrit comme suit:

$$R = \frac{G_{ar}(\varphi, 0^\circ) - G_{ar}(180^\circ, 0^\circ)}{G_{ar}(0^\circ, 0^\circ) - G_{ar}(180^\circ, 0^\circ)}$$

$R$ : rapport de compression du gain horizontal lorsque l'angle d'azimut est décalé de  $0^\circ$  à  $\varphi$ ,

et le gain relatif vertical à un point arbitraire  $G_{er}(\varphi, \theta)$  est exprimé comme suit:

$$G_{er}(\varphi, \theta) = R \cdot G_{er}(0^\circ, \theta) \quad (\text{dB}) \quad (54)$$

Ainsi, le gain relatif de l'antenne sectorielle à un point arbitraire est décrit comme étant la somme en dB des équations (53) et (54), tandis que le gain par rapport à une antenne isotrope  $G(\varphi, \theta)$ , qui dépend de la direction normalisée des ouvertures de faisceau à 3 dB, donnée par l'équation (2a1) figurant dans le *recommande* de la présente Recommandation, est exprimé par l'équation suivante:

$$G(\varphi, \theta) = G_0 + G_{hr}(x_h) + R \cdot G_{vr}(x_v) \quad (\text{dBi}) \quad (55)$$

$G_0$ : gain maximal dans le plan de l'azimut (dBi)

$G_{hr}(x_h)$ : gain d'antenne relatif dans le plan de l'azimut à la direction normalisée de  $(x_h, 0)$  (dB)

$x_h = |\varphi|/\varphi_3$

$\varphi_3$ : ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan de l'azimut (degrés) (en général, égale à l'ouverture de faisceau d'antenne sectorielle)

$G_{vr}(x_v)$ : gain d'antenne relatif dans le plan de l'élévation à la direction normalisée de  $(0, x_v)$  (dB)

$x_v = |\theta|/\theta_3$

$\theta_3$ : ouverture de faisceau à 3 dB dans le plan de l'élévation (degrés);

dans ce cas,  $R$ , qui correspond à l'équation (2a2) donnée dans le *recommande* de la présente Recommandation, peut être décrit comme suit:

$$R = \frac{G_{hr}(x_h) - G_{hr}\left(\frac{180^\circ}{\varphi_3}\right)}{G_{hr}(0) - G_{hr}\left(\frac{180^\circ}{\varphi_3}\right)} \quad (56)$$

De plus, lorsqu'on utilise des éléments d'antenne à orientation sectorielle, dans le cas précis du lobe principal dans le plan de l'azimut, les diagrammes de rayonnement peuvent être obtenus avec la forme  $-12x_h^2$  en dB, étant donné qu'il est avéré que cette équation permet d'obtenir une bonne approximation, à l'intérieur de l'ouverture du faisceau à 3 dB, des données mesurées dans le cadre des études précédentes pour le rayonnement d'antenne dans le plan de l'azimut.

En outre, on part de l'hypothèse que les gains de diagramme de rayonnement de référence relatifs  $G_{hr}(x_h)$  et  $G_{vr}(x_v)$ , ont la valeur relative minimale. Cette valeur minimale est obtenue au voisinage de  $\pm 180^\circ$  dans le plan de l'azimut et à  $\pm 90^\circ$  dans le plan de l'élévation pour les structures d'antennes sectorielles, et ces deux valeurs de gain minimal sont en théorie les mêmes. En ce qui concerne le gain minimal relatif,  $G_{180}$ , il conviendrait de choisir une valeur calculée au point de  $(\varphi, \theta) = (0^\circ, \pm 180^\circ)$  dans le plan de l'élévation en utilisant les équations ci-après, étant donné que la valeur calculée

correspondait très bien aux diagrammes en élévation pour de nombreux ensembles de valeurs mesurées dans le cadre des études précédentes:

$$G_{180} = -\lambda_k - 15 \log(180^\circ/\theta_3) \quad \text{pour les diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs de crête} \quad (57)$$

où:

$$\lambda_k = 12 - 10 \log(1 + 8k_p)$$

$k_p$ : paramètre qui représente le gain minimal relatif pour les diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs de crête;

$$G_{180} = -\lambda_k - 3 - 15 \log(180^\circ/\theta_3) \quad \text{pour les diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs moyennes} \quad (58)$$

où:

$$\lambda_k = 12 - 10 \log(1 + 8k_a)$$

$k_a$ : paramètre qui représente le gain minimal relatif pour les diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs moyennes.

### 3 Equations pour les diagrammes de référence

Dans cette partie, les gains de diagrammes de rayonnement de référence relatifs,  $G_{hr}(x_h)$  et  $G_{vr}(x_v)$ , sont calculés dans le cas précis des diagrammes de rayonnement de lobes latéraux exprimés en valeurs de crête dans la gamme de fréquences comprise entre 400 MHz et environ 6 GHz. Par ailleurs, en ce qui concerne les diagrammes de rayonnement de lobes latéraux exprimés en valeurs moyennes, les équations correspondantes peuvent être obtenues facilement grâce à la méthode suivante:

- l'équation (59) est remplacée par l'équation (58), qui correspond à l'équation (57) à laquelle on retire 3 dB;
- l'équation (60) est la même et l'équation (61) est utilisée presque telle quelle, exception faite d'une différence de -3 dB à l'extérieur de la partie correspondant au lobe principal.

Ces gains de référence ont la valeur minimale relative  $G_{180}$ , et, sur la base de l'équation (57), cette valeur, qui correspond à l'équation (2b1) donnée dans le *recommande* de la présente Recommandation, est exprimée par l'équation suivante:

$$G_{180} = -12 + 10 \log(1 + 8k_p) - 15 \log\left(\frac{180^\circ}{\theta_3}\right) \quad (59)$$

où:

$k_p$ : paramètre qui représente le gain minimum relatif pour les diagrammes de lobes latéraux exprimés en valeurs de crête.

#### 3.1 Equations pour obtenir le gain d'antenne de référence relatifs dans le plan de l'azimut

Le gain d'antenne de référence,  $G_{hr}(x_h)$ , qui correspond à l'équation (2b2) donnée dans le *recommande* de la présente Recommandation, est exprimé comme suit:

$$\begin{aligned} G_{hr}(x_h) &= -12x_h^2 && \text{pour } x_h \leq 0,5 \\ G_{hr}(x_h) &= -12x_h^{(2-k_h)} - \lambda_{kh} && \text{pour } 0,5 < x_h \\ G_{hr}(x_h) &\geq G_{180} \end{aligned} \quad (60)$$

où:

$$\begin{aligned}
 x_h &= |\phi|/\phi_3 \\
 k_h: & \text{ facteur d'ajustement du diagramme en azimut basé sur les fuites de puissance} \\
 & (0 \leq k_h \leq 1) \\
 \lambda_{kh} &= 3(1 - 0,5^{-k_h}).
 \end{aligned}$$

**3.2 Equations pour obtenir le gain d'antenne de référence relatif dans le plan de l'élévation**

Les équations permettant d'obtenir le gain d'antenne de référence relatif suivent pour la plupart les équations spécifiées dans la version précédente de la présente Recommandation, étant donné que les diagrammes de référence calculés ont pour la plupart donné une bonne approximation des données mesurées dans le cadre des études précédentes pour les rayonnements d'antenne à proximité du premier lobe principal dans le plan de l'élévation. Toutefois, le gain de référence relatif est inférieur non seulement à  $G_{180}$ , mais aussi à  $G_{hr}(x_h)$  et la valeur minimum est située au point de  $\theta = 90^\circ$ . Par conséquent, s'agissant de l'équation pour le calcul à proximité du point minimum, on remplace le facteur d'affaiblissement dû à l'inclinaison de 15 par  $C$ , afin de parvenir au point minimum.

Le gain d'antenne de référence,  $G_{vr}(x_v)$ , qui correspond à l'équation (2b3) donnée dans le *recommande* de la présente Recommandation, est exprimé comme suit:

$$\begin{aligned}
 G_{vr}(x_v) &= -12x_v^2 && \text{pour } x_v < x_k \\
 G_{vr}(x_v) &= -12 + 10\log(x_v^{-1.5} + k_v) && \text{pour } x_k \leq x_v < 4 \\
 G_{vr}(x_v) &= -\lambda_{kv} - C\log(x_v) && \text{pour } 4 \leq x_v < 90^\circ/\theta_3 \\
 G_{vr}(x_v) &= G_{180} && \text{pour } x_v = 90^\circ/\theta_3
 \end{aligned} \tag{61}$$

où:

$$\begin{aligned}
 x_v &= |\theta|/\theta_3 \\
 k_v: & \text{ facteur d'ajustement du diagramme en azimut basé sur les fuites de puissance} \\
 & (0 \leq k_v \leq 1) \\
 x_k &= \sqrt{1 - 0.36 k_v} \\
 \lambda_{kv} &= 12 - C\log(4) - 10\log(4^{-1.5} + k_v);
 \end{aligned}$$

le facteur d'affaiblissement dû à l'inclinaison  $C$  est représenté comme suit:

$$C = \frac{10\log\left(\frac{\left(\frac{180^\circ}{\theta_3}\right)^{1.5} \cdot (4^{-1.5} + k_v)}{1 + 8k_p}\right)}{\log\left(\frac{22,5^\circ}{\theta_3}\right)}$$

#### 4 Comparaisons entre les données mesurées et les diagrammes de rayonnement de référence calculés

Afin de choisir les valeurs appropriées pour les paramètres  $k_h$ ,  $k_v$ ,  $k_p$  et  $k_a$  susmentionnés pour des antennes types, on a comparé, pour les diagrammes exprimés en valeurs de crête et en valeurs moyennes, les diagrammes de référence calculés en utilisant les équations indiquées dans la section 3 ci-dessus et les diagrammes de lobes latéraux mesurés. Les diagrammes de lobes latéraux ont été mesurés pour différents types de configuration en faisant varier l'angle d'inclinaison et la fréquence d'émission.

Ces mesures ont été analysées d'un point de vue statistique et le 95<sup>ème</sup> centile des mesures est présenté comme correspondant aux données mesurées pour le lobe latéral en valeurs de crête et les performances moyennes mesurées correspondent aux données mesurées pour les lobes latéraux en valeurs moyennes. Lorsque l'antenne a été inclinée pendant les mesures, les données obtenues ont été compensées dans les chiffres par une transposition des données mesurées dans la dimension angulaire afin de situer le gain maximal à l'angle d'élévation nul.

Lorsqu'on a élaboré la version la plus récente de la présente Recommandation, de nombreuses données mesurées portant sur des antennes sectorielles ont été communiquées à l'UIT-R pour la gamme de fréquences à partir de 698 MHz. L'examen des données calculées ayant permis d'établir que ces diagrammes de rayonnement de référence pouvaient être appliqués jusqu'à 400 MHz, il est en outre que rien sur le plan physique ne permet de penser que les caractéristiques de l'antenne changeraient radicalement dans la bande inférieure.

Les comparaisons pour les diagrammes d'antennes types sont présentées dans les Fig. 22 à 25.

Les caractéristiques des diagrammes mesurés figurent dans le Tableau 3.

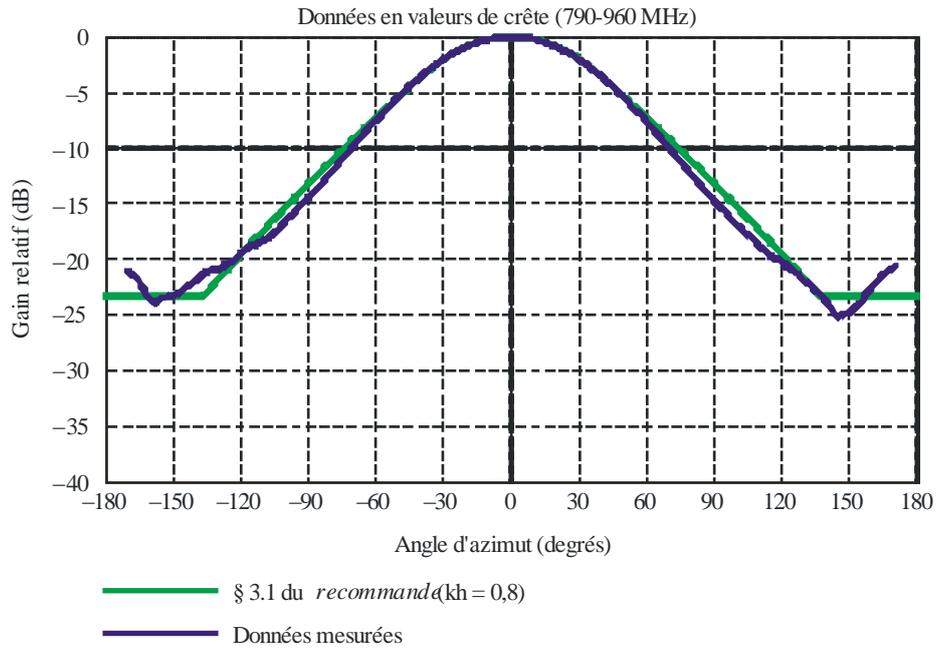
TABLEAU 3

##### Caractéristiques des diagrammes mesurés

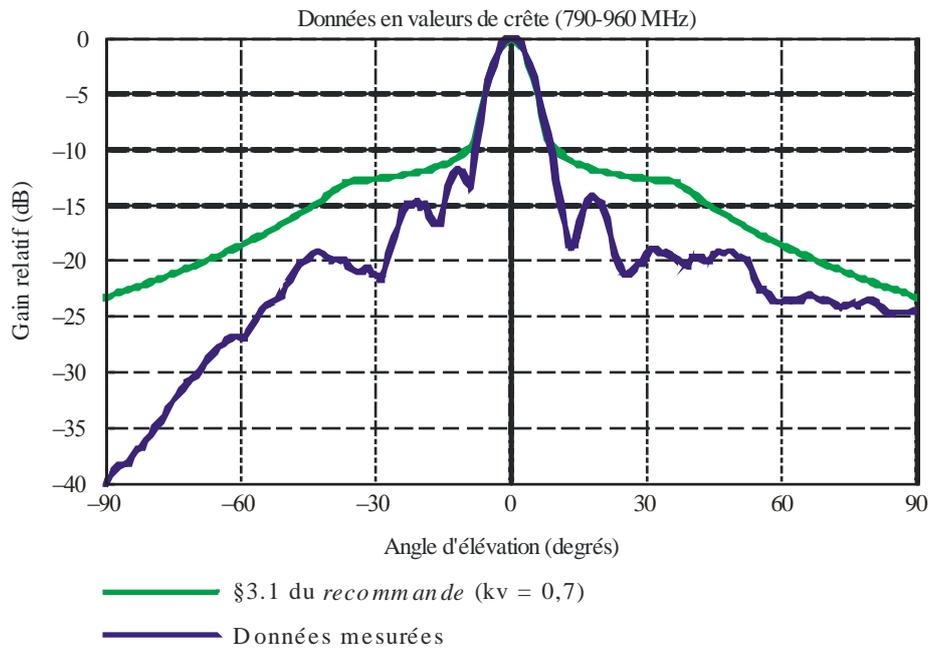
Numéro de Figure	Type de diagrammes	Fréquence mesurée $f$ (GHz)
22	Valeurs en crête	0,79-0,96
23		1,71-2,7
24	Valeurs moyennes	0,79-0,96
25		1,71-2,7

FIGURE 22

Comparaison entre les diagrammes statistiques mesurés exprimés en valeurs de crête et les diagrammes calculés de lobes latéraux exprimés en valeurs de crête (f: 790-960 MHz)



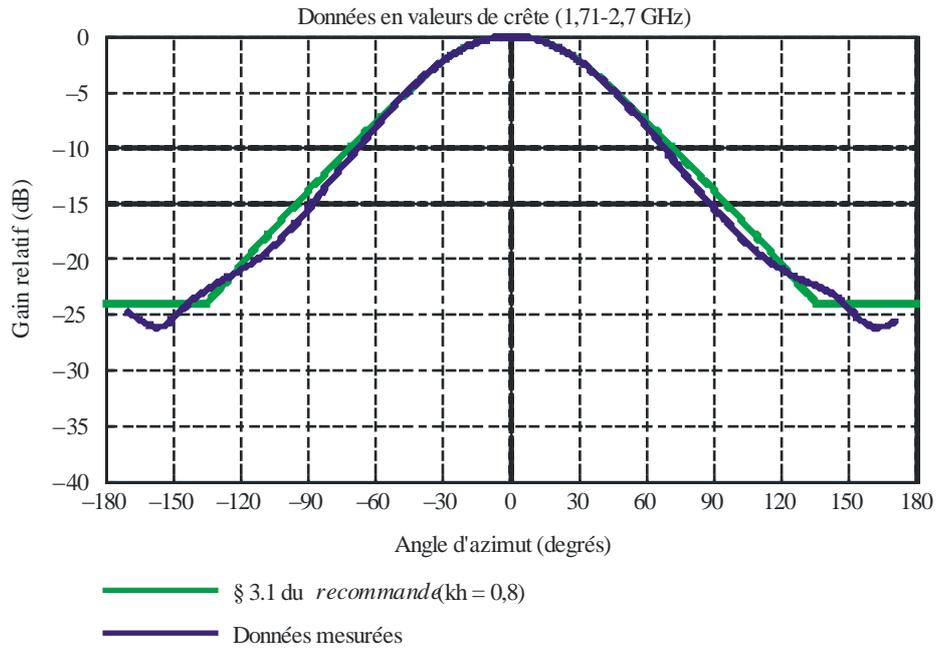
a) Plan de l'azimut



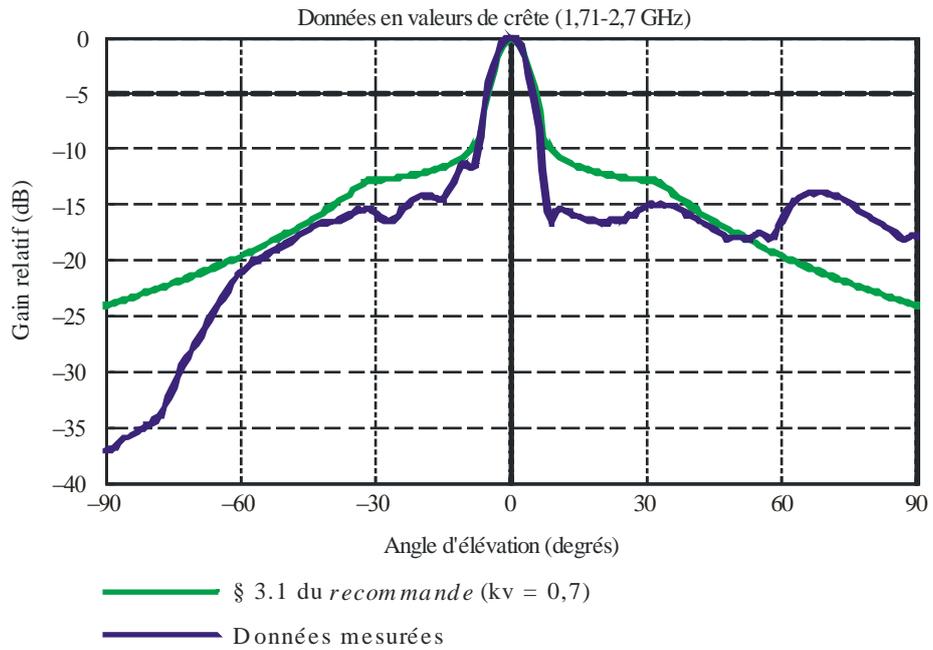
b) Plan de l'élévation

FIGURE 23

Comparaison entre les diagrammes statistiques mesurés exprimés en valeurs de crête et les diagrammes calculés de lobes latéraux exprimés en valeurs de crête ( $f: 1,71-2,7$  GHz)



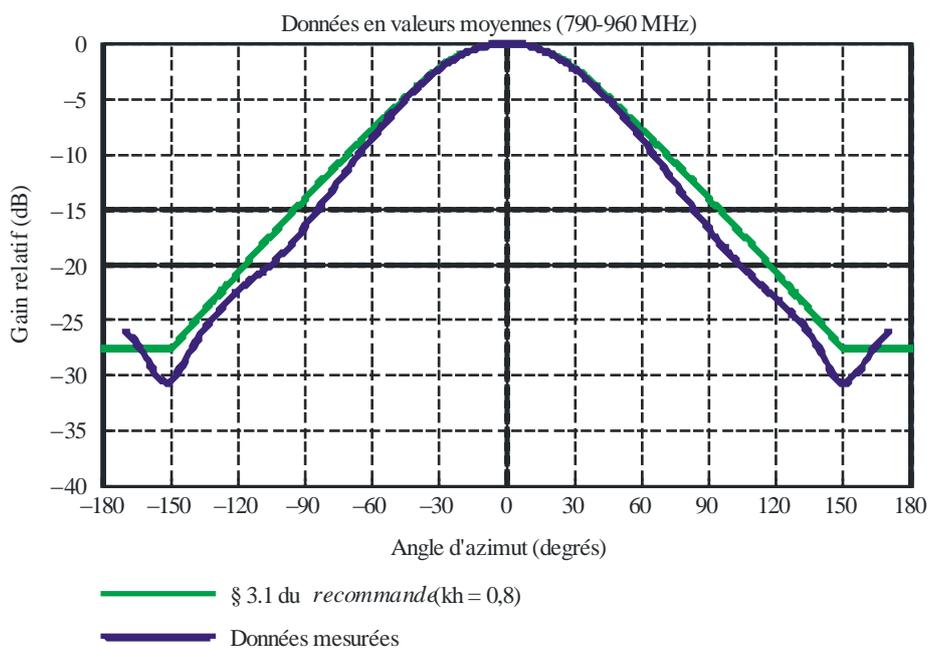
a) Plan de l'azimut



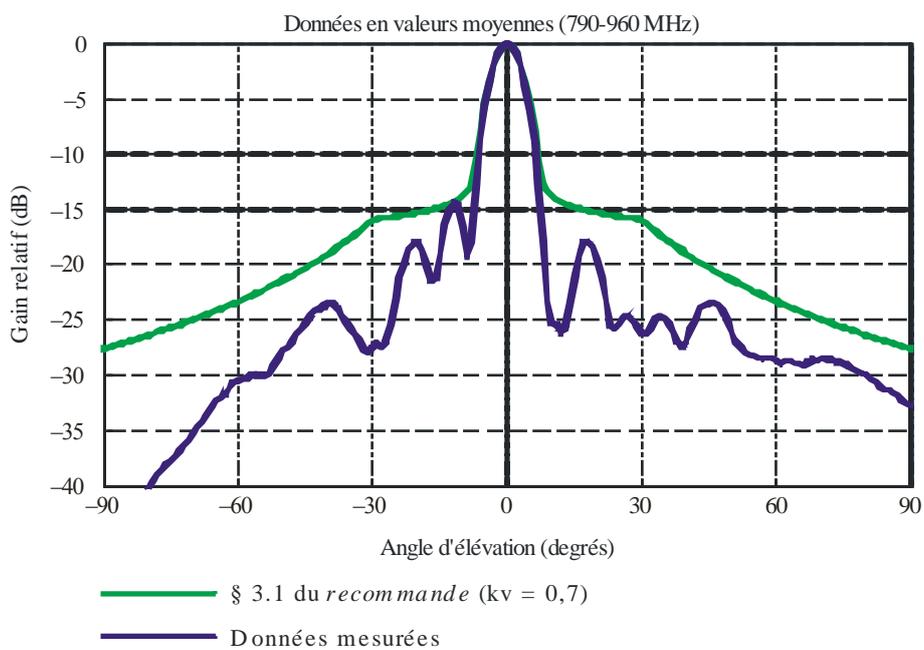
b) Plan de l'élévation

FIGURE 24

Comparaison entre les diagrammes statistiques mesurés exprimés en valeurs moyennes et les diagrammes calculés de lobes latéraux exprimés en valeurs moyennes (f: 790-960 MHz)



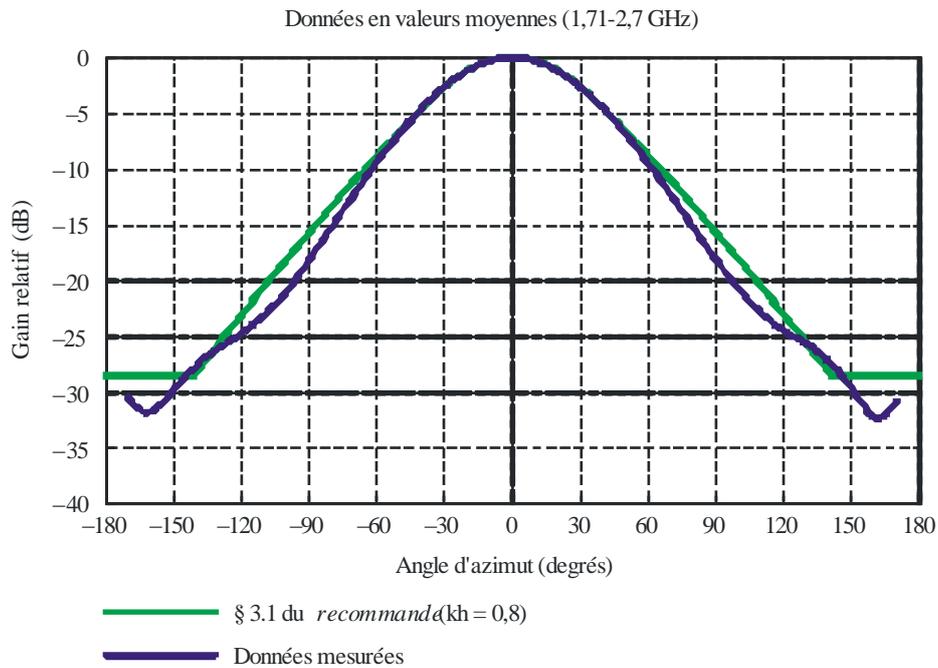
a) Plan de l'azimut



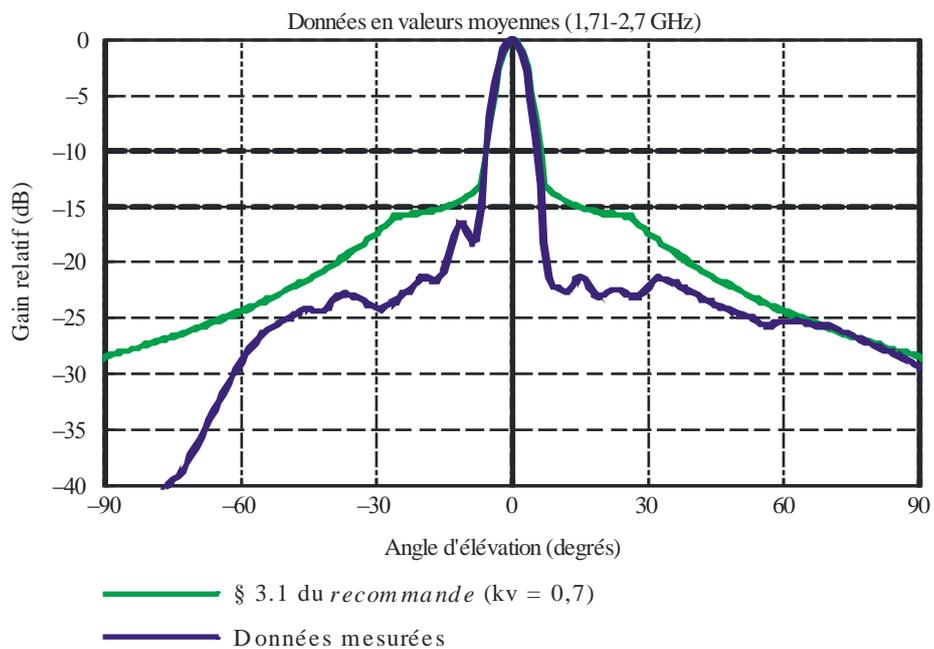
b) Plan de l'élévation

FIGURE 25

Comparaison entre les diagrammes statistiques mesurés exprimés en valeurs moyennes et les diagrammes calculés de lobes latéraux exprimés en valeurs moyennes ( $f$ : 1,71-2,7 GHz)



a) Plan de l'azimut



b) Plan de l'élévation

## 5 Récapitulatifs des différentes valeurs du paramètre $k$

Les valeurs choisies pour les différents paramètres  $k_h$ ,  $k_v$ ,  $k_p$  et  $k_a$  appropriés sont présentées dans le Tableau 4 ci-après (voir les parties pertinentes des § 3.1.1 et 3.1.2 du *recommande*).

TABLEAU 4

**Valeurs des paramètres  $k_h$ ,  $k_v$ ,  $k_p$  et  $k_a$  pour les diagrammes des lobes latéraux de référence exprimés en valeurs de crête/moyennes**

	Gamme de fréquences comprise entre 400 MHz et environ 6 GHz			
	Type standard		Type amélioré, qui s'applique également pour les antennes des stations de base IMT	
	Lobes latéraux en valeurs de crête	Lobes latéraux en valeurs moyennes	Lobes latéraux en valeurs de crête	Lobes latéraux en valeurs moyennes
$k_h$	0,8	0,8	0,7	0,7
$k_v$	0,7	0,7	0,3	0,3
$k_p/k_a$	0,7	0,7	0,7	0,7