

## RECOMENDACIÓN UIT-R BS.705-1\*

**Características y diagramas de las antenas transmisoras  
y receptoras en ondas decamétricas\*\***

(1990-1995)

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

*considerando*

- a) que la Resolución UIT-R 31 decidió que se publicase por separado una Recomendación que contuviese un conjunto revisado de diagramas de antenas de radiodifusión en ondas decamétricas, en unión de otra información pertinente;
- b) que los diagramas publicados en la Recomendación deben ser fáciles de entender y utilizar por los ingenieros de planificación y diseño, pero contener toda la información de utilidad necesaria;
- c) la experiencia obtenida con las anteriores ediciones de la publicación del ex CCIR «Diagramas de Antenas»;
- d) que las características de las antenas en ondas decamétricas incluidas en los Anexos 1 y 2 a esta Recomendación tienen una amplia aplicación,

*considerando además*

- e) que el diagrama de radiación de las antenas en ondas decamétricas también debe tenerse en cuenta al planificar los servicios de radiodifusión sonora en la banda 7 (ondas decamétricas);
- f) que hasta el presente no se ha definido al respecto ningún diagrama de radiación de la antena receptora;
- g) que el entorno de recepción afecta de manera significativa al diagrama de radiación de las antenas receptoras;
- h) que para la recepción de la radiodifusión sonora en la banda 7 (ondas decamétricas) se utiliza a menudo una antena de látigo vertical corta,

*recomienda*

- 1 que las fórmulas, ilustradas por los diagramas de muestras, contenidas en el Apéndice 1 al Anexo 1 a esta Recomendación, así como los correspondientes programas de computador, deben utilizarse para evaluar las prestaciones de las antenas transmisoras en ondas decamétricas, particularmente para fines de planificación;
- 2 que la fórmula, ilustrada por un diagrama de muestras, contenida en la Parte 1 del Anexo 2 a esta Recomendación se utilice para evaluar las prestaciones de la antena receptora a fin de planificar los servicios de radiodifusión sonora en la banda 7 (ondas decamétricas).

---

\* La Comisión de Estudio 6 de Radiocomunicaciones efectuó modificaciones de redacción en esta Recomendación en 2002 de conformidad con la Resolución UIT-R 44.

\*\* Se ruega al Director de la Oficina de Radiocomunicaciones que señale a la atención de la Comisión Electrotécnica Internacional (CEI) el § 2 de la Parte 2 al Anexo 1.

NOTA 1 – La Parte 1 al Anexo 1 contiene información detallada y completa sobre las características de las antenas transmisoras en ondas decamétricas.

A partir de consideraciones teóricas, se han elaborado programas de computador para calcular los diagramas de radiación y la ganancia de los diferentes tipos de antena que figuran en el Apéndice 1 al Anexo 1.

Para cualquier antena seleccionada, los datos disponibles a la salida incluyen la ganancia directiva, ganancia relativa para un determinado ángulo de acimut y elevación, cuadros de la ganancia relativa con respecto al valor máximo y un cierto número de distintas salidas gráficas.

A fin de mostrar alguna de las posibles salidas del procedimiento de cálculo, se adjuntan diagramas de muestra.

Las prestaciones de antenas reales utilizadas en la práctica se desviará, en cierta medida, de las características calculadas analíticamente. La Parte 2 al Anexo 1 proporciona información relativa a esa desviación, obtenida a partir de resultados de un conjunto completo de mediciones efectuadas por diferentes administraciones mediante técnicas modernas.

## ANEXO 1

### **Antenas transmisoras en ondas decamétricas**

#### ÍNDICE

	<i>Página</i>
<b>Parte 1 – Características y diagramas de antenas transmisoras en ondas decamétricas .....</b>	6
<b>1      Introducción .....</b>	6
<b>2      Representación geométrica de los diagramas de radiación de las antenas .....</b>	7
2.1     Representación gráfica.....	8
<b>3      Diagramas de radiación y cálculo de la ganancia .....</b>	10
3.1     Consideraciones generales.....	10
3.2     Diagramas de radiación .....	10
3.3     Directividad y ganancia .....	11
3.4     Efecto del terreno.....	11
<b>4      Sistemas de dipolos horizontales .....</b>	13
4.1     Consideraciones generales.....	13
4.2     Designación de los sistemas de dipolos horizontales .....	14
4.2.1     Sistemas de dipolos horizontales dispuestos verticalmente (antenas de cortina) .....	14

	<i>Página</i>
4.2.2    Sistemas de dipolos horizontales dispuestos horizontalmente (antenas tropicales) .....	15
4.2.3    Sistemas omnidireccionales de dipolos horizontales .....	16
4.2.3.1    Antenas de cuadrante .....	16
4.2.3.2    Antenas de dipolos cruzados .....	17
4.3    Desviación .....	17
4.4    Sistemas de dipolos horizontales dispuestos verticalmente.....	19
4.5    Sistemas de dipolos horizontales dispuestos horizontalmente (antenas tropicales) .....	21
4.6    Sistemas de dipolos horizontales con ganancia omnidireccional .....	22
4.6.1    Consideraciones generales .....	22
4.6.2    Antenas de cuadrante .....	22
4.6.3    Antenas de dipolos cruzados .....	22
4.7    Cálculo de los diagramas de los sistemas de dipolos horizontales .....	22
4.7.1    Consideraciones generales .....	22
4.7.1.1    Sistemas de dipolos de media onda con alimentación por el centro .....	27
4.7.1.2    Sistemas de dipolos de media onda alimentados por el extremo .....	27
4.7.2    Cálculo del factor de sistema, $S_z$ .....	28
4.7.2.1    Sistemas de dipolos de media onda dispuestos verticalmente.....	28
4.7.2.2    Sistemas de dipolos de media onda para radiodifusión tropical .....	29
4.7.3    Cálculo del factor de sistema, $S_y$ .....	29
4.7.3.1    Sistemas de dipolos de media onda alimentados por el centro .....	30
4.7.3.2    Sistemas de dipolos de media onda alimentados por el extremo .....	30
4.7.4    Cálculo del factor de sistema, $S_x$ .....	30
4.7.4.1    Antenas con reflector de pantalla aperiódico.....	31
4.7.4.2    Antenas de reflector sintonizado .....	34
4.7.4.3    Sistemas de dipolos alimentados por el centro para radiodifusión tropical .....	34

4.7.5	Cálculo de los diagramas de radiación para sistemas de dipolos horizontales con ganancia omnidireccional .....	35
4.7.5.1	Antenas de cuadrante .....	35
4.7.5.2	Antenas de dipolo cruzado .....	36
<b>5</b>	<b>Antenas log-periódicas .....</b>	<b>38</b>
5.1	Consideraciones generales .....	38
5.2	Designación de las antenas log-periódicas .....	38
5.2.1	Designación de las antenas log-periódicas horizontales .....	38
5.2.2	Designación de las antenas log-periódicas verticales .....	39
5.3	Cálculo de los diagramas de las antenas log-periódicas horizontales .....	40
5.3.1	Teoría básica .....	41
5.3.2	Procedimiento de cálculo .....	44
5.3.2.1	Solución aproximada del problema interior .....	45
5.4	Cálculo de los diagramas de las antenas log-periódicas verticales .....	52
5.4.1	Teoría básica .....	53
5.4.2	Procedimiento de cálculo .....	54
<b>6</b>	<b>Antenas rómbicas .....</b>	<b>54</b>
6.1	Consideraciones generales .....	54
6.2	Designación de las antenas rómbicas .....	54
6.3	Cálculo de los diagramas de antenas rómbicas .....	55
<b>7</b>	<b>Monopolos verticales .....</b>	<b>57</b>
7.1	Consideraciones generales .....	57
7.2	Designación de los monopolos verticales .....	58
7.3	Monopolo vertical en terreno homogéneo llano, sin un sistema de tierra .....	58
7.4	Monopolo vertical en terreno homogéneo llano, con sistema de tierra .....	60
7.4.1	Monopolo vertical en terreno homogéneo llano imperfectamente conductor, con un sistema de tierra compuesto por un disco circular sólido de conductividad infinita .....	60
7.4.2	Monopolo vertical en terreno homogéneo llano, con un sistema de tierra compuesto por cierto número de hilos radiales de longitud y diámetro dados .....	61
<b>8</b>	<b>Ejemplos de diagramas .....</b>	<b>63</b>

	<i>Página</i>
<b>Parte 2 – Aspectos prácticos de las antenas transmisoras de ondas decamétricas .....</b>	64
<b>1 Introducción .....</b>	64
<b>2 Mediciones de los diagramas de radiación de las antenas .....</b>	64
2.1 Método de medición .....	64
2.2 Consideraciones cuando se utiliza un helicóptero para las mediciones.....	64
2.3 Equipo de medición .....	65
2.4 Procedimientos de medición.....	65
2.5 Procesamiento de los datos medidos .....	68
<b>3 Comparación de los diagramas de radiación teóricos y medidos .....</b>	70
3.1 Comparación de la relación frontal/dorsal teórica y medida .....	73
<b>4 Influencia de los alrededores en los diagramas de radiación .....</b>	73
4.1 Topografía del terreno .....	73
4.2 Conductividad del suelo .....	75
4.3 Otras estructuras del emplazamiento .....	76
<b>5 Variaciones en el rendimiento práctico de las antenas .....</b>	77
5.1 Diagrama de radiación en acimut .....	78
5.2 Diagrama de radiación desviado.....	79
5.3 Mínimo nivel de radiación práctico a efectos de planificación .....	82
<b>6 Idoneidad y aplicación de las antenas.....</b>	83
6.1 Antenas de dipolos horizontales .....	83
6.2 Antenas de cortina giratorias .....	83
6.3 Antenas rómbicas.....	84
6.4 Antenas log-periódicas de acimut fijo .....	84
6.5 Antenas log-periódicas giratorias .....	84
6.6 Elección de la antena óptima .....	84
<b>Apéndice 1 – Ejemplos de diagramas .....</b>	87

## PARTE 1

## AL ANEXO 1

**Características y diagramas de antenas transmisoras en ondas decamétricas****1 Introducción**

El propósito de la Parte 1 de este Anexo es proporcionar información completa y detallada sobre las características teóricas de las antenas transmisoras en ondas decamétricas. Para algunos de los tipos de antenas incluidos, el planteamiento analítico seguido consiste en calcular su diagrama de radiación y su ganancia directiva. Aunque a efectos de simplicidad se utilizaron los siguientes supuestos:

- la antena se halla situada en un terreno llano, homogéneo e imperfectamente conductor;
- la antena estaba constituida por finos hilos lineales, y
- en los elementos radiantes se daba una distribución de corriente sinusoidal.

Se observó que los algoritmos desarrollados en base a la actual literatura especializada ofrecían una buena combinación de exactitud y facilidad de cálculo.

Se verificó asimismo que el método de aplicación de los coeficientes de reflexión en presencia de terreno imperfecto era correcto. Se ha adaptado el método de cálculo de la ganancia máxima de las antenas a fin de tomar adecuadamente en cuenta la influencia de las distintas conductividades de los suelos. Se han estudiado las bases teóricas, y se han obtenido las fórmulas pertinentes.

Se han elaborado también programas informáticos para calcular los diagramas de radiación y la ganancia correspondientes a los siguientes tipos de antena utilizadas por las administraciones para los servicios de radiodifusión por ondas decamétricas y de otros tipos:

- sistemas de dipolos horizontales de media onda;
- antenas de cuadrante y dipolos cruzados;
- antenas log-periódicas;
- antenas tropicales;
- antenas rómbicas; y
- monopolos verticales.

Hay que señalar que en esta Recomendación, los programas informáticos forman parte integrante de la presente publicación, permitiendo así al lector efectuar su propio cálculo para cualquier tipo de antena que deseé en condiciones variables.

Para un tipo de antena determinado, los datos de salida disponibles son la ganancia directiva, la ganancia relativa para un ángulo de elevación y de acimut particular, los cuadros de ganancia con respecto a la máxima y un cierto número de distintas salidas gráficas.

Por ello, sólo se incluyen unos pocos diagramas de muestra, con los que ilustrar algunos de los posibles resultados del procedimiento de cálculo.

Es de esperar que esta parte proporcione al ingeniero un instrumento útil para el desarrollo, la planificación y la explotación de los sistemas radioeléctricos.

Las prestaciones de las antenas reales utilizadas en la práctica se desvían en cierta medida de las características obtenidas de manera analítica. En la Parte 2 de este Anexo se facilita información sobre esa desviación obtenida a partir de los resultados de un amplio conjunto de mediciones efectuadas por varias administraciones con técnicas modernas.

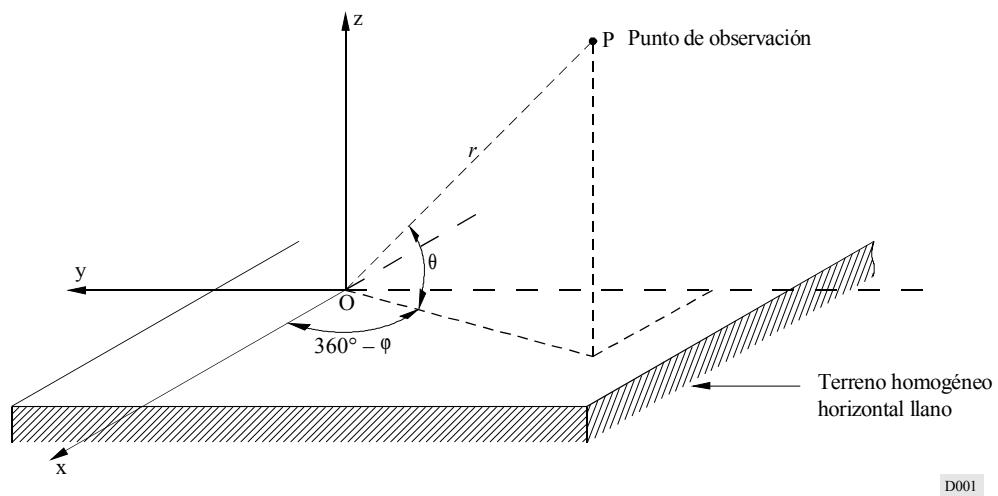
## 2 Representación geométrica de los diagramas de radiación de las antenas

Una antena puede estar compuesta por un elemento radiante o un sistema de elementos radiantes. La distribución, o diagrama, de radiación espacial de una antena puede representarse por un lugar geométrico tridimensional de puntos, en el que cada punto tiene un valor de fuerza cimomotriz (f.c.m.)\* con base en una semiesfera situada por encima del terreno, con centro en la antena y con un radio grande en comparación con las dimensiones físicas y eléctricas de la antena.

La f.c.m. en un punto de la esfera se expresa en dB por debajo de la f.c.m., punto que se designa por 0 dB.

Se ha supuesto un diagrama de radiación tridimensional en el sistema de coordenadas de referencia de la Fig. 1.

FIGURA 1  
Sistema de coordenadas de referencia



\* Las definiciones de fuerza cimomotriz y fuerza cimomotriz específica pueden verse en la Recomendación UIT-R BS.561.

La fuerza cimomotriz en un punto dado del espacio es el producto de la intensidad de campo eléctrico en ese punto producida por la antena y la distancia desde ese punto a la antena. Esta distancia debe ser suficientemente grande para que las componentes reactivas del campo sean despreciables.

La f.c.m. (V) es numéricamente igual a la intensidad de campo eléctrico (mV/m) a una distancia de 1 km.

La fuerza cimomotriz específica en un punto es la f.c.m. en ese punto cuando la potencia radiada por la antena es de 1 kW.

En un sistema de coordenadas polares esféricas se definen los siguientes parámetros:

- $\theta$ : ángulo de elevación con la horizontal ( $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ )
- $\phi$ : ángulo acimutal con el eje x ( $0^\circ \leq \phi \leq 360^\circ$ )
- $r$ : distancia entre el origen y el punto distante de observación en que se calcula el campo eléctrico lejano.

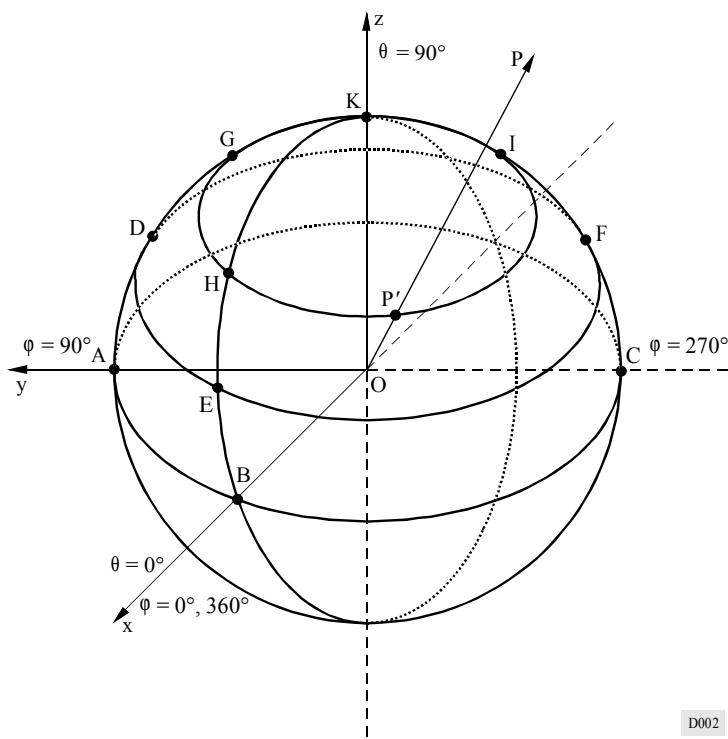
## 2.1 Representación gráfica

Son posibles varias representaciones de un diagrama de radiación tridimensional. Con gran frecuencia se utiliza un conjunto de determinadas secciones del diagrama de radiación a determinados ángulos de elevación (diagramas acimutales) y a determinados ángulos acimutales (diagramas verticales) para describir el diagrama de radiación completo. Las secciones más importantes son los diagramas acimutales para el ángulo de elevación al que se produce la máxima f.c.m. y el diagrama vertical para el que se produce la máxima f.c.m., denominados respectivamente diagrama de radiación horizontal (DRH) y diagrama de radiación vertical (DRV).

Para representar el hemisferio y los contornos en el plano del papel se utiliza una transformación sinusoidal, también llamada «proyección Sanson-Flamsteed».

La antena está situada en el centro de una esfera como la de la Fig. 2 en el sistema de coordenadas de referencia de la Fig. 1.

FIGURA 2  
Sistema de coordenadas esféricas



En esta proyección, el punto  $P'(\theta, \varphi)$  de la esfera para el cuadrante  $0^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ, 0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ , es transformado en el punto  $P''(\theta', \varphi')$  de un plano en el que  $\theta' = \theta$  y  $\varphi' = \varphi \cos \theta$ . Se aplica una transformación similar a los demás cuadrantes.

En la proyección Sanson-Flamsteed que se muestra en la Fig. 3 para un hemisferio superior, el ecuador viene representado por una línea horizontal y el meridiano central correspondiente a  $\varphi = 0^\circ$  se convierte en una línea perpendicular al ecuador que forma el eje vertical.

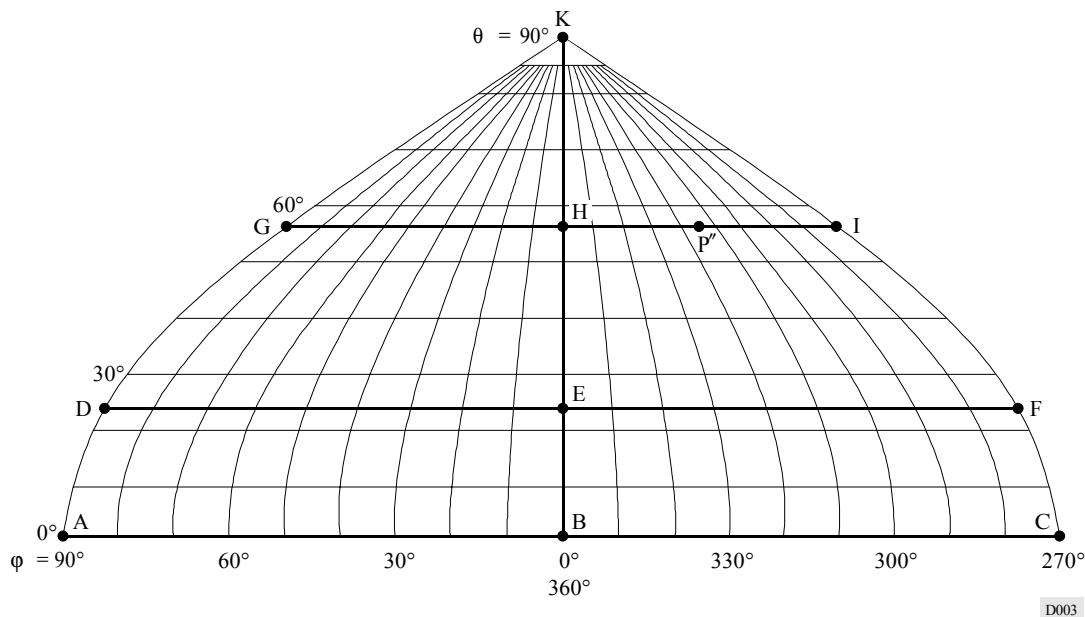
Los paralelos del hemisferio son líneas rectas con igual separación en el meridiano central proporcional al ángulo de elevación. Los meridianos son porciones de ondas sinusoidales con igual separación proporcional al ángulo acimutal, pasando todas ellas a través del polo del hemisferio.

Dos propiedades importantes de esta proyección son, en primer lugar, que las áreas iguales en el hemisferio siguen siendo iguales en el plano del papel y, en segundo lugar, que los diagramas acimutales para ángulos de elevación constantes, es decir, secciones cónicas, vienen representados por líneas rectas paralelas al ecuador.

El plano de referencia determinado por los acimut  $270^\circ$  y  $90^\circ$  es casi siempre un plano de simetría de la antena. Para representar el hemisferio completo se necesitan dos diagramas: el diagrama de radiación frontal y el diagrama de radiación dorsal. El primero representa la radiación en el cuarto de esfera por encima del suelo comprendido entre los ángulos acimutales  $270^\circ, 0^\circ$  y  $90^\circ$ , y el segundo la radiación en el otro cuarto de esfera situado sobre el terreno (entre  $90^\circ, 360^\circ$  y  $270^\circ$ ).

Los contornos de igual intensidad de campo se designan por valores de ganancia relativa con respecto al de la dirección de máxima radiación, que se designa por 0 dB.

FIGURA 3  
Proyección Sanson-Flamsteed



Los valores adoptados para los contornos son los siguientes (dB de atenuación con relación al máximo):

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

Cada diagrama muestra:

- el valor del ángulo de elevación  $\theta$  (grados), de la dirección de máxima radiación;
- el valor (dB) de la ganancia directiva con relación a una ganancia isótropa\* (en el espacio libre)  $G_i$ .

### 3 Diagramas de radiación y cálculo de la ganancia

#### 3.1 Consideraciones generales

Las hipótesis para el cálculo de los diagramas de radiación y la ganancia de los tipos de antena en esta parte han sido las siguientes:

- la antena está situada en terreno homogéneo llano (coincidente con el plano x-y). En el caso típico de terreno imperfectamente conductor, se han empleado valores suplementos de conductividad  $\sigma = 0,01$  S/m y de constante dieléctrica (permitividad relativa)  $\epsilon = 4,0$  (terreno medio);
- los elementos de antena son hilos lineales delgados;
- las corrientes en los elementos radiantes tienen una distribución sinusoidal.

#### 3.2 Diagramas de radiación

En el sistema de coordenadas de referencia de la Fig. 1, la función normalizada del diagrama de radiación viene dada por la siguiente expresión:

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

donde:

$K$ : factor de normalización para que  $|F(\theta, \varphi)|_{\max} = 1$ , es decir, 0 dB

$E(\theta, \varphi)$ : campo total aportado por la formación

$f(\theta, \varphi)$ : función de diagrama de un elemento

$S$ : factor de la formación según la distribución espacial de los elementos.

Expresando el campo total por sus componentes en un sistema de coordenadas esféricas se obtiene:

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

NOTA 1 – En los puntos siguientes los diagramas de radiación calculados de acuerdo con la fórmula anterior tendrán que limitarse al nivel de radiación mínimo indicado en el § 5.3 de la Parte 2 del presente Anexo.

---

\* Las definiciones pueden verse en el número 1.160 del Reglamento de Radiocomunicaciones y en la Recomendación UIT-R V.573.

### 3.3 Directividad y ganancia

La directividad,  $D$ , de una antena se define como la relación entre su máxima intensidad de radiación (o densidad de flujo de potencia) y la intensidad de radiación de una fuente isótropa en espacio libre que radie la misma potencia total. Puede expresarse por:

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

donde:

$W_0$ : intensidad de radiación de la fuente isótropa.

Esta definición de directividad es función solamente de la forma del diagrama de radiación de la antena.

La ganancia directiva con relación a una antena isótropa en el espacio libre viene dada por:

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

Esta definición supone un 100% de eficacia del sistema de antena. Para tener en cuenta eficacias de antena inferiores al 100%, es necesario definir la ganancia de antena como la relación entre su máxima intensidad de radiación y la máxima intensidad de radiación de una antena de referencia con la misma potencia de entrada.

### 3.4 Efecto del terreno

Con las hipótesis del § 3.1, la antena está situada en el sistema de coordenadas de la Fig. 1, en el que el plano x-y representa un terreno homogéneo llano, puede obtenerse el campo lejano producido en el punto de observación  $P(r, \theta, \varphi)$ , incluida la parte reflejada en el suelo, como sigue:

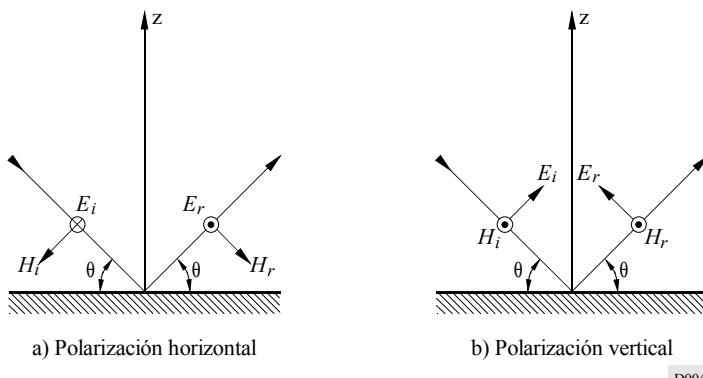
Si la radiación incidente en el suelo se supone que tiene un frente de onda plano, pueden considerarse los dos casos diferentes siguientes:

- a) polarización horizontal,
- b) polarización vertical.

En caso de *polarización horizontal*, el vector eléctrico (directo) incidente es paralelo al plano x-y reflector (y por tanto perpendicular al plano de incidencia, es decir, el plano que contiene la dirección de propagación y la perpendicular a la superficie reflectora, como muestra la Fig. 4a)).

En caso de *polarización vertical*, el vector eléctrico incidente es paralelo al plano de incidencia, en tanto que el correspondiente vector magnético incidente es paralelo a la superficie reflectora, como muestra la Fig. 4b).

FIGURA 4  
Reflexión de las ondas en terreno imperfectamente conductor



Las componentes de campo lejano totales por encima del suelo pueden expresarse como sigue:

a) *Polarización horizontal*

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

donde:

$E_h$ : componente horizontal total

$r_1$ : distancia directa entre la antena y el punto de observación

$r_2$ : distancia entre la imagen de la antena y el punto de observación

$E_i$ : campo eléctrico directo

$E_r$ : campo eléctrico reflejado

$R_h$ : coeficiente de reflexión complejo para ondas de polarización horizontal, definido como:

$$R_h = \frac{\sin \theta - \left[ (\epsilon - \cos^2 \theta) - j \frac{18000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right]^{1/2}}{\sin \theta + \left[ (\epsilon - \cos^2 \theta) - j \frac{18000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right]^{1/2}}$$

siendo:

$\theta$ : ángulo de incidencia

$\epsilon$ : permitividad relativa (o constante dieléctrica) de la Tierra

$\sigma$ : conductividad de la Tierra (S/m)

$f_{\text{MHz}}$ : frecuencia de trabajo (MHz).

b) *Polarización vertical*

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

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

donde:

$E_h'$ : componente horizontal total

$E_v$ : componente vertical total

$R_v$ : coeficiente de reflexión complejo para ondas de polarización vertical, definido como:

$$R_v = \frac{\left[ \epsilon - j \frac{18000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right] \text{sen} \theta - \left[ (\epsilon - \cos^2 \theta) - j \frac{18000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right]^{\frac{1}{2}}}{\left[ \epsilon - j \frac{18000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right] \text{sen} \theta + \left[ (\epsilon - \cos^2 \theta) - j \frac{18000 \cdot \sigma}{f_{\text{MHz}}} \right]^{\frac{1}{2}}}$$

## 4 Sistemas de dipolos horizontales

### 4.1 Consideraciones generales

El dipolo de media onda es uno de los elementos radiantes más corrientemente utilizados en ondas decamétricas.

Aunque un dipolo horizontal se utiliza a menudo individualmente, suelen emplearse sistemas de dipolos para obtener:

- mayor ganancia;
- diagramas con mejores directividad y capacidad de desviación.

Cuando se utilizan sistemas más complejos, un aspecto importante es la capacidad de funcionar dentro de determinados límites en una cierta gama de frecuencias por encima y por debajo de la frecuencia de diseño. Esta capacidad de funcionamiento en banda ancha depende de diversos factores, entre ellos la disposición de la alimentación, la estructura de los dipolos, etc.

Pueden obtenerse ganancias superiores disponiendo los elementos dipolo de forma colineal y/o superponiendo dipolos paralelos a fin de reducir la anchura de haz del lóbulo principal, aumentando así la directividad de la antena.

El haz principal de ciertos sistemas de dipolos horizontales que tienen más de un punto de alimentación puede desviarse eléctricamente alimentando cada superposición o fila de dipolos con corrientes iguales de fases diferentes.

Los diagramas unidireccionales se obtienen generalmente por medio de un reflector. Este reflector puede estar compuesto por:

- un sistema idéntico de dipolos sintonizados para obtener una relación frontal/dorsal óptima en una gama limitada de frecuencias de trabajo. En la práctica, las antenas de esta forma tienen una gama máxima de frecuencias de trabajo que cubre dos bandas de radiodifusión adyacentes, lo que da una gama de frecuencias desde la inferior a la superior de aproximadamente 1,25:1. Debe señalarse que este tipo de reflector suele estar sintonizado para obtener la relación frontal/dorsal óptima para una sola frecuencia dentro de la banda de frecuencias requerida, y que puede esperarse que la relación frontal/dorsal disminuya si se hace funcionar la antena a cualquier otra frecuencia. Este tipo se conoce como «reflector de dipolos sintonizados» o «reflector parásito». Puede también ser excitado para mejorar el rendimiento. Sin embargo, esta técnica no se utiliza por lo general; o
- una pantalla compuesta de hilos horizontales que actúan como un reflector no sintonizado. En la práctica, puede hacerse funcionar cierto número de antenas de esta forma en un máximo de cinco bandas de radiodifusión consecutivas, lo cual da gamas de frecuencias de trabajo de hasta 2:1. Ello está limitado por el rendimiento de los elementos radiantes. Este tipo de reflector se conoce como un «reflector aperiódico» o «reflector de pantalla».

La relación frontal/dorsal de un reflector aperiódico depende de factores tales como: número de hilos por longitud de onda, calibre de los hilos, distancia entre los elementos radiantes y el reflector, y tamaño del reflector. Conseguir una relación frontal/dorsal, que se aproxime al factor de ganancia de la antena exigiría una densidad de pantalla de unos 40 a 50 hilos por longitud de onda para la banda de trabajo superior de la antena.

## 4.2 Designación de los sistemas de dipolos horizontales

### 4.2.1 Sistemas de dipolos horizontales dispuestos verticalmente (antenas de cortina)

Designación tipo: H(R)(S)  $m/n/h$

donde:

H: sistema de dipolos horizontales dispuestos verticalmente

R: si se especifica, indica la presencia de un reflector

S: si se especifica, indica que se ha introducido una deriva de fase en la corriente aplicada a los elementos colineales adyacentes, para producir una desviación del acimut del haz principal

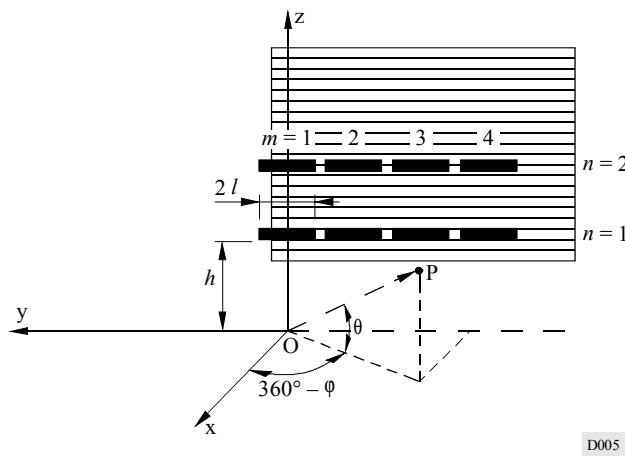
$m$ : número de elementos colineales en cada fila

$n$ : número de elementos paralelos normalmente separados entre sí media longitud de onda

$h$ : altura de la fila inferior de dipolos por encima del suelo (longitudes de ondas).

A título de ejemplo, en la Fig. 5 puede verse que HR 4/2/1,0 indica una formación de dipolos horizontales dispuestos verticalmente con un reflector. En este caso, hay dos filas horizontales de cuatro elementos de media onda de longitud  $2l$  a la frecuencia de diseño, la altura ( $h$ ) de cuya fila inferior está una longitud de onda por encima del suelo.

FIGURA 5  
Antena de cortina



#### 4.2.2 Sistemas de dipolos horizontales dispuestos horizontalmente (antenas tropicales)

Designación tipo: T(S)  $m/n/h$

donde:

T: sistema de dipolos horizontales dispuestos horizontalmente (antena tropical)

S: si se especifica, indica que se ha introducido un desplazamiento de la fase en la corriente aplicada a los elementos colineales adyacentes, para producir una desviación del ángulo de elevación del haz principal con respecto a la vertical

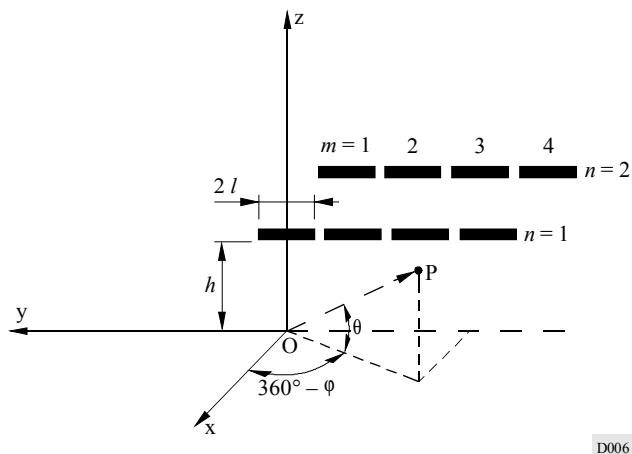
$m$ : número de elementos colineales en cada fila

$n$ : número de elementos paralelos normalmente separados entre sí media longitud de onda

$h$ : altura de los dipolos por encima del suelo (longitudes de ondas).

A título de ejemplo, en la Fig. 6 puede verse, que T 4/2/0,2 indica una formación horizontal de cuatro dipolos colineales horizontales sin desviación, de longitud  $2l$  a la frecuencia de diseño con dos filas paralelas y cuya altura es de 0,2 longitudes de onda por encima del suelo.

FIGURA 6  
Antena tropical



D006

#### 4.2.3 Sistemas omnidireccionales de dipolos horizontales

##### 4.2.3.1 Antenas de cuadrante

Designación tipo: HQ  $n/h$

donde:

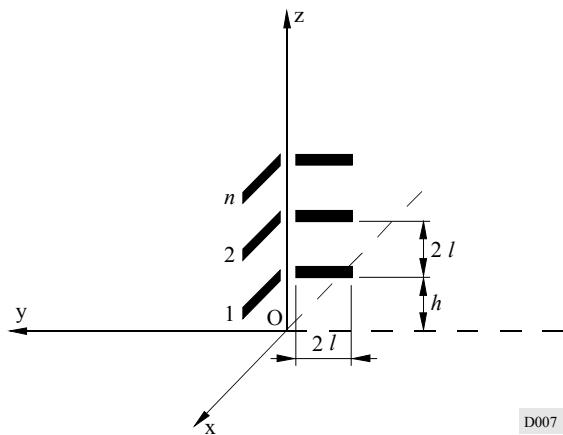
HQ: antena de cuadrante

$n$ : número de elementos superpuestos

$h$ : altura de la fila inferior de dipolos por encima del suelo (longitudes de onda).

Por ejemplo, puede verse en la Fig. 7 que una antena del tipo HQ 3/0,2 indica una antena de cuadrante de 3 conjuntos de dipolos horizontales de longitud  $2l$  para la frecuencia de diseño, situados verticalmente, en que la altura,  $h$ , de los dipolos inferiores está a 0,2 longitudes de onda por encima del suelo.

FIGURA 7  
Antena de cuadrante



D007

#### 4.2.3.2 Antenas de dipolos cruzados

Designación tipo: HX  $h$

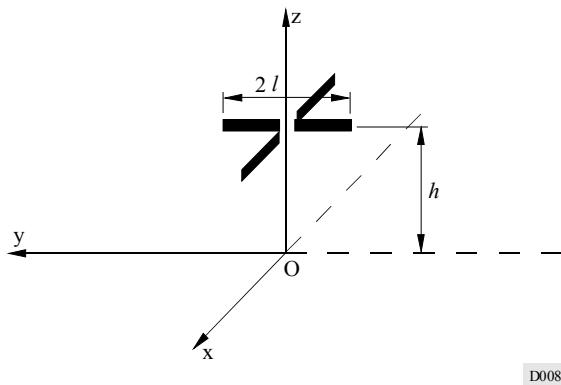
donde:

HX: antena de dipolos cruzados

$h$ : altura de los dipolos por encima del suelo (longitudes de onda).

Por ejemplo, puede verse en la Fig. 8 que una antena del tipo HX 0,3 indica una antena de dipolos cruzados con 2 dipolos horizontales de longitud  $2l$  que se cruzan perpendicularmente en sus puntos medios y están situados a una altura,  $h$ , de 0,3 longitudes de onda por encima del suelo.

FIGURA 8  
Antena de dipolos cruzados



D008

#### 4.3 Desviación

El haz principal de ciertas formaciones de dipolos horizontales que tienen más de un punto de alimentación puede desviarse eléctricamente alimentando cada superposición o fila de dipolos con corrientes de fases diferentes.

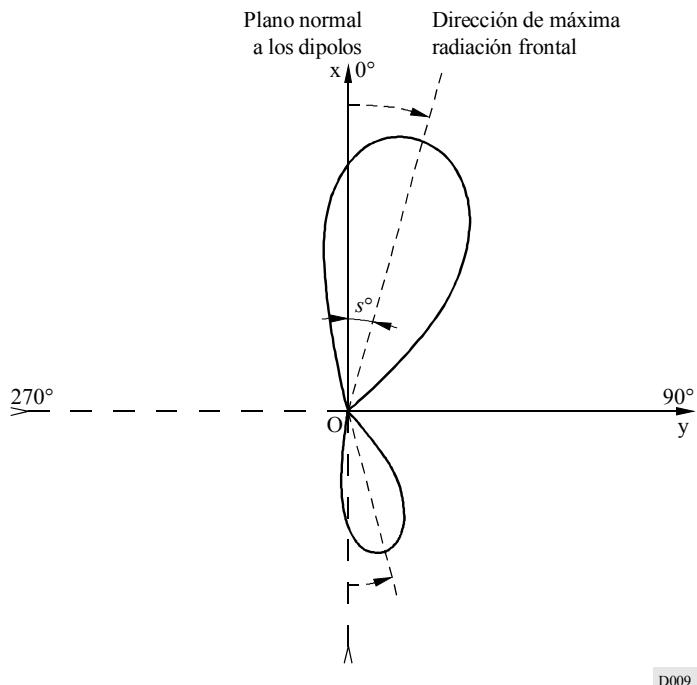
Esta desviación se introduce normalmente en el plano acimutal para formaciones de dipolos horizontales dispuestos verticalmente. No obstante, también puede efectuarse la desviación de plano vertical que encuentra particular aplicación en el caso de antenas tropicales.

Las características principales de una antena desfasada en el plano horizontal son:

- el haz principal ya no está en la dirección normal al plano de los dipolos;
- el diagrama de radiación horizontal frontal ya no es simétrico con respecto a la dirección normal al plano de los dipolos;
- el diagrama de radiación dorsal ya no es simétrico con respecto a la dirección normal al plano de los dipolos, ni está en el eje de la dirección de la desviación máxima en el diagrama frontal. La desviación de la radiación frontal de la antena en un sentido (por ejemplo, el de las agujas de un reloj) hará que la radiación dorsal gire en sentido opuesto (es decir, contrario al de las agujas de un reloj). La Fig. 9 muestra el efecto de una desviación de la radiación frontal en el sentido de las agujas del reloj.

Según los métodos convencionales de cálculo, el ángulo de desviación  $s$  de la radiación máxima para antenas desfasadas en el plano horizontal es siempre menor que el ángulo de desviación nominal introducido en el cálculo. Este ángulo de desviación nominal es a veces indicado por el diseñador, y no necesariamente coincide con el valor obtenido en la práctica. Se obtendrá ordinariamente una desviación de  $s = 25,5^\circ$  si se ha hecho un cálculo convencional con un ángulo de desviación nominal de  $30^\circ$  para una formación del tipo HRS  $4/n/h$ .

FIGURA 9  
Diagrama acimutal de una antena  
desfasada en el plano horizontal



Debe también señalarse que el ángulo de desviación  $s$  no siempre define con precisión el centro del diagrama horizontal dado por la media de los ángulos en los que la ganancia máxima en el diagrama de radiación frontal se reduce en 6 dB. Este valor medio, denominado «desviación efectiva»,  $s_{eff}$ , proporciona una indicación más exacta de la variación de la cobertura proporcionada por el haz principal.

El ángulo de desviación logrado en la práctica dependerá de la relación  $F_R$  entre la frecuencia de explotación y la de diseño, es decir que en comparación con el ángulo obtenido a  $F_R = 1,0$  el valor del ángulo de desviación es menor para  $F_R < 1,0$  y mayor para  $F_R > 1,0$ .

Para una antena especificada, la ganancia máxima disminuirá para valores crecientes del ángulo de desviación. Debe también señalarse que el ángulo de elevación al que se produce la máxima radiación será afectado por el valor de  $F_R$ , pero no por el ángulo de desviación  $s$ . Además, la relación lóbulo principal/lóbulos laterales de la antena disminuye al aumentar la desviación.

#### 4.4 Sistemas de dipolos horizontales dispuestos verticalmente

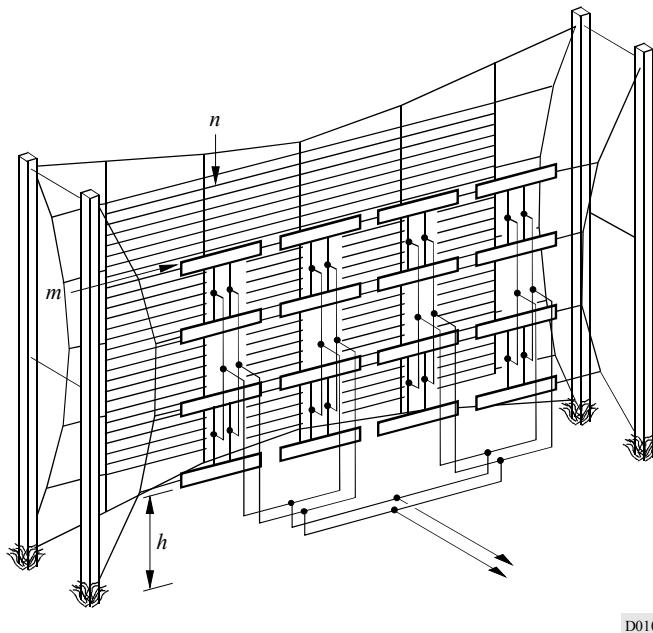
Los sistemas de dipolos horizontales dispuestos verticalmente (antenas de cortina) se realizan alineando y/o superponiendo dipolos de media onda en un plano vertical.

Se utilizan dos disposiciones de alimentación básicas diferentes.

- dipolos alimentados por el centro,
- dipolos alimentados por el extremo.

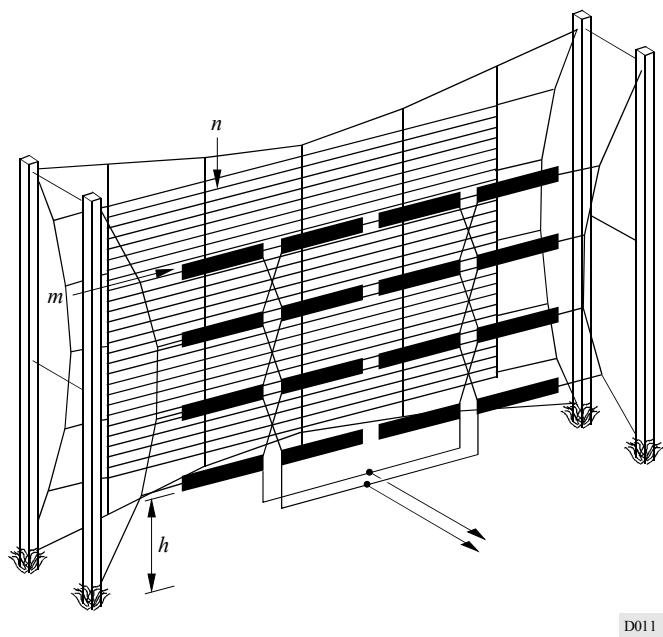
En el sistema de dipolos alimentados por el centro, cada elemento dipolo tiene su propio punto de alimentación, como muestra la Fig. 10. Las antenas cuyo número de dipolos de media onda en una fila ( $m$ ) es superior o igual a dos, pueden someterse a desviación.

FIGURA 10  
Sistema de dipolos alimentados por el centro  
con reflector aperiódico



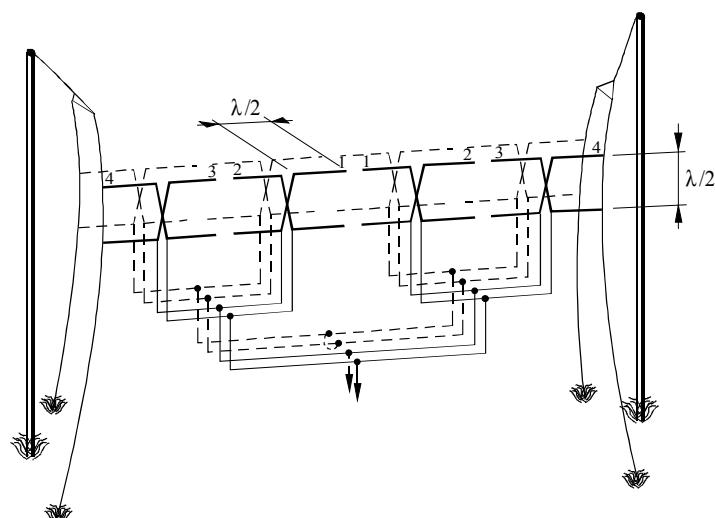
En el caso de un sistema con alimentación por el extremo, dos dipolos adyacentes ofrecen un punto de alimentación común conectado a una línea de transmisión única, como muestra la Fig. 11 para el caso de un reflector aperiódico. En la Fig. 12 se muestra el caso de un sistema de dipolos alimentados por el extremo con el reflector sintonizado. La capacidad de desviación sólo se proporciona en los casos en que el número de pares de dipolos de media onda de una fila ( $m$ ) es par.

FIGURA 11  
**Sistema de dipolos alimentados por el extremo  
con reflector aperiódico**



D011

FIGURA 12  
**Sistema de dipolos alimentados por el extremo  
con reflector sintonizado**



D012

Las antenas de cortina que utilizan elementos alimentados por el centro son de diseño más moderno y, al costo de una disposición de alimentación menos simple, ofrecen mayor capacidad de desviación frente a los correspondientes de tipo alimentado por el extremo.

Por ejemplo, un sistema de dipolos alimentados por el centro HRS  $4/n/h$  con cuatro puntos de alimentación, puede desviarse del tipo hasta  $\pm 30^\circ$  y mantener no obstante niveles de lóbulos laterales aceptables.

Un sistema de dipolos alimentados por el extremo HRS  $4/n/h$  correspondiente proporciona sólo dos puntos de alimentación separados alrededor de una longitud de onda. Esta separación y el sistema de alimentación correspondiente, que establece una diferencia de fase entre las dos mitades del sistema produce en la práctica una capacidad de desviación de unos  $\pm 15^\circ$  en el plano acimutal. Desviaciones superiores producen lóbulos laterales de amplitud indeseablemente grande de valor de ganancia máxima no inferior a  $-6$  dB con respecto al del haz principal.

Los sistemas de dipolos horizontales dispuestos verticalmente también presentan diferentes rendimientos en función de su capacidad de funcionamiento multibanda.

Los primeros tipos de antenas de cortina se habían diseñado realmente para funcionar en frecuencias muy próximas a la frecuencia de diseño óptima, por lo que se denominaban antenas de «banda única». Este tipo de antena, aún en explotación, está normalmente equipado con un reflector de dipolos sintonizado.

Las antenas de cortina con reflector sintonizado más modernas, están diseñadas para funcionar en dos bandas adyacentes, es decir, para relaciones de frecuencia de 0,9 a 1,1.

Pueden obtenerse actualmente gamas de frecuencias de trabajo más amplias (ordinariamente para relaciones de frecuencias de hasta 2:1) con un diseño cuidadoso de los elementos radiantes (normalmente dipolos de media onda alimentados por el centro). Las antenas multibanda de moderno diseño suelen estar equipadas con un reflector aperiódico de malla de hilos situado a una distancia adecuada (del orden de 0,25 de longitud de onda) de los elementos excitados.

Un reflector de pantalla puede constar típicamente de una rejilla de hilos horizontales cuyo diámetro varía de 2,7 a 4,7 mm, y cuya separación varía de 25 hilos por longitud de onda a más de 100 hilos por longitud de onda a la frecuencia de diseño. Para obtener un resultado aceptable se recomienda una pantalla de al menos 40 hilos por longitud de onda.

#### 4.5 Sistemas de dipolos horizontales dispuestos horizontalmente (antenas tropicales)

La radiación concentrada sobre todo a grandes ángulos de elevación (hasta  $90^\circ$ ), y en la mayoría de los casos con diagramas de radiación acimutal casi circulares, se obtiene con sistemas de dipolos horizontales dispuestos en un plano horizontal situados a una determinada altura sobre el suelo.

Estas antenas, también llamadas antenas tropicales, se utilizan a menudo para radiodifusión de corto alcance en zonas tropicales, y constan de una o más filas de dipolos horizontales de media onda a una altura sobre el suelo ordinariamente no superior a 0,5 longitudes de onda.

La desviación del haz principal en el plano z-y puede obtenerse variando la fase de la corriente de alimentación en los elementos de la misma fila (a lo largo del eje y).

El diagrama resultante muestra entonces una inclinación del haz principal más o menos pronunciada en el plano z-y, ofreciendo así un efecto direccional de utilidad para situaciones particulares de cobertura.

## 4.6 Sistemas de dipolos horizontales con ganancia omnidireccional

### 4.6.1 Consideraciones generales

Una cobertura no direccional de corto alcance en la radiodifusión en ondas decamétricas exige por lo general la utilización de antenas omnidireccionales o quasi omnidireccionales.

El monopolo vertical (véase el § 7) proporciona un diagrama omnidireccional, pero tiene algunas limitaciones intrínsecas. Puede conseguirse un diagrama acimutal quasi omnidireccional y una mejor flexibilidad mediante antenas de cuadrantes y de dipolos cruzados. Consisten en simples configuraciones de dipolos horizontales cuya altura por encima del terreno determina el ángulo de elevación al que se produce la máxima radiación.

Las antenas de este tipo se utilizan normalmente a frecuencias de la parte inferior del espectro de ondas decamétricas, en que por lo general se efectúa la radiodifusión de corto alcance. Con un diseño cuidadoso de los elementos radiantes pueden realizarse antenas que funcionen en dos (o incluso tres) bandas de frecuencia adyacentes. Sin embargo, el perfil del diagrama resultante muestra una señalada dependencia con respecto a la relación de frecuencias.

### 4.6.2 Antenas de cuadrante

La forma más sencilla de antenas de cuadrante viene representada por una configuración de dos dipolos de media onda alimentados por el extremo situados en ángulo recto como se indica en Fig. 13. En la Fig. 14 se muestra esquemáticamente otra forma de antenas de cuadrantes que a veces se encuentra en la práctica. Consiste en cuatro elementos en forma de cuadrante situados formando ángulos rectos y alimentados por los extremos opuestos.

Las antenas de cuadrante pueden ser también de elementos superpuestos para obtener un diagrama de radiación vertical más directivo y una mayor ganancia de directividad.

Para calcular el diagrama de radiación de una antena de cuadrante (véase el § 4.7.5.1), a efectos de simplicidad, sólo se tendrá en cuenta el caso de la antena simple que se muestra en la Fig. 13.

### 4.6.3 Antenas de dipolos cruzados

Una antena de dipolos cruzados consta de dos dipolos de media onda alimentados por el centro, situados en ángulo recto formando una cruz. El punto de intersección coincide con el punto de alimentación del elemento radiante, como se muestra en la Fig. 15.

## 4.7 Cálculo de los diagramas de los sistemas de dipolos horizontales

### 4.7.1 Consideraciones generales

En este punto se describe el procedimiento de cálculo adoptado en los programas de computador utilizados para obtener el diagrama de radiación correspondiente para los diversos casos de sistemas de dipolos horizontales.

El sistema de dipolos de ondas decamétricas se considerará en el sistema de coordenadas de la Fig. 1 para los siguientes casos:

- sistemas de dipolos en cortina de media onda alimentados por el centro, con pantalla aperiódica (Fig. 16);
- sistemas de dipolos en cortina de media onda alimentados por el centro, con reflector sintonizado (Fig. 17);
- sistemas de dipolos en cortina de media onda alimentados por el extremo, con reflector sintonizado (Fig. 18);
- sistemas de dipolos de media onda alimentados por el centro para radiodifusión tropical (Fig. 19).

FIGURA 13  
Antena de cuadrante con 2 soportes

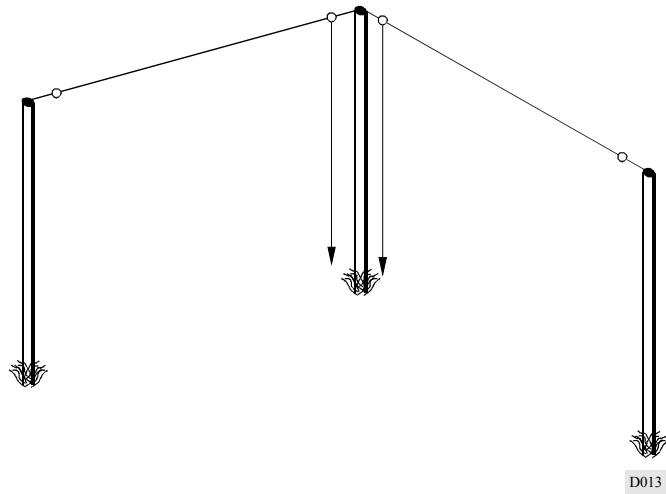


FIGURA 14  
Antena de cuadrante con 4 soportes

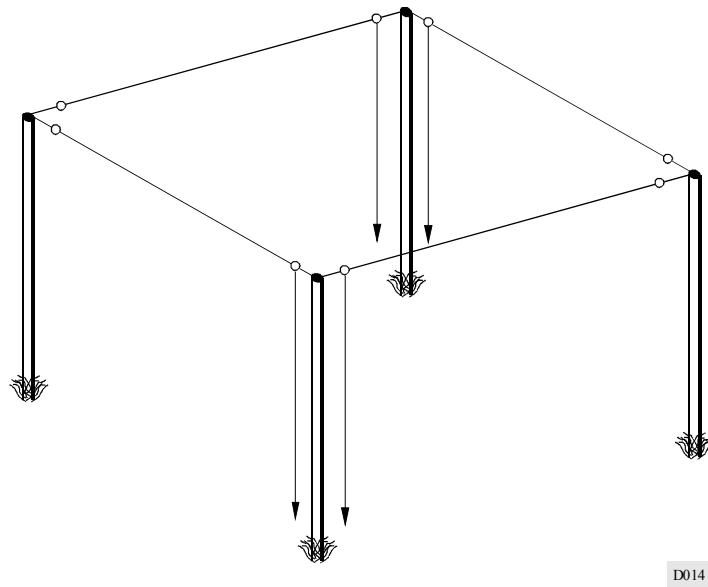
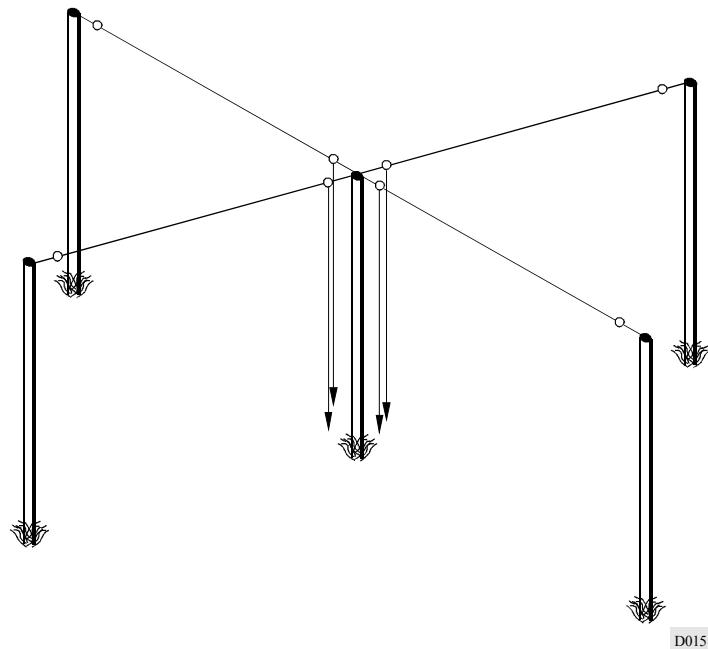
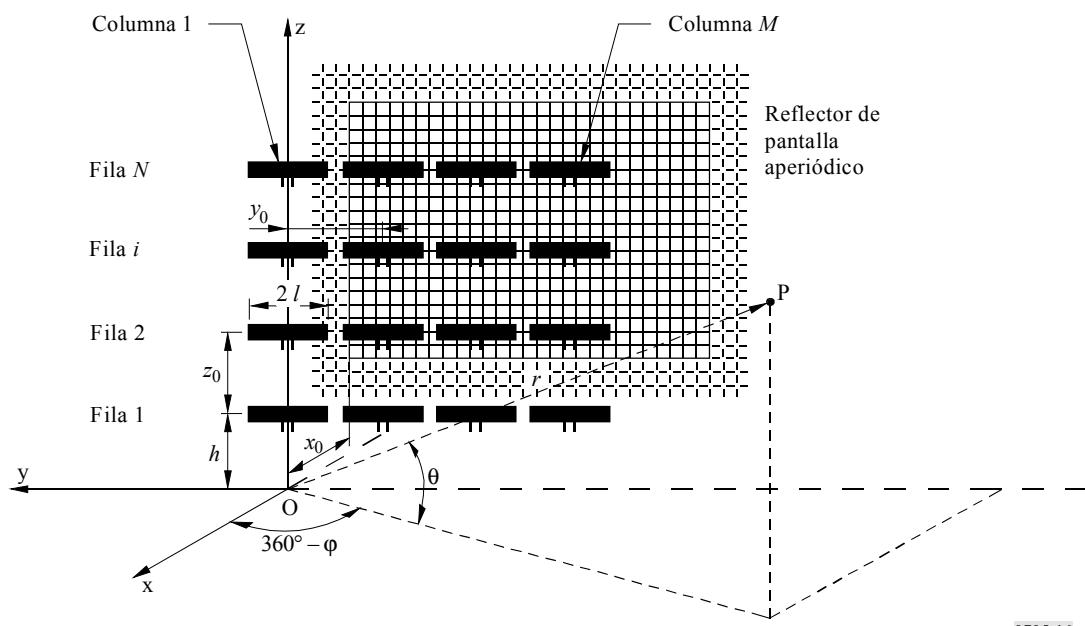


FIGURA 15  
Antena de dipolos cruzados



D015

FIGURA 16  
Sistema de dipolos alimentados por el centro (HR 4/4/ )  
con reflector de pantalla aperiódico



0705-16

FIGURA 17  
Sistema de dipolos alimentados por el centro (HR 4/4/ )  
con reflector de dipolos sintonizados

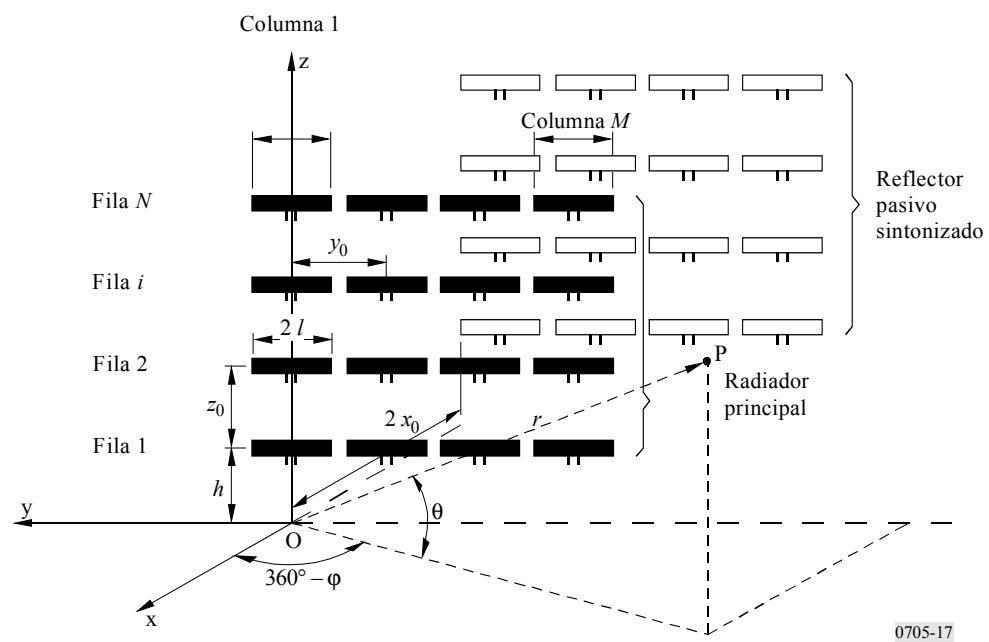


FIGURA 18  
Sistema de dipolos por el extremo (HR 4/4 )  
con reflector sintonizado

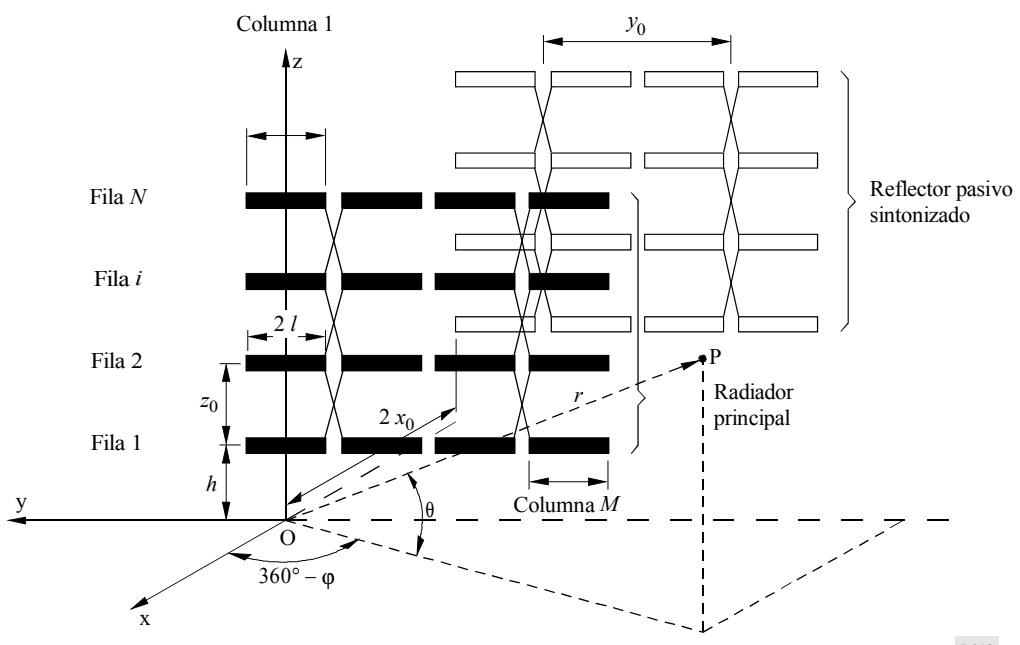
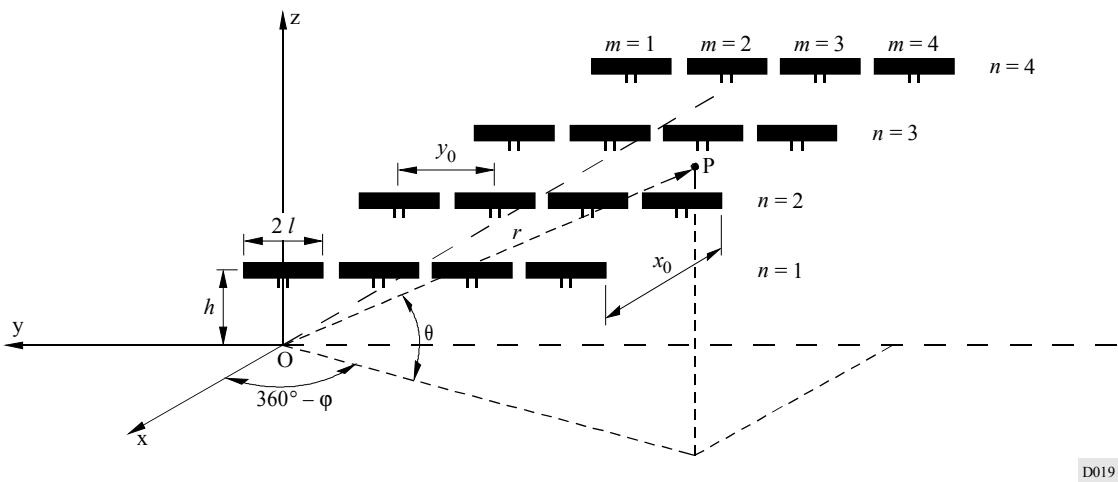


FIGURA 19  
Antena de dipolos alimentados por el centro (T 4/4/)  
para radiodifusión tropical



D019

El sistema se considera diseñado a una frecuencia  $f_d$  (o a una longitud de onda  $\lambda_d$ ) y explotada a una frecuencia  $f$  (o a una longitud de onda  $\lambda$ ). La relación de frecuencias,  $F_R$  viene dada por:

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

El diagrama de radiación de un sistema de dipolos sobre un terreno llano homogéneo e imperfectamente conductor puede expresarse por la siguiente función diagrama de radiación normalizado:

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

donde:

$K$ : factor de normalización para que  $|F(\theta, \phi)|_{\max} = 1$ , es decir, 0 dB

$f(\theta, \phi)$ : función diagrama de un elemento horizontal

$S_x$ : factor de sistema en la dirección x, teniendo en cuenta la presencia de otros elementos o de un reflector

$S_y$ : factor de sistema en la dirección y, teniendo en cuenta la presencia de otros elementos a lo largo del eje y

$S_z$ : factor de sistema en la dirección z, teniendo en cuenta la presencia de elementos imagen debido a una tierra imperfectamente conductora y a otros elementos a lo largo del eje z.

La función diagrama de radiación,  $F(\theta, \phi)$  se expresa también como la resultante de dos componentes de campo eléctrico  $E_\theta$  y  $E_\phi$  en un punto distante P en el sistema de coordenadas de la Fig. 1, es decir:

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

con:

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

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

donde  $E_{\theta 1}(\theta, \varphi)$  y  $E_{\varphi 1}(\theta, \varphi)$  son las componentes de la función diagrama de un elemento horizontal  $f(\theta, \varphi)$ , y  $S_\theta$  y  $S_\varphi$  son las componentes correspondientes del factor de sistema  $S_z$ .

Para un dipolo horizontal de longitud  $2l$  a la frecuencia de diseño, las componentes del campo eléctrico lejano tienen la siguiente expresión:

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

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

donde:

$I$ : amplitud de la corriente en el dipolo

$r$ : distancia entre el origen y el punto de observación

$C_d$ : función distribución de corriente del elemento radiante.

Suponiendo una función de distribución de corriente *sinusoidal*, su expresión es:

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

donde  $k = 2\pi/\lambda$  (fase constante).

Se incluyen a continuación expresiones de la función distribución de corriente y las respectivas definiciones de  $kl$  para los diferentes tipos de sistemas.

#### 4.7.1.1 Sistemas de dipolos de media onda con alimentación por el centro

Entre los sistemas de dipolos de media onda con alimentación por el centro tenemos:

- sistemas de dipolos de media onda alimentados por el centro, con pantalla aperiódica;
- sistemas de dipolos de media onda alimentados por el centro, con reflector sintonizado;
- sistemas de dipolos de media onda alimentados por el centro, para radiodifusión tropical.

En estos casos  $2l = \lambda_d / 2$

y

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

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

#### 4.7.1.2 Sistemas de dipolos de media onda alimentados por el extremo

En este caso  $2l = \lambda_d$

y

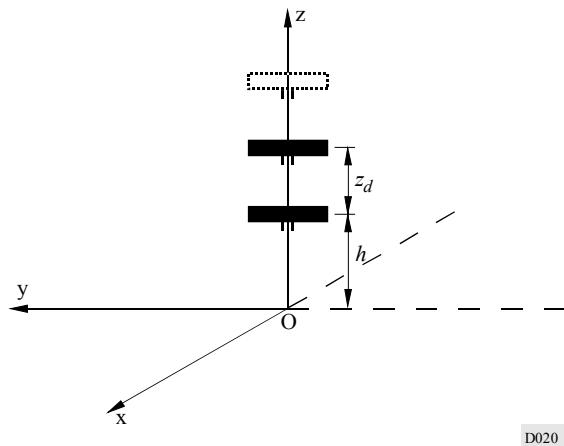
$$kl = F_R \cdot \pi$$

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

#### 4.7.2 Cálculo del factor de sistema, $S_z$

El factor de sistema  $S_z$  tiene en cuenta el efecto de superponer  $n$  elementos a lo largo del eje z, incluidas sus componentes reflejadas en tierra.

FIGURA 20  
Superposición de elementos a lo largo del eje z



El factor de sistema  $S_z$  tiene dos componentes  $S_\theta$  y  $S_\phi$  correspondientes a las respectivas componentes del campo eléctrico:

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

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

donde:

$h$ : altura sobre el suelo del elemento más bajo

$z_d$ : separación vertical de los elementos

$R_v$ : coeficiente de reflexión vertical

$R_h$ : coeficiente de reflexión horizontal.

Se incluyen a continuación expresiones para las respectivas componentes del factor de sistema según los diferentes tipos de formaciones.

##### 4.7.2.1 Sistemas de dipolos de media onda dispuestos verticalmente

Entre estos sistemas, tenemos:

- sistemas de dipolos de media onda alimentados por el centro, con pantalla aperiódica;
- sistemas de dipolos de media onda alimentados por el centro, con reflector sintonizado;
- sistemas de dipolos de media onda, alimentados por el extremo, con reflector sintonizado.

En estos casos,  $z_d = \lambda_d / 2$  y  $k h + i k z_d = 2\pi h / \lambda + i \pi F_R$ .

Expresando  $h$  en función de la longitud de onda a  $f_d$  (es decir, como:  $h / \lambda_d$ ), tenemos:

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

y las componentes  $S_\theta$  y  $S_\phi$  vienen dadas por:

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

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

#### 4.7.2.2 Sistemas de dipolos de media onda para radiodifusión tropical

En estos sistemas,  $n = 1$ , y las fórmulas se simplifican como sigue:

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

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

#### 4.7.3 Cálculo del factor de sistema, $S_y$

El factor de sistema  $S_y$  tiene en cuenta el efecto de disponer  $m$  elementos a lo largo del eje y (véase la Fig. 21) y puede expresarse como:

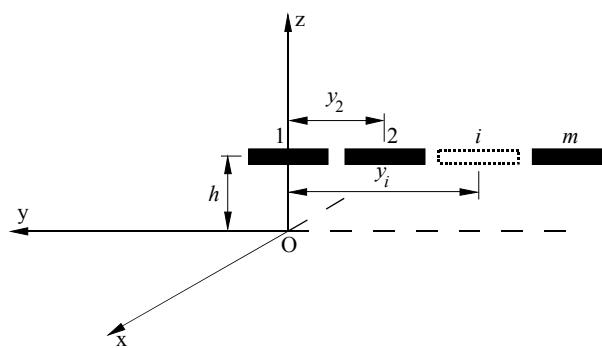
$$S_y = \sum_{i=1}^m e^{j k y_i \cos \theta (\sin \phi - \sin s)}$$

donde:

$s$ : ángulo de desviación

$y_i$ : distancia entre el centro del  $i$ -ésimo elemento y el eje z.

FIGURA 21  
Elementos alineados a lo largo del eje y



El factor de sistema  $S_y$  tendrá las expresiones que se indican a continuación, según los diferentes tipos de sistemas.

#### 4.7.3.1 Sistemas de dipolos de media onda alimentados por el centro

En este caso:

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

el factor  $S_y$  puede expresarse como:

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

#### 4.7.3.2 Sistemas de dipolos de media onda alimentados por el extremo

En el caso de sistemas de dipolos de media onda alimentados por el extremo:

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

el factor  $S_y$  puede expresarse como:

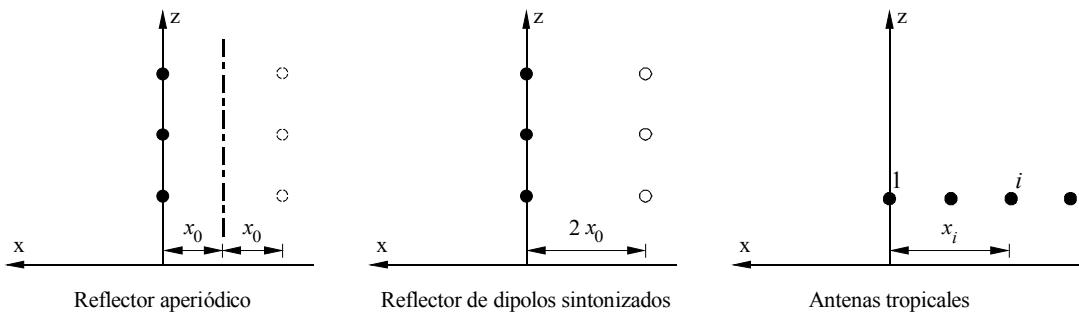
$$S_y = \sum_{i=1}^m e^{j i 2\pi F_R \cos \theta (\sin \varphi - \sin s)}$$

#### 4.7.4 Cálculo del factor de sistema, $S_x$

El factor de sistema  $S_x$  tiene en cuenta el efecto de disponer  $n$  elementos a lo largo del eje x en el caso de sistemas para radiodifusión tropical y la presencia de un reflector (dipolos sintonizados o pantalla aperiódica) en los casos restantes.

FIGURA 22

Elementos o elementos imagen alineados a lo largo del eje x



- Elementos excitados
- Radiaciones imagen
- Reflector de dipolos sintonizados
- |- Reflecto aperiódico

Tendrá las expresiones que figuran a continuación, según los diferentes tipos de sistemas.

#### 4.7.4.1 Antenas con reflector de pantalla aperiódico

El rendimiento de los reflectores de pantalla aperiódicos pueden calcularse a partir de un modelo matemático utilizando el concepto de un «radiador imagen» situado detrás de una pantalla infinita. Sin embargo, esto sólo da con suficiente exactitud el diagrama frontal. La magnitud de la radiación dorsal detrás de la pantalla es función de la eficacia de la pantalla y de la distancia del dipolo a la pantalla reflectora. En una pantalla de dimensiones prácticas, se difractará también alguna energía alrededor del borde de la pantalla. El método utilizado a continuación para calcular la radiación dorsal mantiene una forma de la función directividad generalmente similar a la calculada para el diagrama frontal.

##### *Factor de reflexión de la pantalla*

Una pantalla reflectora compuesta por conductores rectos poco separados paralelos a los dipolos reflejará la mayor parte de la energía que incide sobre la misma, pasando la energía restante a través de la pantalla.

El factor de reflexión de la pantalla  $q_r$  se define como la siguiente relación de energía reflejada/incidente:

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

donde:

$d$ : diámetro de los hilos (mm)

$a$ : separación de los hilos (m)

$D_r$ : distancia del dipolo a la pantalla reflectora (m)

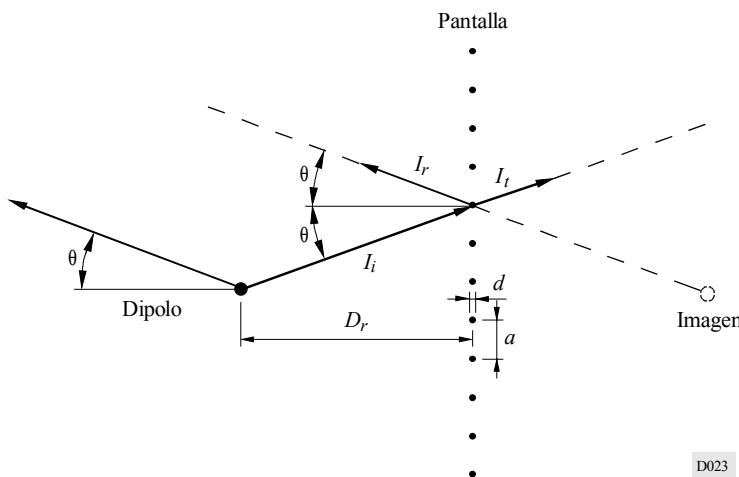
$I_i$ : intensidad de la onda incidente

$I_r$ : intensidad de la onda reflejada

$I_t$ : intensidad de la onda transmitida

$\theta$ : ángulo de incidencia (o de elevación).

FIGURA 23  
Pantalla reflectora aperiódica y dipolo (vista de frente)



El diagrama de radiación puede expresarse por:

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

donde:

$F_D$ : función de directividad parcial de la antena

$S_x$ : factor del sistema a lo largo del eje x.

El factor del sistema delante de la pantalla puede expresarse como:

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

y detrás de la pantalla:

$$S_x = (1 - q_r)$$

La relación frontal/dorsal (RFD)\* puede entonces expresarse:

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

En el caso particular en que:

$$F_R = 1, D_r = \lambda/4, \phi = 0^\circ \text{ y } \theta = 0^\circ \text{ (o } 0^\circ \leq \theta \leq 20^\circ \text{ con pequeño error)}$$

---

\* La relación frontal/dorsal (RFD) se define como la relación entre la intensidad de campo en el diagrama de radiación frontal y la máxima intensidad de campo en el diagrama de radiación dorsal.

el campo delante de la pantalla resulta:

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

y el campo detrás de la pantalla:

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

La RFD tendrá la siguiente expresión:

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

### *Difracción*

La utilización de una pantalla reflectora aperiódica de dimensiones finitas producirá difracción alrededor de los bordes de la pantalla. Puede esperarse que en la mayoría de los casos este fenómeno reduzca la relación frontal/dorsal. El efecto parece guardar relación con la proximidad de los elementos radiantes al borde de la pantalla.

El efecto de la difracción no se incluye por ahora en el modelo matemático empleado. Son necesarios más estudios antes de poder extraer conclusiones.

### *Pantalla de referencia*

Si no se conocen los parámetros físicos de la pantalla aperiódica, tales como el diámetro del hilo y la separación y distancia del dipolo a la pantalla reflectora, a efectos de planificación, los cálculos pueden efectuarse utilizando los valores de referencia siguientes (véase el § 4.4):

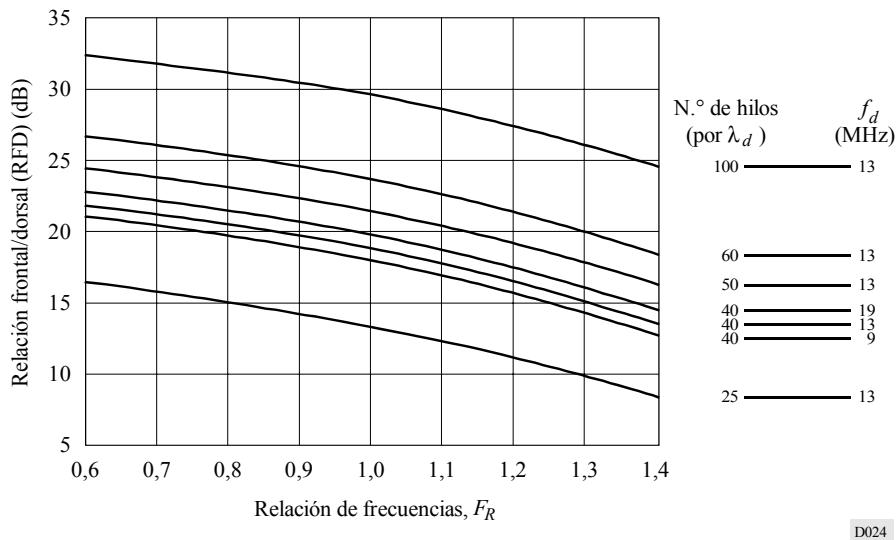
- diámetro del hilo  $d = 3$  mm;
- separación de los hilos  $\lambda/40$  (a la frecuencia de diseño);
- distancia del dipolo a la pantalla reflectora,  $D_r = 0,25 \lambda$  (a la frecuencia de diseño).

### *Variación de la relación frontal/dorsal con los parámetros de la pantalla aperiódica y la relación de frecuencias*

La Fig. 24 muestra para valores seleccionados de separación de los hilos (a la frecuencia de diseño), la variación de la RFD con la relación de frecuencias  $F_R$  y la frecuencia de diseño  $f_d$  calculada según la ecuación (1).

FIGURA 24

**Relación frontal/dorsal (RFD) en función del número de hilos por longitud de onda (a la frecuencia de diseño), de la frecuencia de diseño  $f_d$  y de la relación de frecuencias  $F_R$**



#### 4.7.4.2 Antenas de reflector sintonizado

Estas antenas incluyen:

- sistemas de dipolos alimentados por el centro;
- sistemas de dipolos alimentados por el extremo.

En este caso, la expresión del factor de sistema  $S_x$  a lo largo del eje x es:

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

donde:

$q$ : relación entre la corriente en el reflector y en el elemento excitado

$A$ : ángulo de fase relativo de la corriente en el reflector con respecto a la corriente en el elemento excitado

$2x_0$ : separación entre el elemento excitado y el reflector.

Para estas antenas, se utilizan normalmente los valores  $q = 0,7$ ,  $A = \pi/2$  y  $2x_0 k = \pi/2$ .

#### 4.7.4.3 Sistemas de dipolos alimentados por el centro para radiodifusión tropical

Para estos sistemas, el factor de sistema puede expresarse por:

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

donde:

$x_i$ : distancia entre el centro del  $i$ -ésimo elemento y el eje z.

Esta distancia viene dada por la expresión:

$$x_i = i \lambda_d / 2$$

de modo que:

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

por tanto:

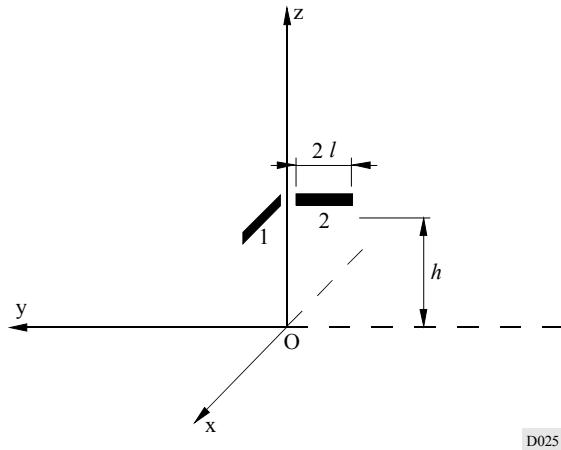
$$S_x = \sum_{i=0}^{n-1} e^{-j i \pi F_R \cos \varphi \cos \theta}$$

#### 4.7.5 Cálculo de los diagramas de radiación para sistemas de dipolos horizontales con ganancia omnidireccional

##### 4.7.5.1 Antenas de cuadrante

En la Fig. 25 aparece un diagrama esquemático de la antena de cuadrante, en el sistema de coordenadas de la Fig. 1. La intensidad total de campo radiado por el sistema es la resultante del campo radiado por cada dipolo de longitud  $2l = \lambda_d / 2$  a la frecuencia de diseño.

FIGURA 25  
Antena de cuadrante



Considerando el dipolo N.º 1 alineado a lo largo del eje x y a una altura  $h$ , las componentes de campo eléctrico tienen la siguiente expresión:

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

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

donde  $C_d$  es la función distribución de la corriente del elemento radiante. Suponiendo una función distribución de la corriente *sinusoidal*, se tiene:

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

El término  $e^{j\Delta x}$  tiene en cuenta el desplazamiento de fase correspondiente a la distancia desde el origen del centro del dipolo medida horizontalmente. Se expresa como:

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

Los factores del sistema tendrán las siguientes expresiones:

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

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

Considerando ahora el dipolo N.<sup>o</sup> 2 alineado a lo largo del eje y, y a una altura  $h$ , las componentes de campo eléctrico tienen la siguiente expresión:

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

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

donde  $C_d$  es la función distribución de la corriente y tiene la siguiente expresión:

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

El término  $e^{j\Delta y}$  tiene en cuenta el desplazamiento de fase correspondiente a la distancia desde el origen del centro del dipolo medida horizontalmente. Viene expresado como:

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

Los factores del sistema tendrán la misma expresión que en el caso del dipolo N.<sup>o</sup> 1.

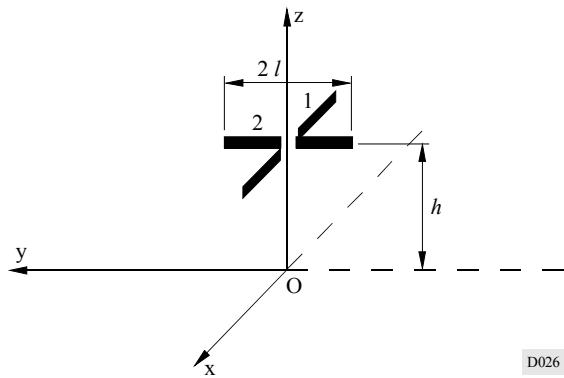
Por tanto el campo total radiado por el sistema es:

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

#### 4.7.5.2 Antenas de dipolo cruzado

En la Fig. 26 aparece el diagrama esquemático de una antena de dipolo cruzado, en el sistema de coordenadas de la Fig. 1. El campo total radiado por el sistema es el resultante del campo radiado por cada uno de los dipolos de longitud  $2\ell = \lambda_d / 2$  a la frecuencia de diseño.

FIGURA 26  
Antena de dipolo cruzado



D026

Considerando el dipolo N.<sup>o</sup> 1 alineado a lo largo del eje x, y a una altura  $h$ , las componentes de campo eléctrico tienen la siguiente expresión:

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

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

donde  $C_d$  es la función distribución de la corriente del elemento radiante. Suponiendo una función distribución de la corriente *sinusoidal*, se tiene:

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

Los factores del sistema tendrán las siguientes expresiones:

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

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

Considerando ahora el dipolo N.<sup>o</sup> 2 alineado a lo largo del eje y y a una altura  $h$ , las componentes de campo eléctrico tendrán las siguientes expresiones:

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

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

La función distribución de la corriente tendrá la siguiente expresión:

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

Los factores del sistema tienen la misma expresión que en el caso del dipolo N.<sup>o</sup> 1.

Por tanto, el campo total radiado por el sistema es:

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

## 5 Antenas log-periódicas

### 5.1 Consideraciones generales

Los sistemas de dipolos log-periódicos son sistemas lineales abocinadas de elementos dipolo de longitud variable que operan en una amplia gama de frecuencias. La explotación en banda ancha se consigue suponiendo que diferentes grupos de elementos radian a diferentes frecuencias. La separación entre los elementos es proporcional a su longitud, y el sistema se alimenta utilizando una línea de transmisión. A medida que varía la relación de frecuencias, los elementos que están en resonancia o próximos a ésta, acoplan energía procedente de la línea de transmisión. El diagrama de radiación resultante es direccional y su característica de radiación es aproximadamente constante en toda la gama de frecuencias de trabajo.

### 5.2 Designación de las antenas log-periódicas

#### 5.2.1 Designación de las antenas log-periódicas horizontales

Tipo de designación: LPH  $N / L / h_1 / h_N / \ell_1 / \ell_N / Z$

donde:

LPH: antena log-periódica horizontal

$N$ : número de elementos

$L$ : distancia entre el centro del elemento más corto y el del elemento más largo (m)

$h_1$ : altura del elemento más corto (m)

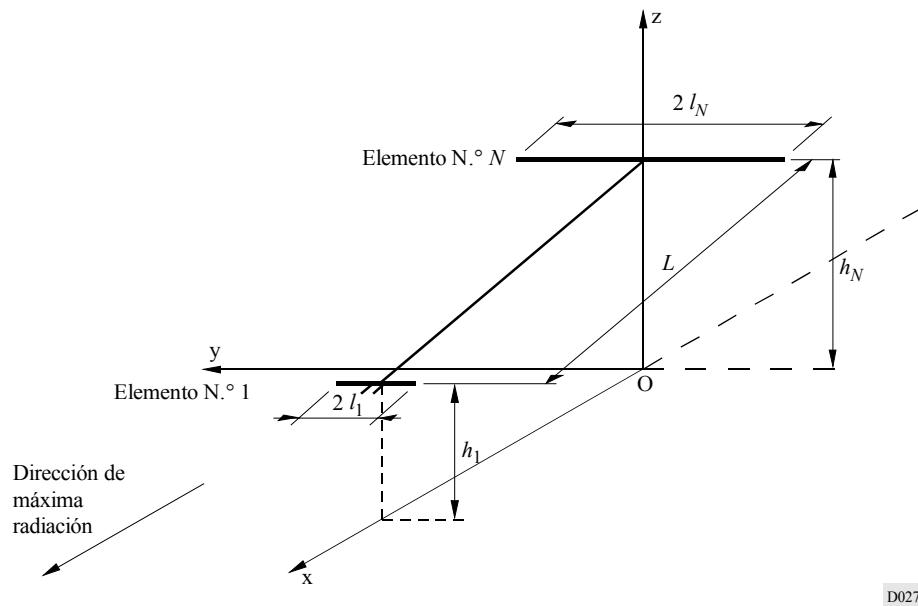
$h_N$ : altura del elemento más largo (m)

$\ell_1$ : semilongitud del elemento más corto (m)

$\ell_N$ : semilongitud del elemento más largo (m)

$Z$ : impedancia de la línea de alimentación interna de la antena ( $\Omega$ ).

FIGURA 27  
Designación de las antenas log-periódicas horizontales



### 5.2.2 Designación de las antenas log-periódicas verticales

Tipo de designación: LPV  $N / L / h_1 / h_N / \ell_1 / \ell_N / Z$

donde:

LPV: antena log-periódica vertical

$N$ : número de elementos

$L$ : distancia entre el centro del elemento más corto y el del elemento más largo (m)

$h_1$ : altura del elemento más corto (m)

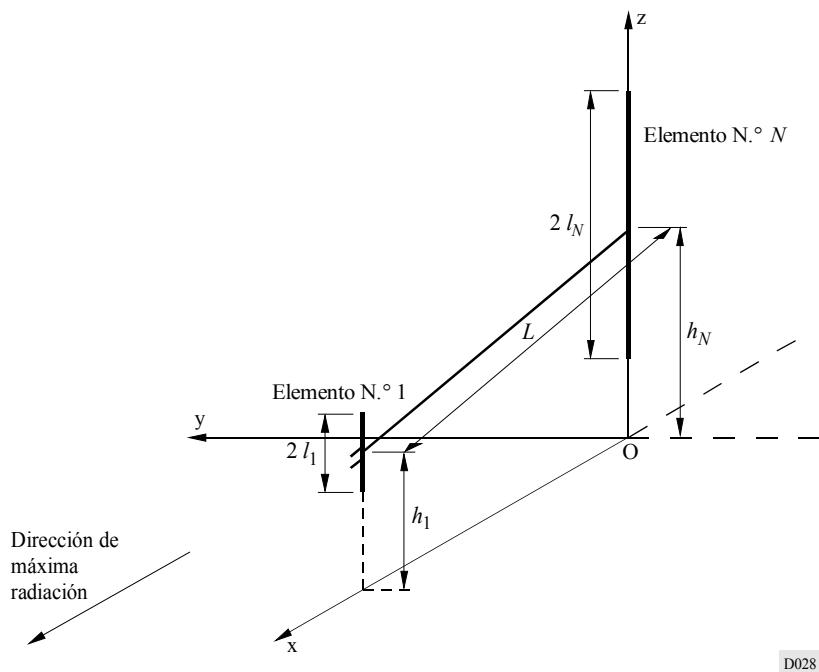
$h_N$ : altura del elemento más largo (m)

$\ell_1$ : semilongitud del elemento más corto (m)

$\ell_N$ : semilongitud del elemento más largo (m)

$Z$ : impedancia de la línea de alimentación interna de la antena ( $\Omega$ ).

FIGURA 28  
Designación de las antenas log-periódicas verticales



### 5.3 Cálculo de los diagramas de las antenas log-periódicas horizontales

La Fig. 29 muestra un sistema compuesto por elementos dipolos horizontales cuya longitud  $\ell$  y separación  $d$  están relacionados con la relación de diseño  $\tau$ .

En la Fig. 29 se muestra cada uno de los parámetros geométricos de un sistema log-periódico. Los elementos están separados dentro de un triángulo con arreglo a la relación de diseño  $\tau$ , que viene dada por la relación de longitudes de los elementos:

$$\tau = \ell_i / \ell_{i+1} \quad (2)$$

Teóricamente ésta debería ser también la relación de los radios de los dipolos, aunque normalmente no se produce en la práctica. El factor de separación es:

$$\sigma = d_i / 4 \ell_{i+1} = 0,25 (\ell - \tau) / \operatorname{tg} \alpha \quad (3)$$

donde:

$d_i$ : distancia del elemento  $i$ -ésimo al vértice

$\alpha$ : semiángulo en el vértice.

El número de elementos viene determinado principalmente por la relación de diseño  $\tau$ . Cuando aumenta  $\tau$ , aumenta también el número de elementos. El tamaño de la antena viene determinado primordialmente por el factor de separación  $\sigma$ . Cuando la longitud del brazo de la antena se hace mayor,  $\sigma$  aumenta.

El sistema se alimenta con polaridad alternada: es decir, se conectan los dipolos adyacentes en una disposición con «inversión de fase» a través de una línea de transmisión de impedancia  $Z_0$ . La altura del primer dipolo (más bajo y más corto) es  $h_1$ . Las alturas  $h_i$  de los demás dipolos  $i$  son:

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

donde  $\theta'$  es el ángulo de elevación del eje del sistema (coincidente con su brazo).

El ángulo  $\psi$  entre los dipolos de la antena y la dirección del punto de observación  $P(r, \theta, \phi)$  viene dado por:

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

El ángulo  $\psi_a$  entre el eje de la antena y la dirección del punto de observación es:

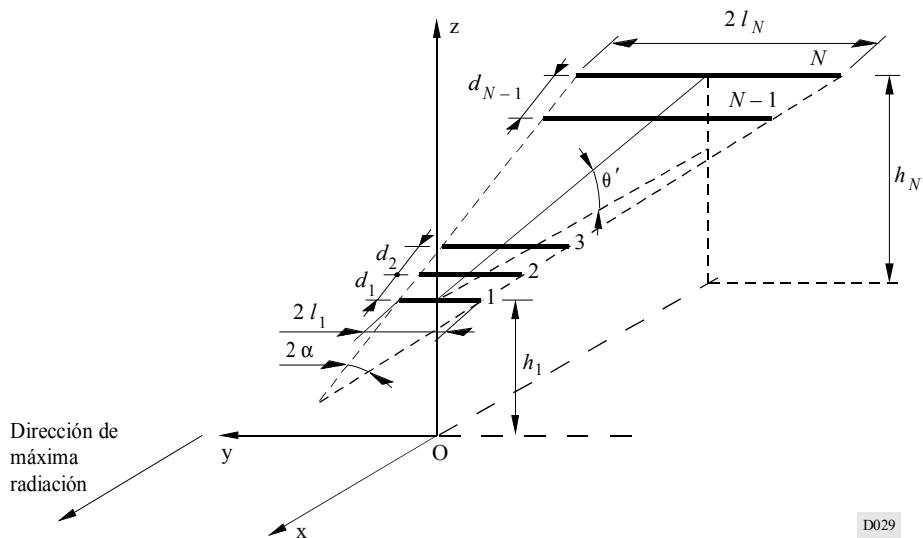
$$\cos \psi_a = -\cos \theta \cos \theta' \cos \varphi + \sin \theta \sin \theta' \quad (6)$$

La distancia desde el centro del  $i$ -ésimo dipolo al punto de observación en condiciones de campo lejano viene dada por la siguiente expresión:

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

Las relaciones anteriores se utilizarán en el cálculo del diagrama.

FIGURA 29  
Sistema log-periódico horizontal



### 5.3.1 Teoría básica

En un sistema log-periódico de dipolos horizontales o verticales, la energía RF a una frecuencia dada viaja a través del alimentador hasta que llega a una región (región activa) en la que las longitudes eléctricas y las relaciones de fase son tales que producen radiación hacia los elementos cortos e intermedios menores que  $\lambda/2$ . Debido a la conexión con alimentación cruzada, los campos producidos por delante de esta región (los de la región de transmisión) se anularán. La región restante en el extremo largo (la región de reflexión) tiene poco efecto, ya que muy poca energía viaja más allá de la región activa.

Suponiendo una estructura sin pérdidas, el comportamiento de las tres regiones puede describirse por la teoría de las líneas de transmisión. La región de transmisión (extremo corto) se comporta

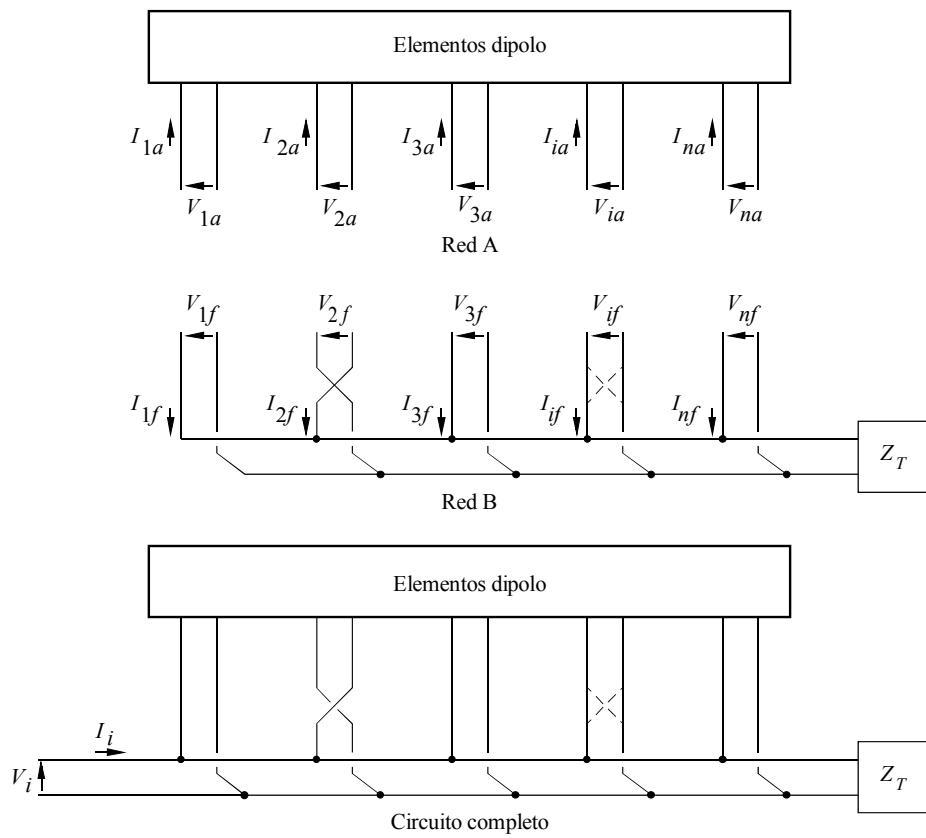
como una línea de transmisión de alimentación cargada por una reactancia capacitiva. La región activa, como una capacitancia en paralelo con una resistencia, y la región de reflexión, como una inductancia en derivación. El efecto global es el de una red filtro.

Cuando la antena está situada sobre un plano de tierra, se inclina al eje de la formación de modo que los dipolos estén a una altura eléctrica constante sobre el suelo. En el plano acimutal, el diagrama del haz principal efectiva dentro de la gama de frecuencias de la antena, es similar al de un dipolo  $\lambda/2$  a una altura  $\lambda/4$  sobre el suelo. El análisis de la estructura de una antena log-periódica suele realizarse separando los problemas en dos partes:

- el problema interior (del circuito), que trata de la interacción de corrientes, tensiones, etc., dentro del propio sistema de antena; y
- el problema exterior (de radiación), que trata de la interacción de la antena con el medio de propagación.

El problema interior puede formularse como un problema matricial donde el sistema se representa por las redes A y B, como se muestra en la Fig. 30.

FIGURA 30  
Disposición esquemática de la red del sistema



La red A consta de los elementos radiantes paralelos, cuyas tensiones y corrientes de excitación pueden expresarse en términos de autoimpedancias e impedancias mutuas en la forma:

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

donde:

- $I_a$ : matriz 1 por  $N$  de las corrientes de alimentación en la base
- $V_a$ : matriz 1 por  $N$  de las tensiones de la base respectiva
- $N_a$ : número de dipolos
- $Z_a$ : matriz  $N$  por  $N$  de impedancias en circuito abierto.

Los elementos de la matriz de la diagonal principal de  $[Z_a]$  representan la autoimpedancia de los dipolos y los elementos no pertenecientes a la diagonal representan las impedancias mutuas entre los dipolos indicados por los índices.

De modo similar, las relaciones corriente-tensión para el circuito alimentador mostrado en la Fig. 30, pueden expresarse por:

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

donde  $I_f$  y  $V_f$  son, respectivamente, la matriz 1 por  $N$  de las corrientes de alimentación de las tensiones de respuesta para cada sección de la línea de transmisión que constituye un circuito alimentador completo, e  $[Y_f]$  es la correspondiente admitancia en cortocircuito  $N$  por  $N$  asociada del alimentador. Los elementos de  $[Y_f]$  dependen de las longitudes de la línea de transmisión en cada sección, y la admitancia característica,  $Y_0$ , cuyo valor es conocido una vez que se hace una elección o un diseño de la línea de transmisión.

La solución analítica del problema se obtiene primero calculando la matriz de corriente de entrada total  $[I]$  añadiendo las ecuaciones (8) y (9):

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

donde  $[U]$  es la matriz unitaria  $N$  por  $N$ .

Los elementos de  $[I]$  representan las corrientes de entrada en cada punto nodal (bases de los dipolos), donde se combinan los circuitos de antena y los circuitos alimentadores. En los casos prácticos, todos los elementos de  $[I]$  son nulos, excepto  $I_1$ , que es la única fuente de corriente (en la base del dipolo más corto) para toda la formación. Sin pérdida de generalidad puede suponerse  $I_1 = 1$ , de modo que las corrientes de bases de dipolos  $[I_a]$  pueden determinarse a partir de la ecuación (10) por inversión matricial:

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

Con relación a la Fig. 30, la distribución de corriente (sinusoidal) en el dipolo genérico puede expresarse por:

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

donde debe señalarse que  $I_i(0) = I_{ai}$ , con  $I_{ai}$  calculado por la fórmula (11).

El diagrama de radiación del sistema log-periódico horizontal en terreno homogéneo llano y perfectamente conductor, puede expresarse por la siguiente función de diagrama de radiación normalizado:

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

donde:

$K$ : factor de normalización para que  $|F(\theta, \varphi)|_{\max} = 1$ , es decir, 0 dB

$f(\theta, \varphi)$ : función de diagrama de un elemento horizontal

$S_\theta$ : factor de sistema para la dirección  $\theta$

$S_\varphi$ : factor de sistema para la dirección  $\varphi$ .

La función de diagrama de radiación viene también expresada por (véase el § 4.7.1):

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

con:

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

y

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

o, despreciando el término dependiente de la distancia (no necesario para la determinación del diagrama de radiación):

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

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

teniendo en cuenta las ecuaciones (4), (5), (6) y (7), los factores de la formación pueden expresarse por:

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

donde  $F_i$  es la función de radiación del  $i$ -ésimo dipolo expresada por:

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

### 5.3.2 Procedimiento de cálculo

El cálculo del diagrama de radiación con las fórmulas anteriores es más complicado que el caso de una formación de dipolos horizontales. Realmente, la corriente de entrada a cada dipolo no es un valor fijo, y debe determinarse frecuencia a frecuencia mediante una inversión matricial. Esta complicación puede dar lugar a una codificación del programa de computador bastante pesada, y por ende a algunas dificultades en la integración de las rutinas de cálculo en tiempo real en un sistema de planificación más general.

Además, debe señalarse que, aun en el caso de un cálculo exacto basado en los algoritmos anteriores, son inevitables algunas desviaciones del diagrama resultante con respecto a la realidad.

Estas desviaciones pueden ser más importantes que en el caso de los dipolos horizontales, ya que la relación de longitudes  $\tau$  (véase la fórmula (2)) es teóricamente también la relación entre los radios de los dipolos, por lo que la dimensión transversal del elemento radiante también desempeña un papel en el rendimiento global.

Dado que debe aceptarse una desviación más o menos pronunciada y considerando también el contexto de planificación en el que deben aplicarse los resultados, se describirá en los puntos siguientes una solución aproximada, pero más sencilla y rápida, del problema interior.

### 5.3.2.1 Solución aproximada del problema interior

Se ha medido y se ha calculado la distribución de la amplitud y la fase de las corrientes de los dipolos en la base de un sistema log-periódico típico bien diseñado. Ejemplos de distribuciones de la amplitud y la fase se han calculado en función de la posición de los dipolos, como se muestran en las Figs. 31 y 32 para una determinada antena.

FIGURA 31  
Amplitud normalizada de las corrientes en la base de los dipolos  
de un sistema de dipolos log-periódico en el espacio libre en  
función de la posición de los dipolos

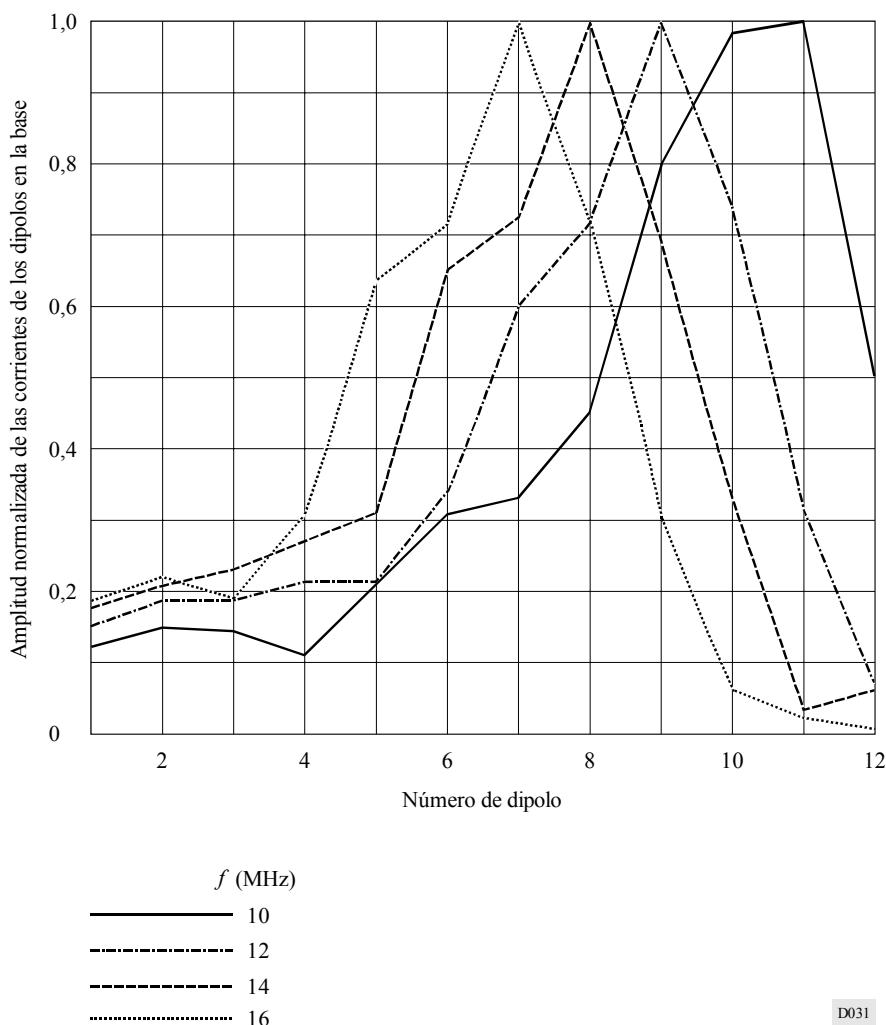
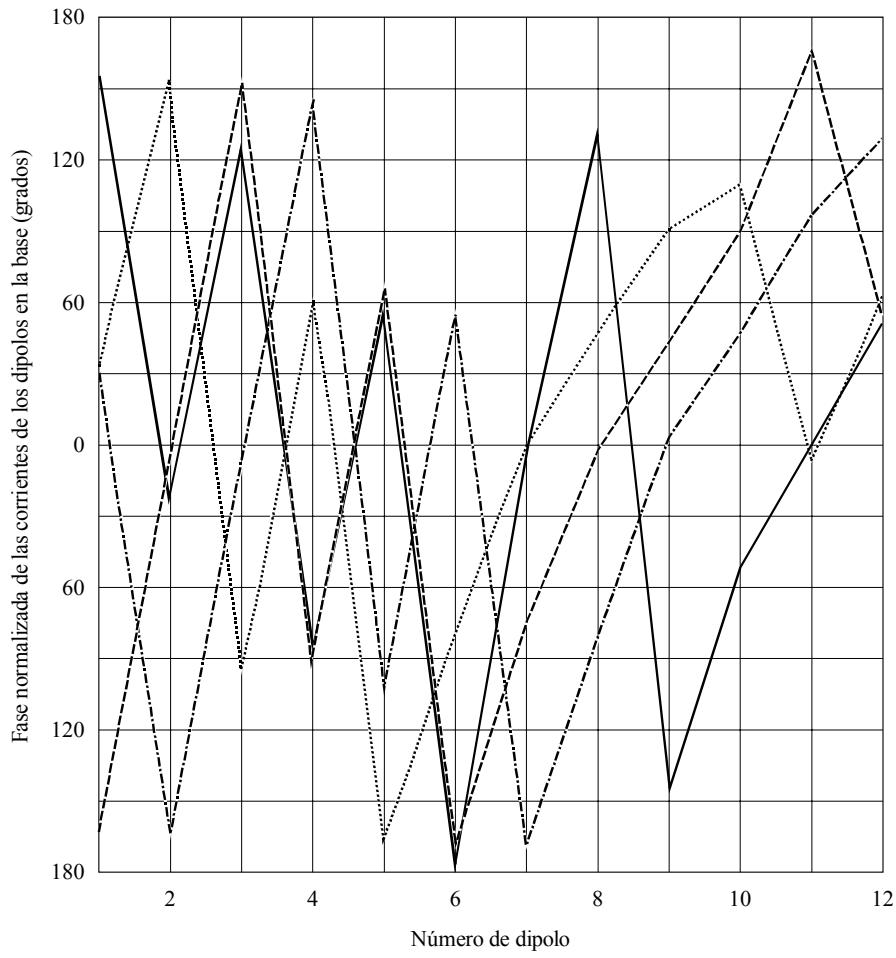


FIGURA 32

Fase normalizada de las corrientes en la base de los dipolos del mismo sistema de dipolos log-periódico en el espacio libre en función de la posición de los dipolos



La amplitud se ha normalizado con respecto a la del elemento que tiene la amplitud de corriente mayor.

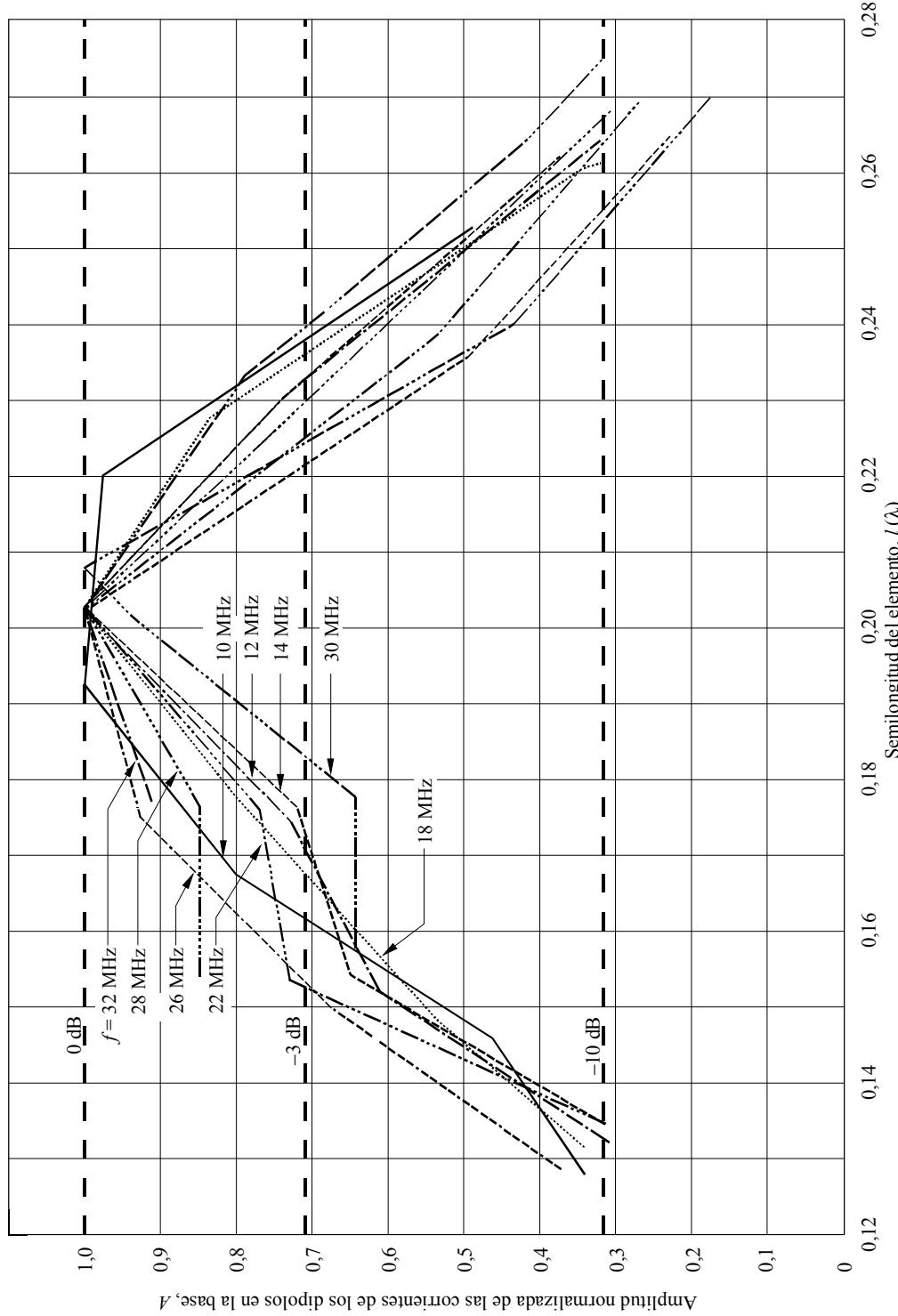


Las Figs. 33 y 34 muestran las mismas distribuciones en función de la semilongitud de los elementos a las diversas frecuencias de trabajo para el mismo caso y en una gama de frecuencias comprendida entre 10-32 MHz.

Aunque dichas curvas se han calculado en condiciones de propagación en el espacio libre, es posible obtener una curva general de distribución de corriente que se aplique a cualquier sistema log-periódica bien diseñado, como se muestra en la Fig. 35. Esto puede obtenerse ajustando las curvas adecuadas en las Figs. 33 y 34.

FIGURA 33

**Amplitud normalizada de las corrientes de los dipolos en la base del sistema de dipolos log-periódico en el espacio libre en función de la semilongitud de los elementos**



La amplitud se ha normalizado con respecto a la del elemento que tiene la amplitud de corriente mayor

0705-33

FIGURA 34  
Fase normalizada de las corrientes de los dipolos en la base del sistema de dipolos log-periódico  
en el espacio libre en función de la semilongitud de los elementos

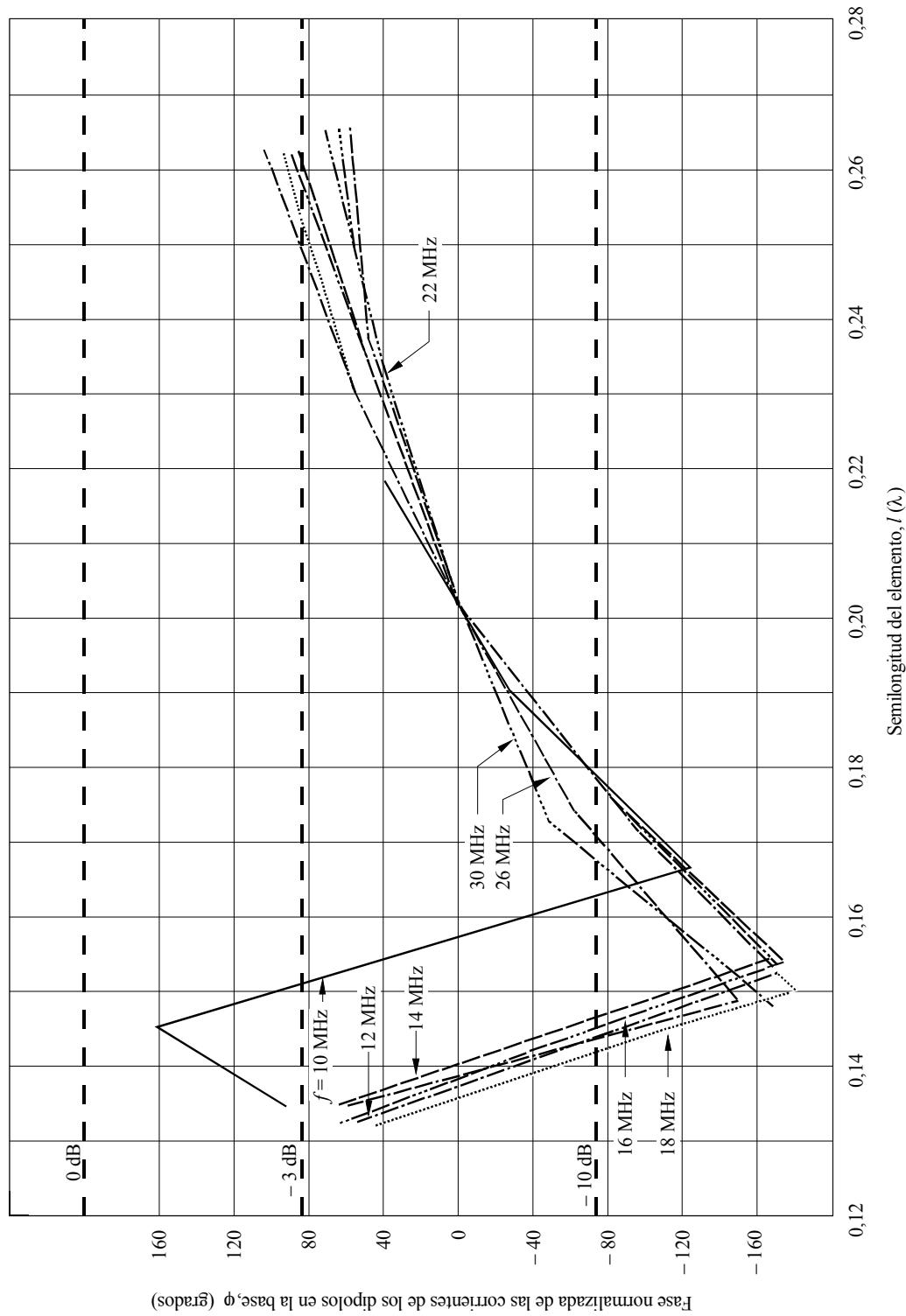
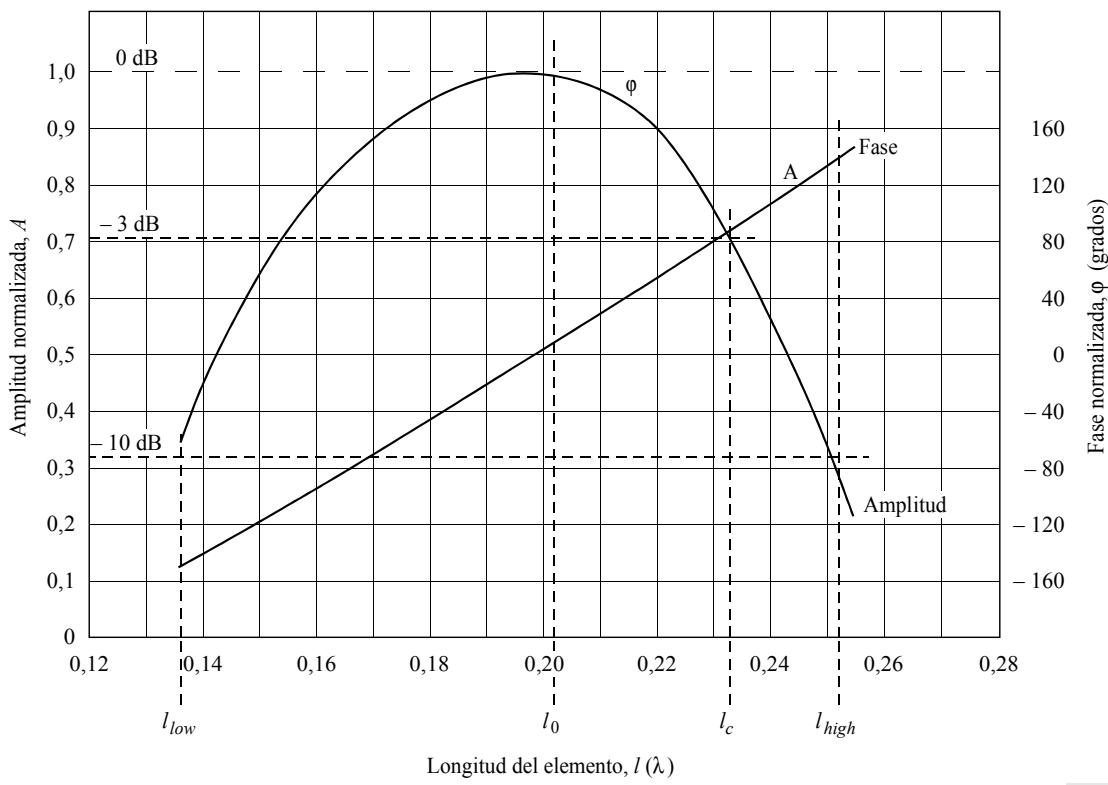


FIGURA 35  
Curva general extrapolada de amplitud y fase normalizada  
de las corrientes de base en función de la longitud de los elementos



D035

La anchura de banda  $B_{ar}$  utilizable de la antena depende de la anchura de banda relativa que la antena puede cubrir antes de que se produzcan efectos inaceptables desde el elemento más pequeño o más grande. El límite de frecuencia alto se alcanza cuando la corriente del elemento más pequeño está 10 dB por debajo del máximo. Esto ocurre para una longitud de dipolo  $l_{low}$  (se utilizan aquí longitudes, ya que la distancia desde el vértice varía con el ángulo en el vértice  $\alpha$ ). El límite de frecuencia bajo se alcanza cuando la corriente en el elemento más largo es 3 dB inferior al máximo. Esta longitud es  $l_c$ . El máximo se produce a una longitud  $l_0$  y los 10 dB superiores a una longitud  $l_{high}$ . Se utilizan las siguientes ecuaciones empíricas:

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

donde  $Z_0$  es la impedancia de la línea de transmisión,  $l/a$  es la relación longitud/diámetro del elemento, y  $S_h$  es un factor de acortamiento. La Fig. 36 muestra  $S_h$  medido y calculado en función de  $Z_0$  para diversos valores de  $l/a$ .

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

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

$B_{ar}$  es la anchura de banda utilizable de la región activa de la antena. La Fig. 37 muestra los valores medidos de  $B_{ar}$ , comparándolos con los obtenidos por la ecuación (14).

$$l_{high} = 1,1 l_c \quad (15)$$

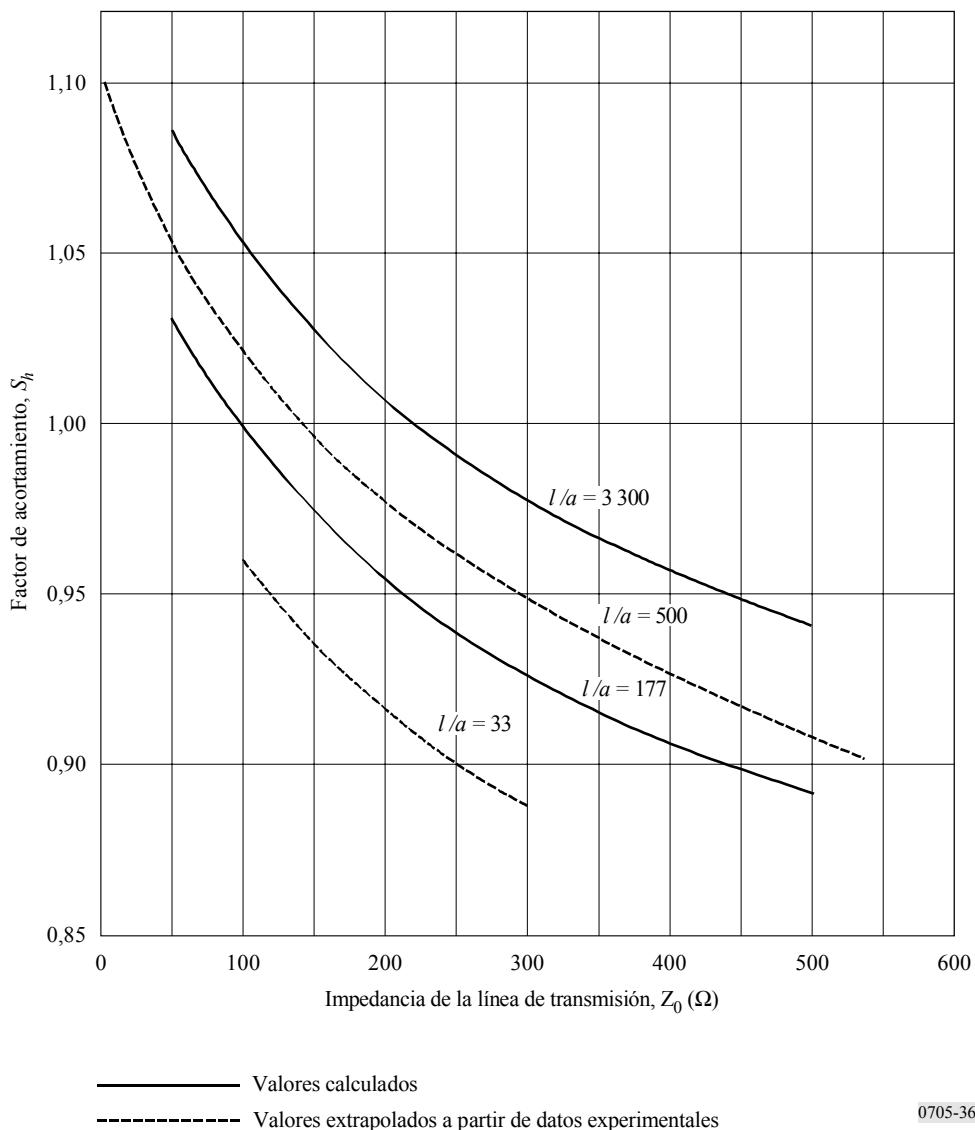
y

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

Las ecuaciones (15) y (16) están concebidas para reproducir ambas curvas. El coeficiente 0,7166 es para  $l/a = 500$ . Este valor se utiliza como valor suplemento en el cálculo.

FIGURA 36

Factor de acortamiento  $S_h$  en función de  $Z_0$  y  $l/a$



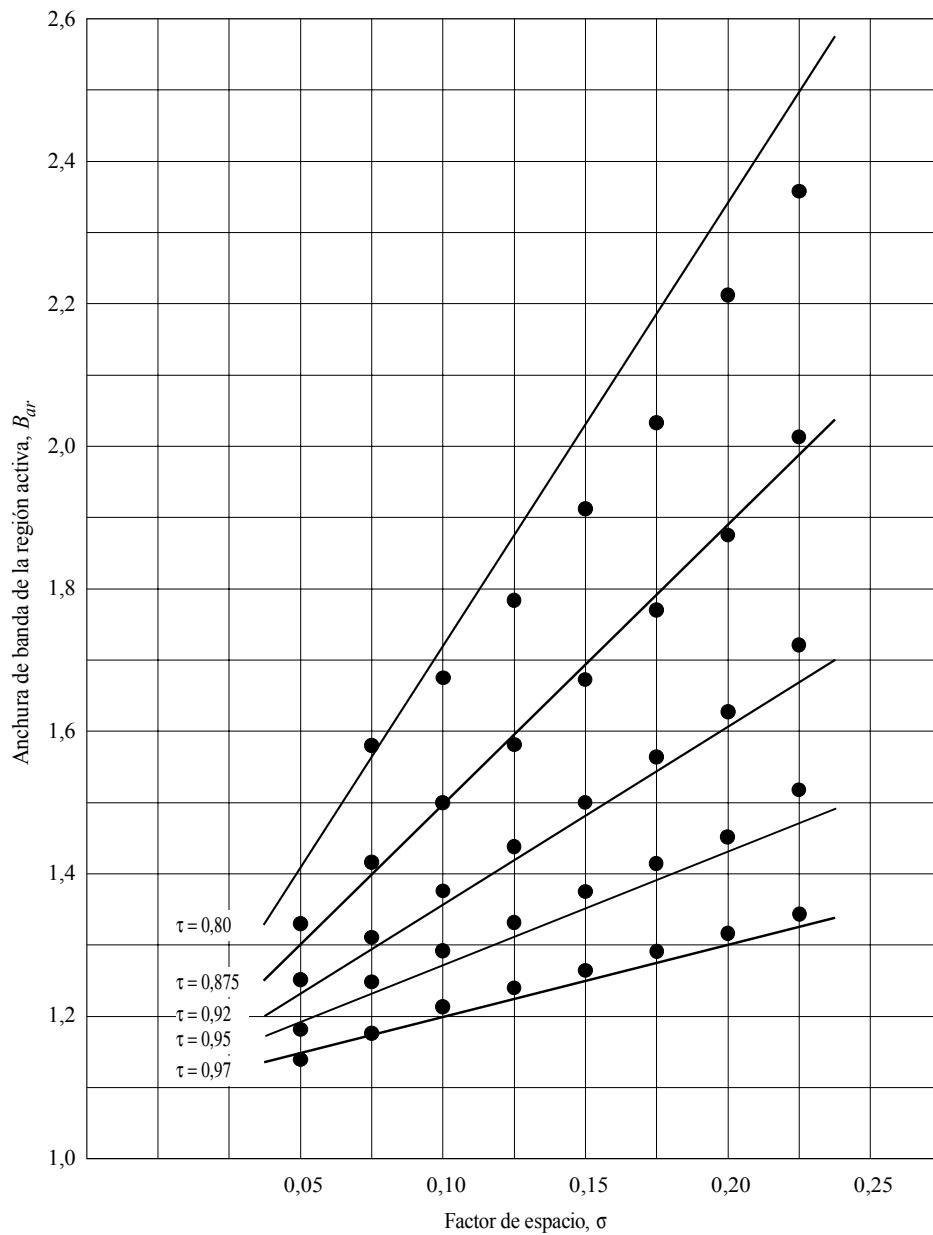
0705-36

El procedimiento tiene en cuenta sólo los dipolos que caen en la región activa entre  $l_{low}$  y  $l_{high}$ . Se calcula para cada caso de antena una curva similar a la de la Fig. 35 y se evalúa la corriente  $I_{bi}$  y la fase para cada dipolo dentro de la región activa. Todas las corrientes de dipolo se normalizan entonces de nuevo de manera que la corriente máxima sea 1, ya que la longitud del dipolo no corresponderá normalmente a  $l_0$ .

Debe recordarse que las corrientes de dipolo anteriores representan las corrientes en la base normalizadas de los dipolos activos. Las corrientes  $I_{mi}$  que aparecen en la expresión (13) de los factores de la formación son las máximas corrientes (de bucle) de cada dipolo. Por tanto, será necesario calcularlas aplicando (12) para  $x = 0$ , es decir:

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

FIGURA 37  
Anchura de banda de la región activa  $B_{ar}$  en función de  $\sigma$  y  $\tau$



$\tau$ : relación de las longitudes

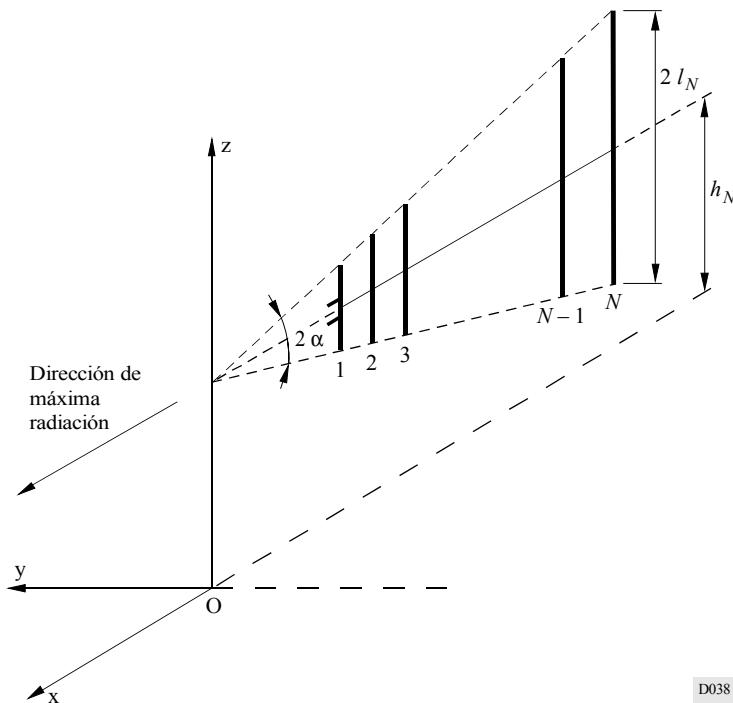
— Fórmula empírica

● Valores medidos

#### 5.4 Cálculo de los diagramas de las antenas log-periódicas verticales

El sistema log-periódico vertical puede realizarse de dos modos, como se indica en las Figs. 38 y 39. Si se construye para una altura constante por encima del suelo, como en la Fig. 38, la formación tendrá características de banda ancha, pero el factor de altura resultante de la reflexión en el suelo será dependiente de la frecuencia. Para paliar este problema, la formación puede construirse con los elementos a altura variable, como se muestra en la Fig. 39.

FIGURA 38  
Antena log-periódica vertical  
(elementos a altura fija)



D038

En este punto se considerará el caso de una antena log-periódica vertical con elementos a altura variable como el caso más general.

Con relación a la Fig. 39, la geometría del sistema viene determinada por los tres ángulos  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$ . El factor de separación  $\sigma'$  (véase (3)), puede expresarse por:

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

La altura de cada elemento es la expresada por:

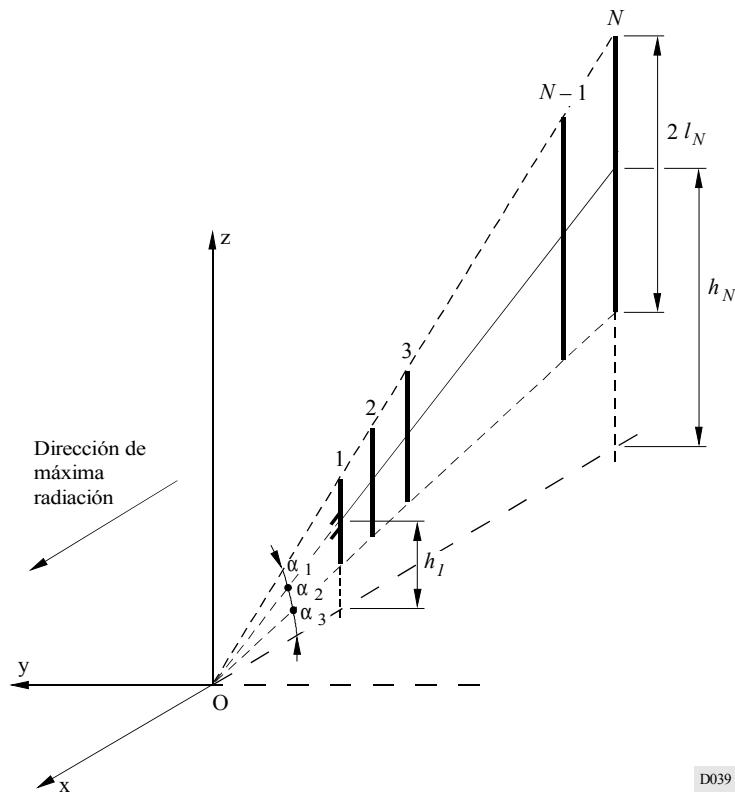
$$h_i = l_i [1 + \operatorname{sen} \alpha_3 \cos(\alpha_2 + \alpha_3) / \operatorname{sen} \alpha_2]$$

El ángulo  $\psi_b$  entre el eje de la antena y el punto de observación es:

$$\cos \psi_b = \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen}(\alpha_2 + \alpha_3) - \operatorname{cos} \theta \cos(\alpha_2 + \alpha_3) \cos \phi$$

Es evidente que cuando  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$  y  $\alpha_3 = -\alpha$  caso se reducirá al de una formación log-periódica vertical con elementos a altura fija.

FIGURA 39  
Antena log-periódica vertical  
(elementos a altura variable)



#### 5.4.1 Teoría básica

La teoría básica es esencialmente la misma descrita en el § 5.3.1, con las siguientes excepciones.

Las componentes del campo eléctrico se expresan por:

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

y

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

o, despreciando el término dependiente de la distancia (no necesario para la determinación del diagrama de radiación):

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

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

el factor de la formación  $S_v$  puede expresarse por:

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

donde  $F_i$  es la función radiación  $i$ -ésimo dipolo:

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

#### 5.4.2 Procedimiento de cálculo

El procedimiento de cálculo sigue exactamente el caso de la antena log-periódica descrita en el § 5.2.2. La única diferencia es, naturalmente, las expresiones distintas de  $S_v$  y  $F_i$ , que necesitarán evaluarse según (17) y (18).

## 6 Antenas rómbicas

### 6.1 Consideraciones generales

La antena rómbica se ha utilizado extensamente para las comunicaciones en ondas decamétricas. Continúa utilizándose en los enlaces punto a punto de los servicios fijos. Se ha utilizado también en la radiodifusión en ondas decamétricas, pero ya no se recomienda a tal efecto (véase la Parte 2 de este Anexo, § 6.3). La antena consta de cuatro hilos rectos de la misma longitud  $l$  dispuestos en forma de rombo (véase la Fig. 40).

Una antena rómbica típica se diseñaría con longitudes de los lados del rombo de varias longitudes de onda y estaría a una altura comprendida entre  $0,5 \lambda$  y  $1,0 \lambda$  en el centro de la gama de frecuencias de trabajo.

La antena rómbica difiere del sistema de dipolos, ya que pertenece a la categoría de las antenas de ondas progresivas, es decir, las corrientes en los conductores de la antena son sustancialmente ondas progresivas originadas en el punto de alimentación y que se propagan a través de los hilos hacia la resistencia de terminación.

Puede perderse una considerable cantidad de potencia en la resistencia de terminación, siendo éste el precio que ha de pagarse por algunas características deseables como la sencillez de construcción, anchura de banda de trabajo relativamente amplia y elevada ganancia directiva.

### 6.2 Designación de las antenas rómbicas

Designación tipo: RH  $l / \gamma / h$

donde (véase la Fig. 40):

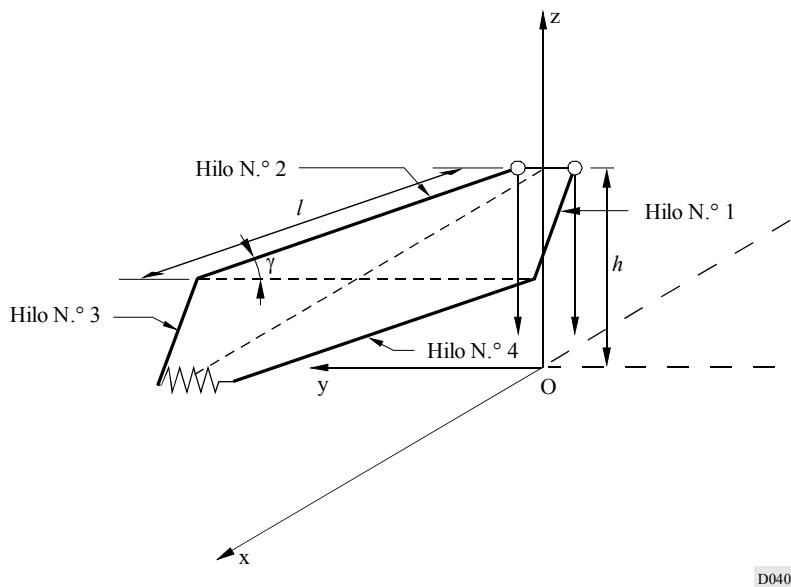
RH: antena rómbica horizontal

$l$ : longitud de cada lado del rombo (m)

$\gamma$ : semiángulo obtuso interior del rombo

$h$ : altura del rombo sobre el suelo (m).

FIGURA 40  
Antena rómbica horizontal



### 6.3 Cálculo de los diagramas de antenas rómbicas

Aunque el caso más general está representado por una antena rómbica en pendiente, esta configuración no se produce frecuentemente, por lo que sólo se considerará el caso de la antena rómbica horizontal.

El diagrama de radiación de una antena rómbica se calculará calculando la contribución al campo global producida por los distintos conductores en presencia de terreno homogéneo llano imperfectamente conductor.

Con referencia a la Fig. 40, los cuatro conductores de antena se han identificado respectivamente por los números 1 a 4.

Sea:

$$\cos \psi_1 = \cos \theta \operatorname{sen} (\phi - \gamma)$$

$$\cos \psi_2 = \cos \theta \operatorname{sen} (\phi + \gamma)$$

donde  $\gamma$  es el semiángulo obtuso del rombo, y sea también:

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

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

Las componentes del campo resultante de la contribución del hilo N.<sup>o</sup> 1 y del hilo N.<sup>o</sup> 2 son:

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

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

donde:

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

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

De la misma manera, las componentes del campo resultante de la contribución del hilo N.<sup>o</sup> 3 y del hilo N.<sup>o</sup> 4 son:

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

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

donde:

$$F''_\theta = e^{-jk l (1 - \cos \psi_2)} \sin \theta \sin (\gamma + \phi) \cdot F_1 \cdot \left( 1 - R_v e^{-2jk h \sin \theta} \right) -$$

$$e^{-jk l (1 - \cos \psi_1)} \sin \theta \sin (\gamma - \phi) \cdot F_2 \cdot \left( 1 - R_v e^{-2jk h \sin \theta} \right)$$

$$F''_\phi = -e^{-jk l (1 - \cos \psi_2)} \cos (\gamma + \phi) \cdot F_1 \cdot \left( 1 + R_h e^{-2jk H \sin \theta} \right) -$$

$$e^{-jk l (1 - \cos \psi_1)} \cos (\gamma - \phi) \cdot F_2 \cdot \left( 1 + R_h e^{-2jk H \sin \theta} \right)$$

Las componentes del campo total pueden expresarse del mismo modo:

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

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

La expresión final de las componentes del campo eléctrico total viene dada por:

$$E_\theta = -240 j I \frac{e^{-jk r}}{r} e^{-jk l (1 - \cos \psi_1)} e^{-jk l (1 - \cos \psi_2)} \cdot \left( 1 - R_v e^{-2jk h \sin \theta} \right).$$

$$\sin \theta \sin \phi \sin \gamma \cdot \frac{\sin (k l (1 - \cos \psi_1) / 2)}{1 - \cos \psi_1} \cdot \frac{\sin (k l (1 - \cos \psi_2) / 2)}{1 - \cos \psi_2}$$

$$E_\phi = -240 j I \frac{e^{-jk r}}{r} e^{-jk l (1 - \cos \psi_1)} e^{-jk l (1 - \cos \psi_2)} \cdot \left( 1 + R_h e^{-2jk H \sin \theta} \right).$$

$$\sin \gamma (\cos \phi - \cos \gamma \cos \theta) \cdot \frac{\sin (k l (1 - \cos \psi_1) / 2)}{1 - \cos \psi_1} \cdot \frac{\sin (k l (1 - \cos \psi_2) / 2)}{1 - \cos \psi_2}$$

En el caso de condiciones de radiación en espacio libre ( $R_v = R_h = 0$ ), el Cuadro 1 da los valores para el ángulo interior óptimo en función de  $l/\lambda$ .

CUADRO 1

**Valores óptimos del semiángulo interior obtuso  $\gamma$  en función de la longitud del brazo del rombo  $l/\lambda$  (en longitudes de onda)**

$l/\lambda$	$\gamma_{opt}$ (grados)
2	51,5
3	58,6
4	62,9
5	65,8
6	67,9
7	69,5

Es de señalar que la ganancia directiva, por definición y según se ha calculado, no tiene en cuenta la potencia disipada en la resistencia de terminación.

Aunque el procedimiento de cálculo trata el caso de una sola antena rómbica horizontal, a veces se superponen dos antenas rómbicas. En este caso, la ganancia global es aproximadamente 1 ó 2 dB superior a la de una antena rómbica única; el diagrama de radiación acimutal se aproxima al de una antena rómbica única, y el diagrama de radiación vertical muestra una anchura de haz ligeramente reducida.

## 7 Monopolos verticales

Los monopolos verticales se utilizan raramente en la transmisión de radiodifusión en ondas decamétricas, debido a su baja ganancia y a sus propiedades no direccionales. Su principal aplicación se limita a la radiodifusión omnidireccional de corto alcance en la que las limitaciones económicas y/o de emplazamiento no permiten la instalación de estructuras radiantes más complejas con mejor rendimiento.

### 7.1 Consideraciones generales

Un monopolo vertical se considera que consiste en un elemento radiante vertical, infinitamente delgado y corto eléctricamente (inferior a media longitud de onda), instalado sobre un plano reflector.

Para obtener una radiación eficaz de la antena, si se instala en terreno débilmente reflector debe utilizarse un sistema de tierra compuesto normalmente por cierto número de hilos radiales. Para fines de cálculo de los diagramas de radiación, suele suponerse que la potencia de entrada se aplica a la base de la antena.

El monopolo vertical proporciona un diagrama omnidireccional en el plano acimutal, sin embargo, el correspondiente diagrama vertical estará siempre afectado de forma importante por las constantes del suelo, así como por otros parámetros físicos como la altura eléctrica de la antena, etc.

La presencia de un sistema de tierra no afecta apreciablemente a la forma geométrica del diagrama, pero afecta considerablemente en el valor de la ganancia absoluta.

El monopolo vertical se considerará en dos condiciones básicas:

- en terreno homogéneo llano imperfectamente conductor, teniendo en cuenta sólo la reflexión en el suelo;
- en terreno homogéneo llano imperfectamente conductor, con un sistema de puesta a tierra compuesto por un disco circular de conductividad infinita, o por cierto número de hilos radiales de longitud y diámetro dados.

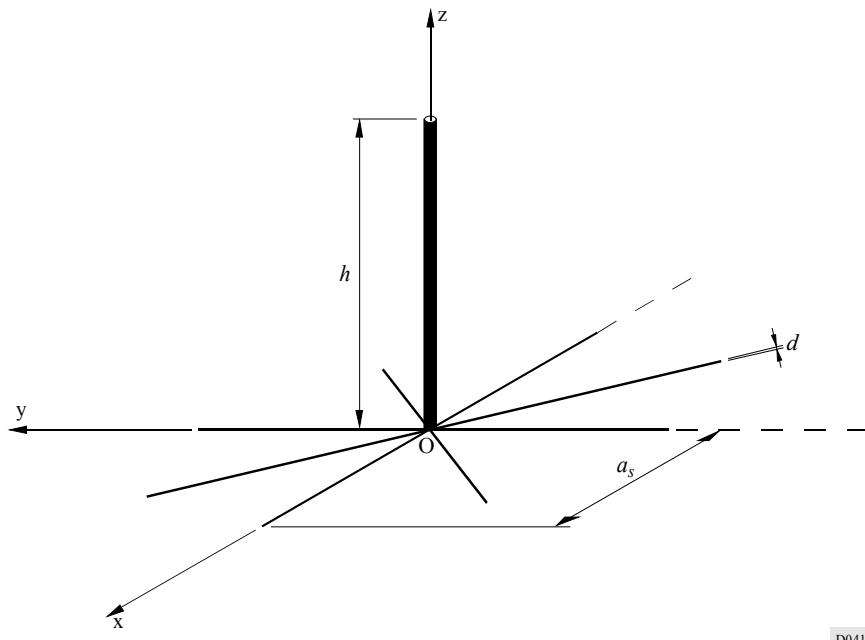
## 7.2 Designación de los monopolos verticales

Tipo de designación: VM  $h / a_s / N / d$

donde (véase la Fig. 41):

- VM: antena monopolo vertical
- $h$ : altura del monopolo (m)
- $a_s$ : radio del sistema de tierra (m)
- $N$ : número de hilos radiales del sistema de tierra
- $d$ : diámetro de los hilos radiales (mm).

FIGURA 41  
Designación de los monopolos verticales

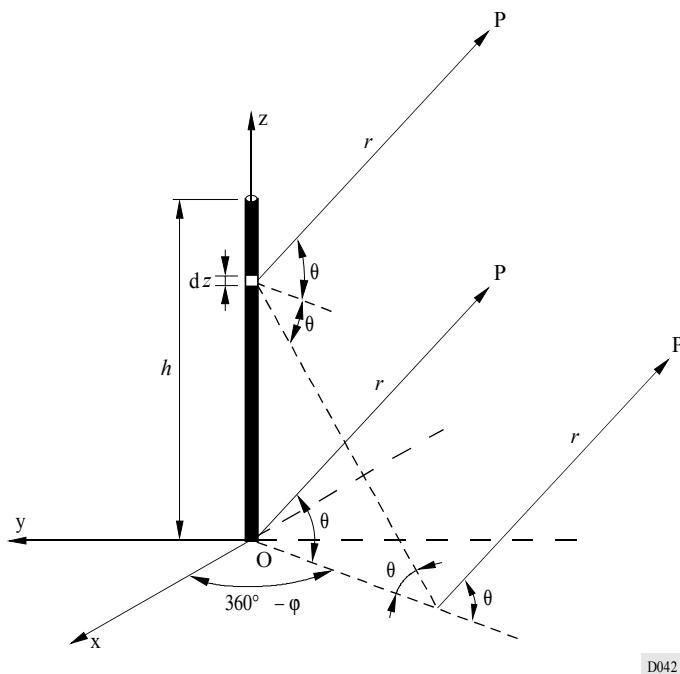


D041

## 7.3 Monopolo vertical en terreno homogéneo llano, sin un sistema de tierra

Con referencia a la Fig. 42, un monopolo de altura  $h$  se considera en terreno homogéneo llano imperfectamente conductor, de conductividad  $\sigma$ , permeabilidad magnética  $\mu$  y constante dieléctrica  $\epsilon$ .

FIGURA 42  
Monopolo vertical sin un sistema de tierra sobre terreno imperfectamente conductor



D042

La expresión general de las componentes del campo eléctrico son:

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

$$E_\phi = 0$$

donde:

$E_\theta^0$ : campo eléctrico radiado sin el sistema de tierra.

Si la sección transversal horizontal del monopolo vertical es muy pequeña frente a la altura, la distribución de corriente puede suponerse sinusoidal.

Con esta hipótesis, el término integral de la ecuación anterior puede calcularse fácilmente, y la ecuación resultante expresarse de nuevo como:

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

donde:

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

$$B_2 = \sin(k h \sin \theta) - \sin \theta \sin k h, \text{ y}$$

$R_v$ : coeficiente de reflexión para ondas polarizadas verticalmente.

La función del diagrama de radiación en el plano vertical se expresa por el segundo término de la ecuación precedente. En el caso de un suelo perfectamente conductor,  $R_v = 1$ , y el campo eléctrico se convierte en:

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

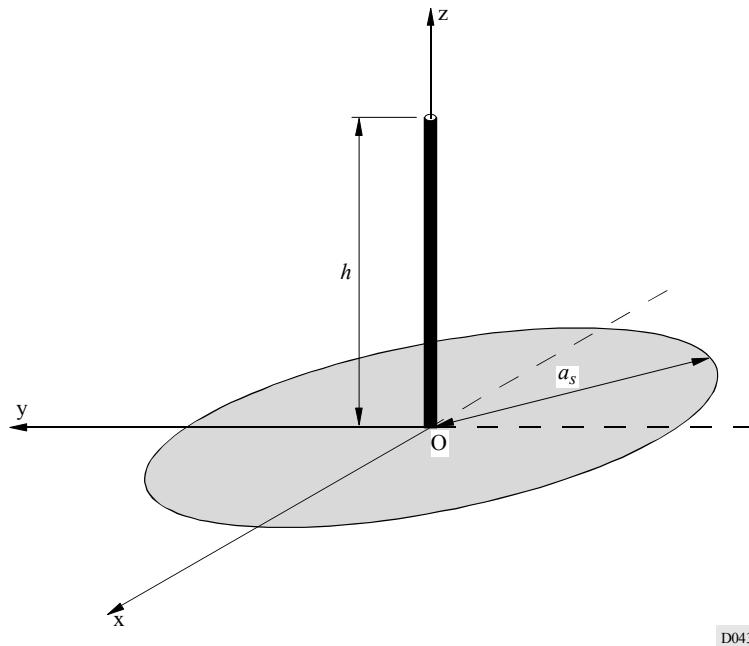
## 7.4 Monopolio vertical en terreno homogéneo llano, con sistema de tierra

### 7.4.1 Monopolio vertical en terreno homogéneo llano imperfectamente conductor, con un sistema de tierra compuesto por un disco circular sólido de conductividad infinita

El caso del sistema de tierra considerado en este punto se representa esquemáticamente en la Fig. 43.

FIGURA 43

**Monopolio vertical en terreno homogéneo llano, con un sistema de tierra compuesto por un disco circular sólido de conductividad infinita**



El campo eléctrico  $E_\theta$  en estas circunstancias puede expresarse como sigue:

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

donde:

$E_\theta^0$ : campo eléctrico radiado sin el sistema de puesta a tierra (véase la ecuación (19))

$\Delta E_\theta$ : variación del campo eléctrico debida a la presencia del sistema de tierra.

Según el teorema de la compensación, el campo eléctrico puede expresarse por:

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

donde:

- $k$ :  $2\pi / \lambda$ , constante de fase en condiciones de propagación en espacio libre
- $\lambda$ : longitud de onda en condiciones de propagación en espacio libre
- $a_s$ : radio del sistema de tierra
- $\eta_g$ : impedancia de la superficie del terreno
- $E_\theta^\infty$ : campo eléctrico radiado en el caso de suelo perfectamente conductor
- $H_\phi^\infty(\rho, 0)$ : campo magnético expresado en coordenadas cilíndricas  $(\rho, \phi, z)$  radiado en el caso de suelo perfectamente conductor, y calculado para  $z = 0$
- $J_1$ : función de Bessel en primer orden.

En el caso de una distribución de corriente sinusoidal, el campo magnético,  $H_\phi^\infty(\rho, 0)$ , puede expresarse por:

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

donde  $I$  representa la corriente de bucle de antena.

Sustituyendo en (22) las expresiones previamente determinadas (19) y (20) para los campos eléctrico y magnético, se tiene lo siguiente:

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

donde la expresión final de la función diagrama de radiación vertical viene dada por:

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

siendo  $\eta_0 = 120 \pi (\Omega)$ , impedancia intrínseca en espacio libre.

Para la determinación del diagrama de antena, sólo hay que calcular los módulos de la expresión anterior. Debería señalarse que la integral mostrada sólo puede calcularse por métodos numéricos.

#### 7.4.2 Monopolio vertical en terreno homogéneo llano, con un sistema de tierra compuesto por cierto número de hilos radiales de longitud y diámetro dados

El sistema de tierra que se considera aquí se representa esquemáticamente en la Fig. 44.

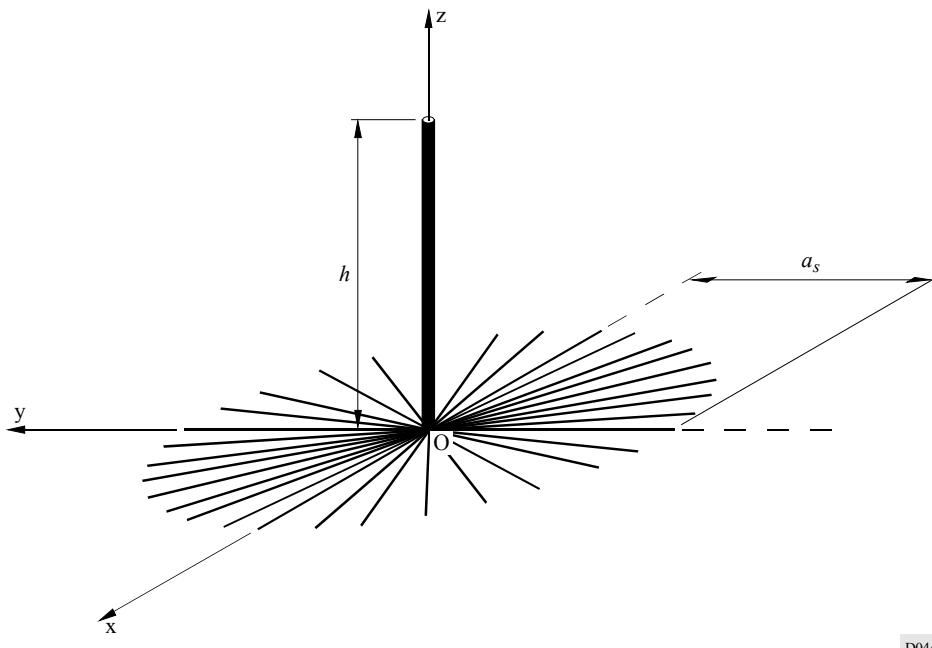
El campo eléctrico  $E_\theta$  puede expresarse de nuevo (véase (21)) por:

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

donde:

- $E_\theta^0$ : campo eléctrico radiado sin sistema de tierra
- $\Delta E_\theta$ : variación del campo eléctrico debida a la presencia del sistema de tierra.

FIGURA 44  
Monopolio vertical con un sistema de puesta a tierra  
compuesto por hilos radiales



D044

Según el teorema de la compensación, la fórmula precedente puede expresarse por:

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

donde:

- $W'(k, \rho)$ : función atenuación de la onda de superficie
- $k = 2\pi/\lambda$ : constante de fase en condiciones de propagación en espacio libre
- $\lambda$ : longitud de onda en espacio libre
- $a_s$ : radio del sistema de tierra
- $\eta_g$ : impedancia de la superficie del terreno
- $\eta_\rho$ : impedancia resultante de  $\eta_g$  y  $\eta_w$
- $E_\theta^\infty$ : campo eléctrico radiado en caso de suelo perfectamente conductor
- $H_\phi^\infty(\rho, 0)$ : campo magnético en coordenadas cilíndricas  $(\rho, \phi, z)$  radiado en caso de suelo perfectamente conductor, y calculado para  $z = 0$
- $J_1$ : función de Bessel de primer orden.

Suponiendo una distribución de corriente sinusoidal, la expresión de  $H_\phi^\infty(\rho, 0)$  viene dada por la ecuación (23).

La evaluación exacta de  $W'(k, \rho)$  es complicada, pero a las distancias de interés se aproxima a un valor unidad y a una fase cero. Se supondrá esta aproximación en el desarrollo de las expresiones que siguen.

La impedancia  $\eta_p$  se obtiene de la puesta en paralelo de la reactancia de superficie del sistema de tierra,  $\eta_w$ , y de la impedancia de la superficie del terreno,  $\eta_g$ , cuyas expresiones son, respectivamente:

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

donde:

- $\rho$ : distancia radial
- $N$ : número de hilos
- $d$ : diámetro de cada hilo

y

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

donde:

- $\epsilon_{rc}$ : constante dieléctrica compleja relativa del terreno.

Sustituyendo (19) y (20) en (24), puede obtenerse lo siguiente:

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

y la función radiación vertical tiene la siguiente expresión:

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

Para la determinación del diagrama de antena, sólo debe calcularse el módulo de la función anterior. Debería señalarse que la integral mostrada en la fórmula sólo puede calcularse por métodos numéricos.

## 8 Ejemplos de diagramas

En el Apéndice 1 al presente Anexo figuran algunas clases de antenas con los ejemplos de diagramas siguientes:

- diagrama vertical de ganancia máxima;
- diagrama horizontal de ganancia máxima; y
- proyección Sanson-Flamsteed de los diagramas de radiación hacia adelante y hacia atrás.

Se han incluido también diagramas para ciertos casos de valores de relación de frecuencias  $F_R$  y ángulo de desviación  $s$ .

## PARTE 2

## AL ANEXO 1

**Aspectos prácticos de las antenas transmisoras de ondas decamétricas****1 Introducción**

Los diagramas de radiación de antenas de ondas decamétricas ilustrados en el § 8 de la Parte 1 del presente Anexo, son diagramas teóricos obtenidos a partir de modelos matemáticos. Debe señalarse que estos diagramas son para antenas situadas en terreno homogéneo llano de conductividad media, como se indica en el § 3 de la Parte 1 del presente Anexo.

Los sistemas de antenas y alimentadores son, sin embargo, sistemas muy complejos, y la radiación puede ser influenciada por un gran número de parámetros que no siempre se pueden definir, por ejemplo, deficiencias de construcción, entorno y situación de reflexión real. Estos asuntos se tratan en los puntos siguientes.

El diagrama de radiación real de una antena en un emplazamiento específico sólo puede determinarse por medición en el propio terreno.

**2 Mediciones de los diagramas de radiación de las antenas****2.1 Método de medición**

El método empleado para determinar el diagrama de radiación real de una antena suele utilizar equipo de medición aerotransportado. El receptor de medición se instala en un helicóptero (el tipo de aeronave preferible para estas mediciones), que recibe las transmisiones de la antena en prueba. Naturalmente, existe reciprocidad. Sin embargo, debe tenerse presente que puede necesitarse una potencia de transmisión bastante elevada para asegurar una relación señal/interferencia suficiente, en particular en los nulos del diagrama.

Es evidente que al tratar de medir la radiación utilizando equipo de medición en tierra no se obtendrá el diagrama horizontal real en el ángulo de salida correspondiente a la máxima ganancia en el diagrama vertical.

**2.2 Consideraciones cuando se utiliza un helicóptero para las mediciones**

Cuando se miden los diagramas de radiación de las antenas de ondas decamétricas, las reflexiones tienen que considerarse como una parte componente de los lóbulos radiados. Así, la distancia de medición óptima tiene que resultar de un compromiso entre la exactitud necesaria (condición de campo lejano) y el tiempo de vuelo.

Una fórmula generalmente utilizada para calcular la mínima distancia de medición con suficiente tolerancia para la condición de campo lejano es:

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

donde:

*d*: distancia de medición (m)

*h*: apertura (m) de la antena, incluidos sus radiadores imagen y radiadores parásitos

*λ*: longitud de onda (m).

En la práctica se utiliza a menudo una distancia de medición de 2 000 a 2 500 m. Sin embargo, debe hacerse un estudio detenido de los alrededores. Puede necesitarse una distancia mayor si en el emplazamiento existen otras transmisiones de alta potencia en funcionamiento.

Normalmente, un conjunto de diagramas de radiación medidos para una antena de ondas decamétricas consta de un diagrama de radiación horizontal (DRH) y un diagrama de radiación vertical (DRV) para cada condición de trabajo de la antena. El DRH se mide para el ángulo de elevación de la máxima radiación en el lóbulo principal, y el DRV se mide como una sección transversal a través del lóbulo principal a la máxima radiación.

La precisión de los resultados depende de la calidad del equipo instalado en el helicóptero para medición de la intensidad de campo y de determinación de la posición. Por tanto, deben considerarse detenidamente los siguientes puntos:

- las características de la antena receptora y su instalación en el helicóptero;
- el receptor de prueba (medidor de intensidad de campo), incluidos los cables;
- el sistema de determinación de posición para dar las coordenadas tridimensionales verdaderas y orientación al piloto.

Para asegurar la precisión, el DRH debe medirse en dos ocasiones distintas, al menos en el lóbulo principal.

### **2.3 Equipo de medición**

Un sistema de medición del diagrama de radiación puede incluir los siguientes componentes:

- Un receptor de prueba de:
  - alta gama dinámica;
  - alta compatibilidad electromagnética (CEM);
  - gran robustez y alta estabilidad (a las vibraciones del helicóptero y a las variaciones de temperatura).
- Una antena receptora instalada de manera que la influencia del helicóptero sobre el diagrama de campo de la antena se reduzca al mínimo. Por ejemplo, se utiliza a menudo una antena magnética, de cuadro o de ferrita, instalada al menos 3 m por debajo del helicóptero.
- Equipo de determinación de posición instalado en el helicóptero y/o en tierra. Los métodos ordinariamente aplicados son el seguimiento o la determinación de distancias utilizando sistemas terrenales o por satélite.
- Equipo de control, de registro y tratamiento de datos, que enlace los distintos componentes a través de un bus de datos.

Una fuente de señal con un nivel de potencia de salida estable y calibrado. Esta fuente podría ser el transmisor normal.

Las Figs. 45 y 46 muestran los diagramas de bloques simplificados de dos sistemas de medición con equipos diferentes de determinación de la posición.

### **2.4 Procedimientos de medición**

Antes de efectuar los vuelos de medición, se necesita una preparación cuidadosa. Debe comprobarse el equipo situado a bordo del helicóptero y también el de tierra, y verificar su correcto funcionamiento. Debe ajustarse el generador de señales o el transmisor normal, cualquiera

que sea el que se utilice para alimentar la antena a prueba, y calibrarse su nivel de potencia. Puede resultar conveniente tener cierta modulación en la transmisión de la señal para facilitar el reconocimiento auditivo mientras se realiza la medición.

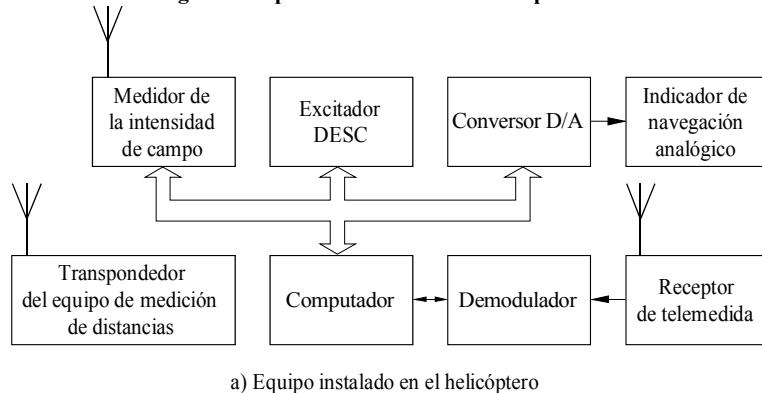
En el vuelo de medición, el helicóptero deberá seguir rutas previamente determinadas, como se indica a continuación. Se registran los trayectos de vuelo real utilizando la salida del equipo de determinación de posición, que da la posición real del helicóptero con relación a la antena a prueba. Esta información de posición del helicóptero, que se presenta al piloto en tiempo real, permite mantener el trayecto de vuelo adecuado para que la exactitud sea máxima.

Idealmente, un DRV se mide volando en semicírculo por encima de la antena, comenzando en el ángulo acimutal de máxima radiación, y tomando simultáneamente muestras de la intensidad de campo. Sin embargo, es difícil que el piloto mantenga un trayecto de vuelo tan preciso, por lo que puede tener que utilizarse un trayecto de vuelo modificado. Este trayecto de vuelo puede ser una combinación de ascenso vertical hasta una posición conocida y vuelo de aproximación a altitud conocida, como se muestra en la Fig. 47. En este tipo de trayecto de vuelo, es importante mantener la posición acimutal adecuada del helicóptero, pues la desviación puede malograr los resultados de la medición.

Los resultados de la medición vertical dan el ángulo de elevación para la radiación máxima (máximo del lóbulo principal) en el que debe medirse el DRH. El helicóptero vuela a continuación en círculo en torno a la antena en un radio constante, a una altitud correspondiente a este ángulo de elevación, como muestra la Fig. 48.

FIGURA 45

**Diagrama de bloques de equipo de medición que utiliza seguimiento para la determinación de la posición**



a) Equipo instalado en el helicóptero

D045

b) Equipo en tierra

FIGURA 46  
Diagrama de bloques de equipo de medición terrenal de determinación de la posición

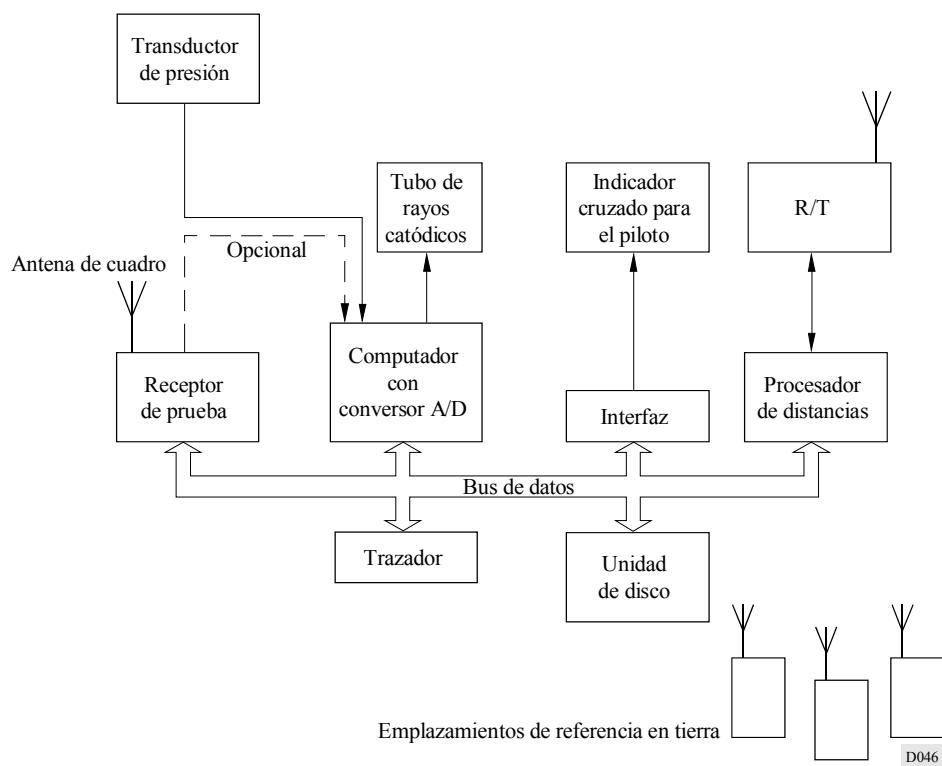


FIGURA 47  
Trayecto de vuelo para la medición del diagrama de radiación vertical (DRV)

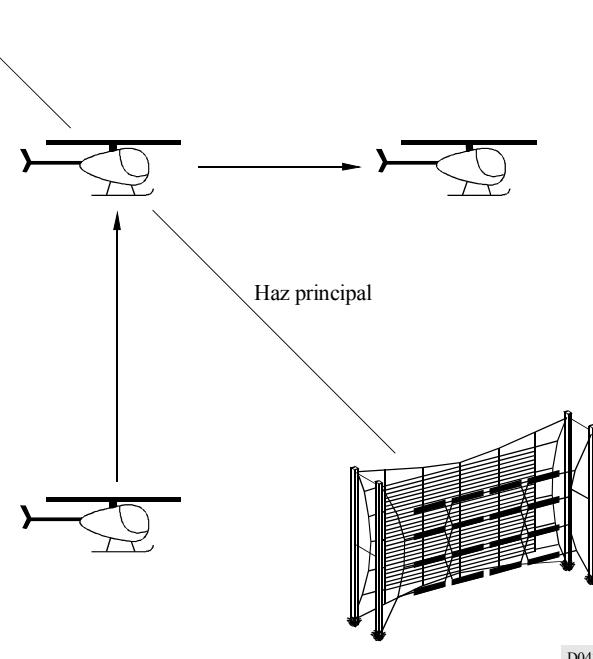
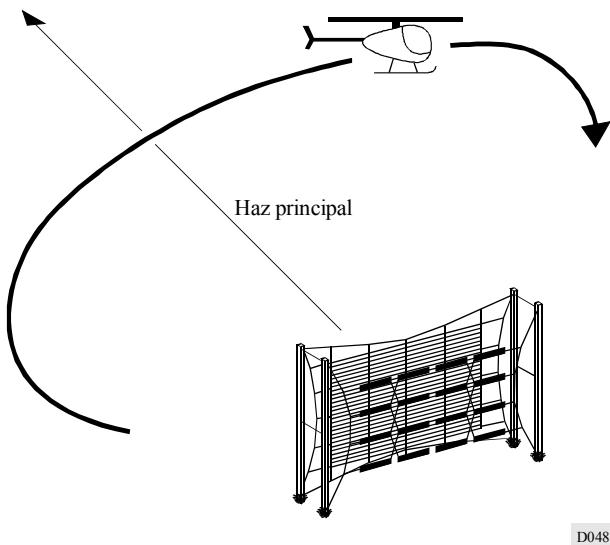


FIGURA 48  
Trayecto de vuelo para la medición del DRH



D048

En este trayecto de vuelo, es importante mantener exactamente el ángulo de elevación adecuado, pues resulta difícil compensar cualquier desviación.

Si los valores medidos, en forma de diagrama de antena, se presentan visualmente al operador del helicóptero, puede comprobarse el correcto funcionamiento del sistema de medición mientras se efectúa el vuelo.

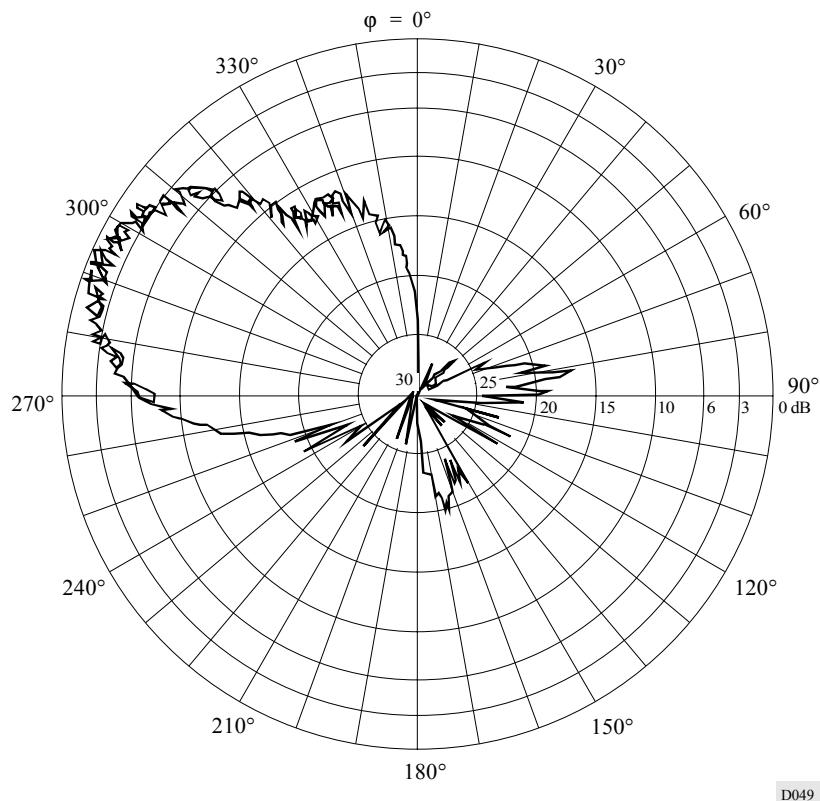
El receptor de prueba debe poder medir en un modo de promediación, a fin de que la muestra del nivel de la señal pueda obtenerse como un promedio en un tiempo determinado (por ejemplo, 100 ms), eliminándose así la influencia de la modulación. El vuelo del helicóptero y las posibilidades del sistema de medición deben ser tales que el sistema almacene al menos cinco muestras por grado vertical, así como los correspondientes datos de posición.

## 2.5 Procesamiento de los datos medidos

En un análisis posterior, los datos de nivel de señal se convierten en valores de intensidad de campo a una distancia normalizada teniendo en cuenta las características de la antena receptora y la información de posición. Deben descartarse en esta fase, las muestras ostensiblemente erróneas.

Una representación directa de las muestras de intensidad de campo restantes contendrá generalmente un rizado como se muestra en la Fig. 49.

FIGURA 49  
DRH obtenido utilizando muestras de intensidad de campo validadas  
recogidas en tres vuelos completos alrededor de la antena

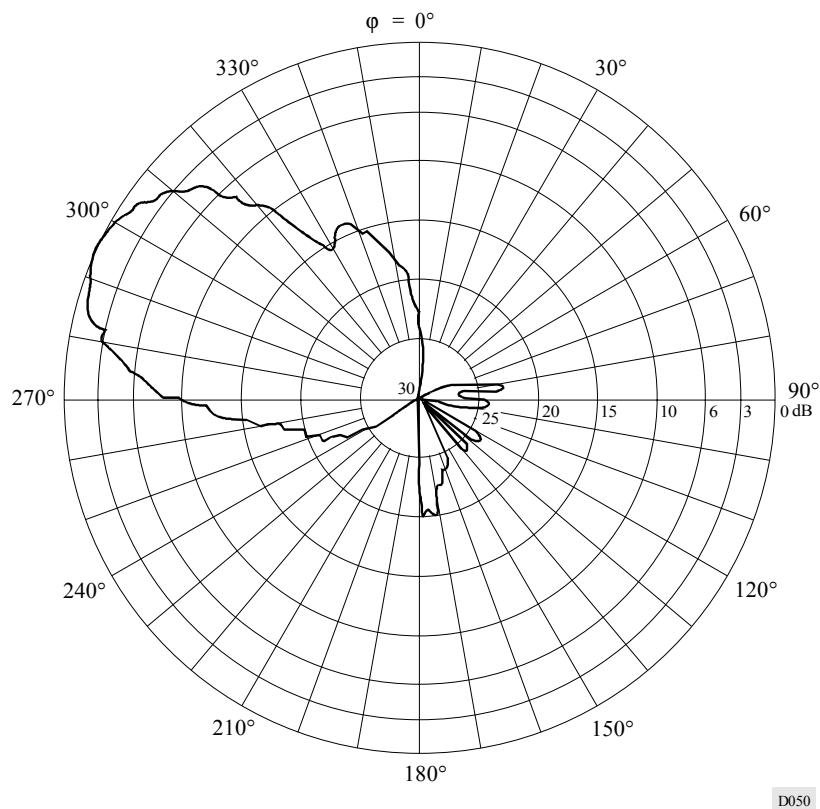


Si se necesita un diagrama suavizado, se someten los datos a un procesamiento ulterior empleando una función de filtrado. El diagrama final utilizando esos valores filtrados podría ser como el de la Fig. 50. Esta Figura se ha trazado en una escala logarítmica polar que permite examinar los lóbulos laterales y los mínimos. Pueden utilizarse otros formatos y otras escalas.

La ganancia de la antena en la dirección de máxima radiación puede expresarse mediante la relación: p.i.r.e./ $P_{in}$ ; donde  $P_{in}$  es la potencia de excitación de la antena y la p.i.r.e. se obtiene a partir de la intensidad de campo medida y su distancia correspondiente.

La ganancia de directividad de la antena puede estimarse a partir del perfil de los diagramas de radiación vertical y horizontal medidos, suponiendo que el perfil del diagrama de radiación vertical es idéntico para todas las direcciones acimutales.

FIGURA 50  
DRH final tras el filtrado y reducción de los datos  
a una escala común



### 3 Comparación de los diagramas de radiación teóricos y medidos

Se ha comprobado la gran dificultad de realizar comparaciones significativas entre los diagramas de radiación teóricos y medidos.

Las mediciones con antenas de cortina han revelado que las variaciones de comportamiento se deben a muchos factores cuya delimitación no es nada fácil.

Esto se ilustra en las Figs. 51a, 51b, 52a y 52b que dan los diagramas de radiación medido y teórico en los planos horizontal y vertical de una antena dipolo horizontal HR 4/4/0,6 con reflector de cortina aperiódico.

Aunque el lóbulo de radiación principal tiene aproximadamente el mismo perfil, existen diferencias en el número, el tamaño y la posición de los lóbulos laterales.

FIGURA 51a

**DRH medido de una antena de dipolo horizontal multibanda con alimentación central de la forma HR 4/4/0,6 con reflector de cortina aperiódico, medido para  $F_R = 1,0$**

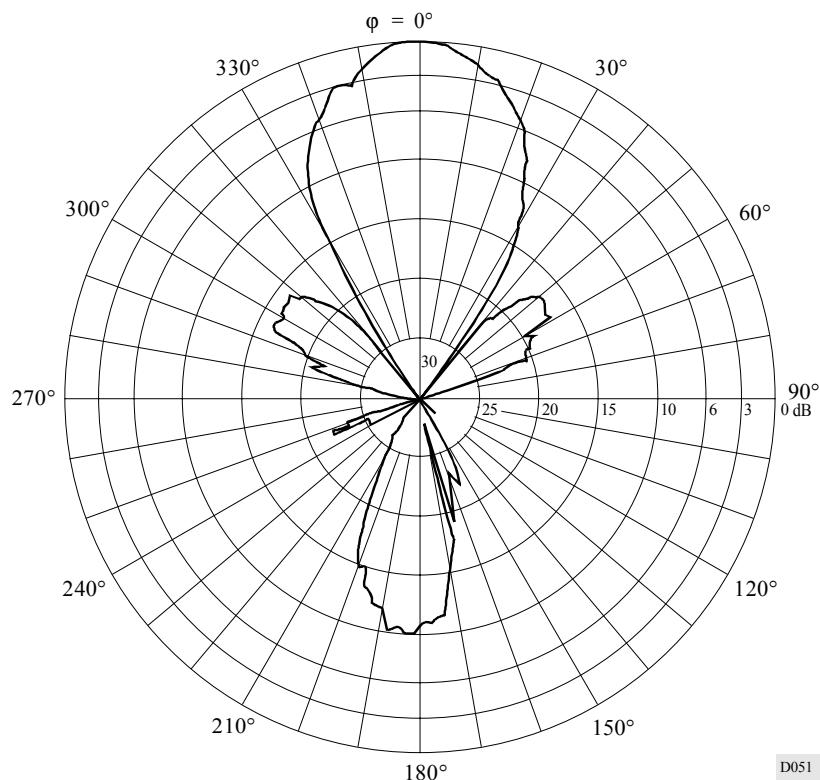


FIGURA 51b

**Diagrama teórico de radiación horizontal de la antena HR 4/4/0,6 de la Fig. 51a**

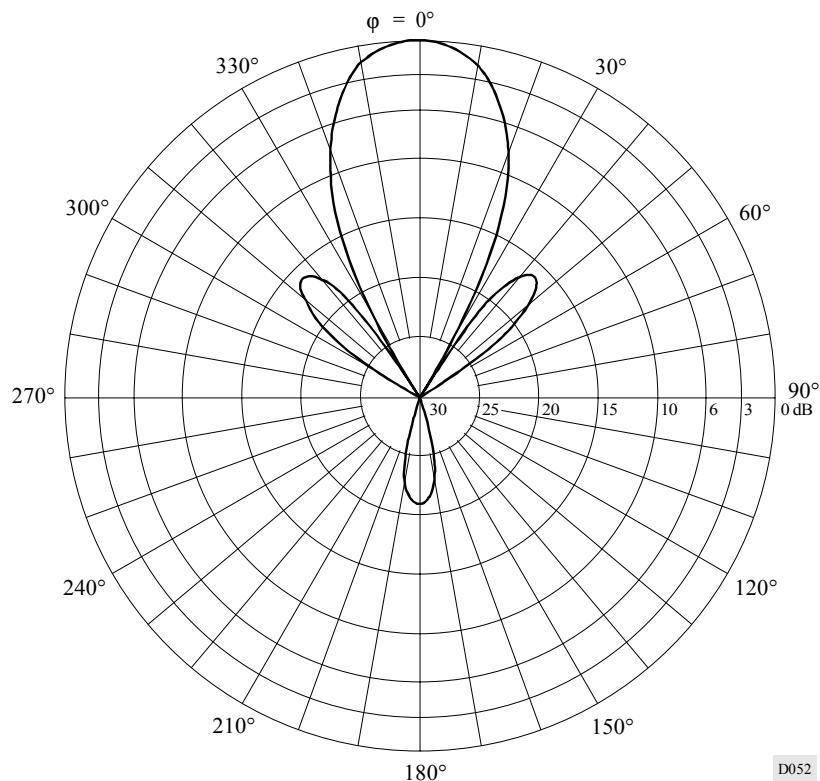


FIGURA 52a  
DRV medido para la antena de la Fig. 51

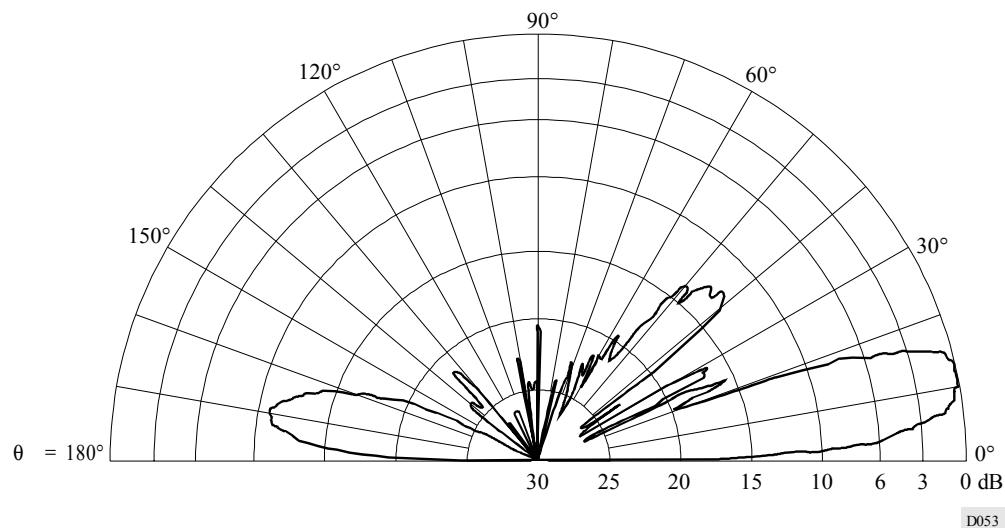
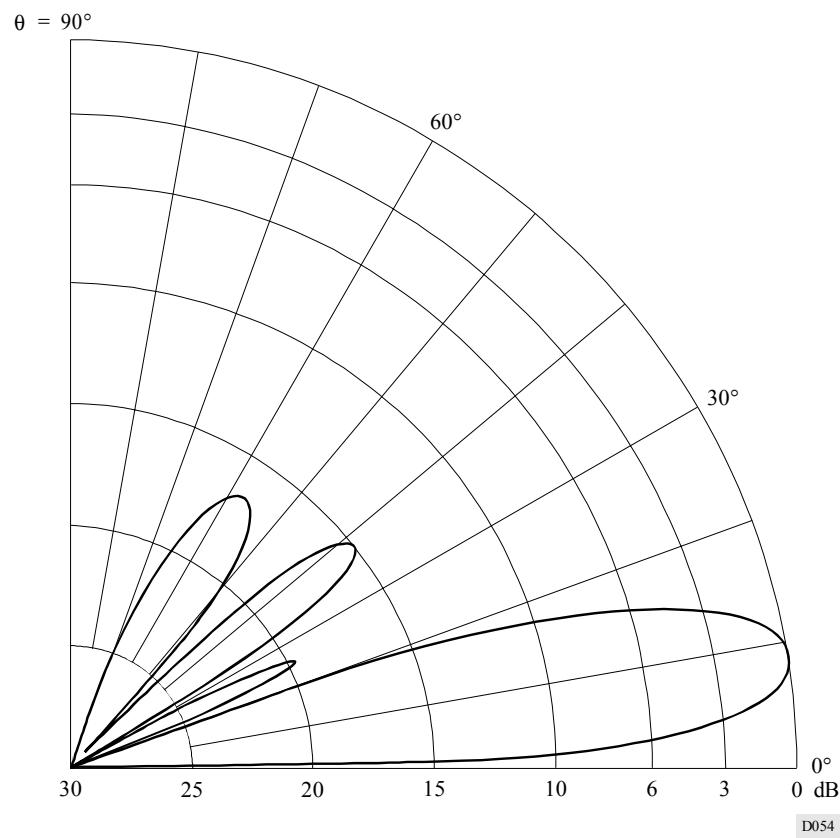


FIGURA 52b  
Diagrama teórico de radiación vertical de la antena HR 4/4/0,6  
de la Fig. 51a

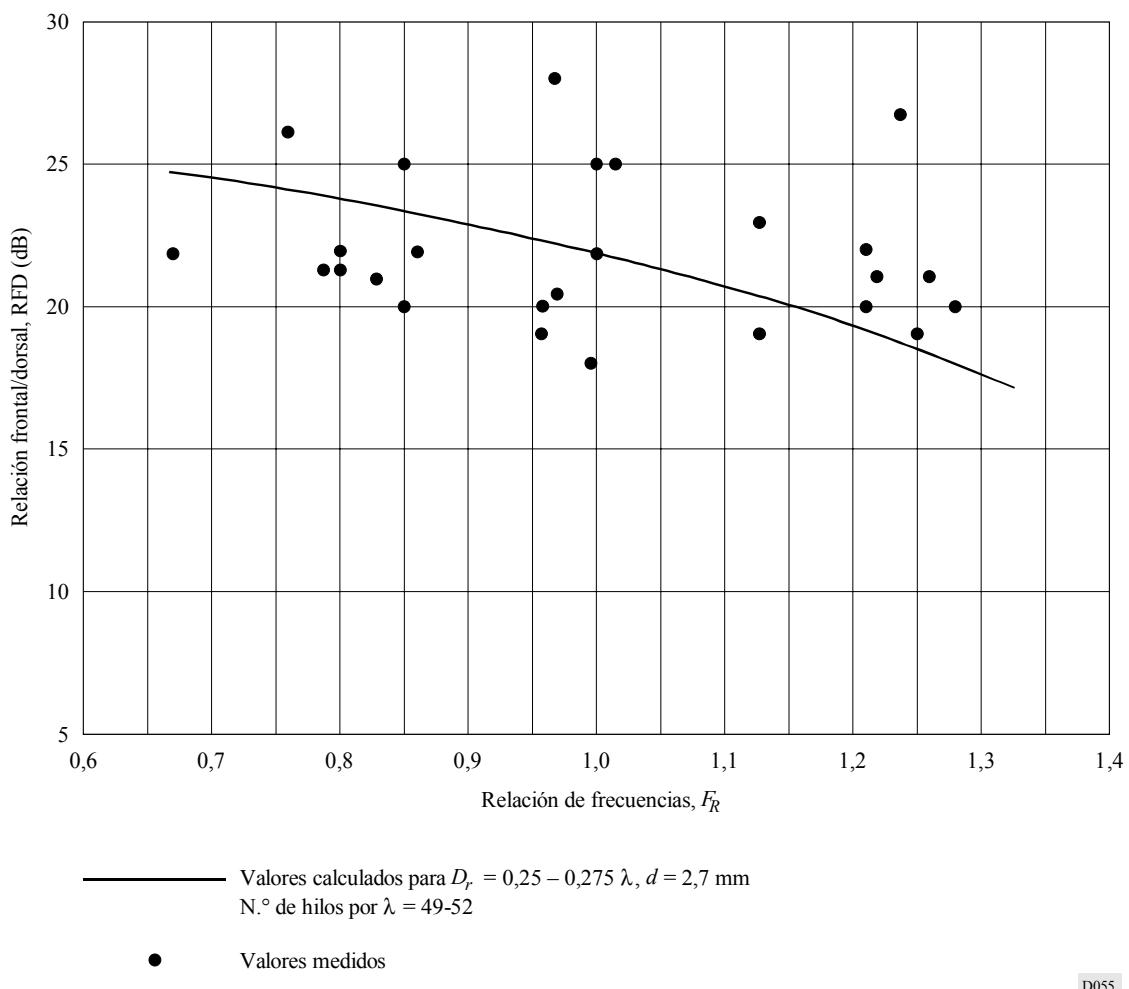


### 3.1 Comparación de la relación frontal/dorsal teórica y medida

La Fig. 53 muestra una comparación de los valores de la relación frontal/dorsal (RFD) medidos y calculados para una antena HR 4/4/1,0. La Fig. 54 muestra la comparación para otros tipos de antena de cortina y diferentes parámetros de la pantalla reflectora. En ambas Figuras, la RFD corresponde a una pantalla aperiódica con 50 hilos por longitud de onda como en la Fig. 23.

FIGURA 53

Valores de la relación frontal/dorsal (RFD) medidos y calculados para una antena HR 4/4/1,0



## 4 Influencia de los alrededores en los diagramas de radiación

Los siguientes factores se sabe que tienen influencia en los diagramas de radiación de una antena de ondas decamétricas.

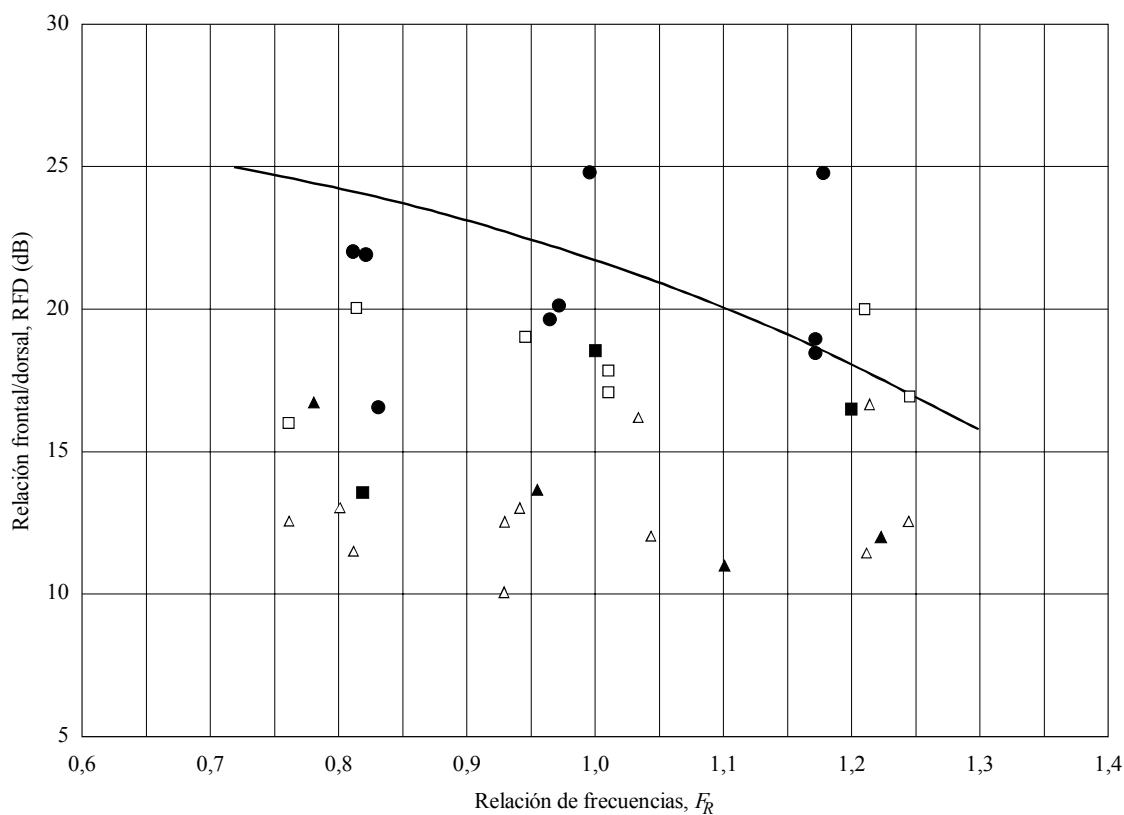
### 4.1 Topografía del terreno

Los ejemplos de diagrama de radiación teóricos indicados en la Parte 1 del presente Anexo, § 8, suponen que la antena está situada en terreno homogéneo llano de conductividad media. Cualquier

perturbación del terreno (pendientes, colinas, valles, etc.) producirá corrientes que difieren en posición y valor de las utilizadas en los cálculos, lo que producirá un diagrama de radiación modificado. Según el tipo de antena utilizado, el diagrama de radiación puede ser apreciablemente modificado por perturbaciones del terreno que se extiendan a varios kilómetros de la antena.

FIGURA 54

Valores de la relación frontal/dorsal (RFD) medidos y calculados para diversos tipos de antena



Valores medidos:

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

Valores calculados para  $D_r = 0,3 \lambda$ ,  $d = 2,7 \text{ mm}$   
N.º de hilos por  $\lambda = 47-50$

D056

La Fig. 55 ilustra el efecto del perfil irregular del terreno en el DRV de una antena HR 4/4/0,5.

El terreno situado delante de la antena desciende hasta un valle antes de subir de nuevo, como se indica en la Fig. 56.

En este caso, el ángulo de elevación de máxima ganancia es apreciablemente menor que el ángulo teórico, suponiendo terreno llano delante de la antena.

Debe también señalarse que lo inverso es cierto; si el terreno situado delante de la antena sube al aumentar la distancia a la antena, el ángulo de elevación será mayor que la elevación teórica a la ganancia máxima.

#### 4.2 Conductividad del suelo

Los diagramas de radiación calculados se basan en la conductividad media del suelo. Sin embargo, hay cambios en el diagrama vertical, particularmente para antenas de polarización vertical, si la conductividad real del terreno es apreciablemente diferente de los valores medios supuestos.

FIGURA 55

**Diagrama de radiación vertical medido a 21,56 MHz  
de una antena HR 4/4/0,5 (gama de frecuencia de trabajo: 11 a 21 MHz),  
alimentada por el centro, pantalla aperiódica, sin desviación**

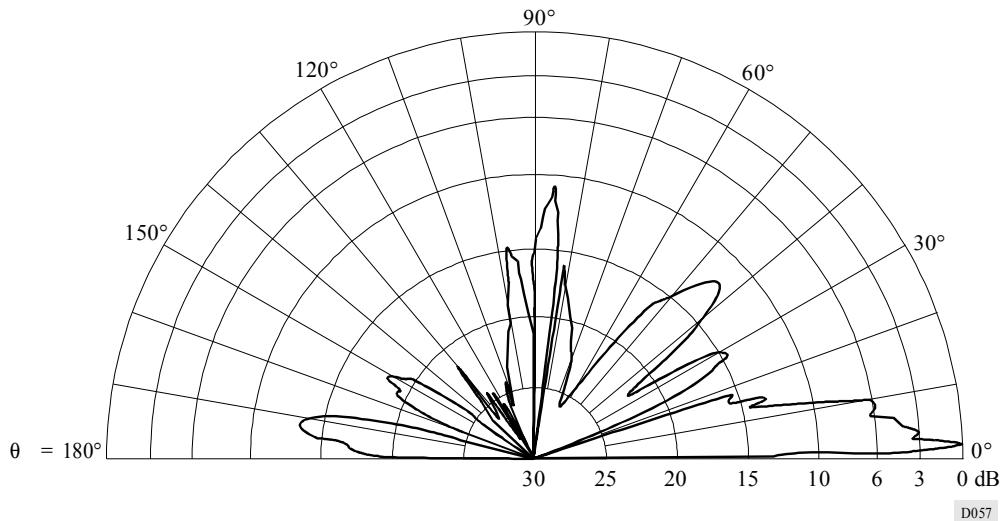
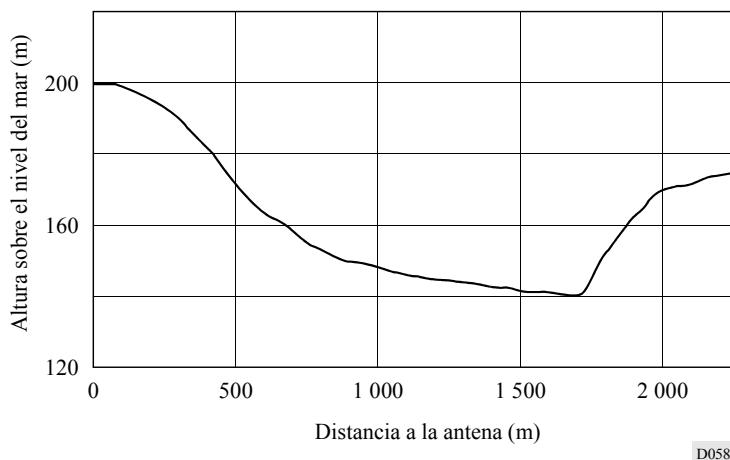


FIGURA 56  
Perfil del terreno situado delante de una antena HR 4/4/0,5



#### 4.3 Otras estructuras del emplazamiento

Las antenas de ondas decamétricas de elevada ganancia tienen grandes dimensiones y necesitan estructuras de apoyo considerables, así como grandes extensiones de terreno.

Muchos emplazamientos de transmisión requieren cierto número de antenas para hacer frente a la gama de bandas y acimut necesaria para cubrir una gama de zonas objetivo a todo lo largo del día, de las estaciones y del ciclo de manchas solares.

Se sabe que los siguientes factores afectan adversamente al comportamiento de radiación de las antenas:

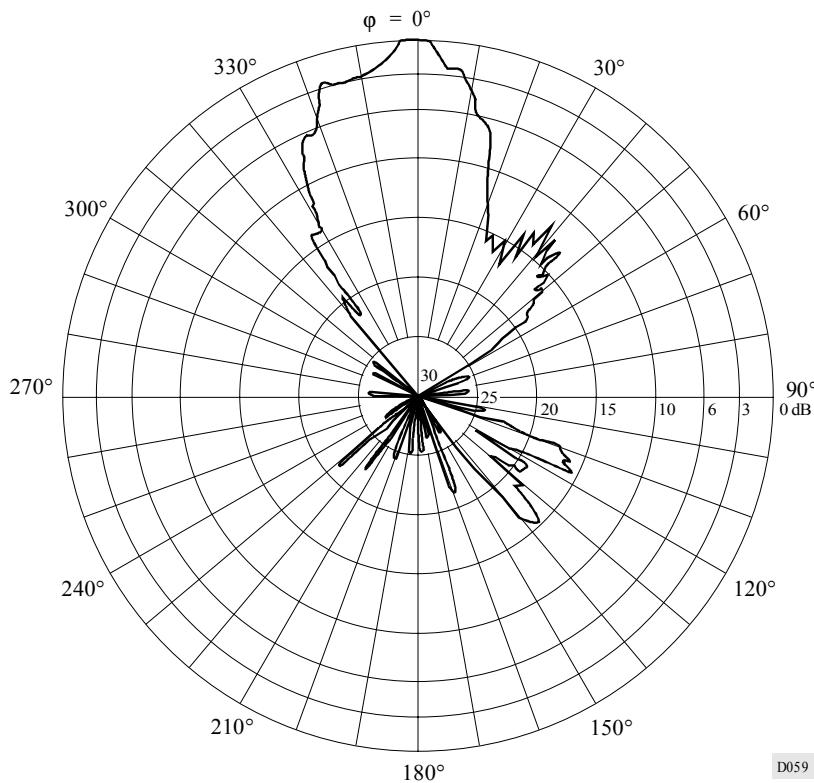
- acoplamiento de energía a antenas adyacentes,
- cualquier obstrucción del terreno situado delante de la antena, por ejemplo:
  - edificios de los transmisores,
  - estructuras altas (por ejemplo, torres de iglesias),
  - torres de alta tensión,
  - anclajes de las antenas,
  - árboles,
  - líneas alimentadoras.

En casos particulares, la radiación frontal de una antena puede ser modificada por la presencia de otra u otras antenas.

La Fig. 57 ilustra el efecto del DRH de una antena HR 4/4/0,5 obstruida por la pantalla de otras antenas distantes unos 600 m. La disposición de las antenas se ilustra en la Fig. 58. El diagrama de radiación horizontal (DRH) se distorsiona, y existen diferencias apreciables en el tamaño y la posición de los lóbulos laterales en comparación con el DRH teórico. El diagrama de radiación vertical (DRV) es también afectado. Además de que el ángulo de elevación de máxima ganancia es superior al esperado, los lóbulos laterales del DRV tienen mayor amplitud.

FIGURA 57

Diagrama de radiación horizontal medido a 15,39 MHz de una antena HR 4/4/0,5 (gama de frecuencias de trabajo: 11 a 21 MHz), alimentada por el centro, pantalla aperiódica, ángulo de desviación:  $-20^\circ$

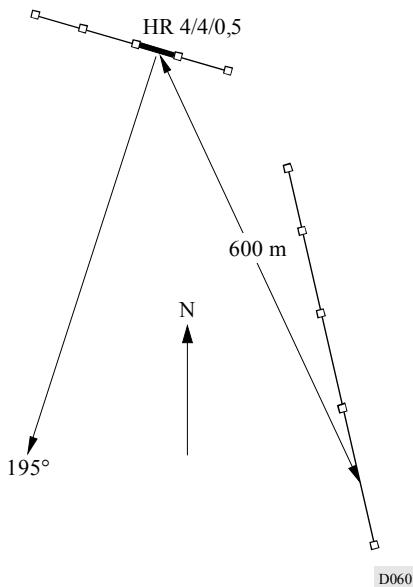


## 5 Variaciones en el rendimiento práctico de las antenas

Los ejemplos de diagrama de radiación de antenas de ondas decamétricas contenidos en la Parte 1 del presente Anexo, § 8, muestran el rendimiento calculado de antenas con los criterios de diseño especificados en la Parte 1 del presente Anexo.

Las variaciones en el rendimiento de antenas reales respecto al caso ideal se deben al gran conjunto de parámetros físicos y eléctricos utilizados por los fabricantes para conseguir una realización económica.

FIGURA 58  
Disposición de las antenas



Por ejemplo, las fuentes principales de variación en el comportamiento de las antenas de cortina, son:

- separación de los hilos en la pantalla reflectora
- densidad de hilos en la pantalla reflectora
- separación entre la pantalla reflectora y los dipolos
- tamaño de la pantalla reflectora en relación con el tamaño de la formación de dipolos
- separación entre dipolos, horizontal y vertical
- frecuencia de diseño de la antena
- densidad efectiva de dipolos
- disposición física de las estructuras de apoyo (por ejemplo, riostras, catenarias).

### 5.1 Diagrama de radiación en acimut

Las Figs. 59 y 60 ilustran la variación en cuanto a características del DRH que cabe esperar cuando las antenas de forma nominal HR 4/4/1,0 son suministradas por diferentes fabricantes y se explotan en distintas ubicaciones transmisoras.

La Fig. 61 muestra el diagrama teórico de radiación horizontal de una antena HR 4/4/1,0 que utiliza parámetros defectuosos.

## 5.2 Diagrama de radiación desviado

Debe señalarse también que los diseñadores de antenas introducen el desvío de las antenas de dipolos horizontales de ondas decamétricas mediante diversos métodos. El método más general de desvío produce un ángulo de desviación real inferior al especificado. Esto se describe en la Parte 1 del presente Anexo, § 4.3.

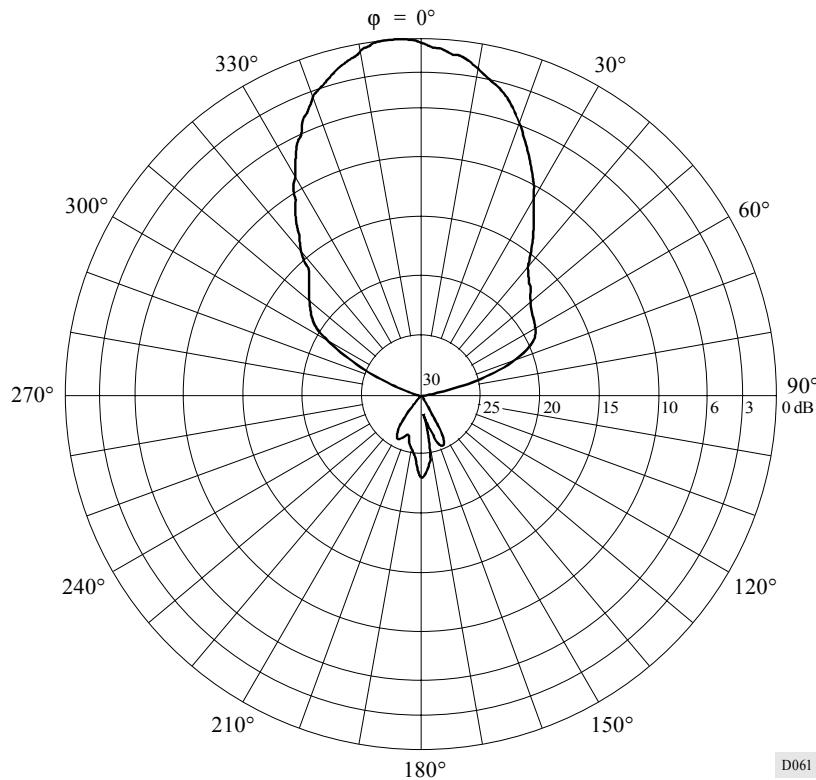
Sin embargo, esta reducción puede compensarse en algunos diseños de antena de manera que en la práctica el ángulo de desviación especificado se obtenga en la gama de frecuencias completa de la antena.

Todo ello aparece ilustrado en las Figs. 62 y 63. La Fig. 62 representa el DRH medido de una antena HRS 4/4/0,5 con desfase horizontal y un ángulo de desviación nominal de  $+25^\circ$ . La desviación obtenida en la práctica es de aproximadamente  $+25^\circ$ , y se mantiene para la gama completa de frecuencias de la antena.

En la Fig. 63 se representa el DRH de una antena HRS 4/4/1,0 con desfase horizontal y un ángulo de desviación nominal de  $+30^\circ$ . La desviación obtenida en la práctica es de aproximadamente  $25^\circ$ .

FIGURA 59

**DRH de una antena de dipolo horizontal multibanda sin desviación y con alimentación por el extremo de la forma, HR 4/4/1,0 con reflector de cortina aperiódico, medido para  $F_R = 0,7$**



D061

FIGURA 60

**DRH de una antena diferente de dipolo horizontal multibanda sin desviación y con alimentación por el extremo, de la forma HR 4/4/1,0 con reflector de cortina aperiódico, medido para  $F_R = 0,7$**

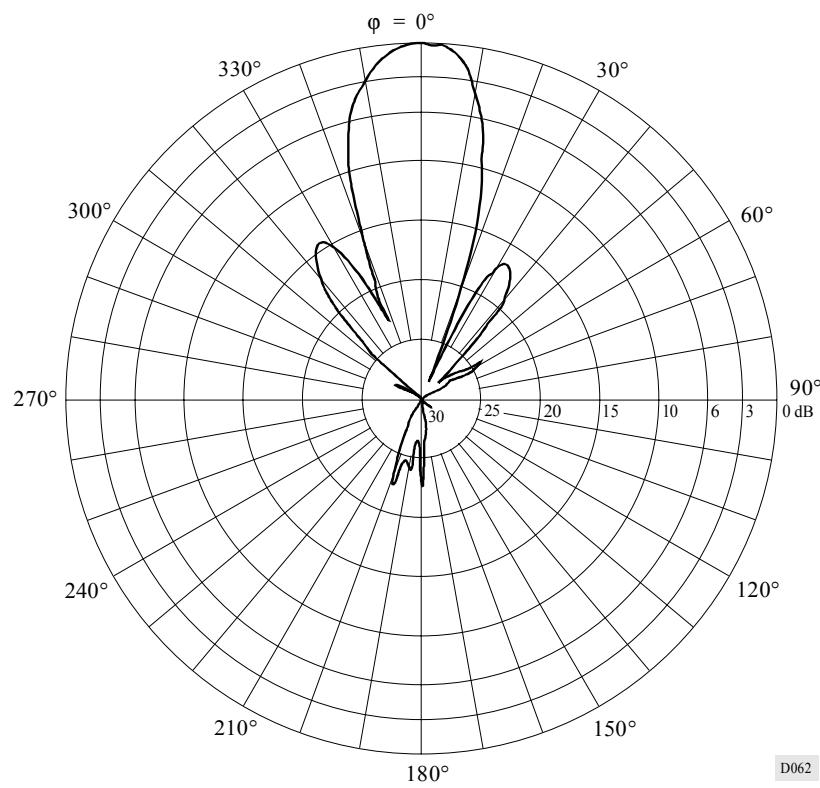


FIGURA 61

**DRH teórico de una antena multibanda sin desviación y con alimentación por el extremo HR 4/4/1,0 con reflector de cortina aperiódico, para  $F_R = 0,7$**

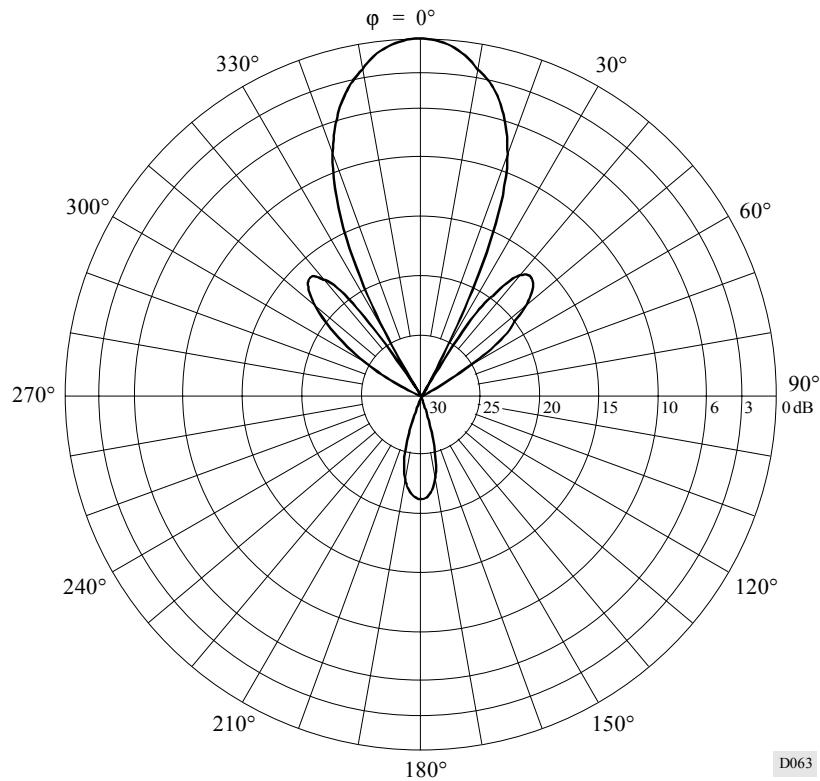


FIGURA 62

**DRH de una antena de dipolo horizontal multibanda con alimentación central, de la forma HRS 4/4/0,5 con reflector de cortina aperiódico desviado +25° con respecto al acimut fundamental de 275°, medido para  $F_R = 0,7$**

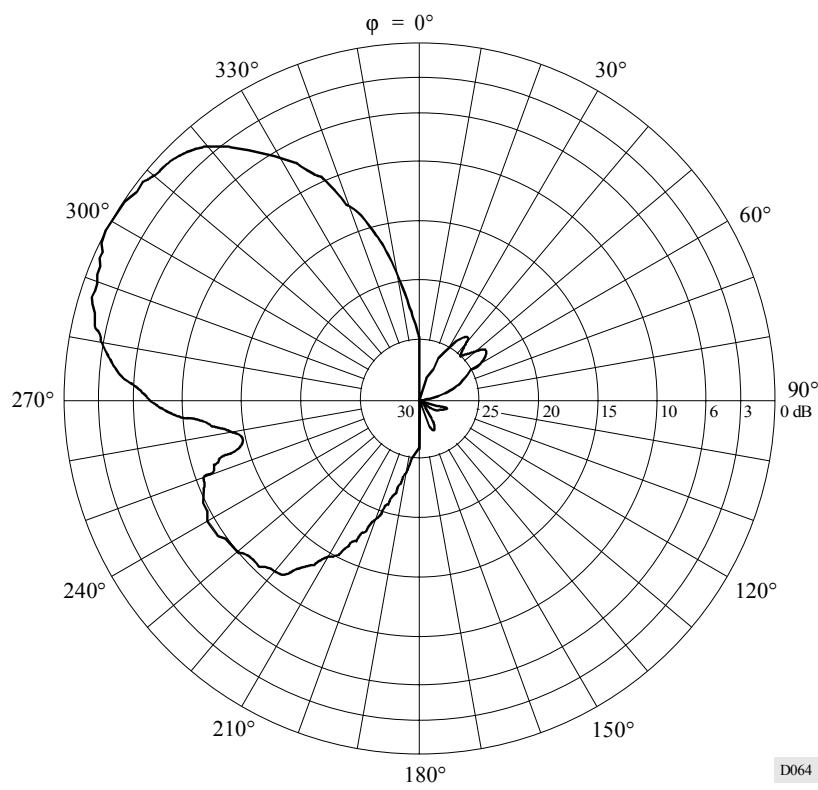
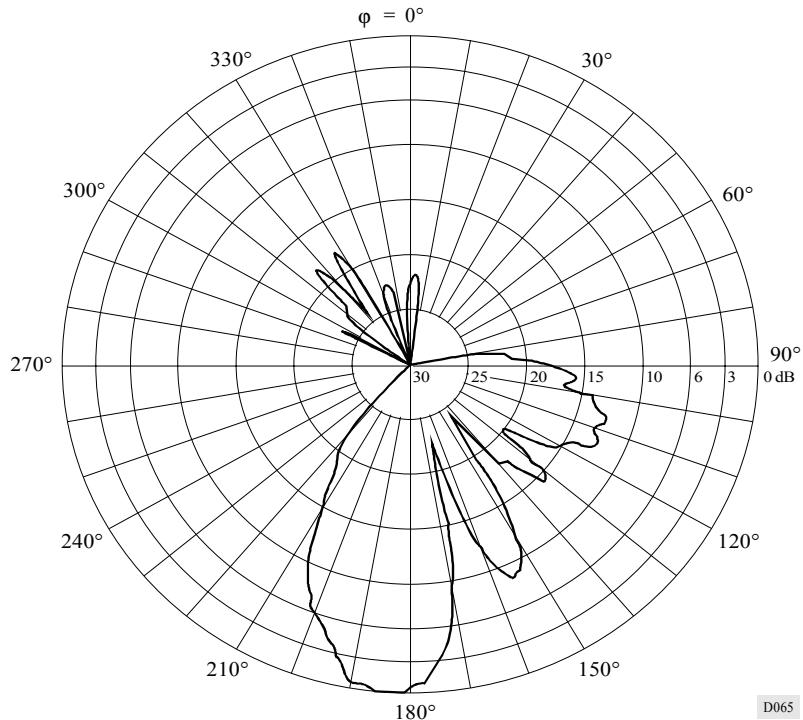


FIGURA 63

**DRH de una antena de dipolo horizontal multibanda con alimentación central, de la forma HRS 4/4/1,0 con reflector de pantalla aperiódico desviado +30° con relación al acimut fundamental de 160°, medido para  $F_R = 1,3$**



### 5.3 Mínimo nivel de radiación práctico a efectos de planificación

Debido a los efectos descritos en el § 5, es necesario fijar un límite inferior, o valor mínimo, para la ganancia de antena calculada. Este valor mínimo es el valor más bajo que debe utilizarse al efectuar los cálculos de ganancia de antena relativa (véase la Fig. 64). Cuando la ganancia calculada en cualquier dirección sea inferior al valor mínimo, debe emplearse este valor para los cálculos de intensidad de campo. Cuando la ganancia calculada sea superior al valor mínimo, debe utilizarse dicha ganancia para los cálculos de intensidad de campo.

Para evitar específicamente:

- antenas de elevada ganancia que presenten una ganancia superior a 0 dBi en todas las direcciones;
- antenas de baja ganancia sin directividad,

es necesario expresar el valor mínimo en función de la ganancia máxima de la antena.

El valor mínimo puede tomar los siguientes valores:

- si la ganancia máxima de la antena es superior o igual a 25 dBi, el valor mínimo es 0 dBi;
- si la ganancia máxima es inferior a 25 dBi, el valor mínimo se encuentra 25 dB por debajo del valor máximo de la ganancia.

En la Fig. 65 se representa el valor mínimo, o valor más bajo de la ganancia de antena, en función de la ganancia máxima de la antena descrita anteriormente.

FIGURA 64  
Ejemplo de valor mínimo del diagrama de antena horizontal

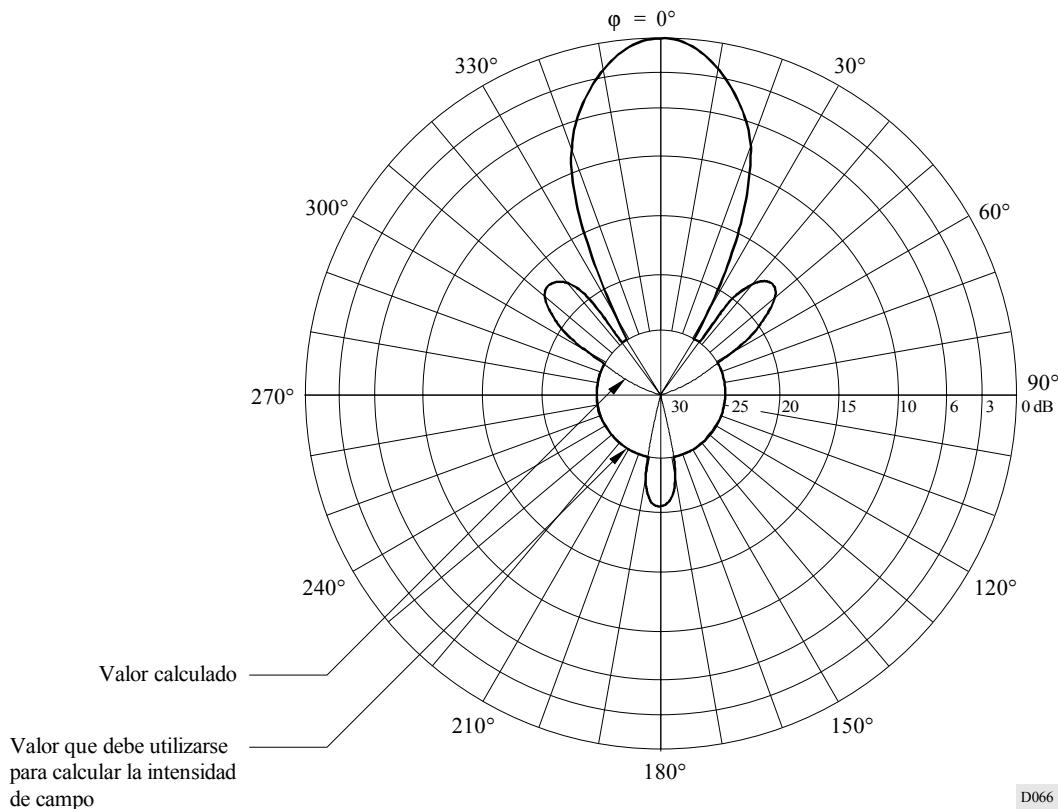
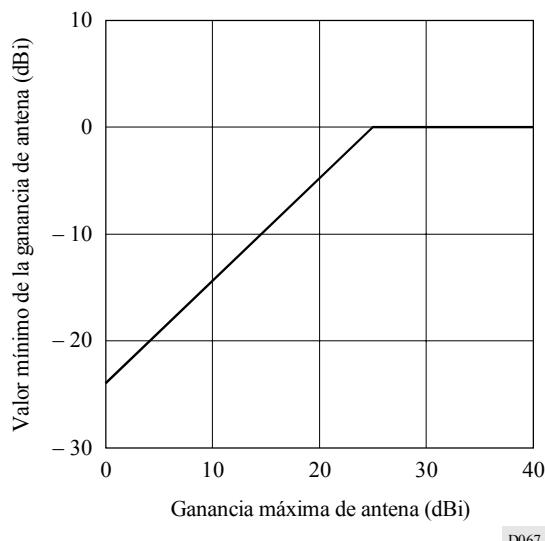


FIGURA 65  
Valor mínimo de ganancia de antena que  
debe utilizarse en los cálculos



D067

## 6 Idoneidad y aplicación de las antenas

### 6.1 Antenas de dipolos horizontales

Las antenas de dipolos horizontales son la forma más común de antena utilizada para la radiodifusión en ondas decamétricas. Pueden diseñarse para adaptarse a cualquier especificación de calidad o diagrama de radiación que pueda necesitarse.

### 6.2 Antenas de cortina giratorias

Una antena de cortina giratoria suele constar de dos sistemas de elementos dipolos sustentados a ambos lados de una pantalla reflectora común. Si cada uno de los sistemas en cortina tiene una gama de frecuencias de trabajo de una octava, pueden cubrirse todas las bandas de ondas cortas entre 6 y 26 MHz.

Estas antenas se hacen girar mecánicamente de forma que el haz principal de radiación se encuentre en el acimut deseado. El tiempo necesario para este desplazamiento mecánico suele ser inferior a 5 min para un giro completo de 360°.

Una antena de cortina giratoria es particularmente adecuada para pequeños emplazamientos en los que es preciso que funcionen en un gran número de direcciones acimutales.

### 6.3 Antenas rómbicas

Las antenas rómbicas no se recomiendan para la radiodifusión en ondas decamétricas, ya que:

- el lóbulo principal es estrecho en los planos horizontales y verticales, de manera que la zona de servicio requerida puede no ser fiablemente cubierta debido a las variaciones en la ionosfera;
- hay un gran número de lóbulos laterales de tamaño suficiente para causar interferencia a otras transmisiones de radiodifusión;
- una proporción apreciable de la potencia del transmisor se disipa en la impedancia de terminación.

### 6.4 Antenas log-periódicas de acimut fijo

Las antenas log-periódicas tienen la ventaja de su amplia gama de frecuencias. Se utilizan ordinariamente para transmisiones de corta distancia, ya que tienen gran anchura de haz y baja ganancia.

### 6.5 Antenas log-periódicas giratorias

Las antenas log-periódicas giratorias tienen generalmente elementos radiantes horizontales. En el caso de que estén instaladas en un brazo horizontal, el diagrama de radiación vertical presentará un número creciente de lóbulos al aumentar la frecuencia de trabajo.

Aunque las antenas log-periódicas giratorias se utilizan para la radiodifusión de corto, medio y largo alcance, se recomiendan para fines especiales solamente, por ejemplo, para distancias cortas a frecuencias bajas y medias y para distancias largas en las bandas de frecuencias superiores, en las que es aceptable una gran anchura de haz.

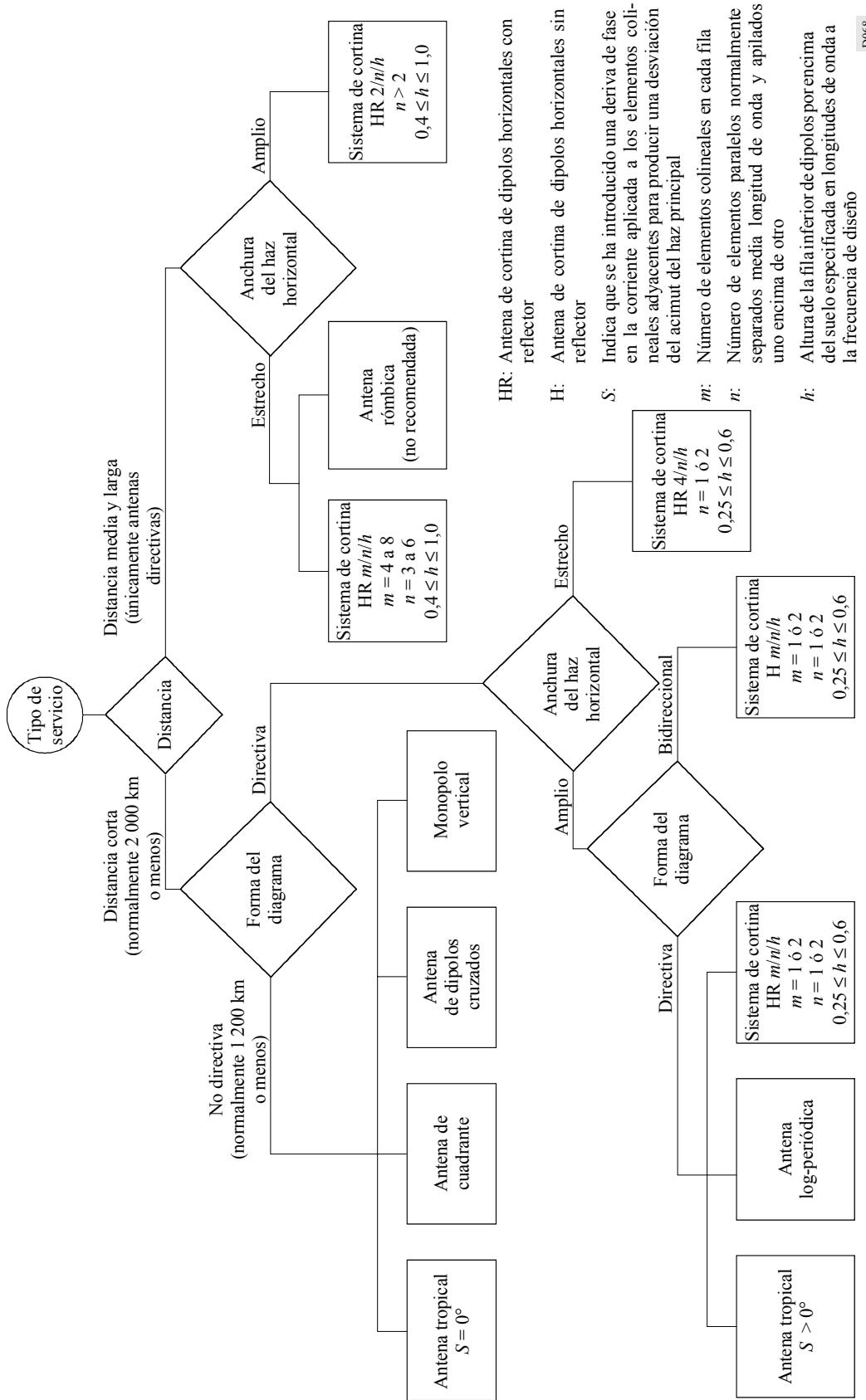
### 6.6 Elección de la antena óptima

El gráfico de selección de antena de la Fig. 66 ofrece algunas orientaciones generales para la elección de una antena adecuada a un determinado tipo de servicio de acuerdo con la gama de distancias requerida. Se consideran dos categorías distintas: servicios a corta distancia y servicios a media/larga distancia.

Un servicio es de corta distancia cuando su alcance puede llegar hasta unos 2 000 km. La zona de servicio requerida puede cubrirse con una antena directiva o no directiva cuya anchura de haz puede seleccionarse de acuerdo con la anchura angular del sector al que debe darse servicio. En caso de antena directiva, puede utilizarse una cortina de dipolos horizontales o una antena log periódica.

Los servicios de media y larga distancia son aquéllos con un alcance superior a unos 2 000 km. Tales servicios exigen la utilización de antenas cuyo ángulo de elevación del lóbulo principal sea normalmente inferior a 13°. Dependiendo de la anchura de la zona que debe cubrirse vista desde el transmisor, la anchura de haz horizontal es amplia, entre 65° y 95°, o estrecha, menos de 45°.

FIGURA 66  
Gráfico de selección de antena





## APÉNDICE 1

## AL ANEXO 1

**Ejemplos de diagramas**

A continuación se incluyen ejemplos de diagramas para las siguientes clases de antenas y valores determinados de relación de frecuencias,  $F_R$ , y ángulo de desviación,  $s$ .

**1 Antenas de cortina****1.1 Antenas de cortina sin reflector**

H	1/1/0,3	$F_R = 1$	(Fig. 67)
---	---------	-----------	-----------

**1.2 Antenas de cortina con reflector sintonizado**

HR	2/1/0,5	$F_R = 1$	$s = 0^\circ$	(Fig. 68)
HRS	2/2/0,5	$F_R = 1$	$s = 0^\circ, 15^\circ$	(Figs. 69 y 70)

**1.3 Antenas de cortina con reflector de pantalla aperiódico**

HRS	2/2/0,5	$F_R = 1$	$s = 0^\circ, 15^\circ$	(Figs. 71 y 72)
HRS	4/3/0,5	$F_R = 1$	$s = 0^\circ$	(Fig. 73)
HRS	4/4/0,5	$F_R = 0,7; 1,0; 1,4$	$s = 0^\circ, 30^\circ$	(Figs. 74 a 79)
HRS	4/4/1,0	$F_R = 1$	$s = 0^\circ$	(Fig. 80)

**2 Antenas tropicales**

T	1/2/0,3	$F_R = 1$	$s = 0^\circ$	(Fig. 81)
T	2/2/0,5	$F_R = 1$	$s = 0^\circ, 15^\circ$	(Figs. 82 y 83)

**3 Antenas log-periódicas**

LPH	18/35/30/30/3/26/89	(Fig. 84)
LPV	18/45/3/17/6/34/220	(Fig. 85)

**4 Antenas de cuadrante**

HQ	1/0,3	(Fig. 86)
----	-------	-----------

## 5 Antenas de dipolo cruzado

HX                  0,3                  (Fig. 87)

## 6 Antenas rómbicas

RH                  90/55/15                  (Fig. 88)

## 7 Antenas de monopolo vertical

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

FIGURA 67a

Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $0^\circ$

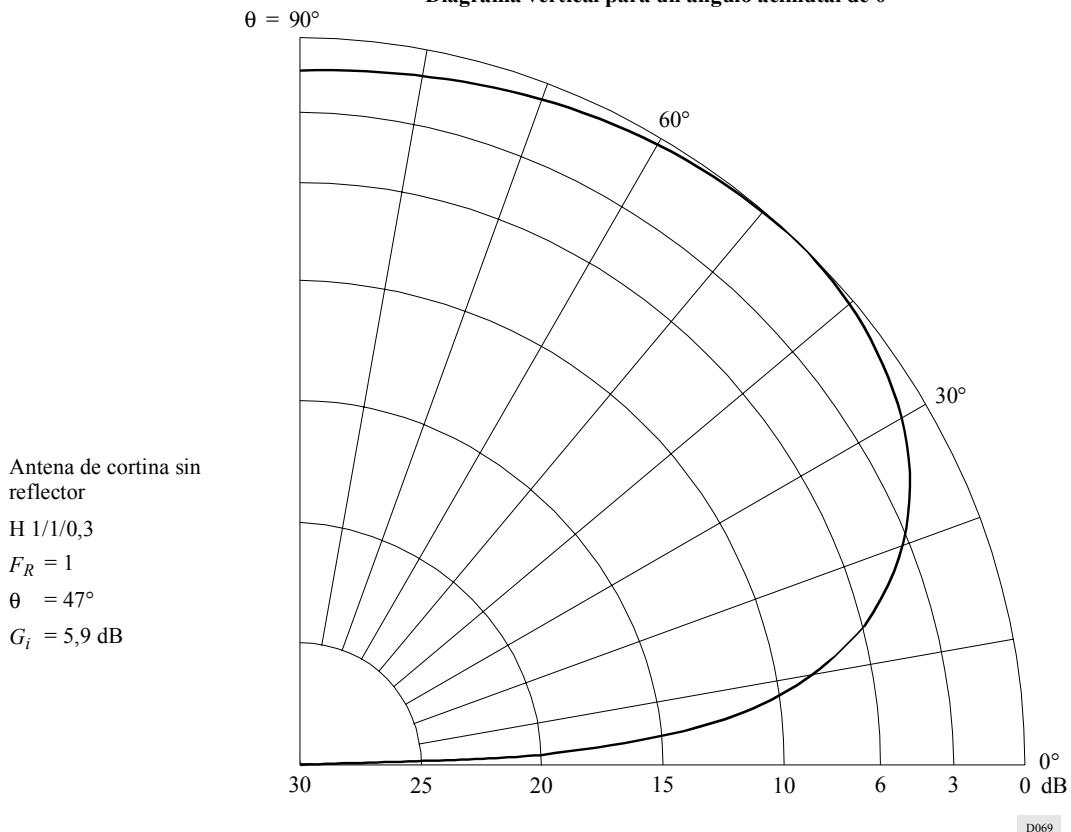
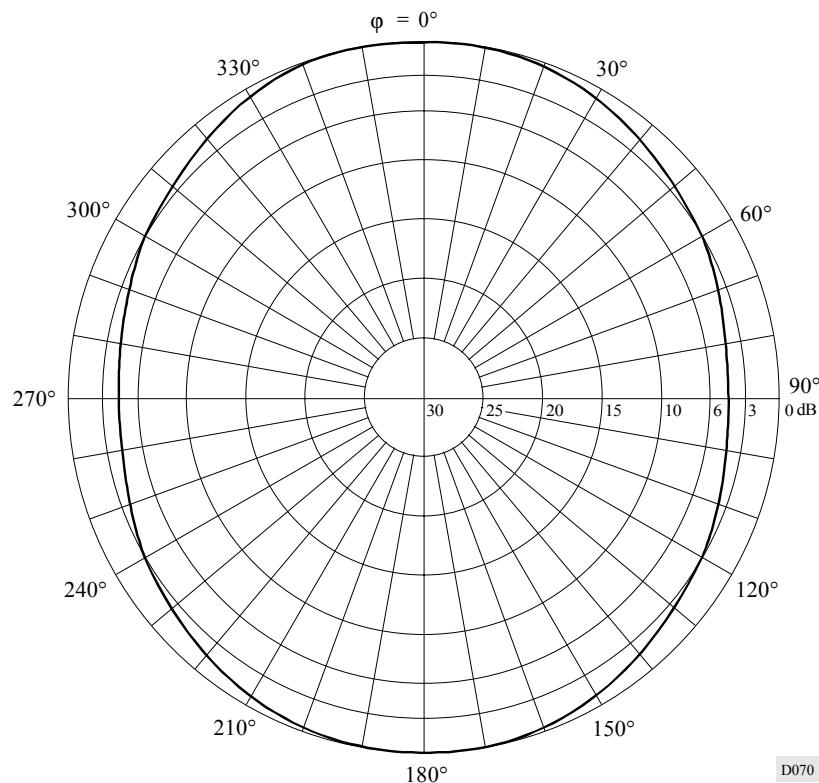
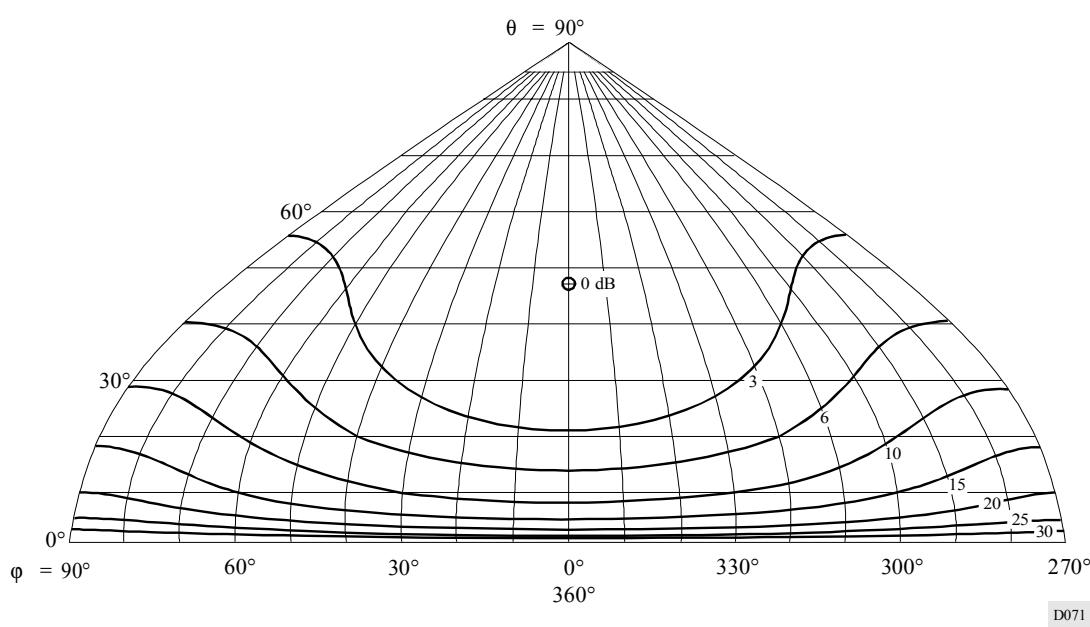


FIGURA 67b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $47^\circ$



D070

FIGURA 67c  
Diagrama de radiación hacia adelante



D071

FIGURA 67d  
Diagrama de radiación hacia atrás

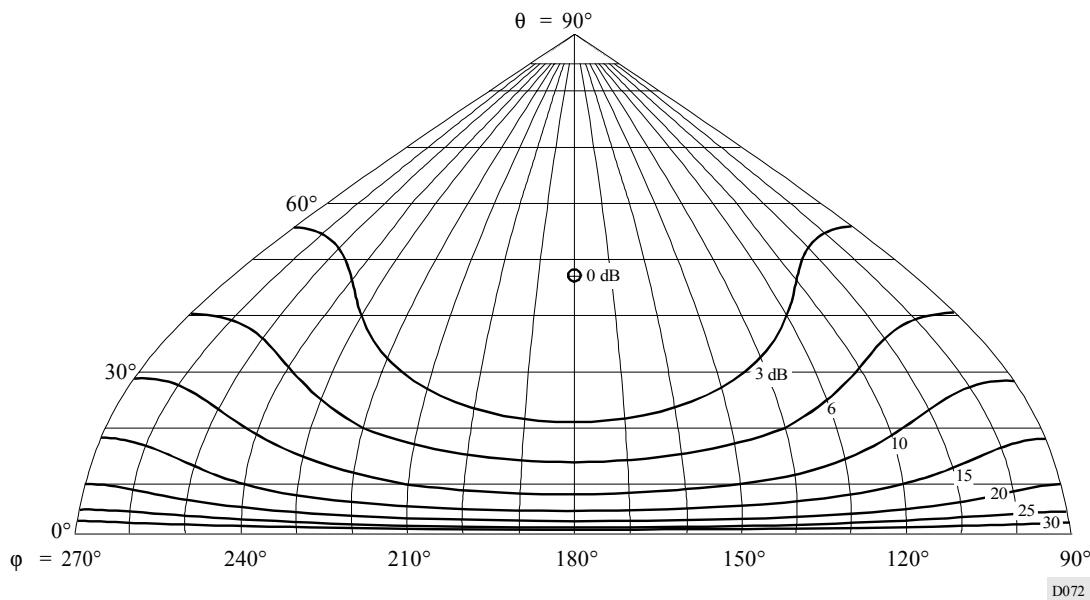


FIGURA 68a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $0^\circ$

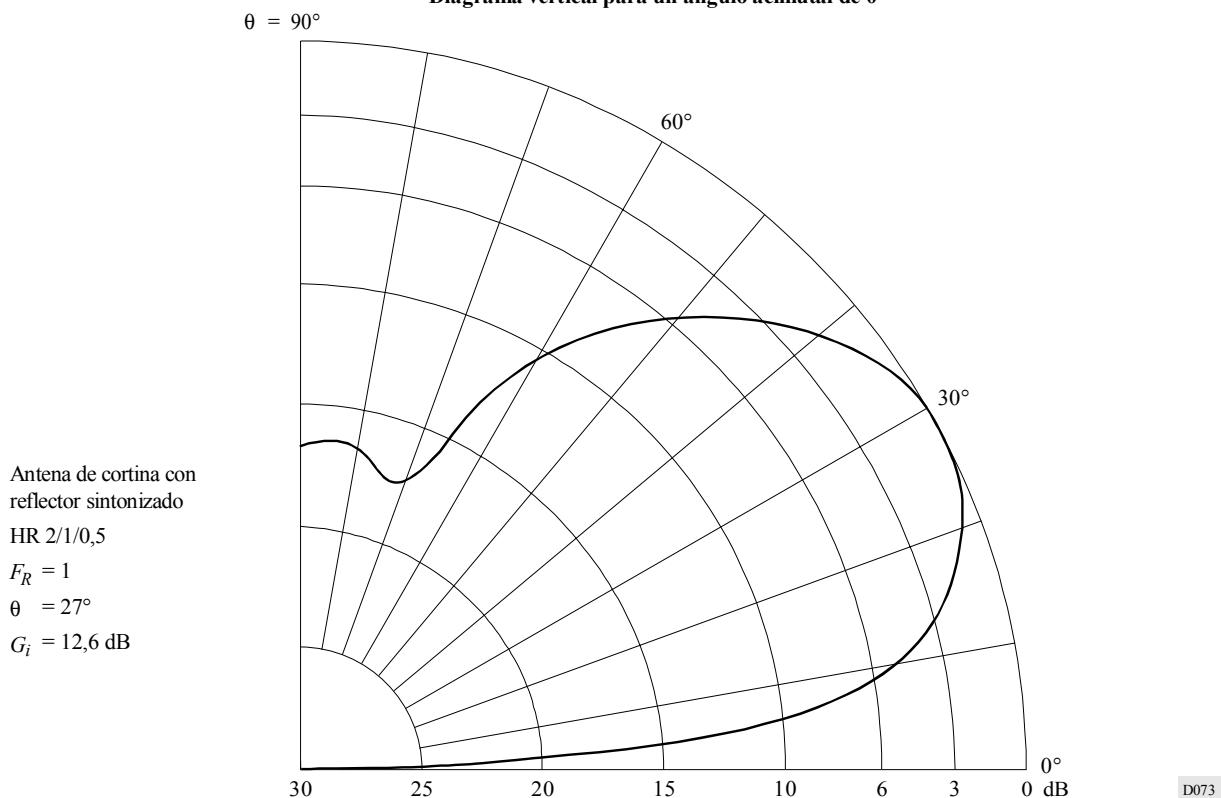
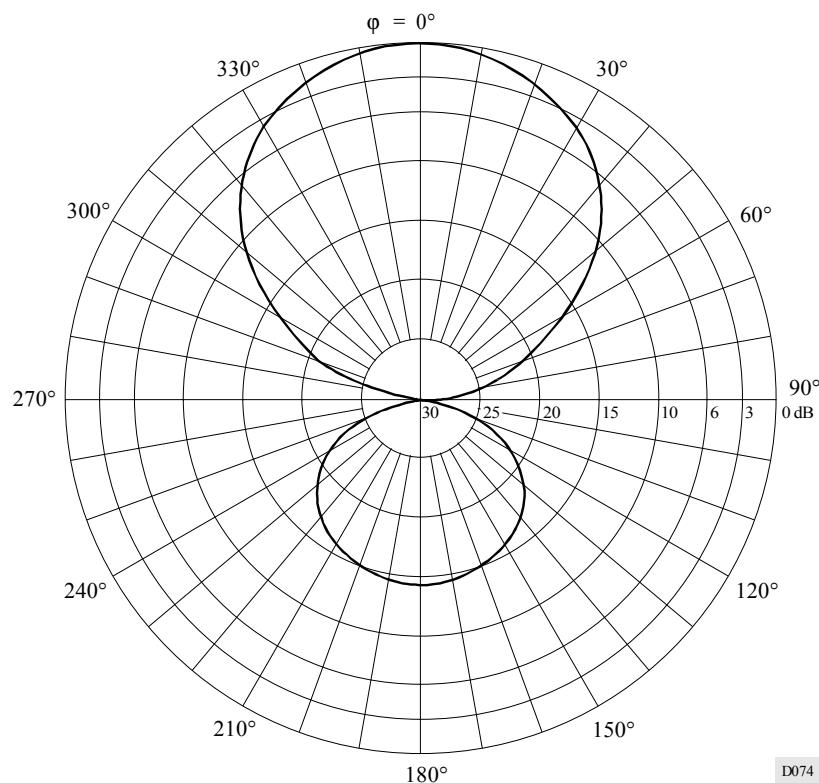
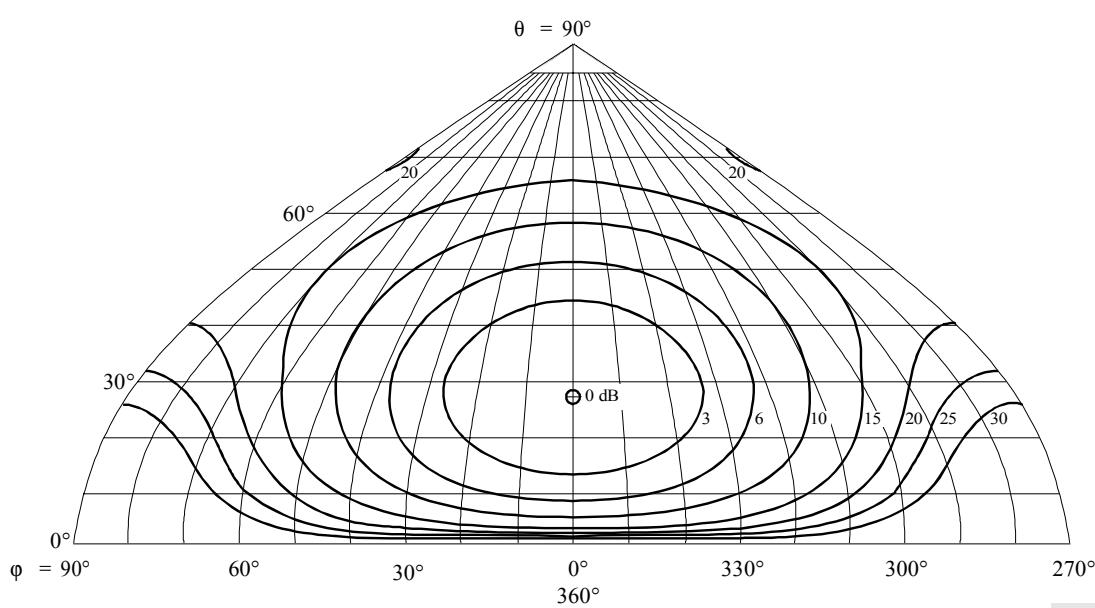


FIGURA 68b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $27^\circ$



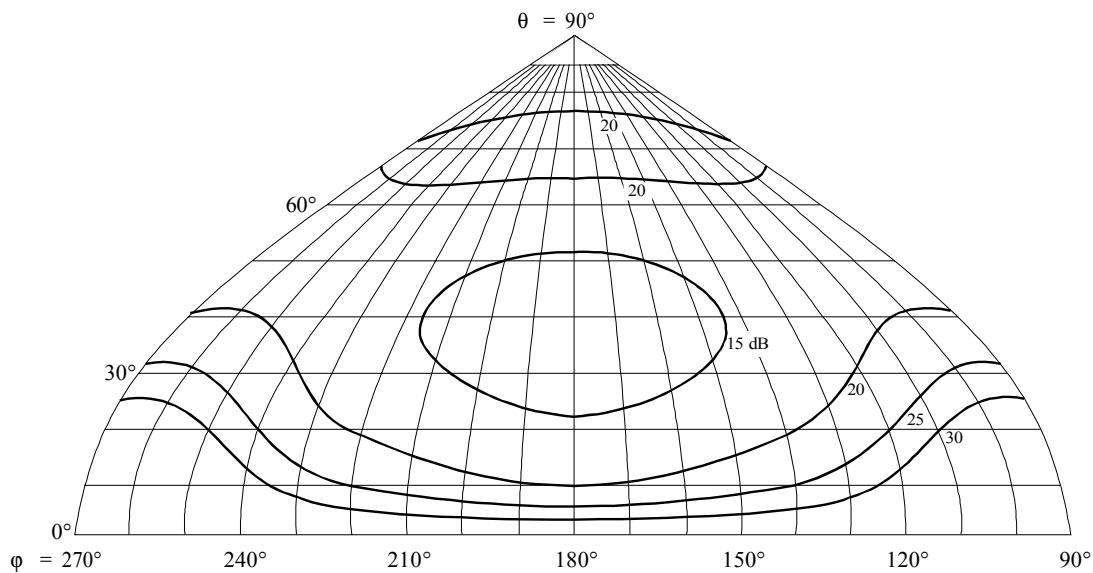
D074

FIGURA 68c  
Diagrama de radiación hacia adelante



D075

FIGURA 68d  
Diagrama de radiación hacia atrás



D076

FIGURA 69a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $0^\circ$

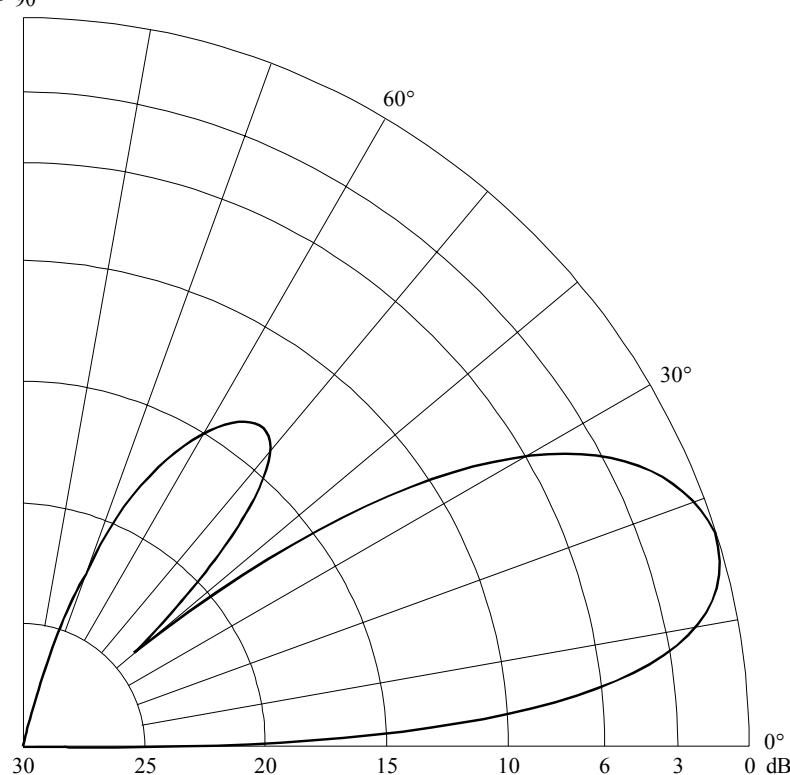
Antena de cortina con reflector sintonizado

HR 2/2/0,5

$F_R = 1$

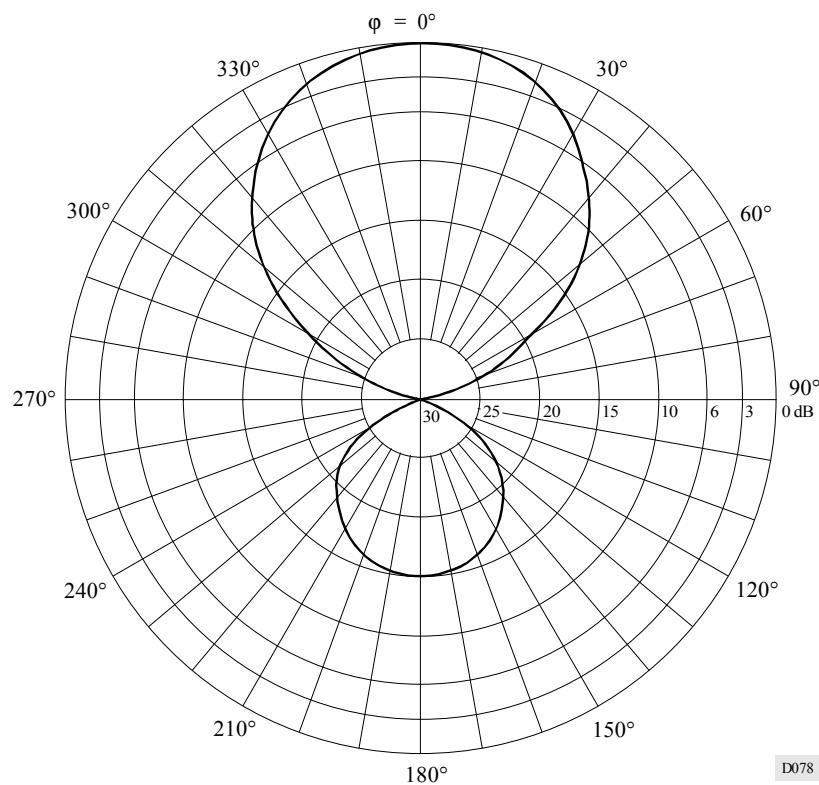
$\theta = 17^\circ$

$G_i = 15,5$  dB



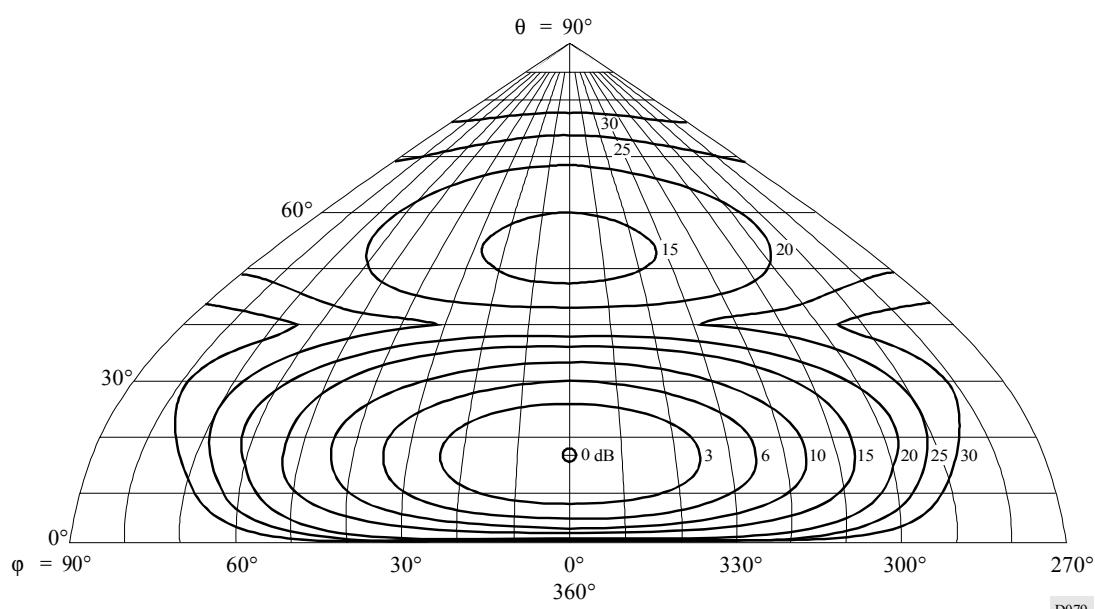
D077

FIGURA 69b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $17^\circ$



D078

FIGURA 69c  
Diagrama de radiación hacia adelante



D079

FIGURA 69d  
Diagrama de radiación hacia atrás

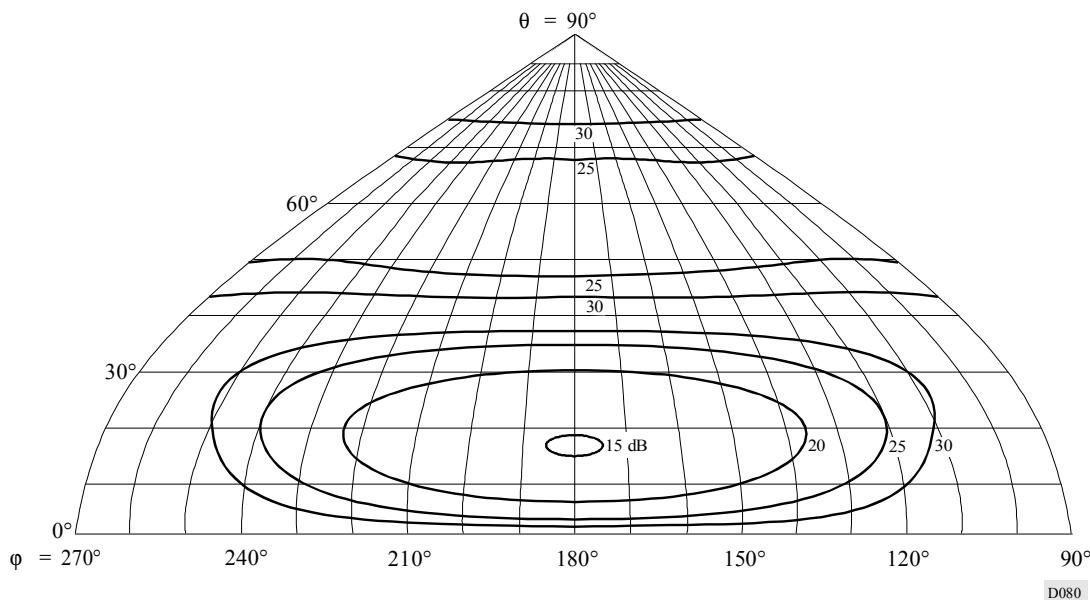


FIGURA 70a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $9^\circ$

Antena de cortina con reflector sintonizado  
HRS 2/2/0,5  
 $F_R = 1$   
 $s = 15^\circ$   
 $\theta = 17^\circ$   
 $\phi = 9^\circ$   
 $G_i = 15,5 \text{ dB}$

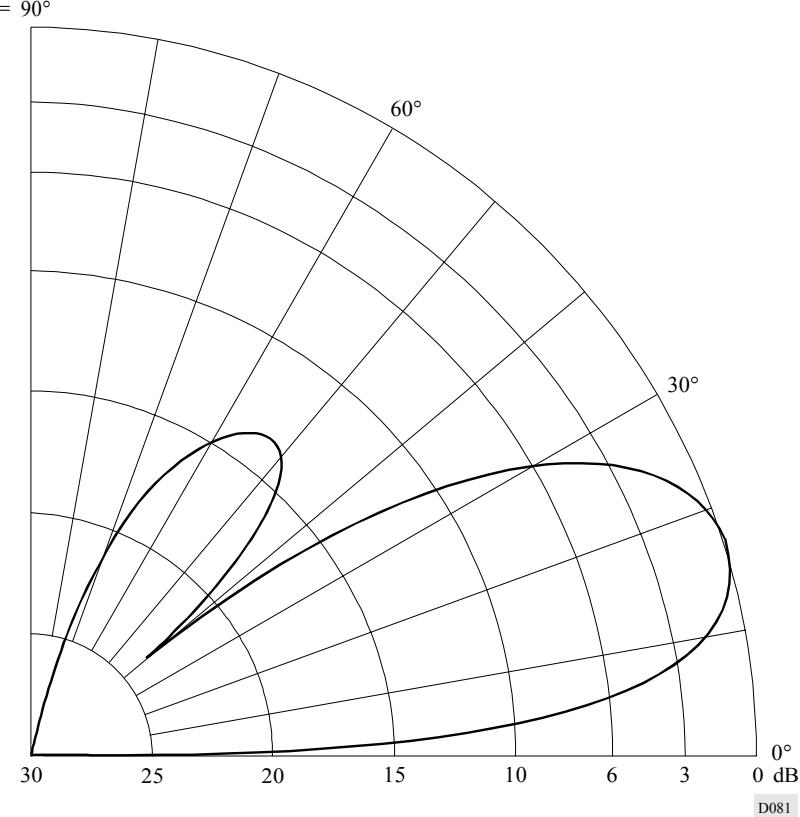
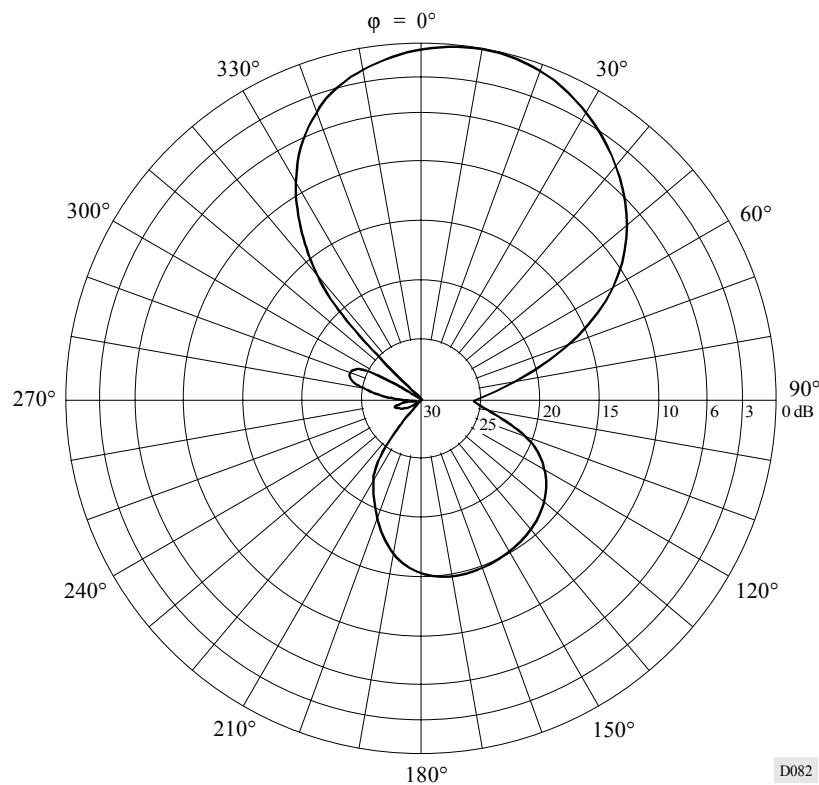
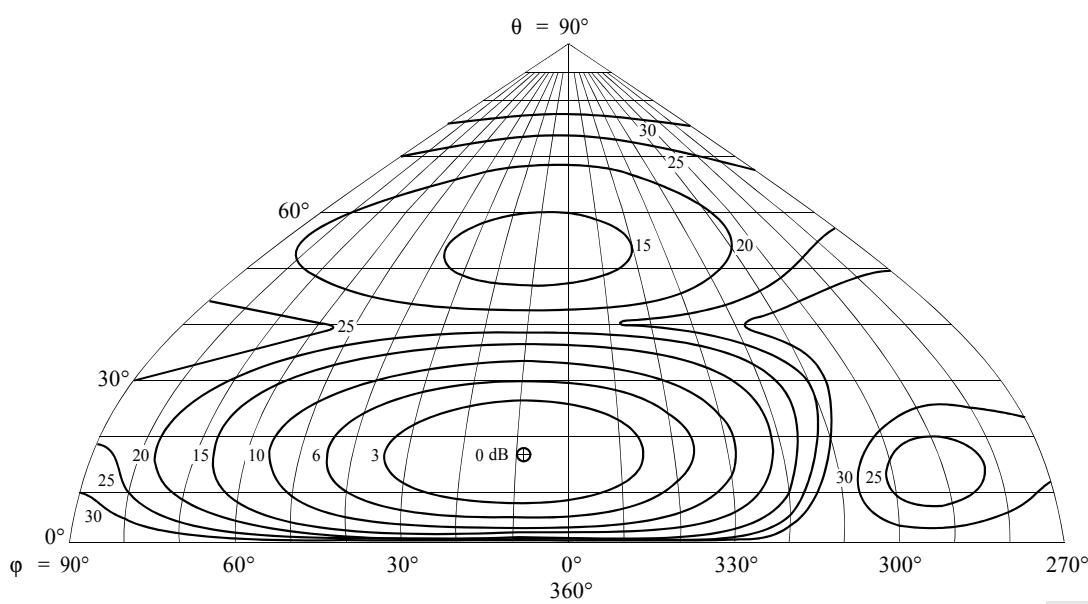


FIGURA 70b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $17^\circ$



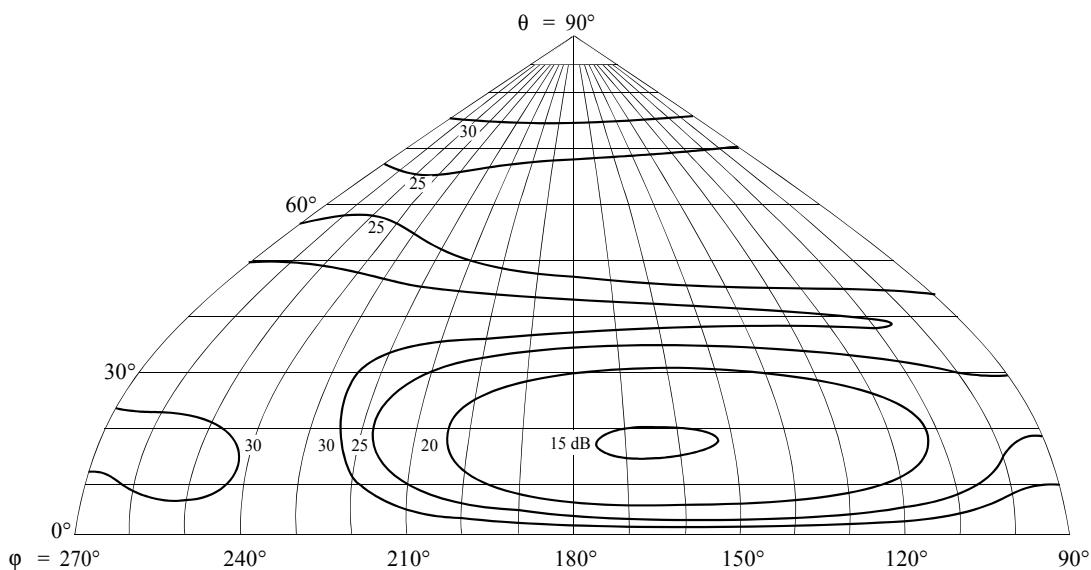
D082

FIGURA 70c  
Diagrama de radiación hacia adelante



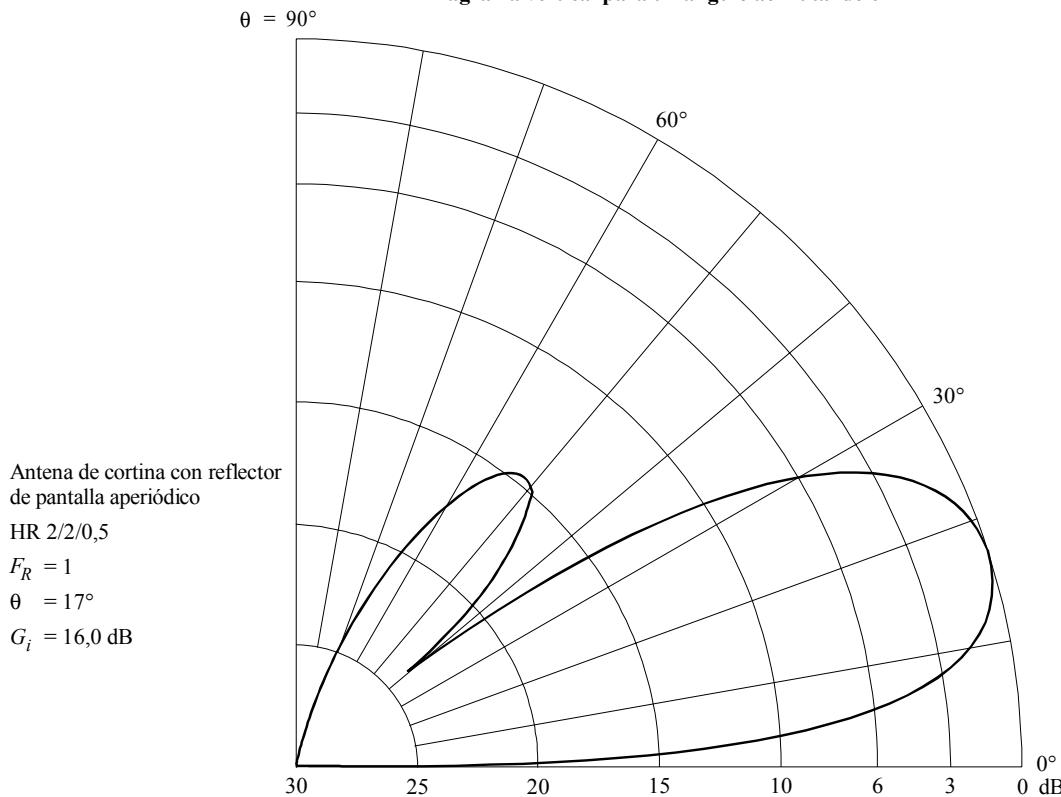
D083

FIGURA 70d  
Diagrama de radiación hacia atrás



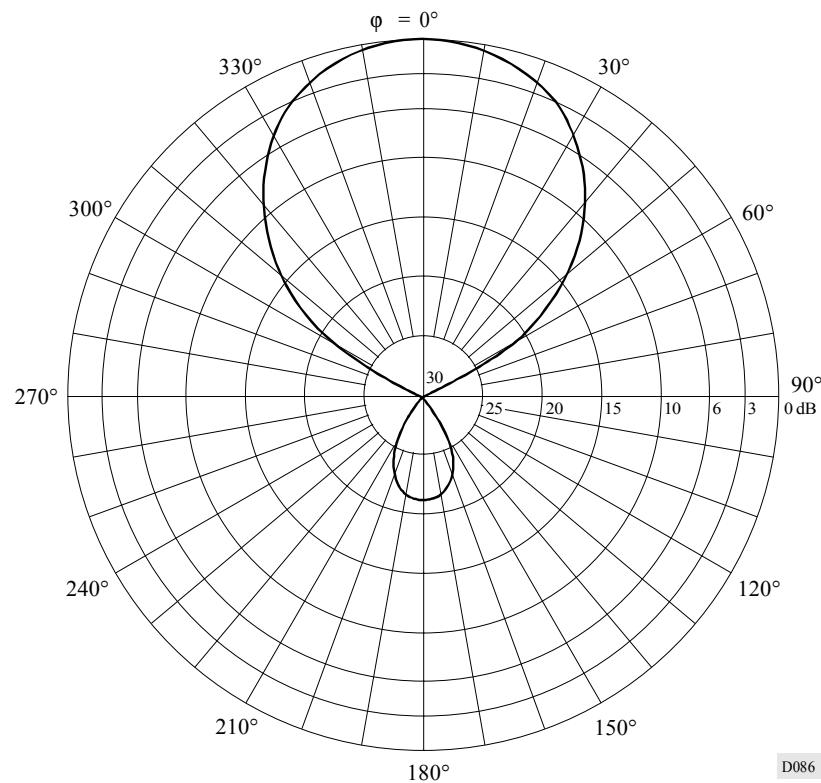
D084

FIGURA 71a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $0^\circ$



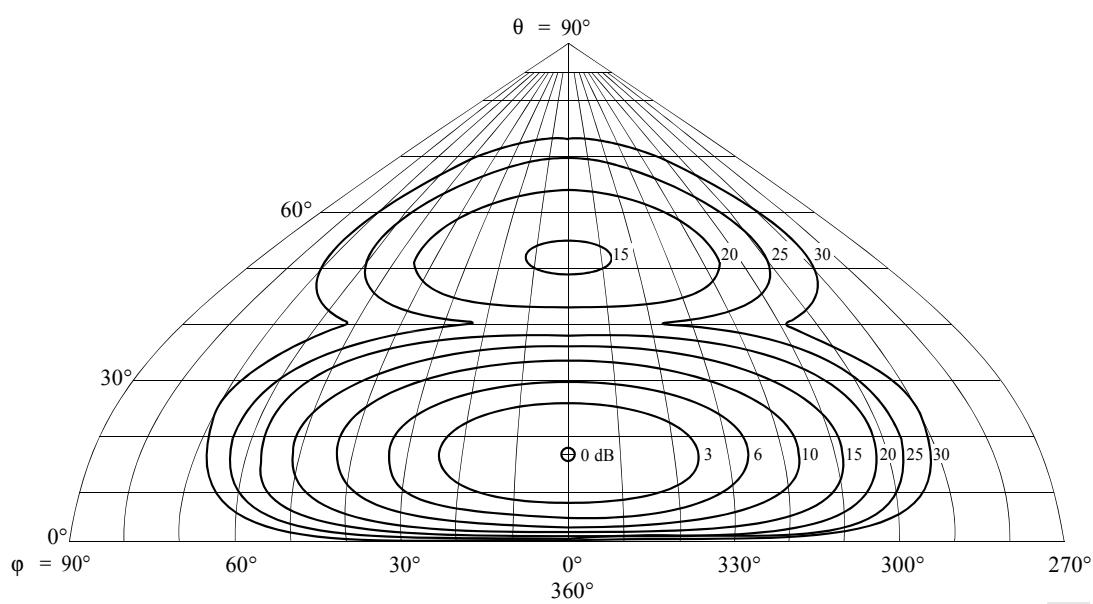
D085

FIGURA 71b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $17^\circ$



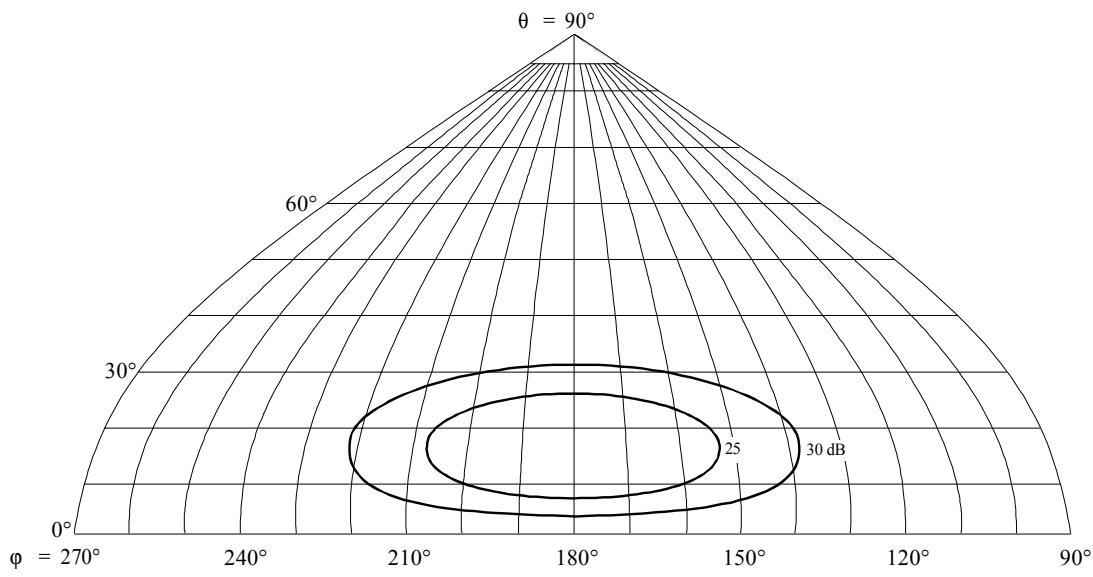
D086

FIGURA 71c  
Diagrama de radiación hacia adelante



D087

FIGURA 71d  
Diagrama de radiación hacia atrás



D088

FIGURA 72a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $9^\circ$

Antena de cortina con reflector de pantalla aperiódico

HRS 2/2/0,5

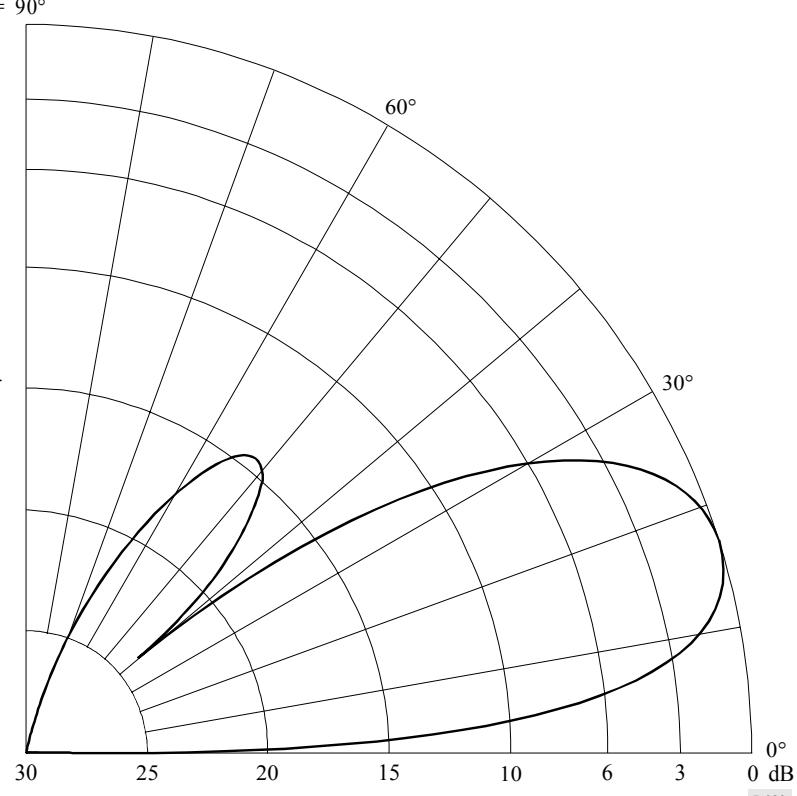
$F_R = 1$

$s = 15^\circ$

$\theta = 17^\circ$

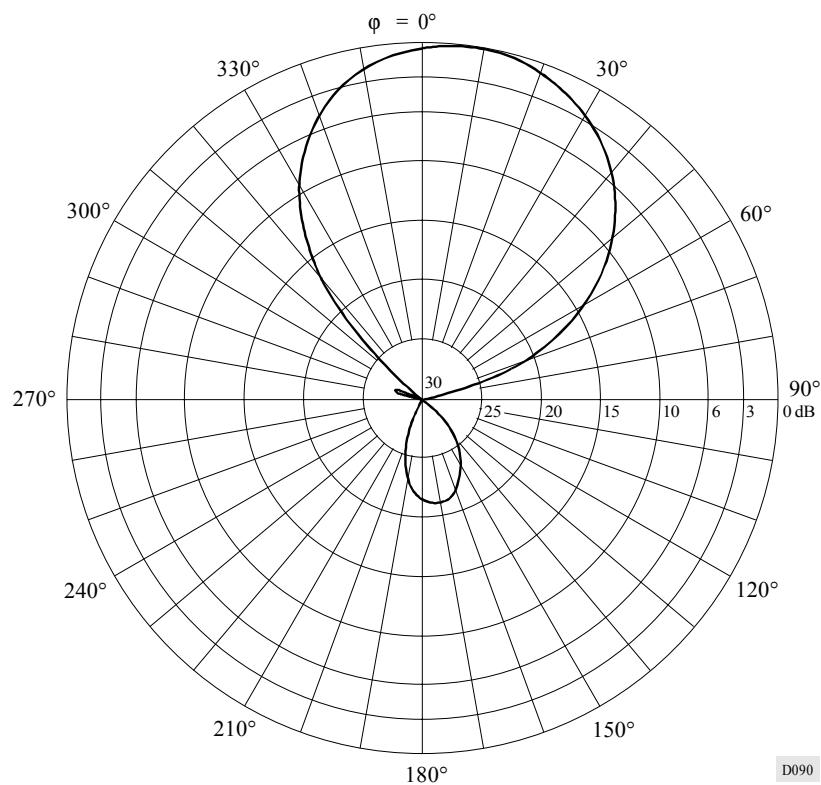
$\varphi = 9^\circ$

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



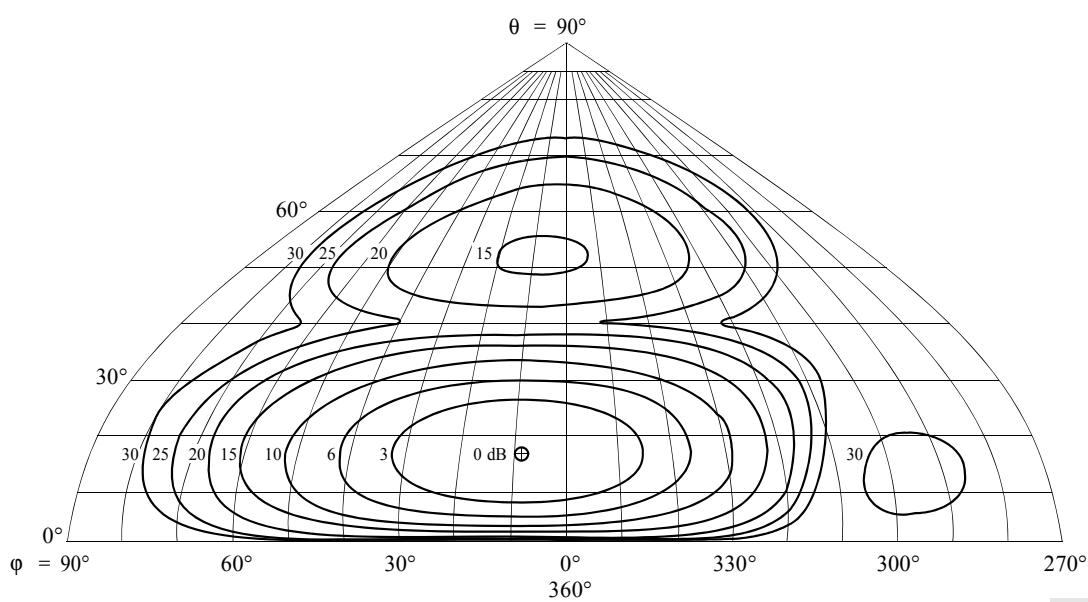
D089

FIGURA 72b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $17^\circ$



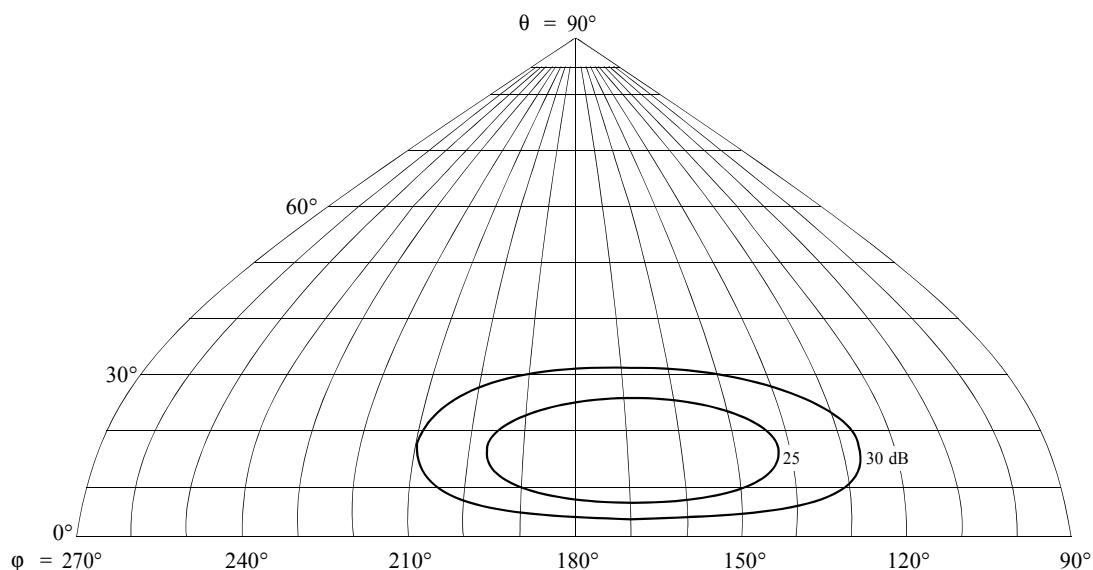
D090

FIGURA 72c  
Diagrama de radiación hacia adelante



D091

FIGURA 72d  
Diagrama de radiación hacia atrás

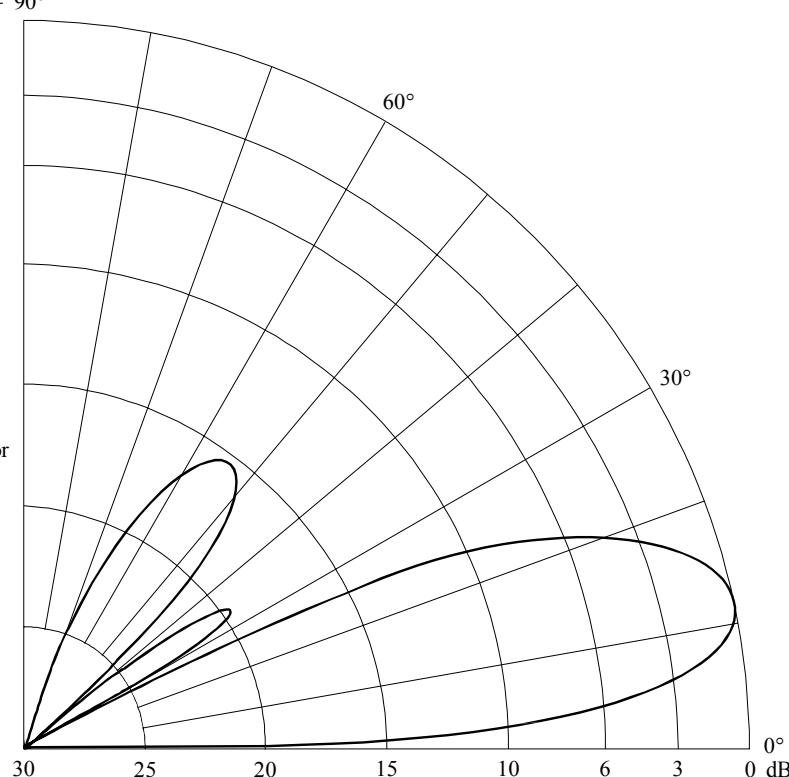


D092

FIGURA 73a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $0^\circ$

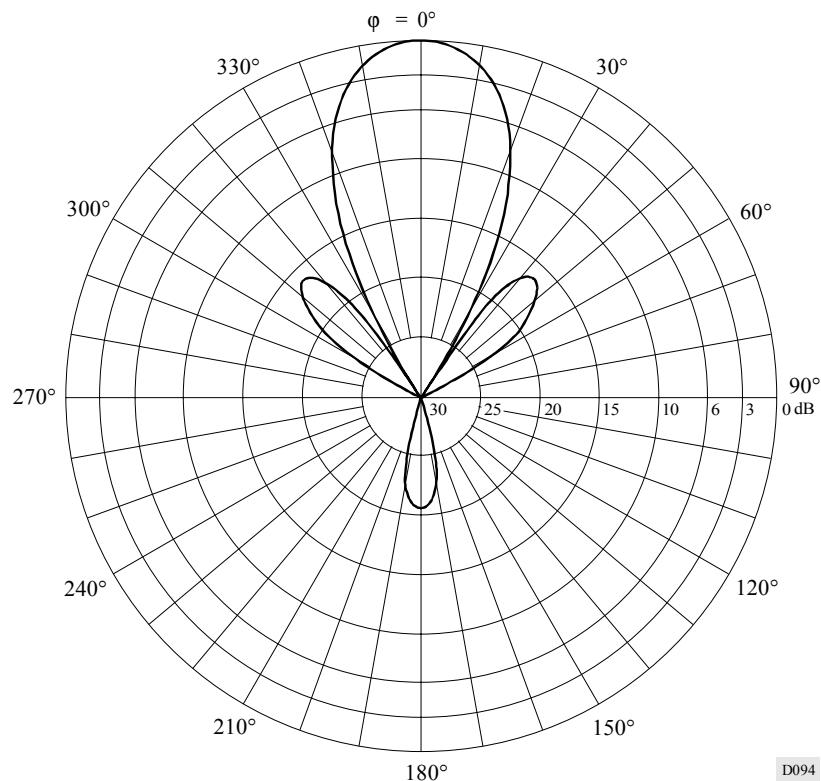
$\theta = 90^\circ$

Antena de cortina con reflector de pantalla aperiódico  
HR 4/3/0,5  
 $F_R = 1$   
 $\theta = 12^\circ$   
 $G_i = 20,1$  dB



D093

**FIGURA 73b**



**FIGURA 73c**  
**Diagrama de radiación hacia adelante**

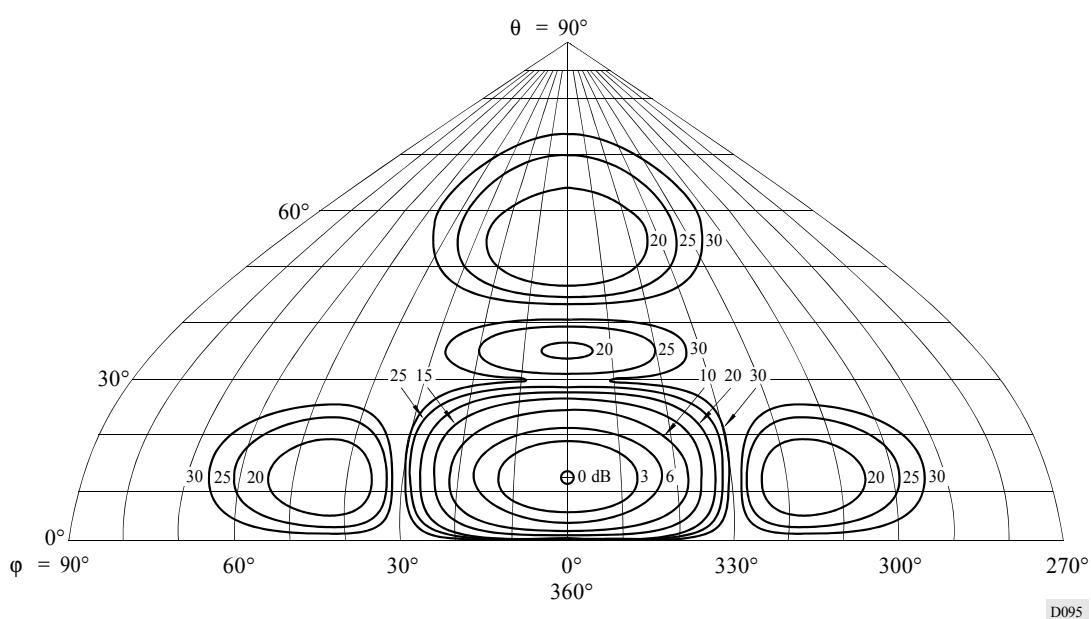


FIGURA 73d  
Diagrama de radiación hacia atrás

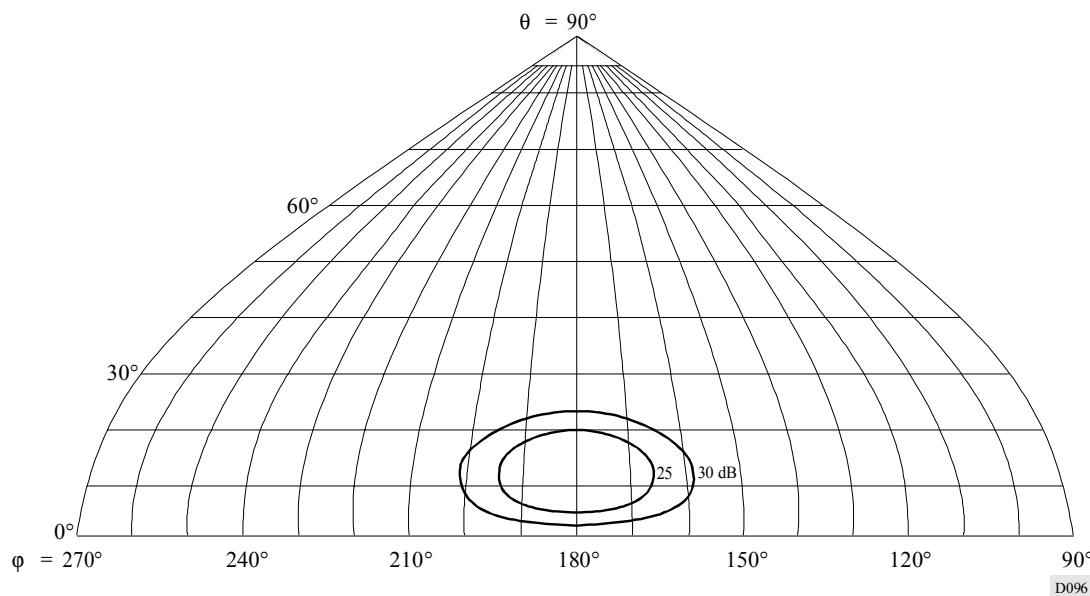


FIGURA 74a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $0^\circ$

Antena de cortina con reflector de pantalla aperiódico

HR 4/4/0,5

$F_R = 0,7$

$\theta = 13^\circ$

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

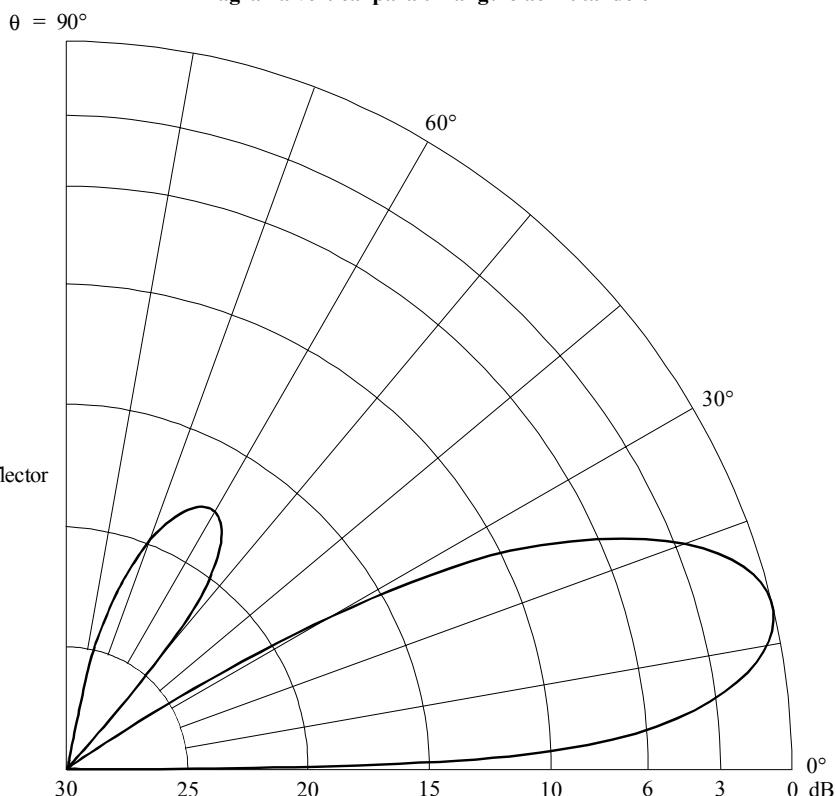


FIGURA 74b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $13^\circ$

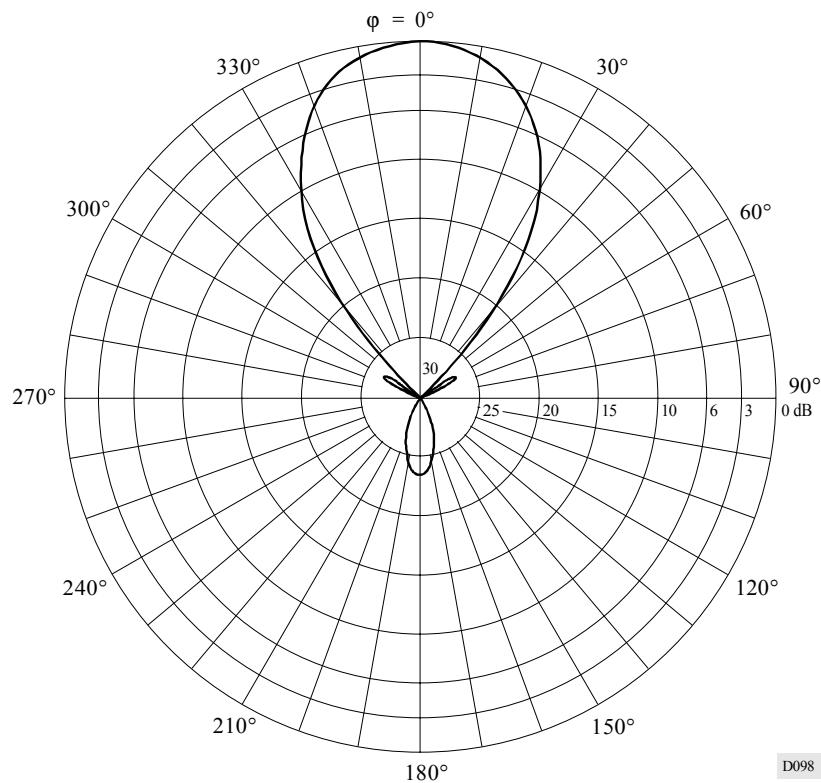


FIGURA 74c  
Diagrama de radiación hacia adelante

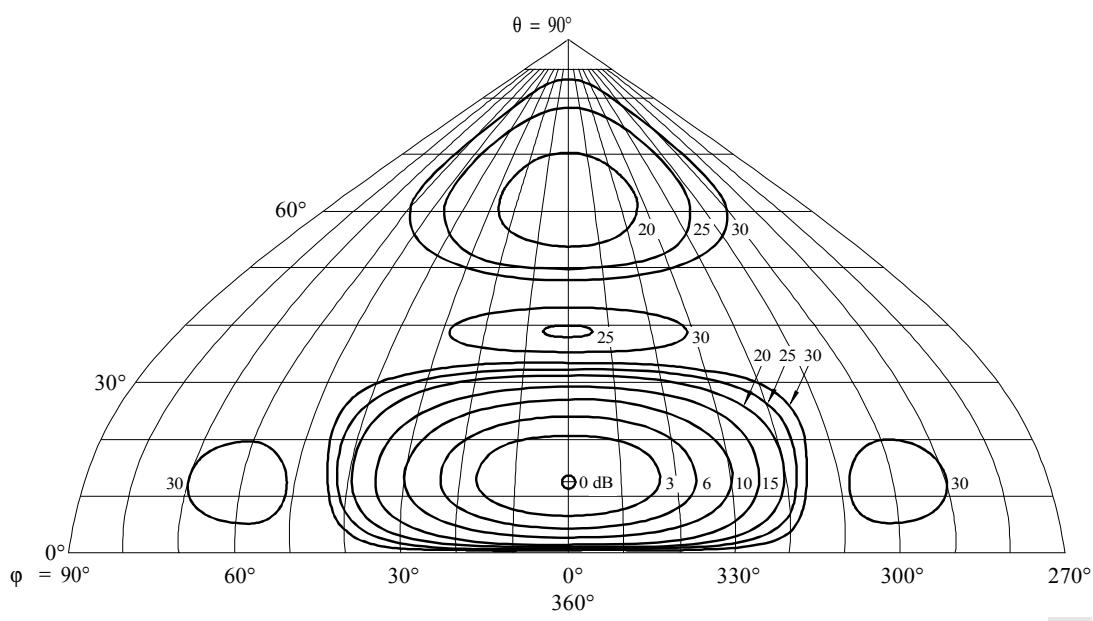


FIGURA 74d  
Diagrama de radiación hacia atrás

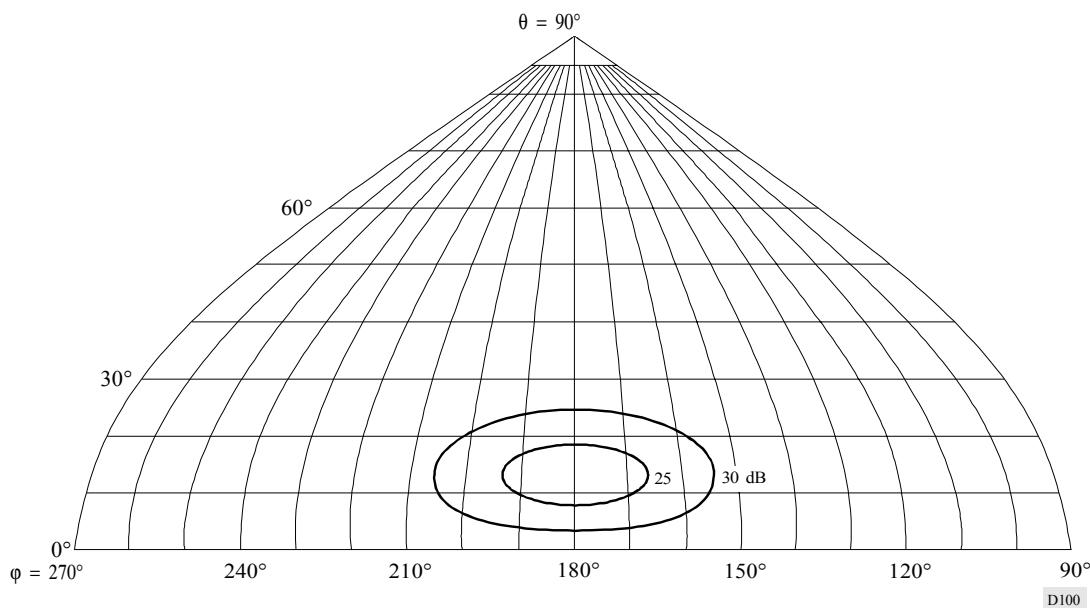


FIGURA 75a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de 22°

Antena de cortina con reflector  
de pantalla aperiódico  
HRS 4/4/0,5  
 $F_R = 0,7$   
 $s = 30^\circ$   
 $\theta = 13^\circ$   
 $\phi = 22^\circ$   
 $G_i = 18,4 \text{ dB}$

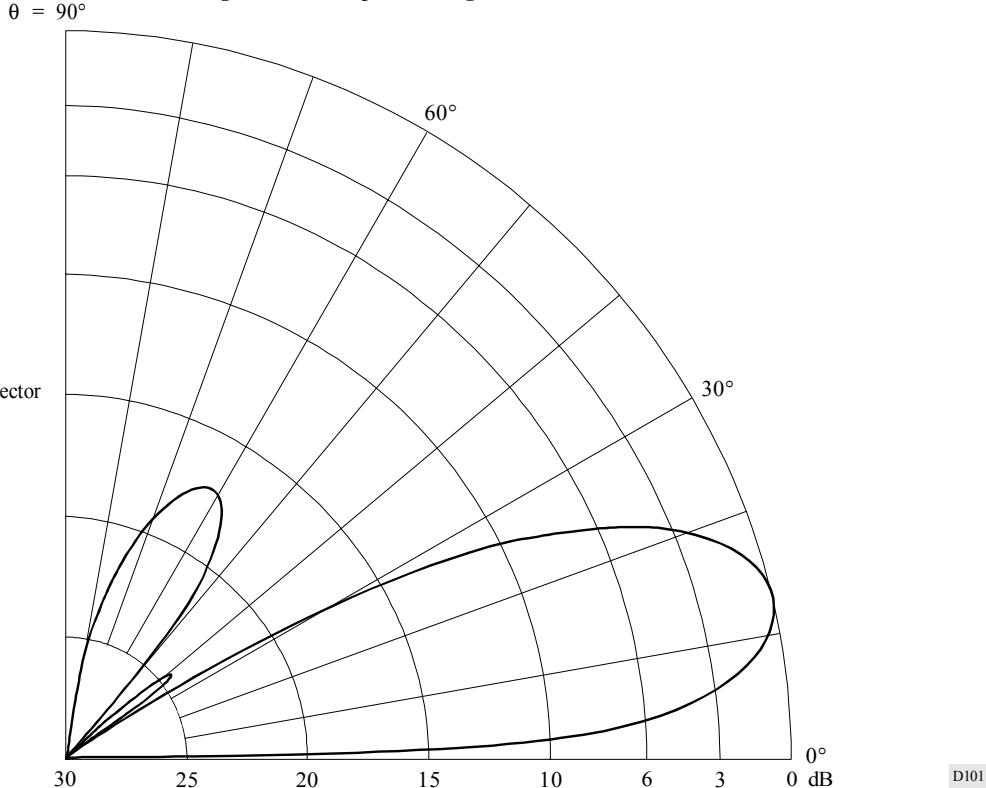


FIGURA 75b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $13^\circ$

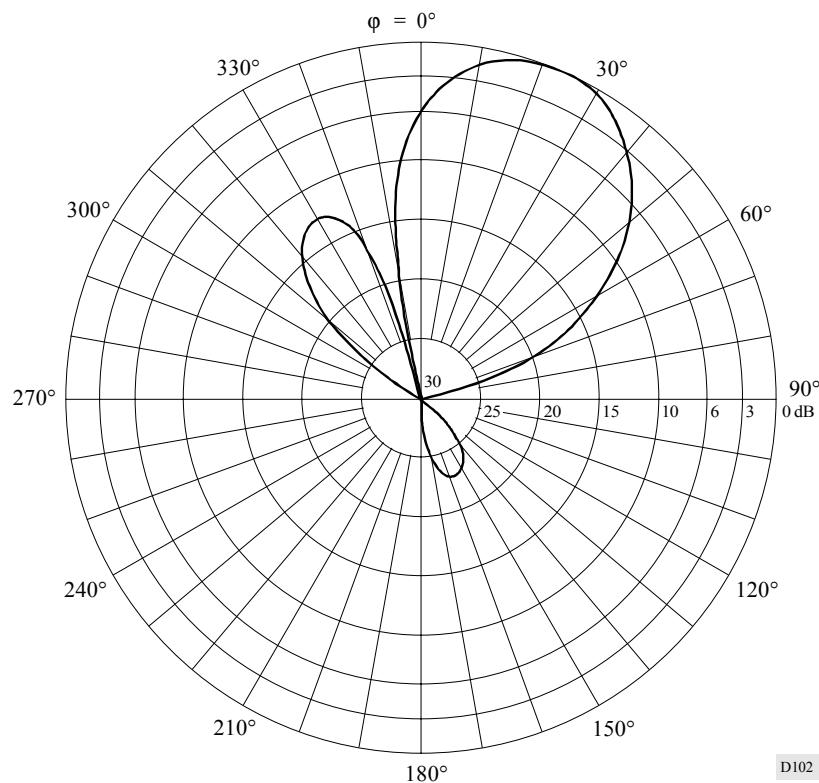


FIGURA 75c  
Diagrama de radiación hacia adelante

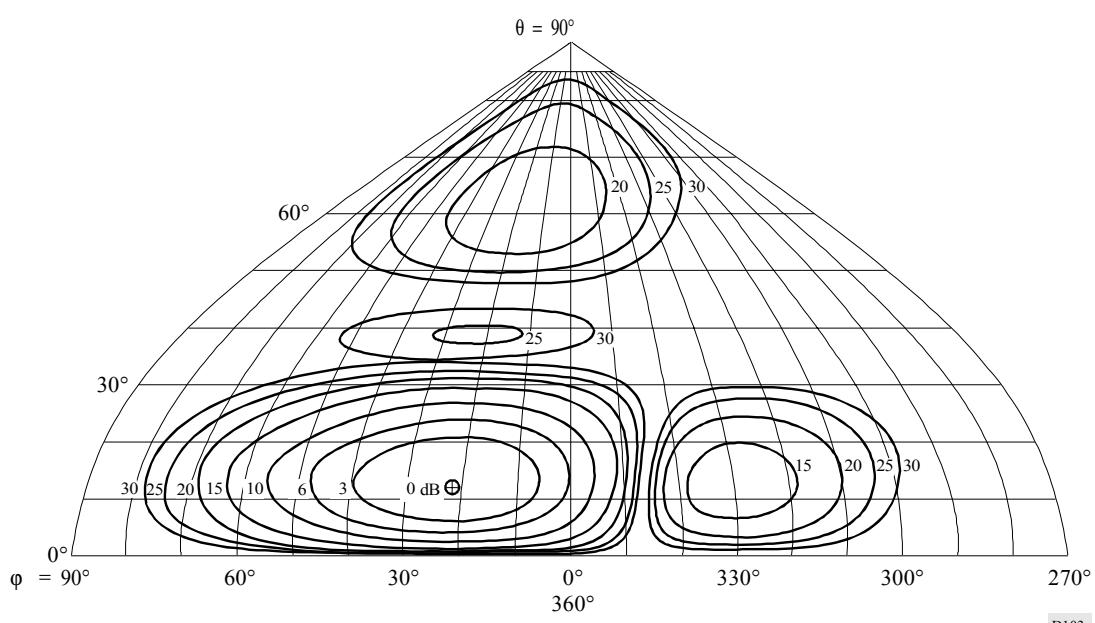


FIGURA 75d  
Diagrama de radiación hacia atrás

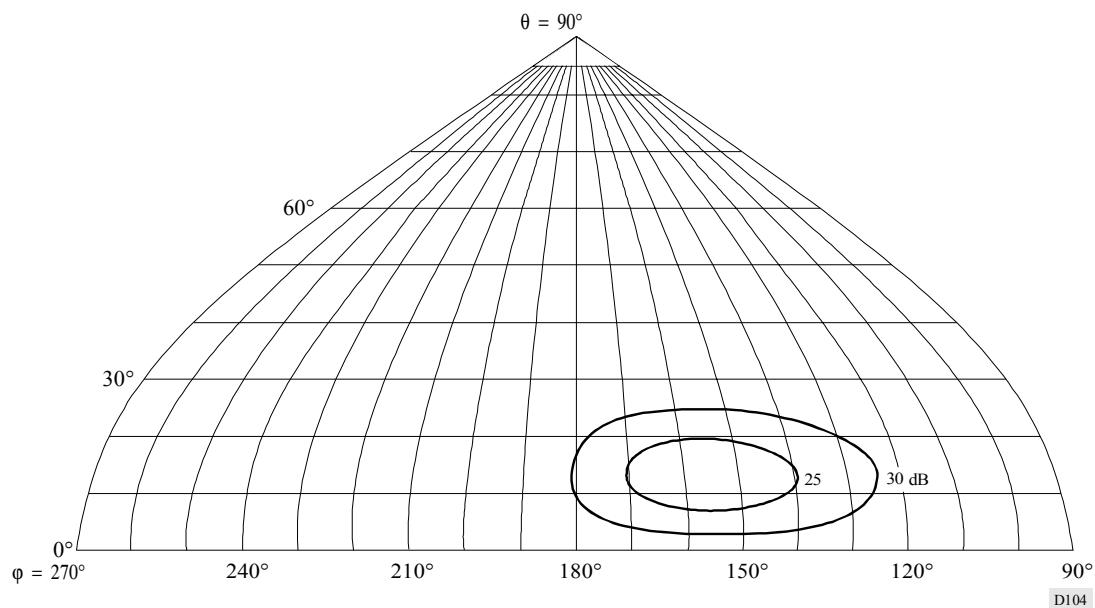


FIGURA 76a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $0^\circ$

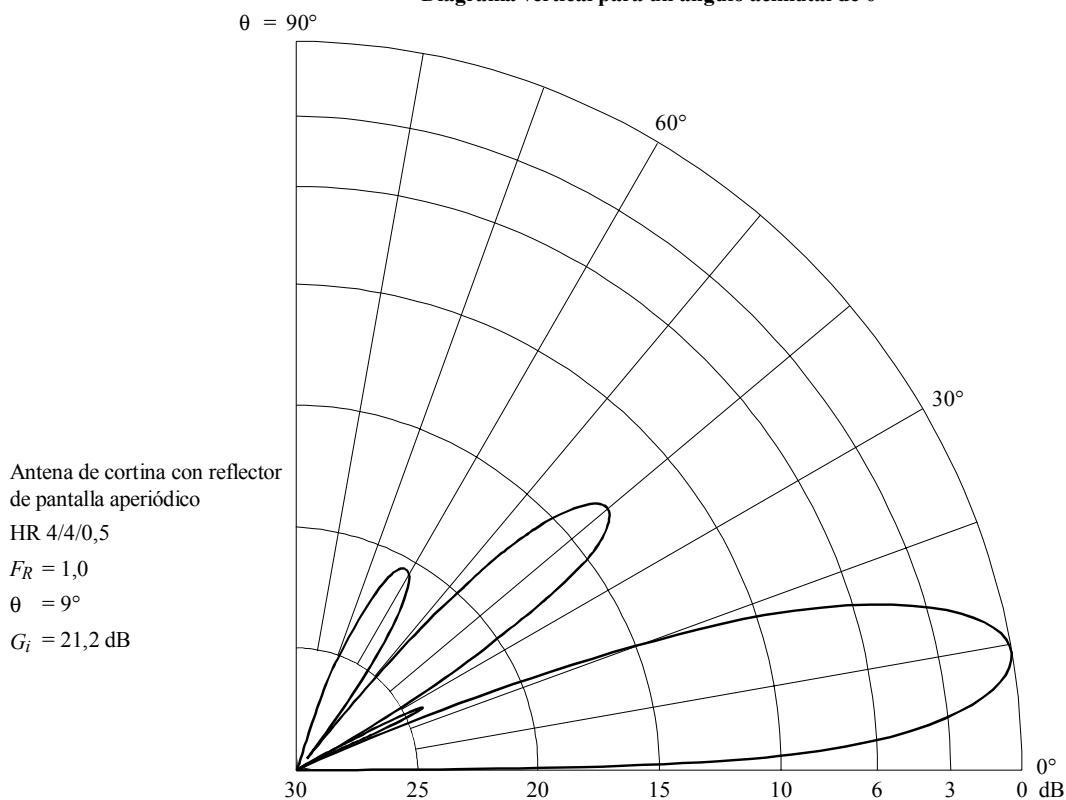
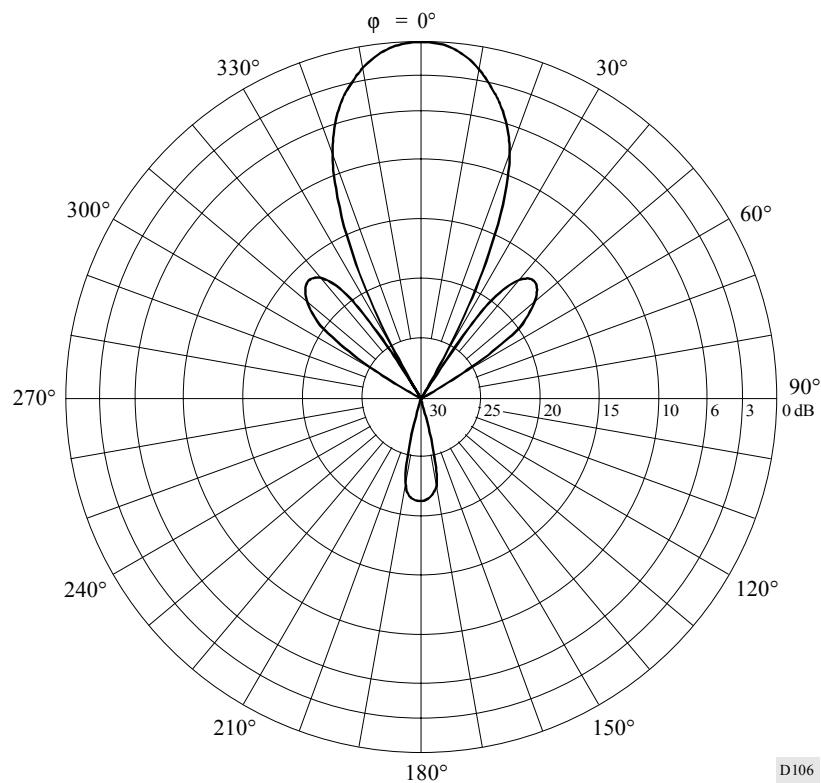
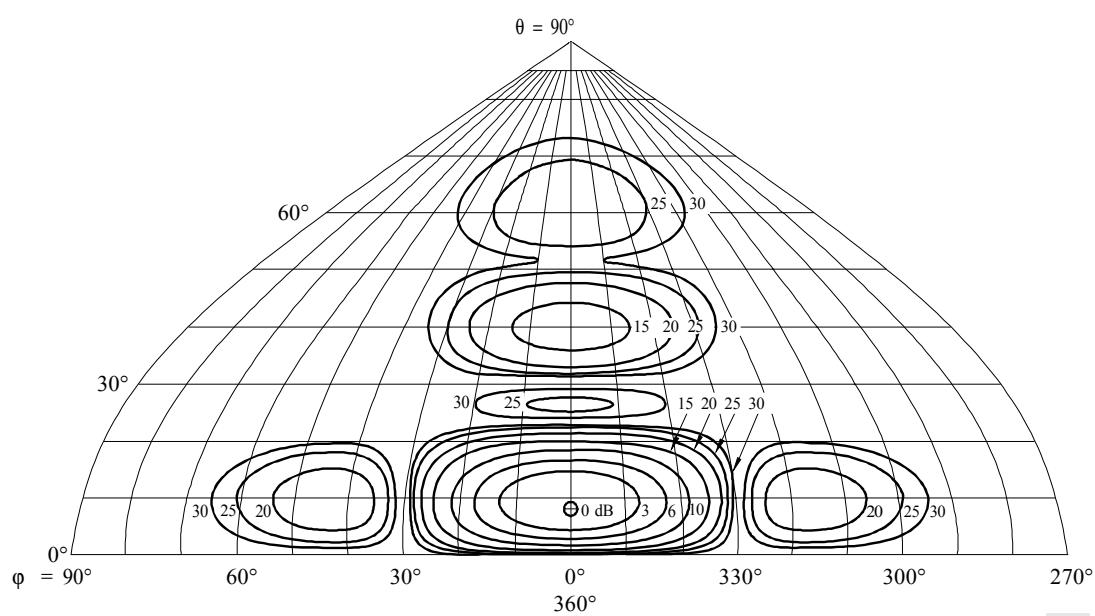


FIGURA 76b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $9^\circ$



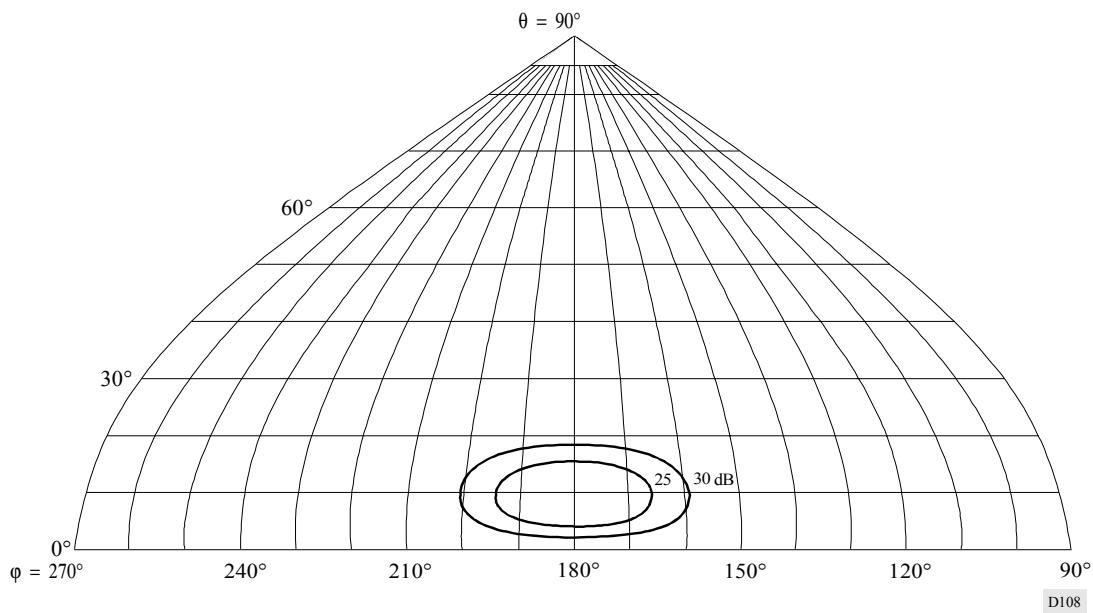
D106

FIGURA 76c  
Diagrama de radiación hacia adelante



D107

FIGURA 76d  
Diagrama de radiación hacia atrás



D108

FIGURA 77a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $26^\circ$

Antena de cortina con reflector  
de pantalla aperiódico

HRS 4/4/0,5

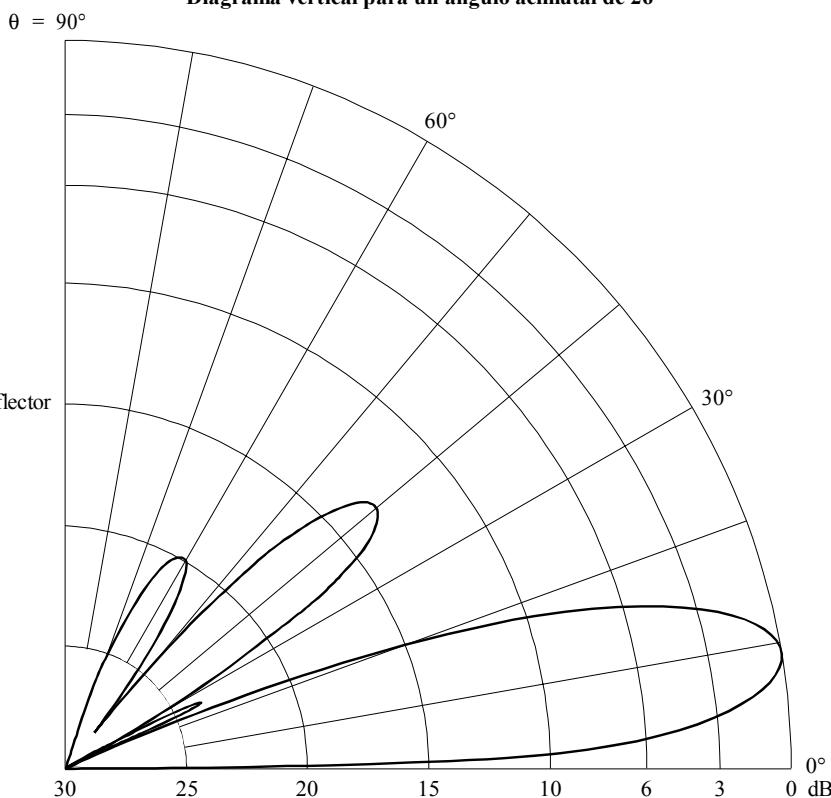
$F_R = 1,0$

$s = 30^\circ$

$\theta = 9^\circ$

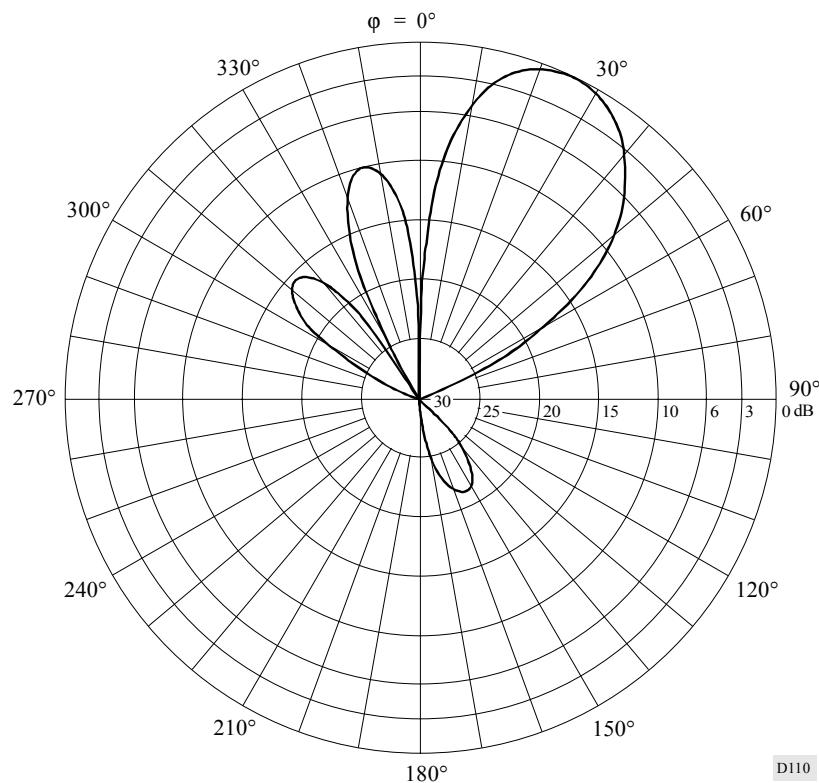
$\phi = 26^\circ$

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



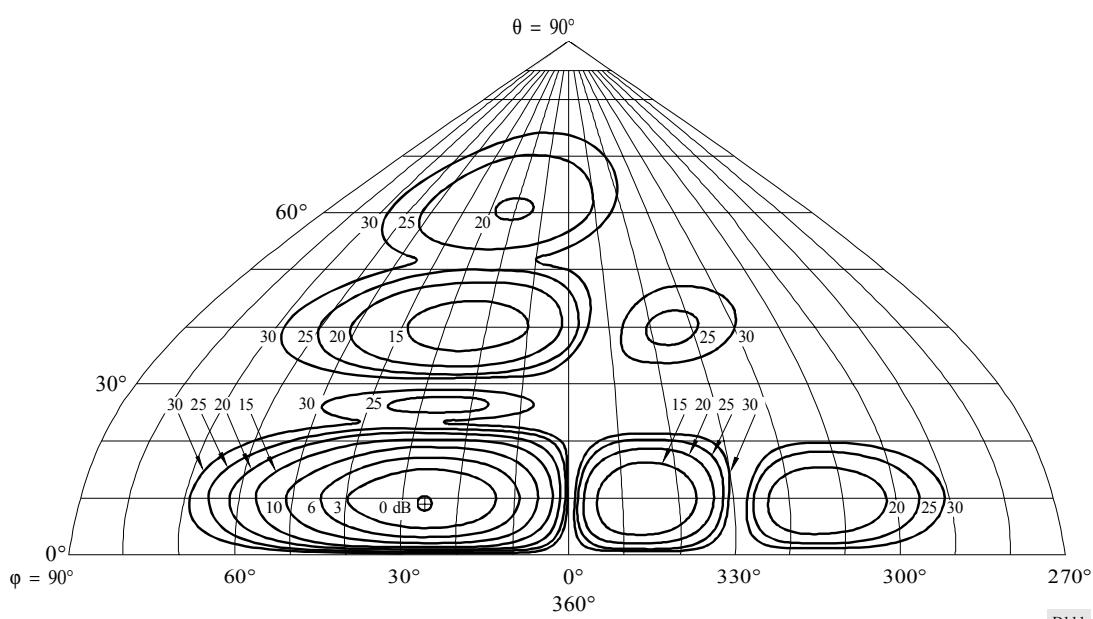
D109

FIGURA 77b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $90^\circ$



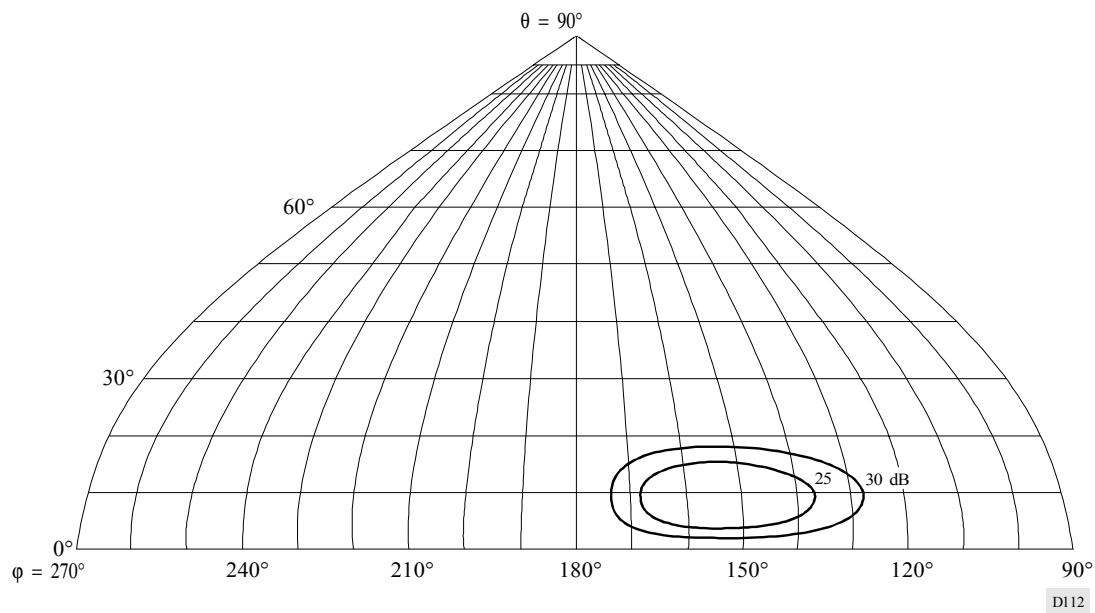
D110

FIGURA 77c  
Diagrama de radiación hacia adelante



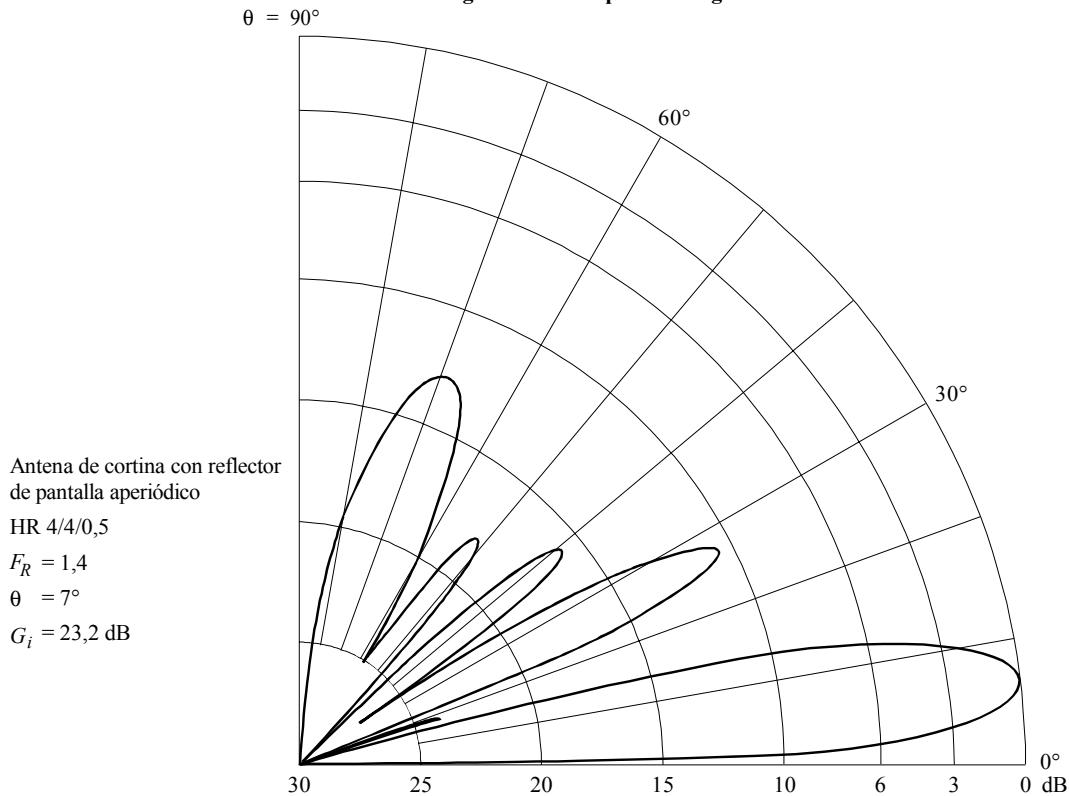
D111

FIGURA 77d  
Diagrama de radiación hacia atrás



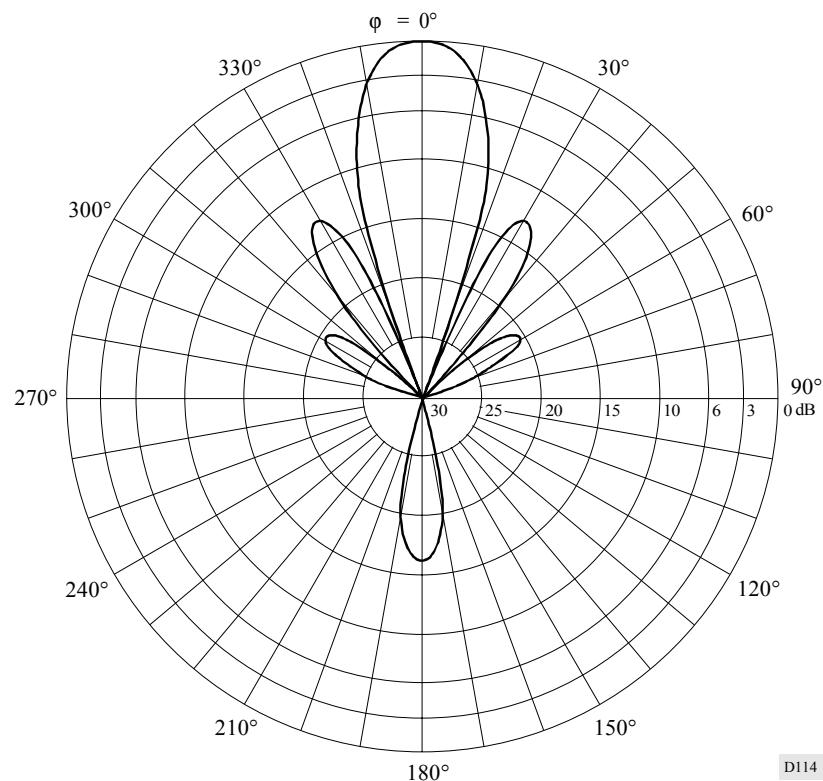
DI12

FIGURA 78a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $0^\circ$



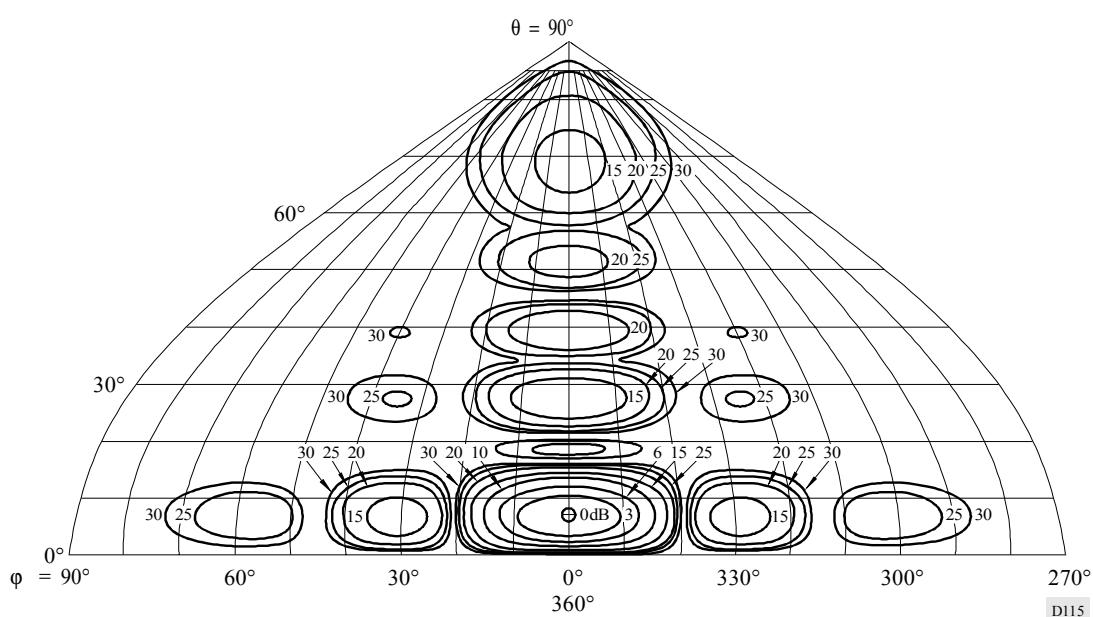
DI13

FIGURA 78b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $7^\circ$



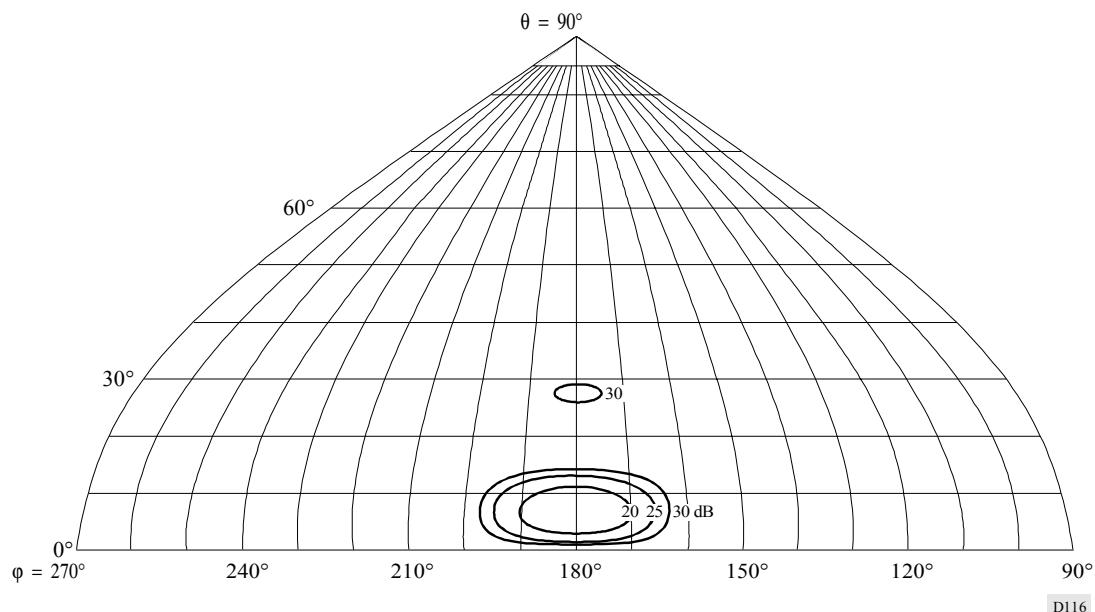
D114

FIGURA 78c  
Diagrama de radiación hacia adelante



D115

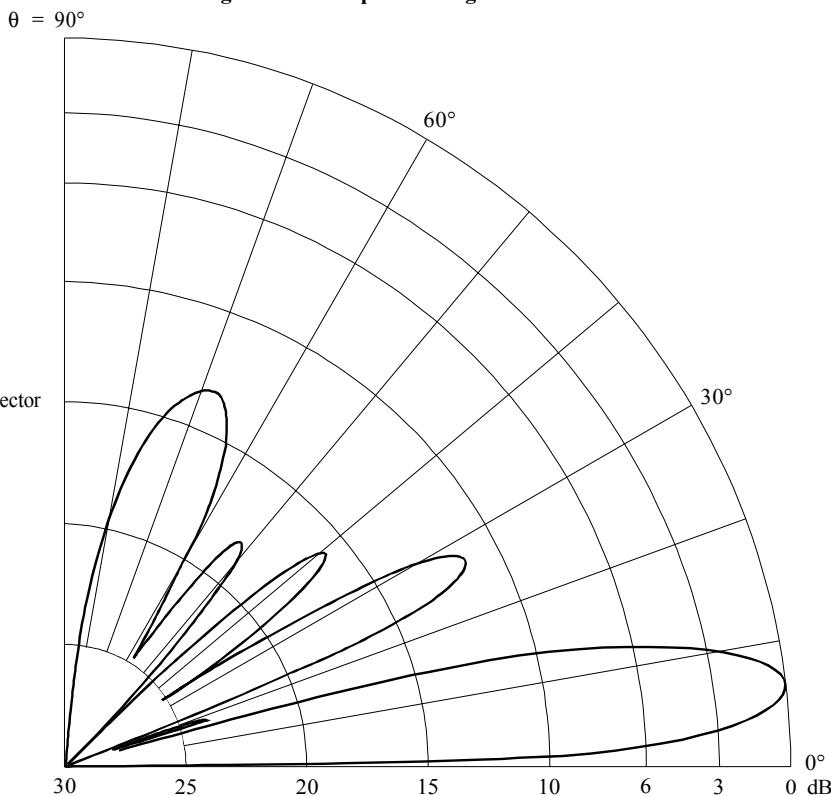
FIGURA 78d  
Diagrama de radiación hacia atrás



D116

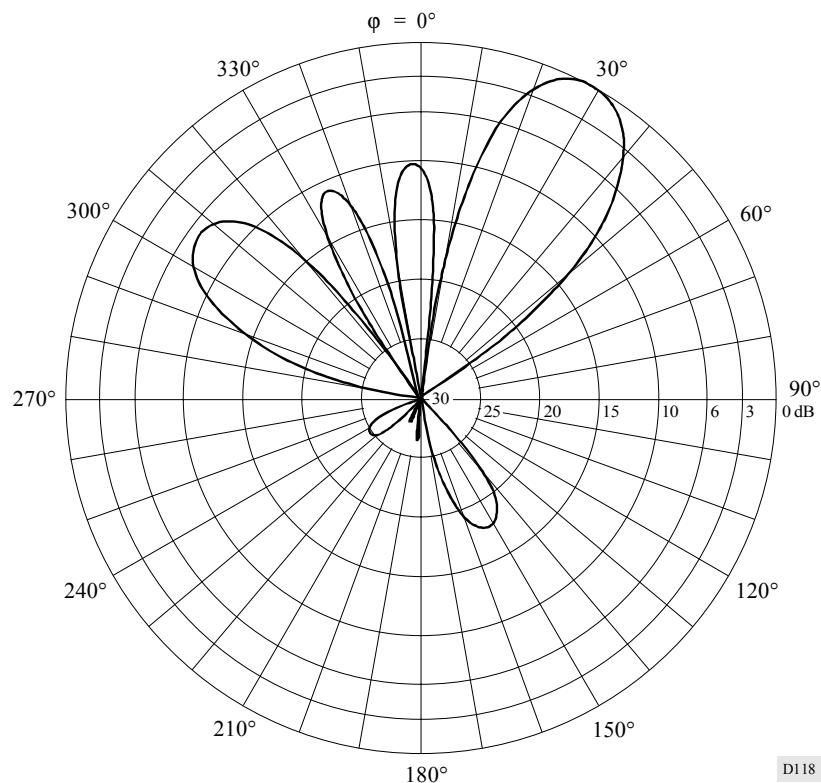
FIGURA 79a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $28^\circ$

Antena de cortina con reflector  
de pantalla aperiódico  
HRS 4/4/0,5  
 $F_R = 1,4$   
 $s = 30^\circ$   
 $\theta = 7^\circ$   
 $\phi = 28^\circ$   
 $G_i = 22,2$  dB



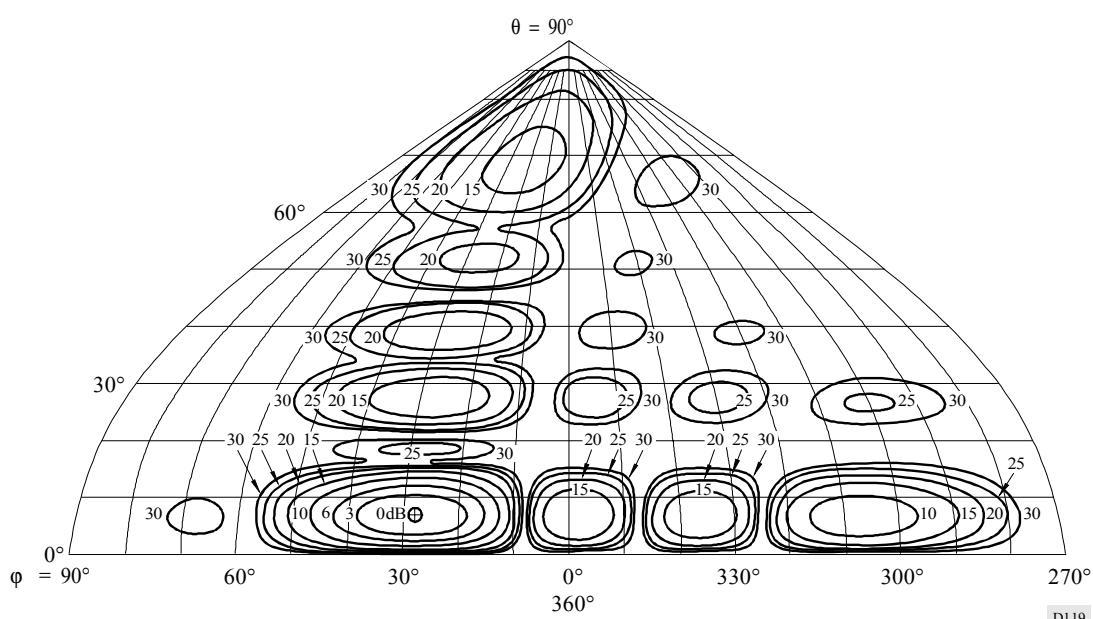
D117

FIGURA 79b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $7^\circ$



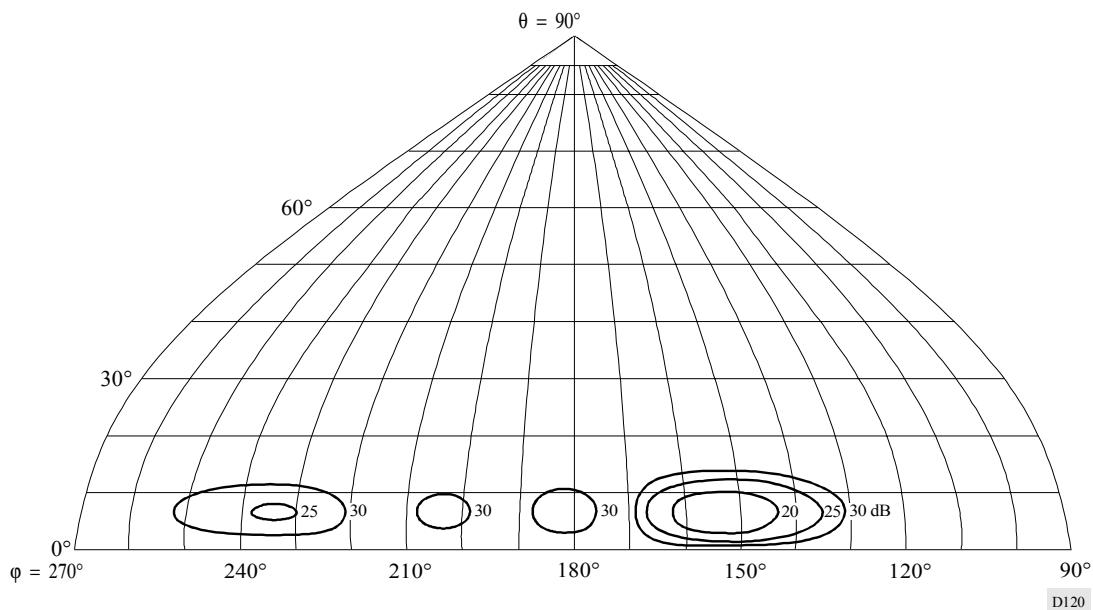
D118

FIGURA 79c  
Diagrama de radiación hacia adelante



D119

**FIGURA 79d**  
**Diagrama de radiación hacia atrás**



**FIGURA 80a**

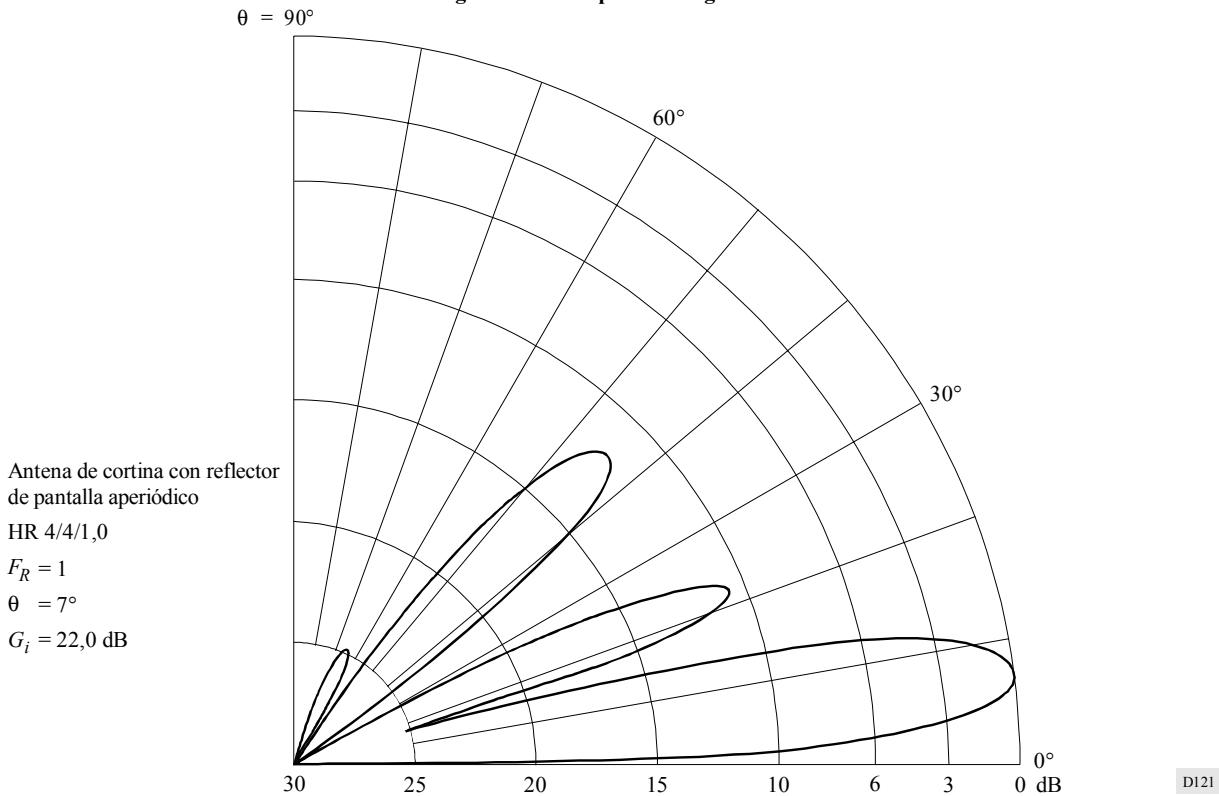
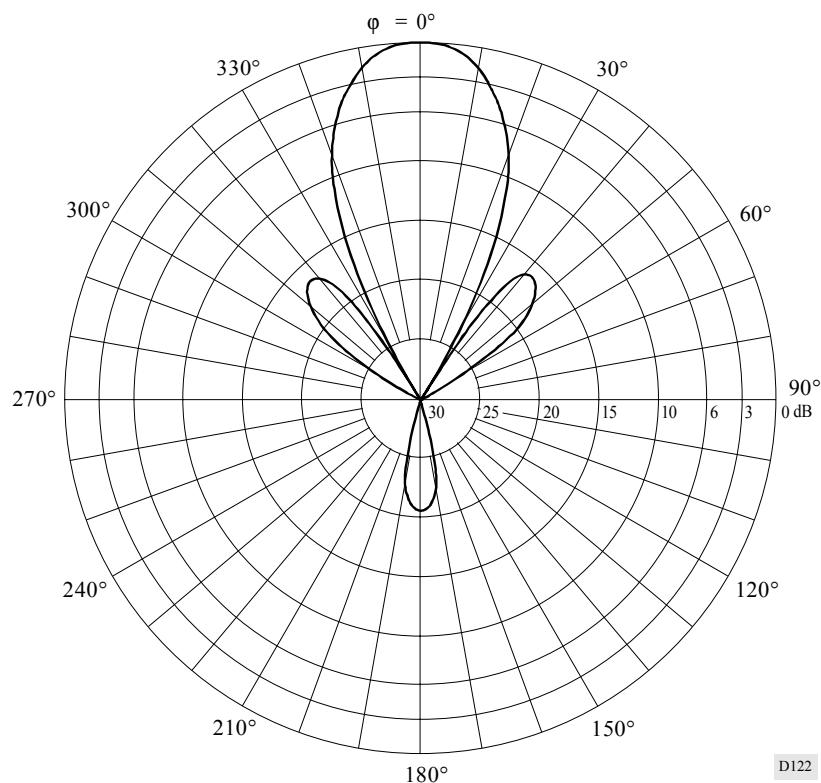
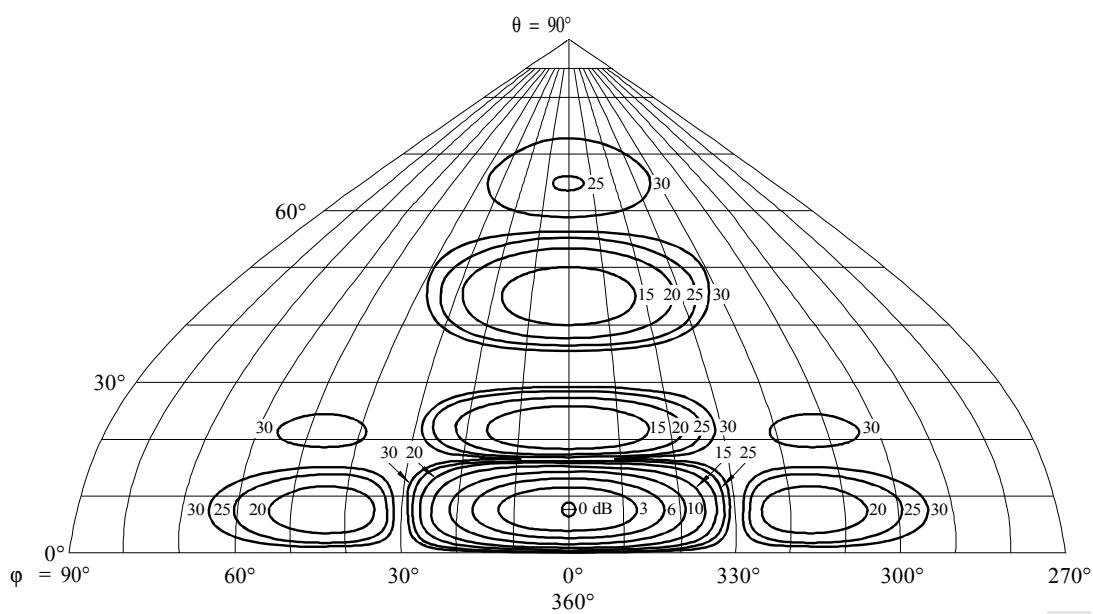


FIGURA 80b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $7^\circ$



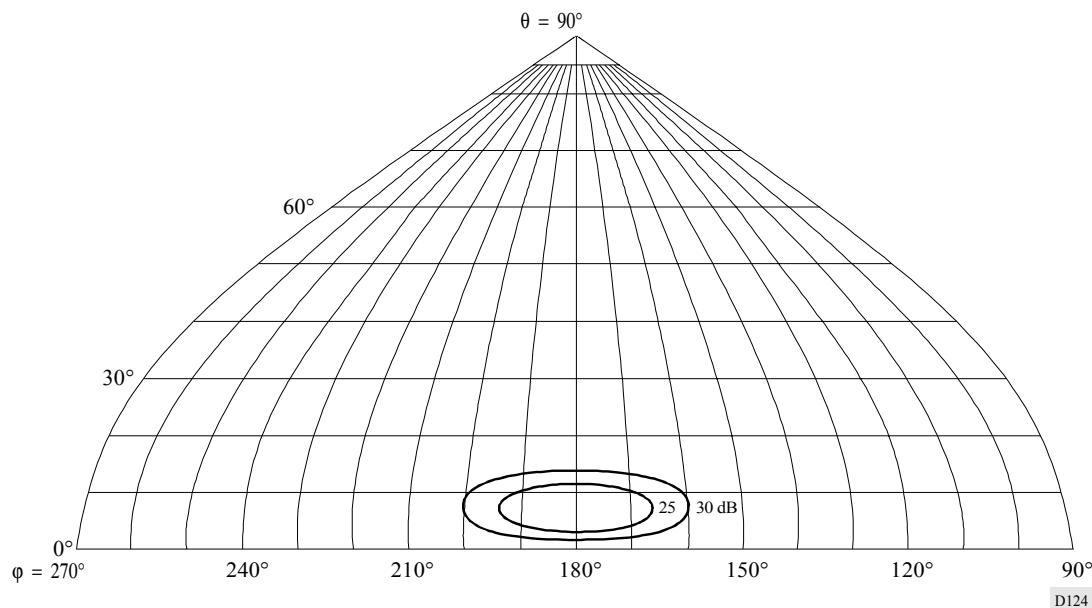
D122

FIGURA 80c  
Diagrama de radiación hacia adelante



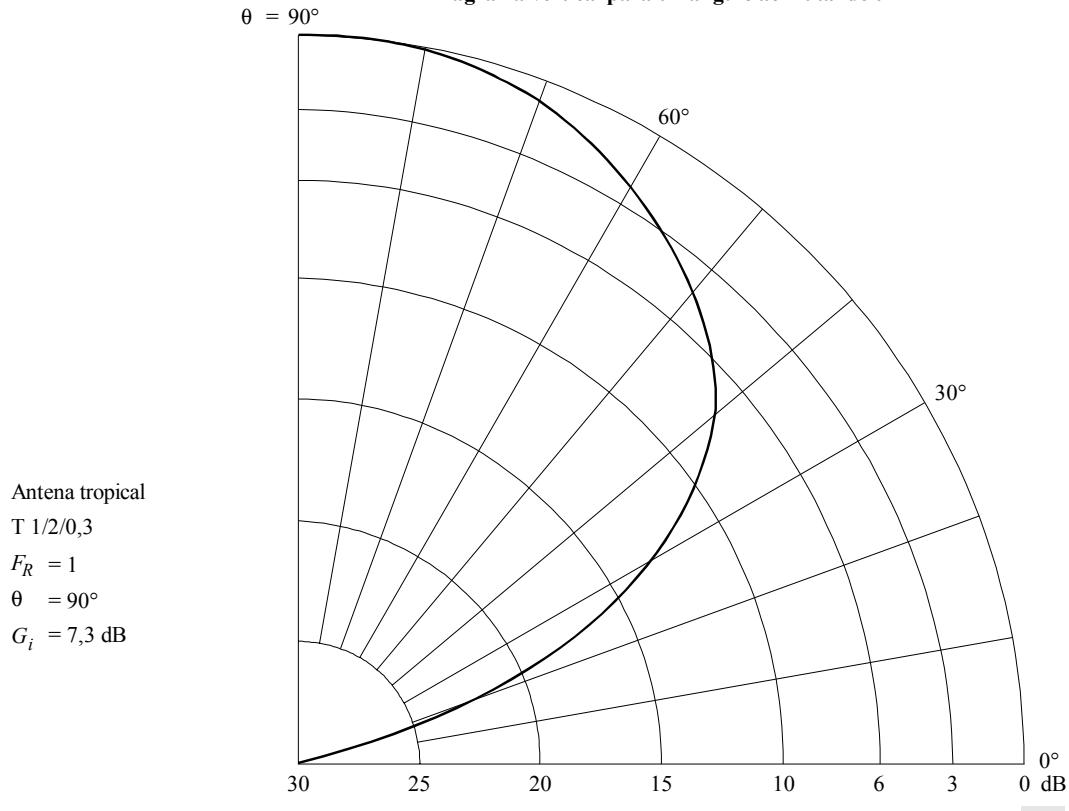
D123

FIGURA 80d  
Diagrama de radiación hacia atrás



D124

FIGURA 81a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $0^\circ$



D125

FIGURA 81b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $45^\circ$

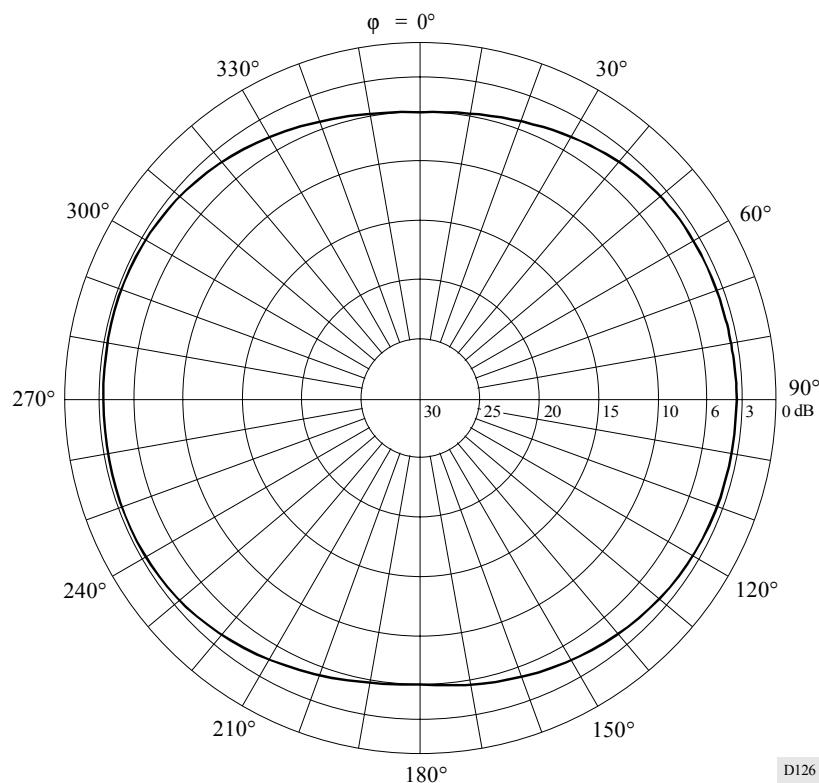


FIGURA 81c  
Diagrama de radiación hacia adelante

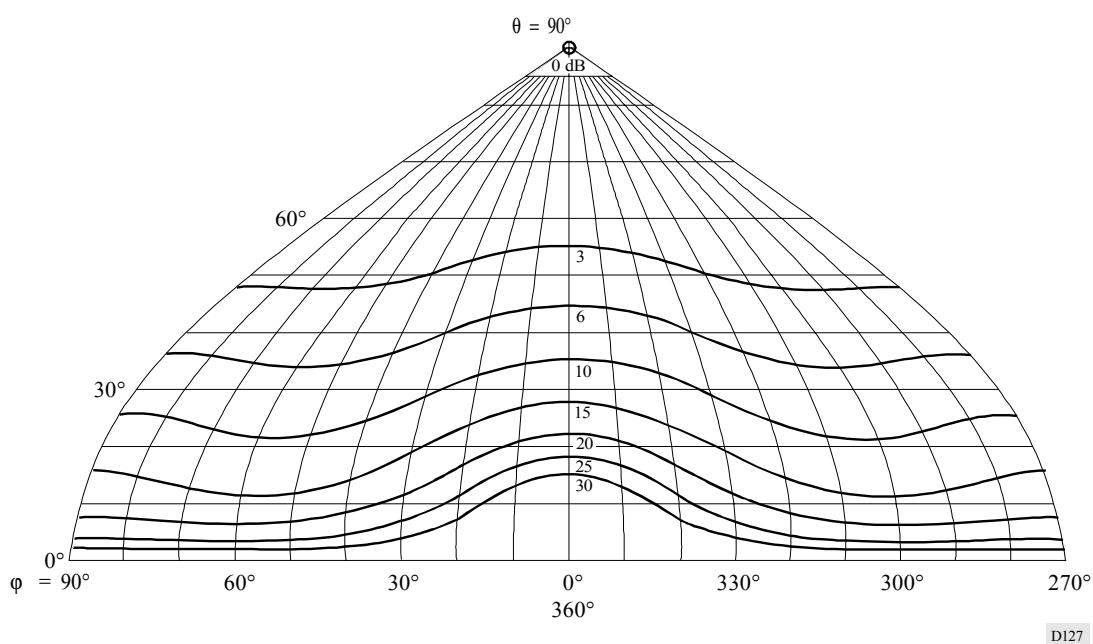


FIGURA 81d  
Diagrama de radiación hacia atrás

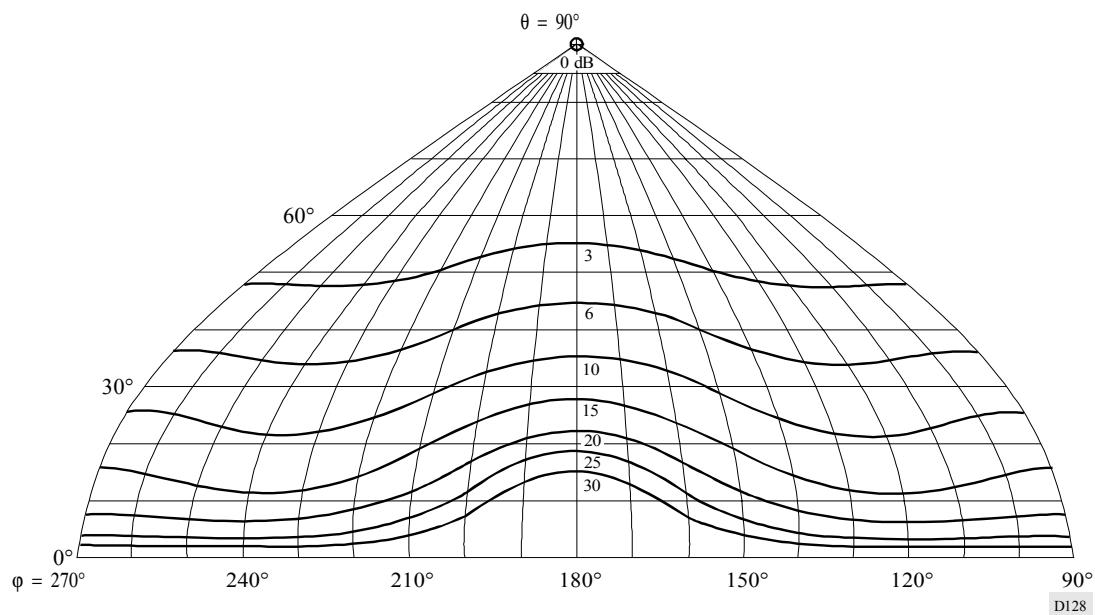
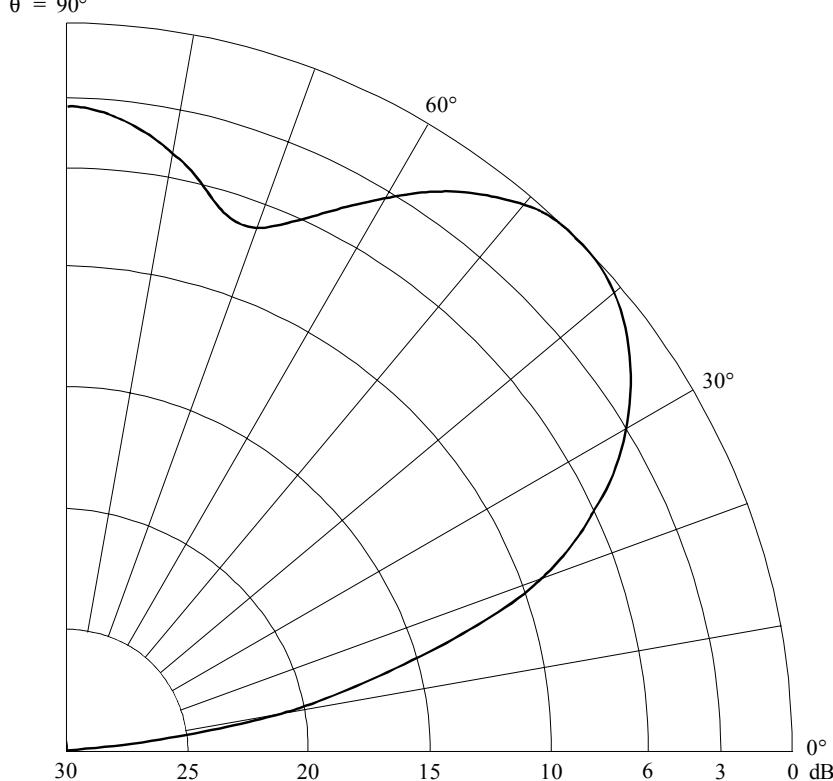


FIGURA 82a

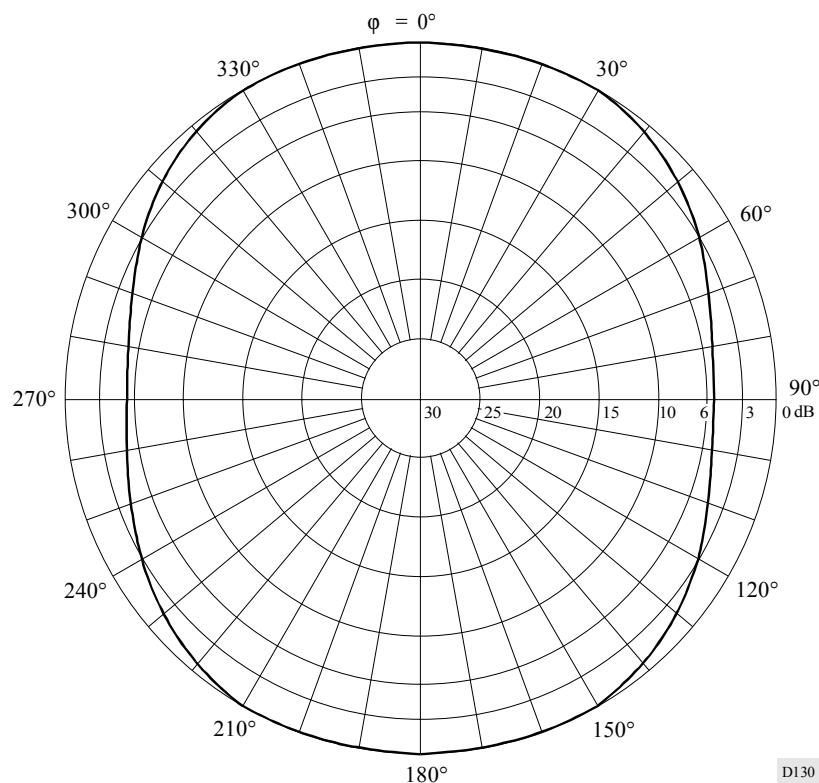
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $12^\circ$ 

Antena tropical  
 $T 2/2/0,5$   
 $F_R = 1$   
 $\theta = 45^\circ$   
 $\phi = 12^\circ$   
 $G_i = 6,4 \text{ dB}$



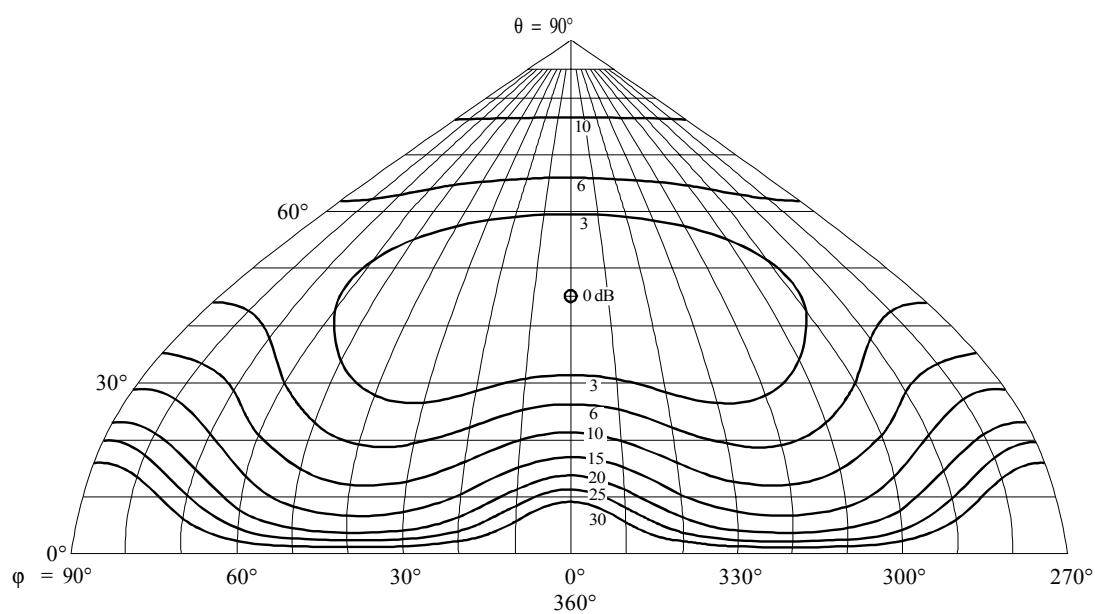
D129

FIGURA 82b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $45^\circ$



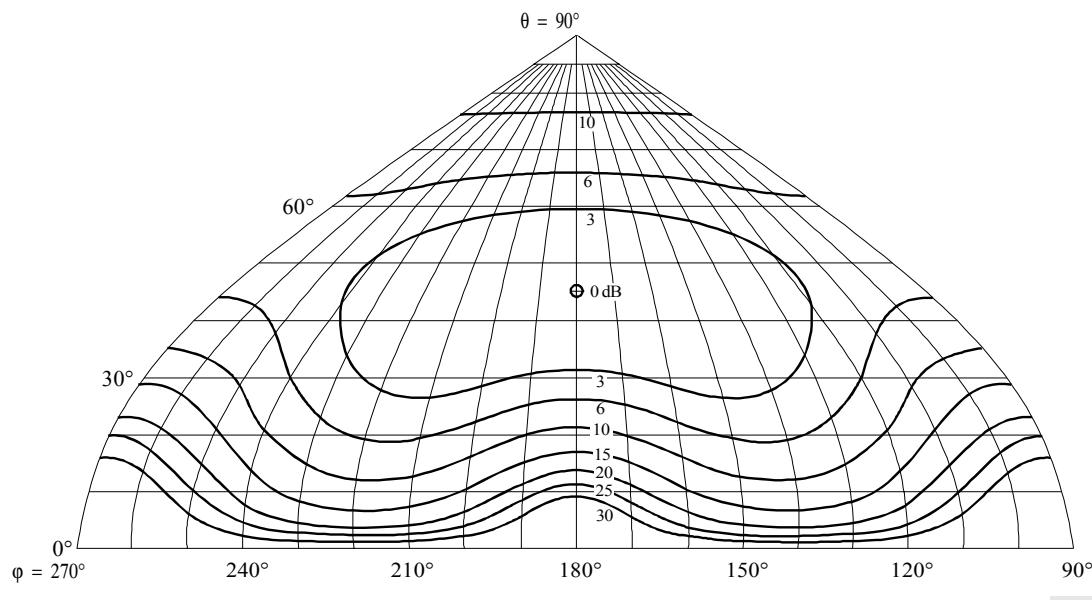
DI30

FIGURA 82c  
Diagrama de radiación hacia adelante



DI31

FIGURA 82d  
Diagrama de radiación hacia atrás

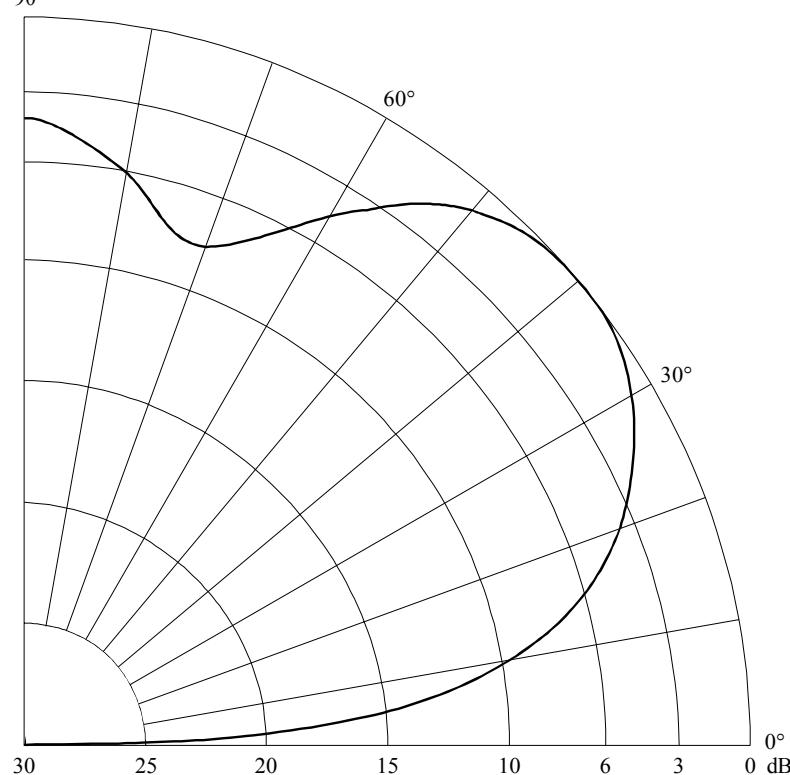


D132

FIGURA 83a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $37^\circ$

 $\theta = 90^\circ$ 

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



D133

FIGURA 83b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $40^\circ$

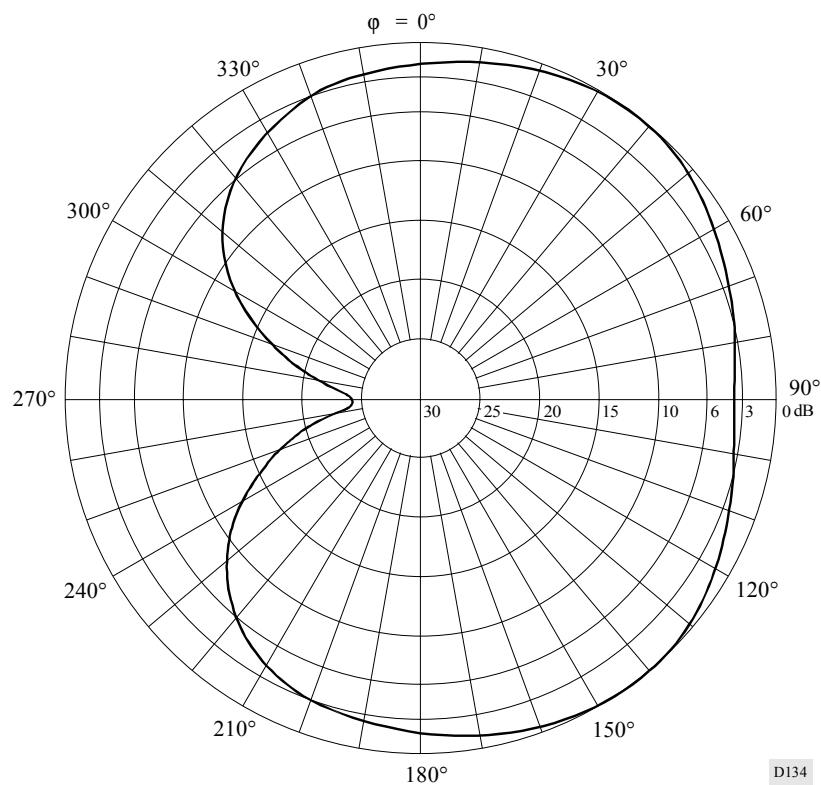


FIGURA 83c  
Diagrama de radiación hacia adelante

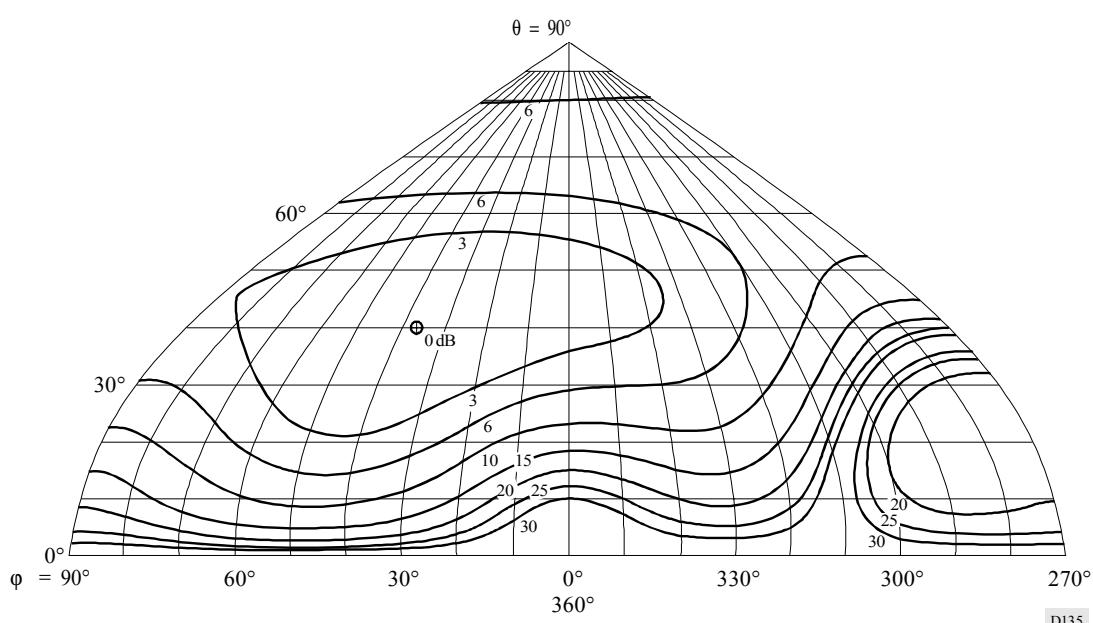
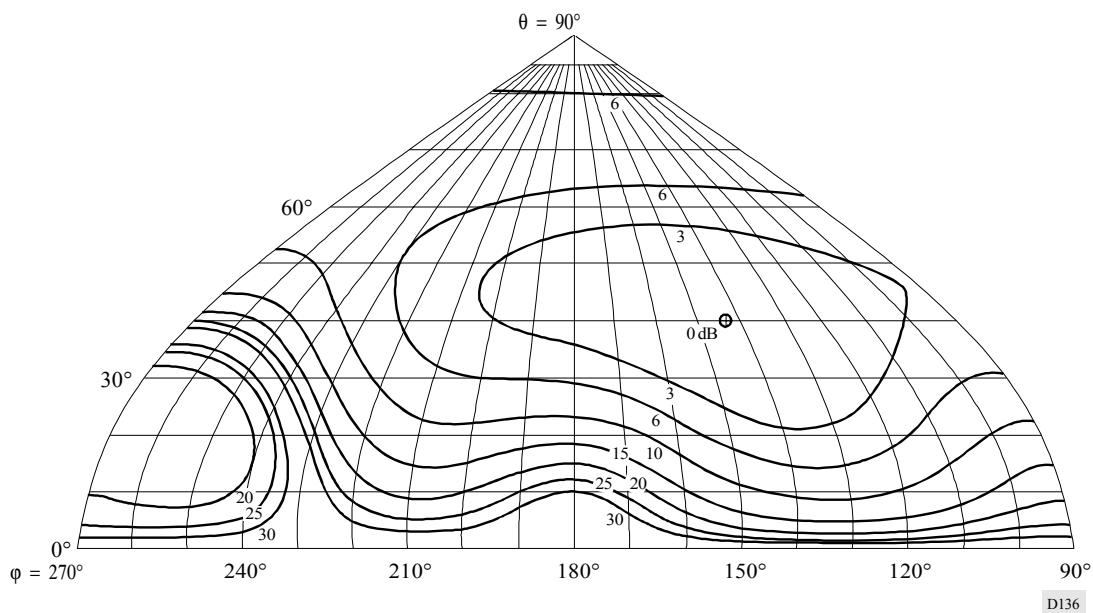
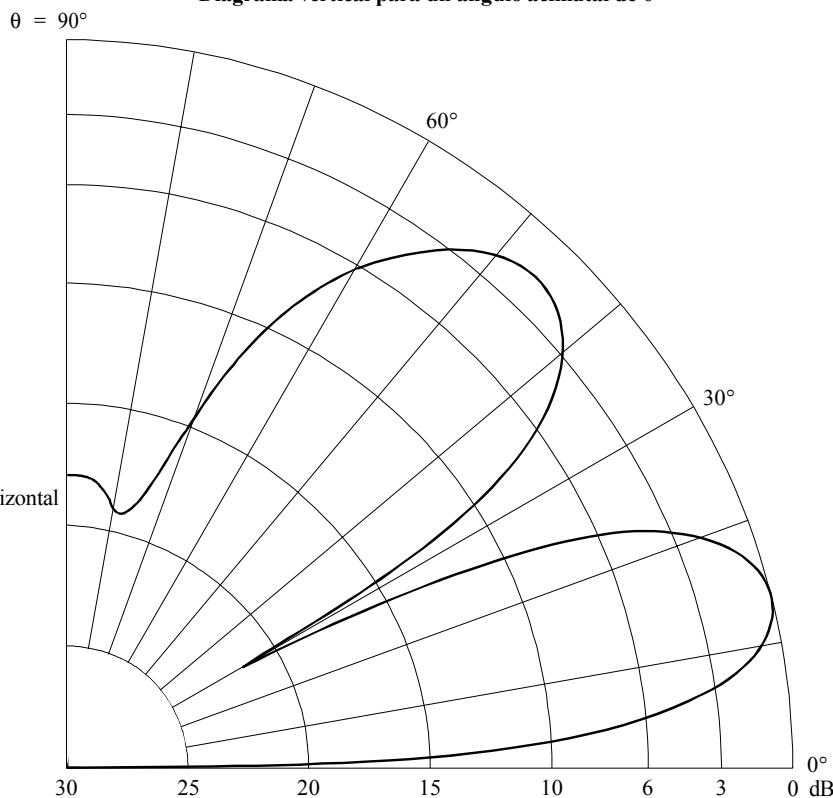


FIGURA 83d  
Diagrama de radiación hacia atrás



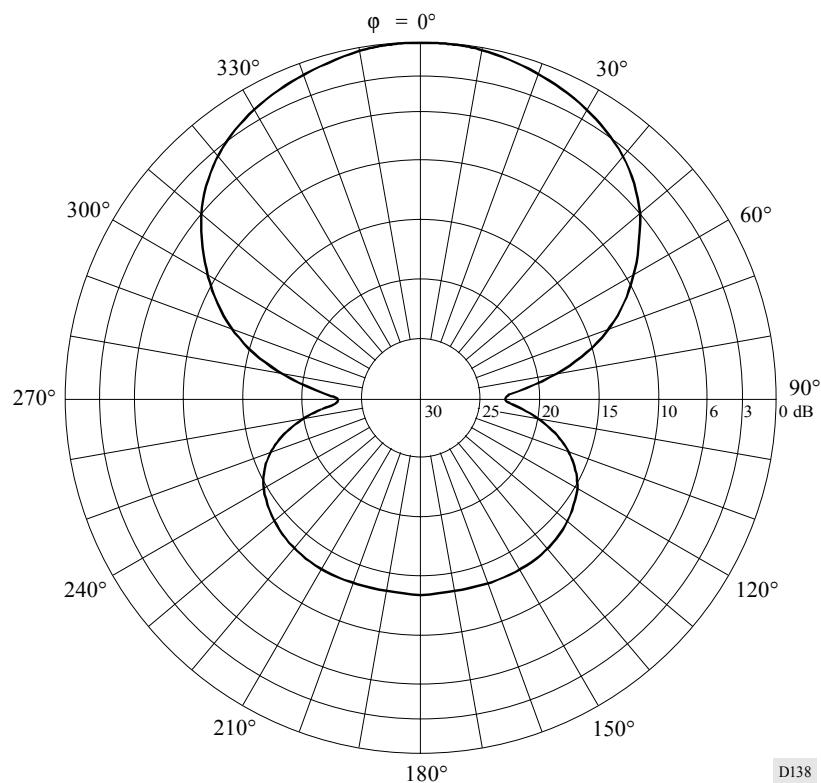
D136

FIGURA 84a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $0^\circ$



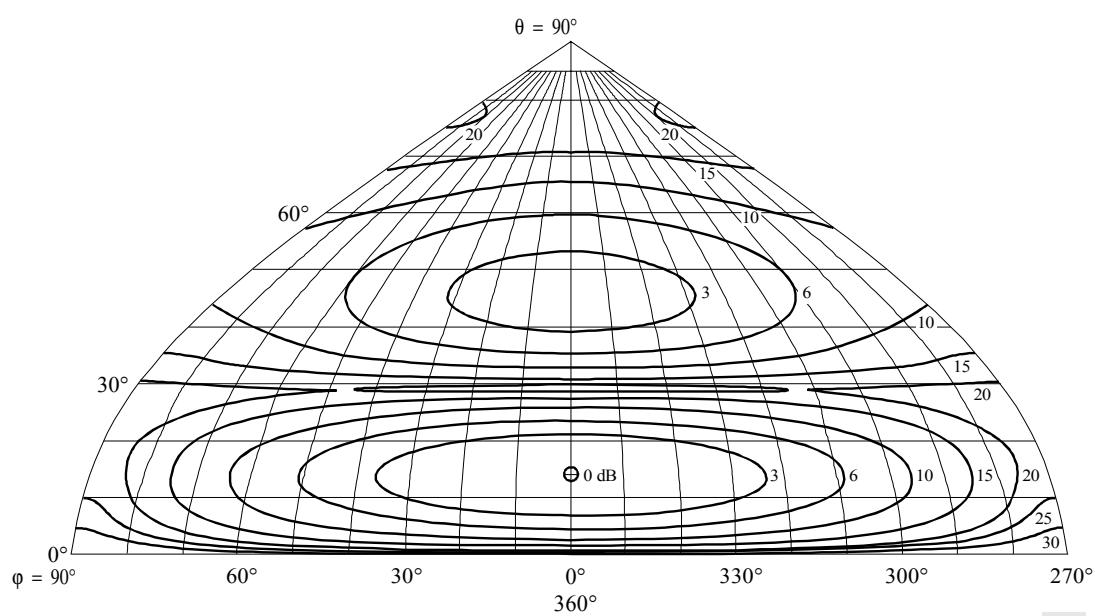
D137

FIGURA 84b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $14^\circ$



D138

FIGURA 84c  
Diagrama de radiación hacia adelante



D139

FIGURA 84d  
Diagrama de radiación hacia atrás

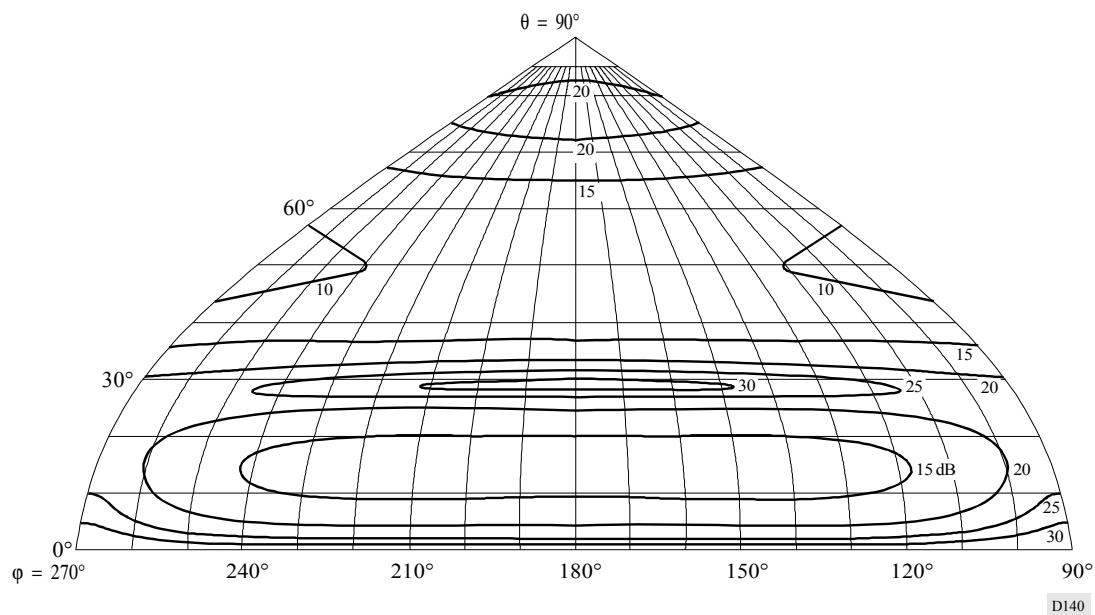


FIGURA 85a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $0^\circ$

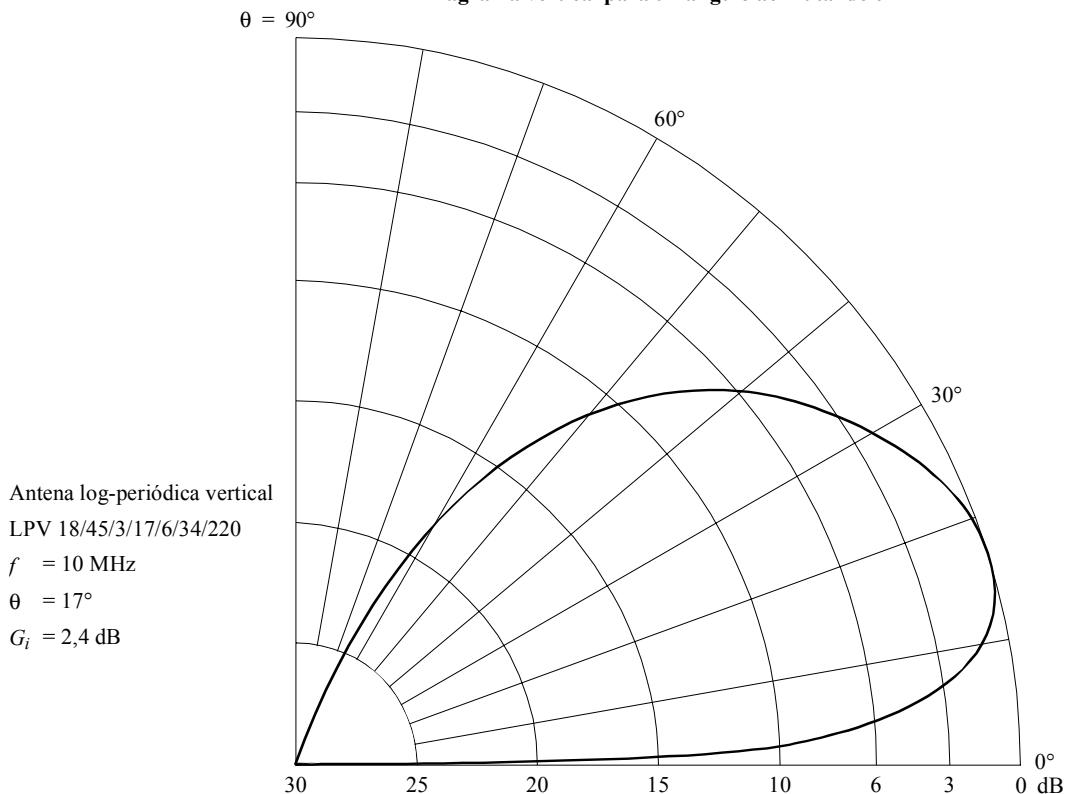


FIGURA 85b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $17^\circ$

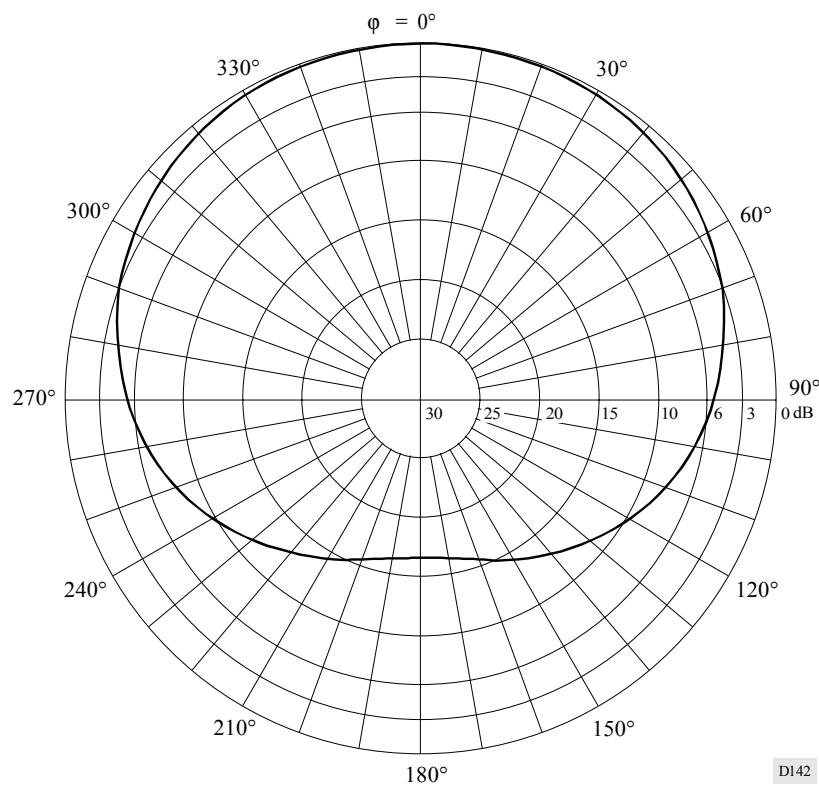


FIGURA 85c  
Diagrama de radiación hacia adelante

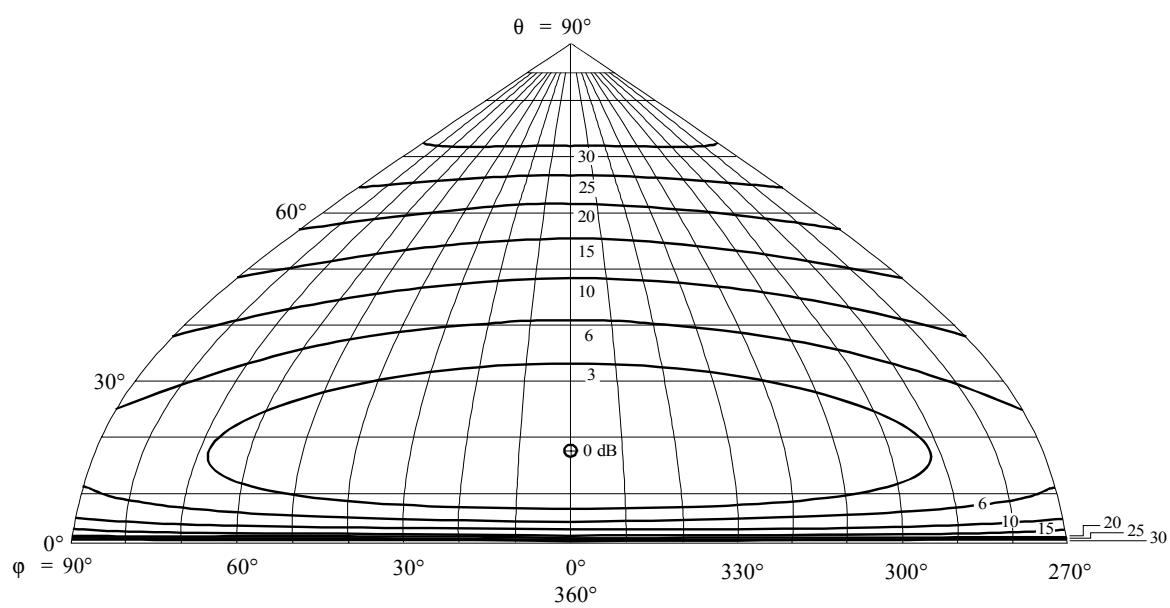


FIGURA 85d  
Diagrama de radiación hacia atrás

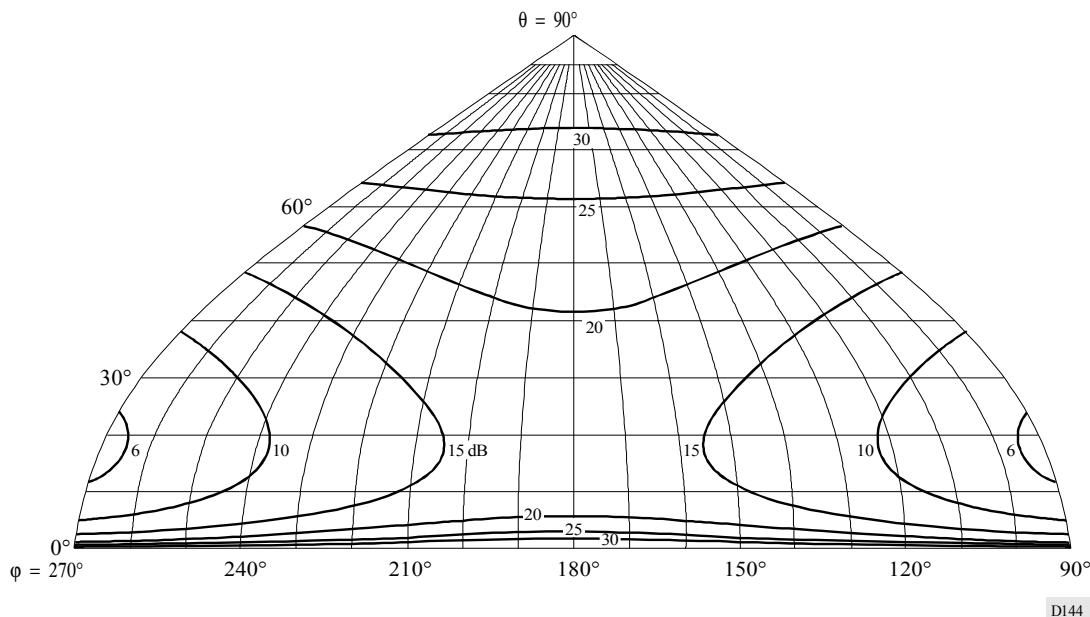


FIGURA 86a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $0^\circ$

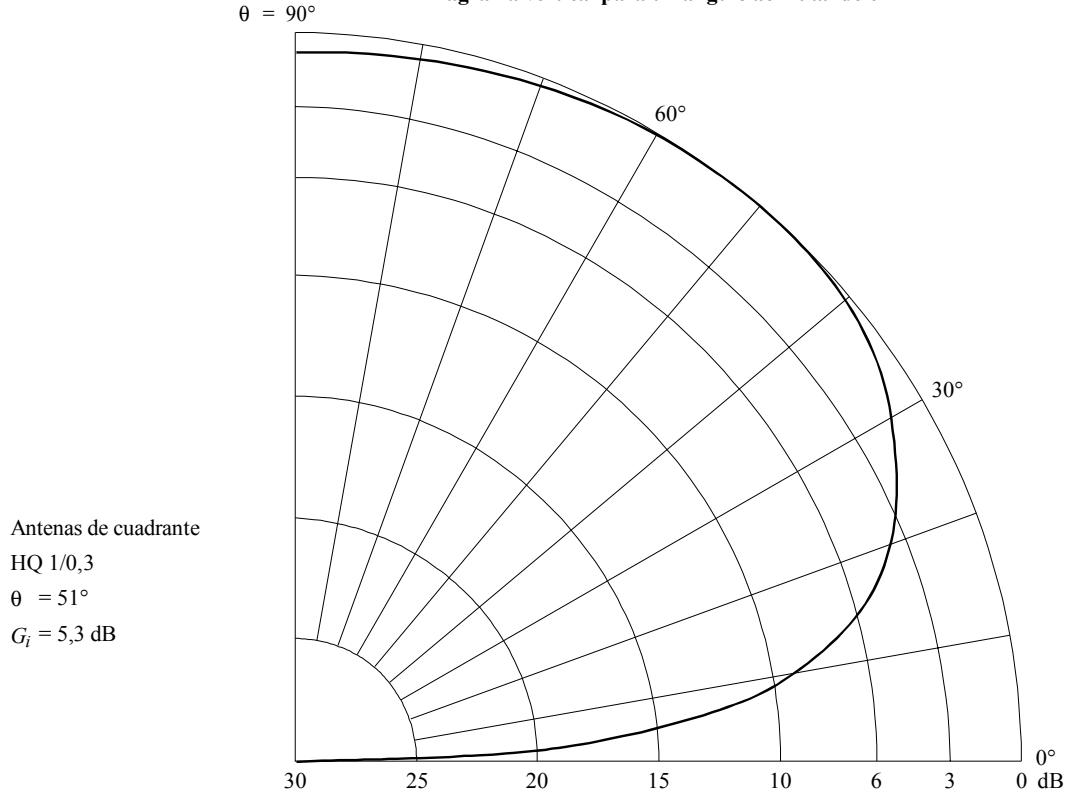


FIGURA 86b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $51^\circ$

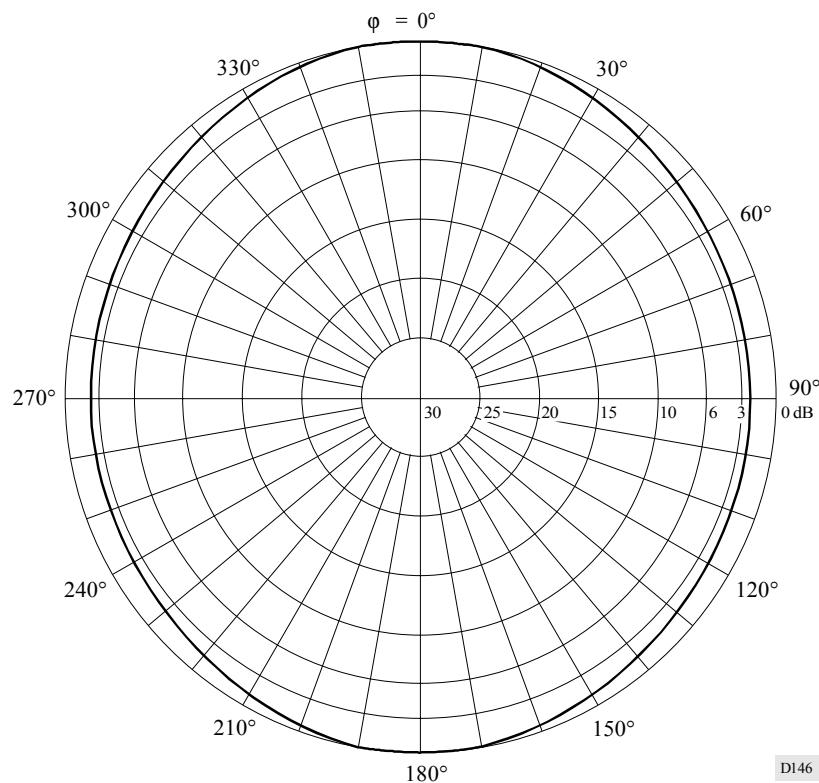


FIGURA 86c  
Diagrama de radiación hacia adelante

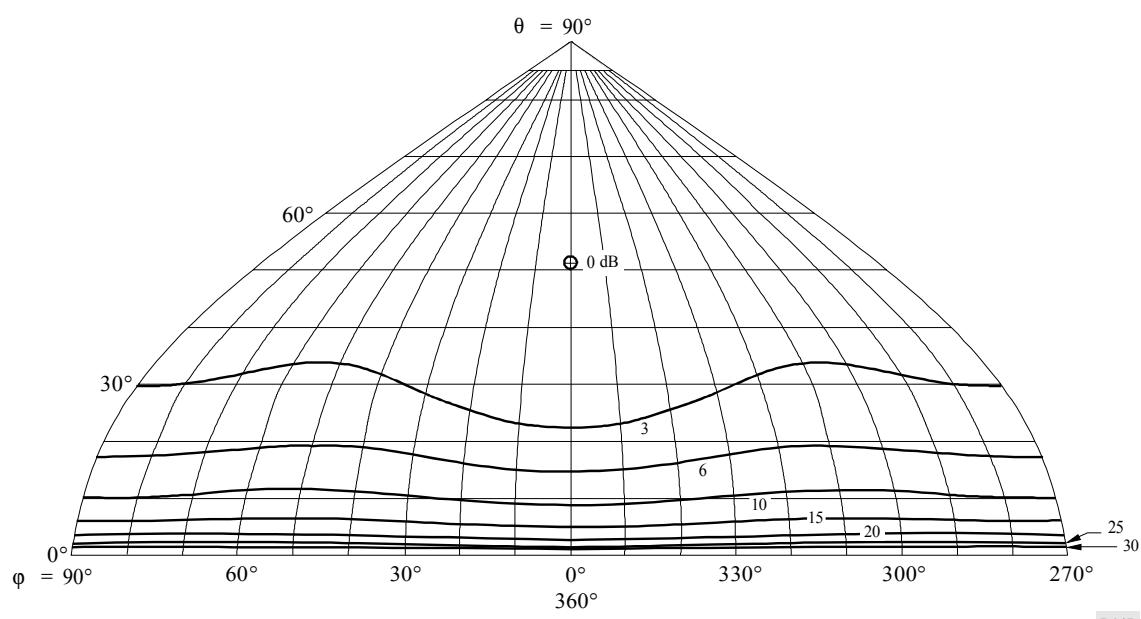


FIGURA 86d  
Diagrama de radiación hacia atrás

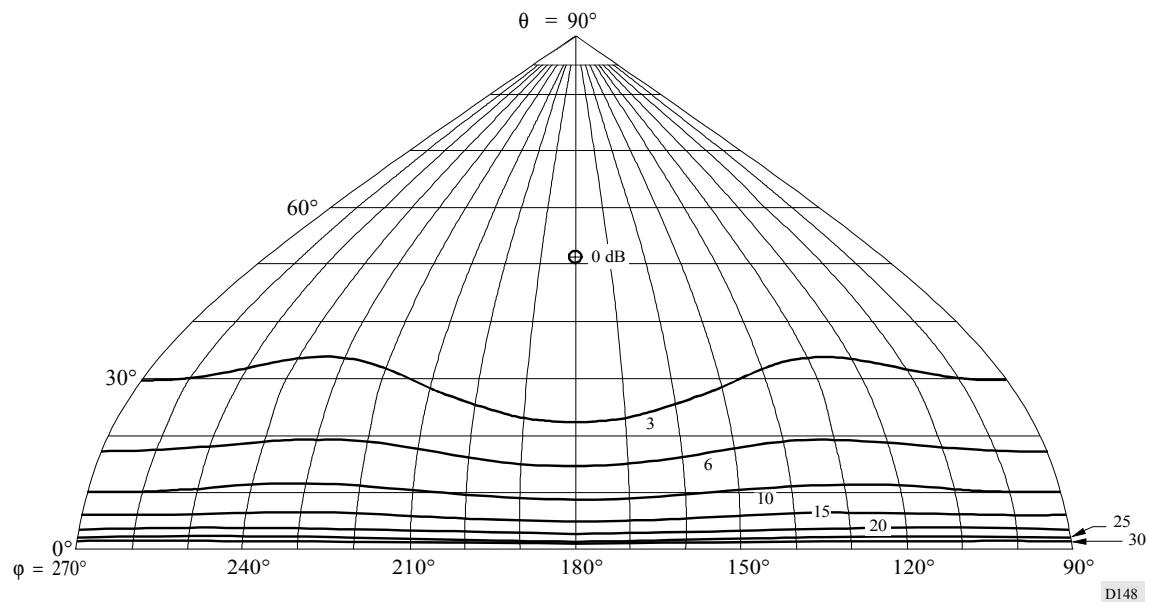


FIGURA 87a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de 0°

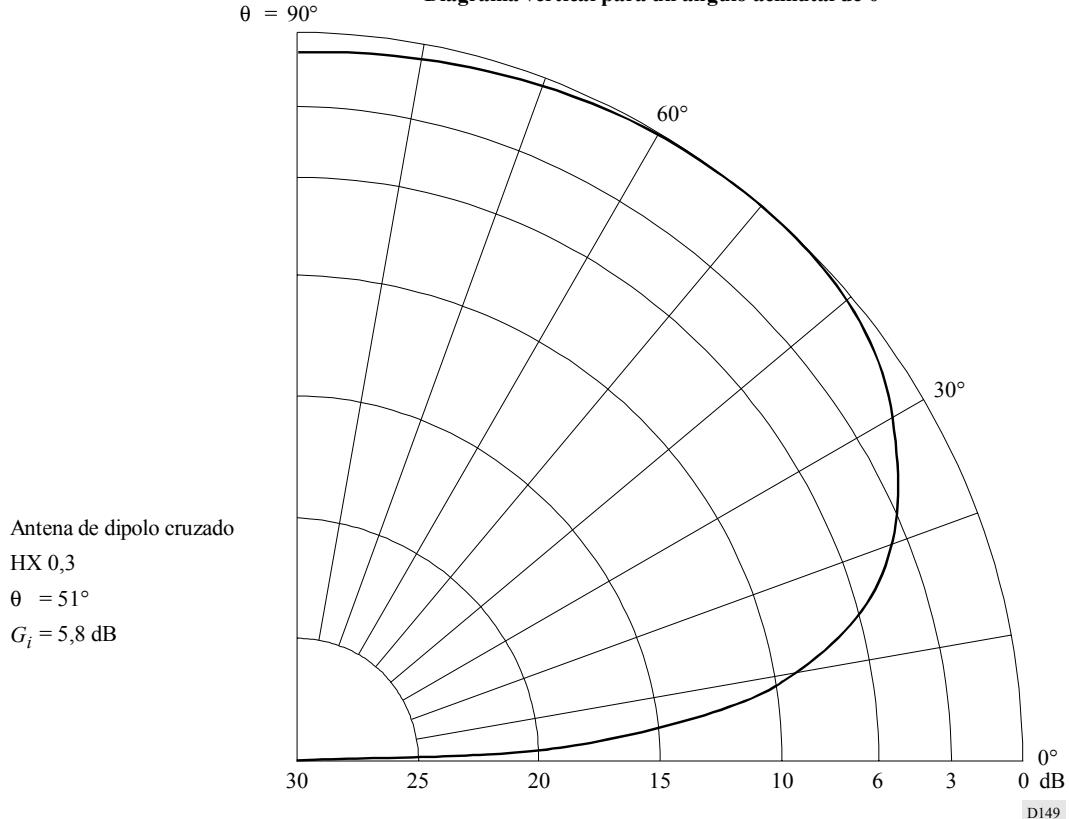


FIGURA 87b  
Diagrama vertical para un ángulo de elevación de  $51^\circ$

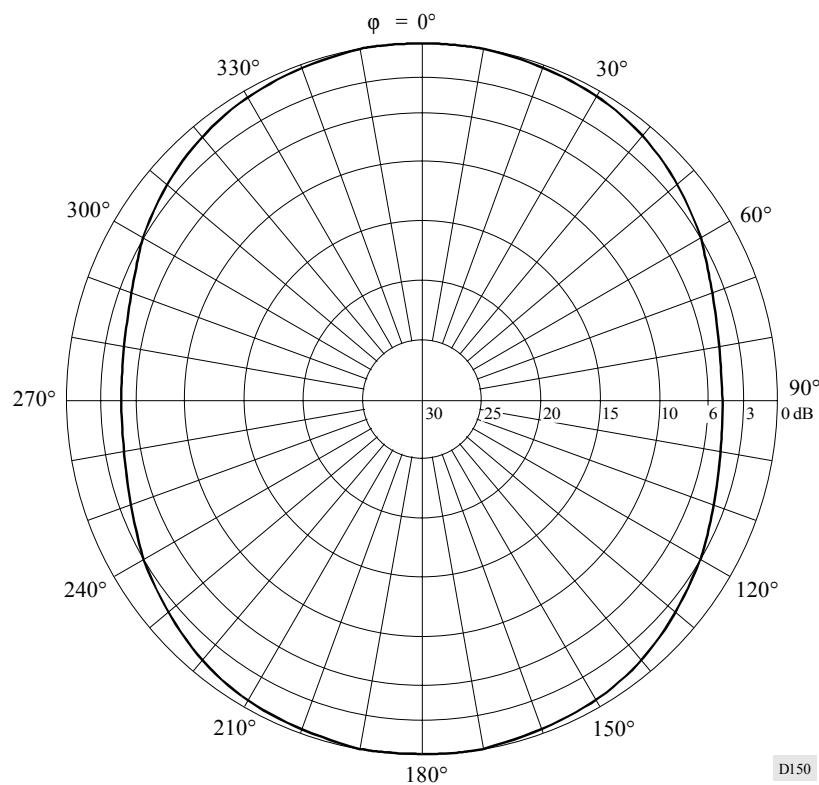


FIGURA 87c  
Diagrama de radiación hacia adelante

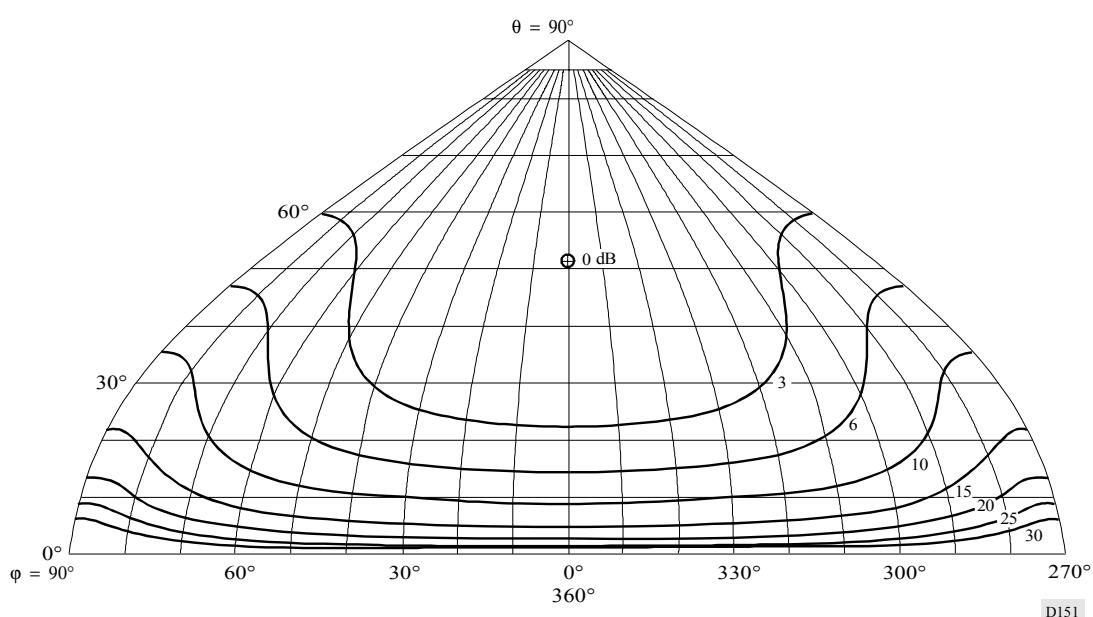
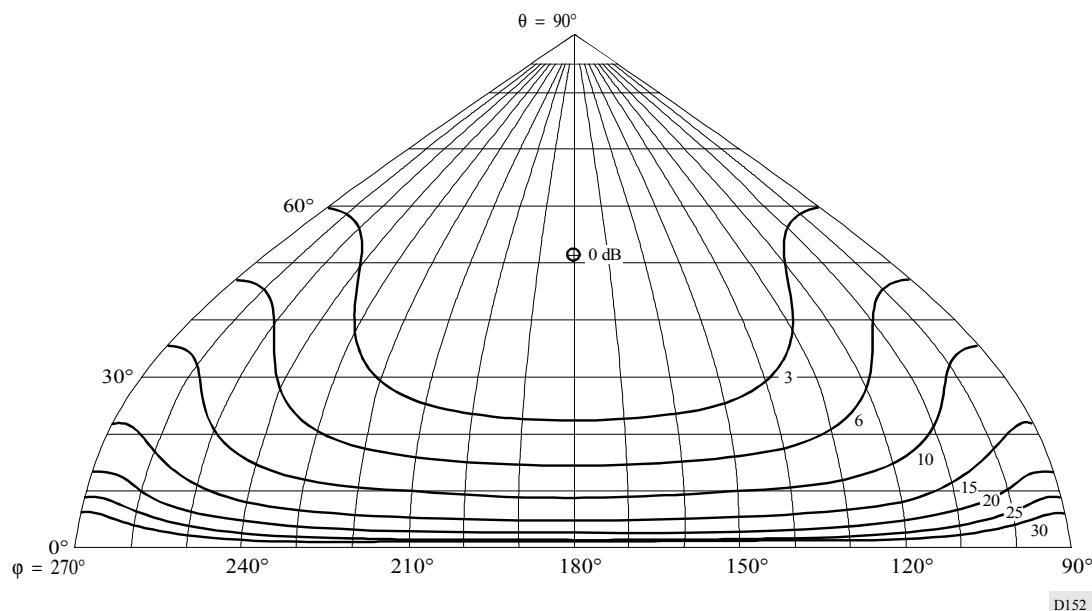
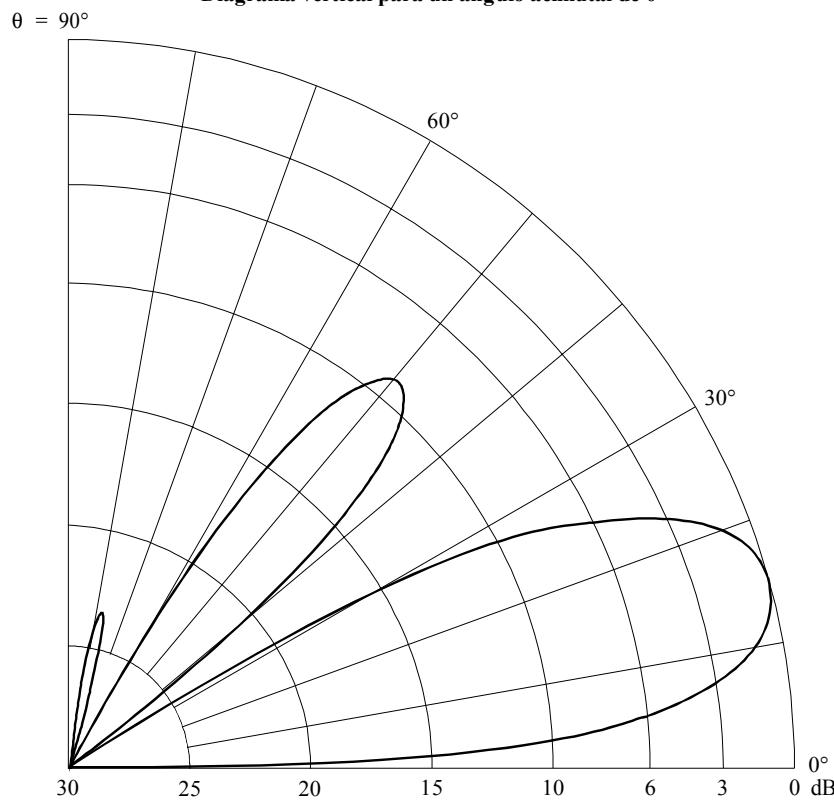


FIGURA 87d  
Diagrama de radiación hacia atrás



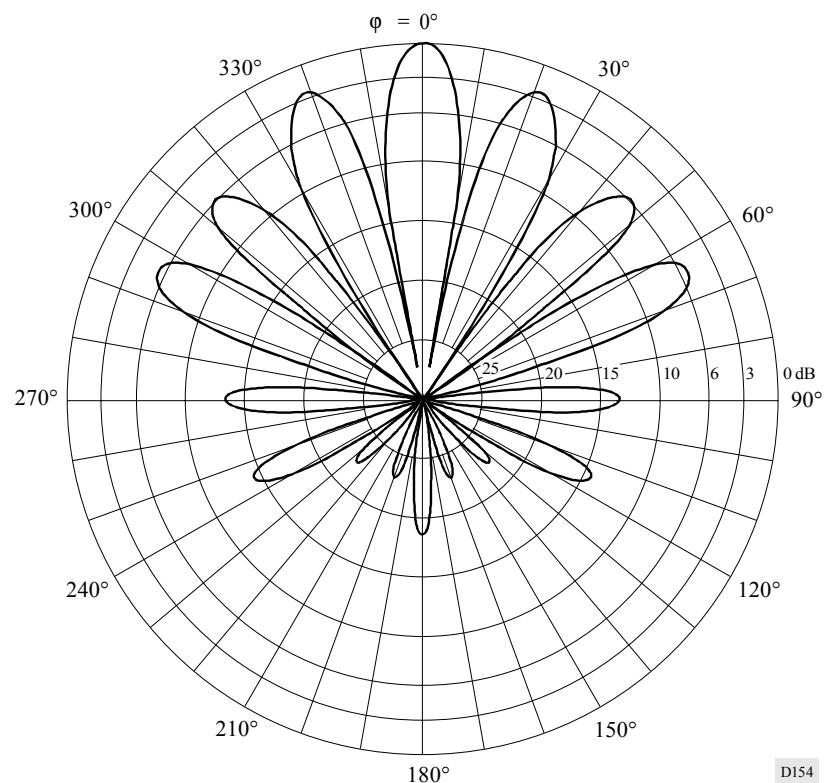
D152

FIGURA 88a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $0^\circ$



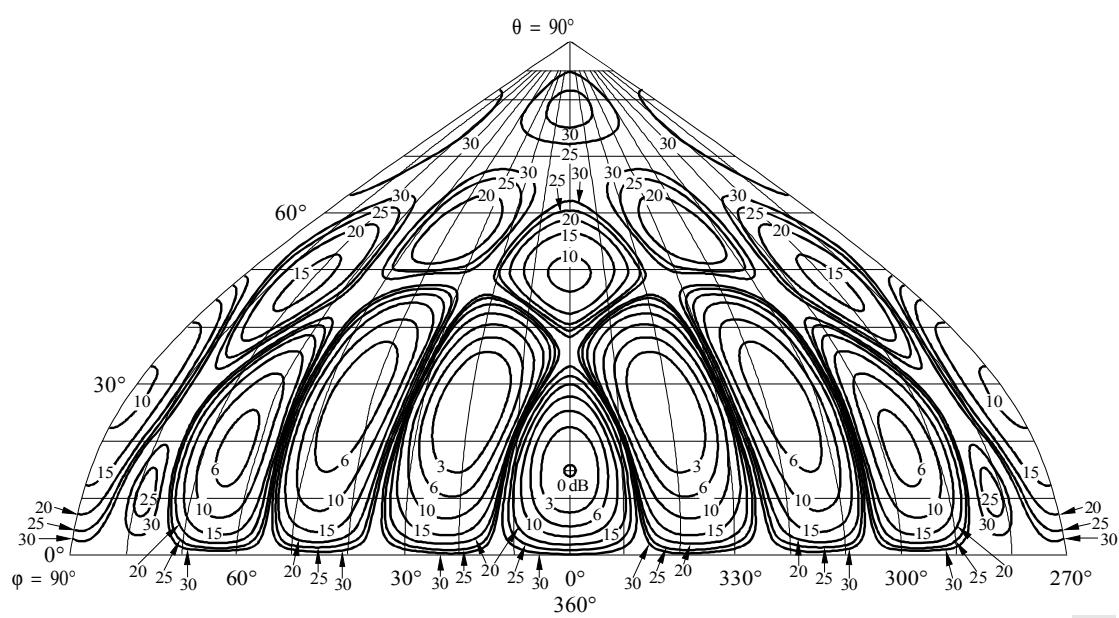
D153

FIGURA 88b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $15^\circ$



D154

FIGURA 88c  
Diagrama de radiación hacia adelante



D155

FIGURA 88d  
Diagrama de radiación hacia atrás

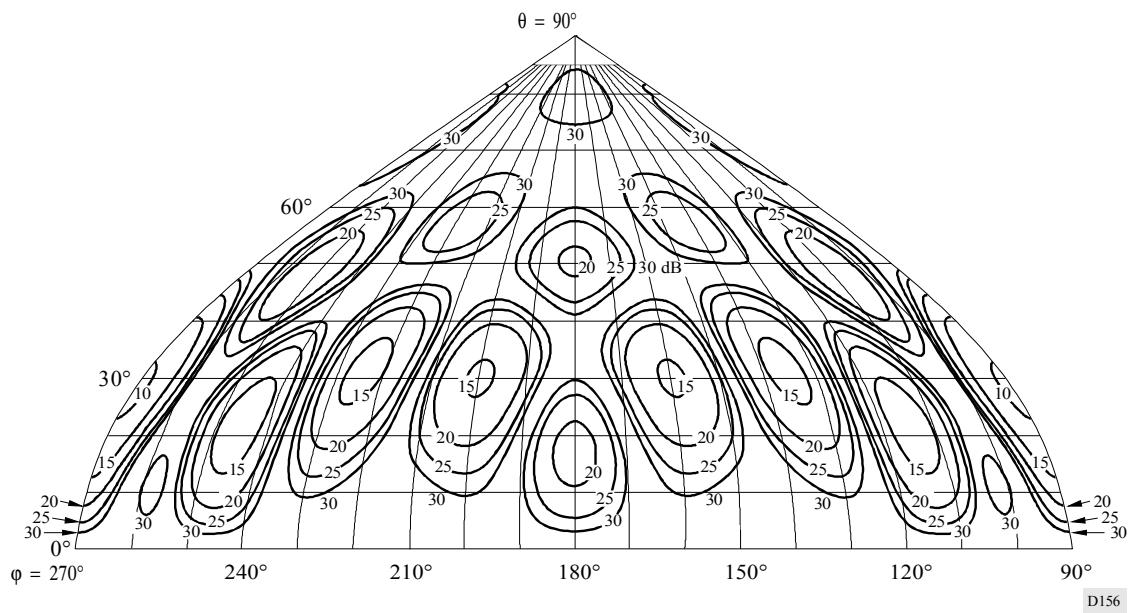


FIGURA 89a  
Diagrama vertical para un ángulo acimutal de  $0^\circ$

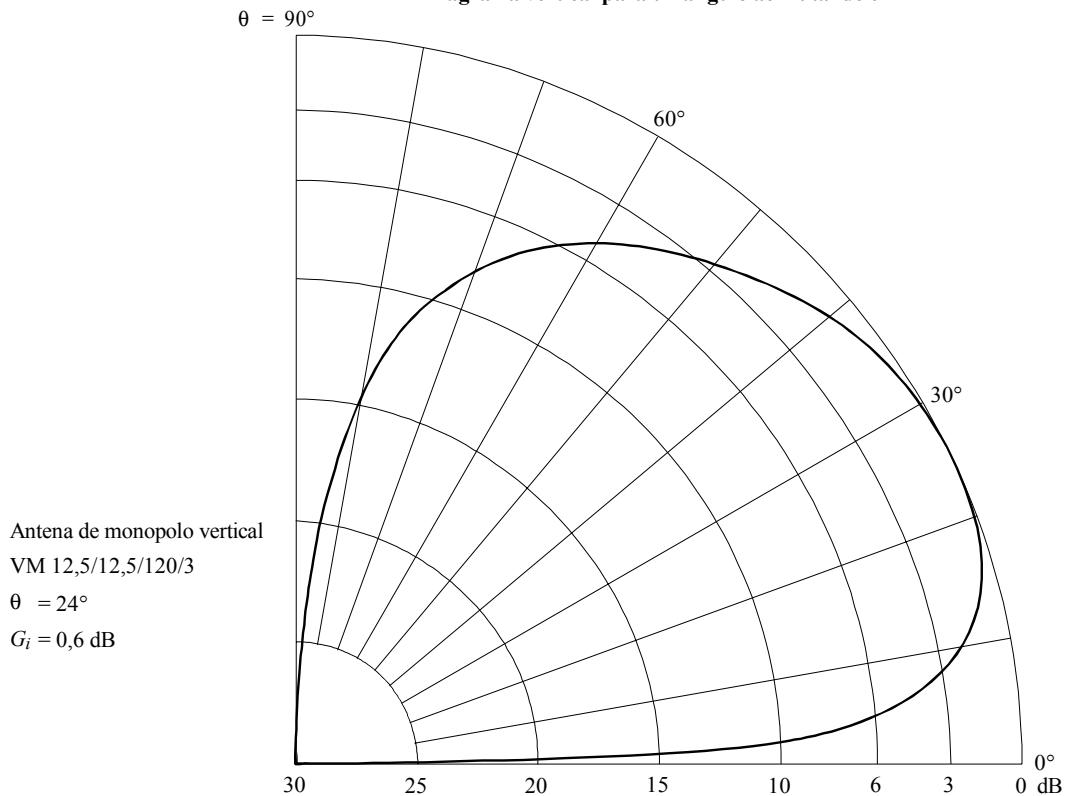
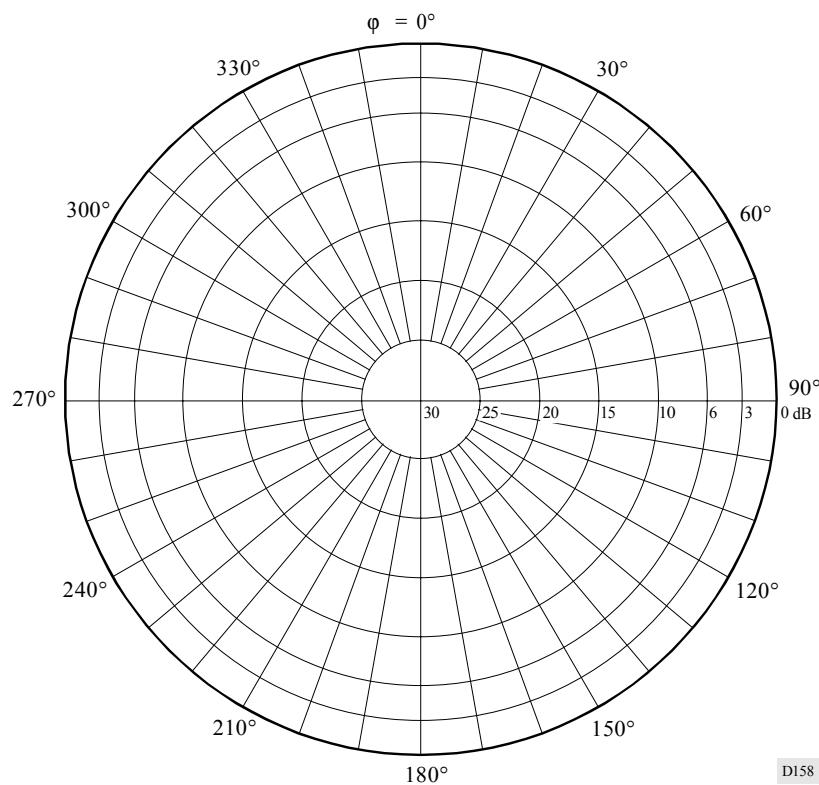
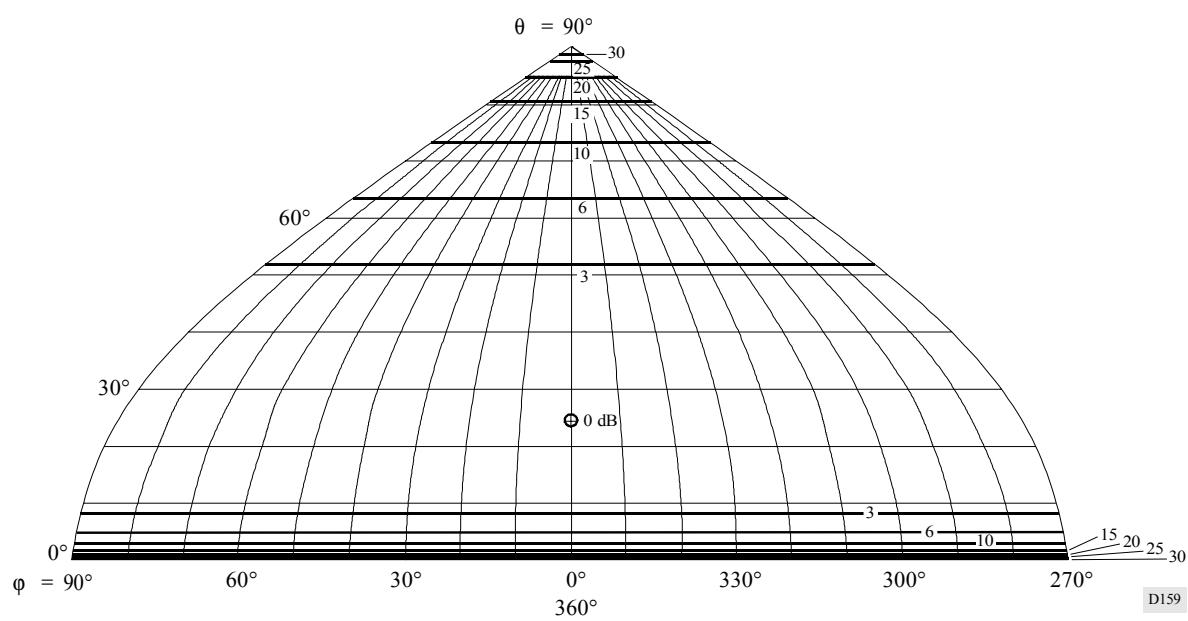


FIGURA 89b  
Diagrama horizontal para un ángulo de elevación de  $24^\circ$



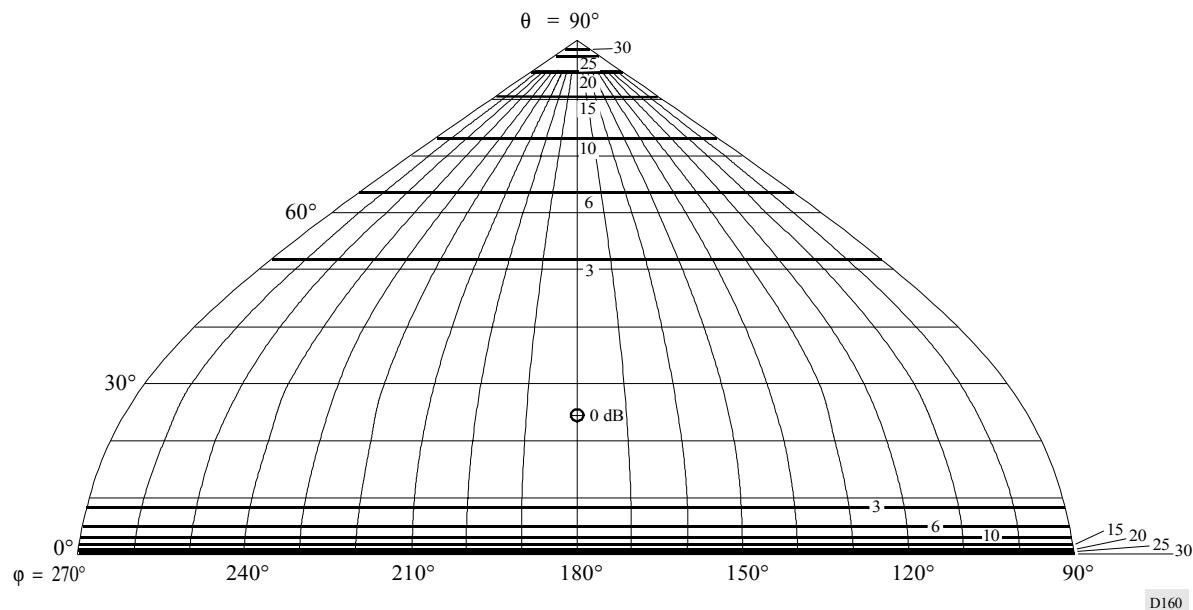
D158

FIGURA 89c  
Diagrama de radiación hacia adelante



D159

FIGURA 89d  
Diagrama de radiación hacia atrás



## ANEXO 2

### Antenas receptoras en ondas decamétricas

#### ÍNDICE

*Página*

<b>Parte 1 – Características y diagramas de las antenas receptoras de referencia en ondas decamétricas .....</b>	135
<b>1      Introducción .....</b>	135
<b>2      Características de la antena receptora de referencia que debe utilizarse a efectos de planificación .....</b>	135
2.1     Característica del diagrama vertical relativo .....	136
2.2     Característica del diagrama horizontal relativo .....	137
<b>Parte 2 – Características de la antena receptora en entorno urbano.....</b>	137
<b>1      Influencia del medio entorno en el diagrama de radiación .....</b>	137
<b>2      Factores de atenuación asociados a la antena receptora en un entorno urbano ....</b>	137
2.1     Característica de la antena relativa en el entorno urbano .....	138

## PARTE 1

## AL ANEXO 2

**Características y diagramas de las antenas receptoras  
de referencia en ondas decamétricas****1 Introducción**

El objetivo de la Parte 1 del presente Anexo es ofrecer información completa y detallada sobre las características de las antenas receptoras de referencia en ondas decamétricas que deben utilizarse a efectos de planificación.

Teóricamente todos los tipos de antenas transmisoras descritas en la Parte 1 del Anexo 1 pueden utilizarse como antenas receptoras debido al principio de reciprocidad. En la práctica, debido a limitaciones de coste y tamaño, las antenas receptoras utilizadas generalmente son menos sofisticadas que las antenas transmisoras. Estas antenas receptoras pueden estar constituidas a menudo por un hilo de gran longitud, un bucle o un dipolo de banda ancha. Sin embargo, el tipo más común de antena receptora utilizada por los oyentes es el monopolo corto telescopico o la antena de látigo.

**2 Características de la antena receptora de referencia que debe utilizarse a efectos de planificación**

La antena descrita en esta Recomendación, juntamente con sus parámetros estadísticos asociados, constituye un modelo preciso de las características del diagrama de radiación medio relativo y de las pérdidas por exceso en trayecto urbano que cabe esperar en antenas de látigo cortas (de longitud muy inferior a la longitud de onda).

Las características indicadas se basan en resultados de experimentos amplios, completos y estadísticamente válidos llevados a cabo en Rusia.

Se trata de un modelo de antena de referencia *relativo*. Describe las prestaciones de esta clase de antenas receptoras en una ubicación específica *en comparación* con las prestaciones de la misma antena en otra ubicación.

La antena receptora se utiliza como antena receptora de referencia para la planificación de los sistemas de radiodifusión sonora en la banda 7 (ondas decamétricas). Cuando se integran de manera adecuada en los programas de predicción de la propagación apropiados, se facilita la óptima elección de la antena transmisora y la selección de la frecuencia de funcionamiento, así como la determinación de las pérdidas globales de trayecto relativas.

Esta antena receptora de referencia debe considerarse como un transductor entre las ondas electromagnéticas incidentes en el entorno de recepción y la fuerza electromotriz relativa (f.e.m.) presente a la entrada del receptor (circuito abierto). La característica de su diagrama vertical (véase el § 2.1) debe aplicarse en la parte de un programa de predicción de la propagación en que vaya a calcularse la magnitud de las ondas electromagnéticas incidentes con ángulos conocidos en la zona de recepción. Se utiliza para relacionar la intensidad de campo de las ondas electromagnéticas (EM) incidentes con la f.e.m. de salida de una antena de acuerdo con sus ángulos de llegada. Estas f.e.m. de salida de antena son los indicadores de la amplitud *eficaz* de las ondas EM incidentes.

Todas las ondas EM incidentes en estas antenas, incluidas las señales de radiodifusión, las señales interferentes, el ruido atmosférico y el ruido artificial, se reciben en las mismas de idéntica forma. En consecuencia, aplicando debidamente estas características de antena, se evalúa de forma adecuada las amplitudes eficaces de todas las ondas incidentes empleadas en la determinación de los parámetros de comportamiento de los sistemas, tales como las relaciones señal/ruido y señal/interferencia.

## 2.1 Característica del diagrama vertical relativo

La característica del diagrama vertical relativo de esta antena receptora se expresa por la siguiente ecuación:

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

donde:

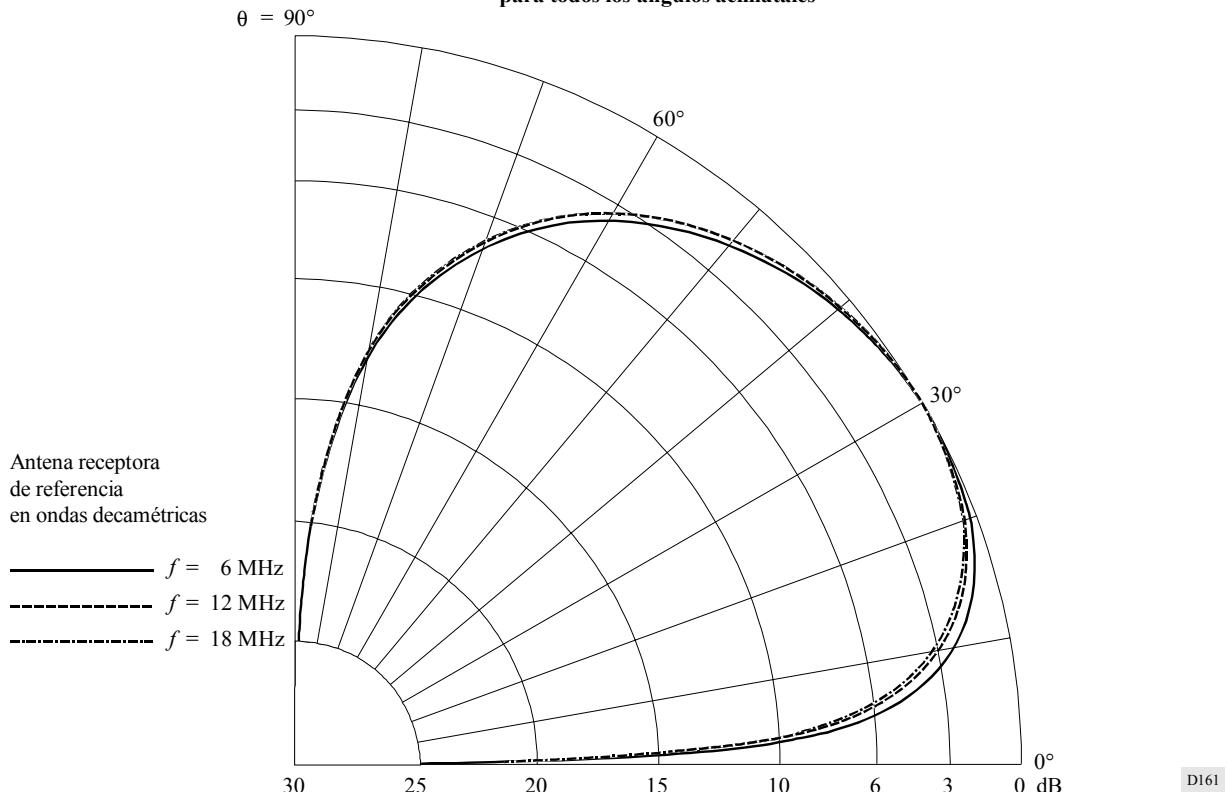
$\theta$ : ángulo de llegada de la onda incidente, en coordenadas esféricas, como se indica en el § 2 de la Parte 1 al Anexo 1, y

$R_v(\theta, f_{\text{MHz}})$ : coeficiente de reflexión complejo para ondas con polarización vertical, definido en el § 3.4 de la Parte 1 al Anexo 1, calculado utilizando los siguientes parámetros de la tierra equivalente:  $\epsilon = 10$  y  $\mu = 0,01$  S/m.

En la Fig. 90 se representa este diagrama para tres frecuencias de funcionamiento distintas:

FIGURA 90

Característica del diagrama vertical de la antena de referencia  
para todos los ángulos acimutales



## 2.2 Característica del diagrama horizontal relativo

La característica del diagrama horizontal de esta antena es independiente del ángulo horizontal de la onda incidente. Por consiguiente, el diagrama horizontal relativo es omnidireccional.

## PARTE 2

### AL ANEXO 2

## Características de la antena receptora en entorno urbano

### 1 Influencia del medio entorno en el diagrama de radiación

Las ondas electromagnéticas incidentes en antenas instaladas en edificios de una ciudad resultan atenuadas en comparación con las recibidas en un entorno rural. Debido a la naturaleza aleatoria de la acción del entorno urbano en las ondas electromagnéticas y a la posición aleatoria de los receptores en el interior de los edificios, es necesario realizar una descripción de tipo estadístico de la atenuación urbana relativa.

Los datos estadísticos de la atenuación se aplican independientemente a cada antena receptora dentro de la población total de las antenas en el entorno urbano expuestas a ondas electromagnéticas incidentes uniformes.

Cualquier factor de atenuación utilizado en un modelo de planificación debe aplicarse de manera uniforme tanto a las señales de radiodifusión como a las señales de ruido.

### 2 Factores de atenuación asociados a la antena receptora en un entorno urbano

La forma en la que las ondas electromagnéticas uniformes incidentes en antenas receptoras urbanas resultan atenuadas con respecto a las incidentes en antenas rurales similares se describe mediante una distribución log-normal estadística. Tales distribuciones quedan completamente descritas por los valores estadísticos mediana y desviación típica.

La mediana de la distribución estadística urbana de la atenuación de la señal EM en cada antena urbana, con respecto a las antenas rurales, es:

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

La desviación típica de dicha atenuación es:

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

## 2.1 Característica de la antena relativa en el entorno urbano

Considerando una amplitud de campo EM incidente uniforme y una ubicación del receptor completamente aleatoria, los valores estadísticos anteriores suponen los parámetros estadísticos específicos de las características del sistema siguientes:

- el 50% de las antenas receptoras urbanas reciben señales de radiodifusión y de ruido inferiores en 11 dB o más a las recibidas por la antena de referencia rural;
- el 90% de las antenas receptoras urbanas reciben señales de radiodifusión y ruido inferiores en 2 dB\* o más a las recibidas por las antenas receptoras de referencia rurales;
- el 10% de las antenas receptoras urbanas reciben señales de radiodifusión y ruido inferiores en 20 dB\* o más a las recibidas por la antena receptora rural.

---

\* La desviación con respecto al decilo superior (90%) y al decilo inferior (10%) es  $1,28 \times V_u \approx 9$  dB.