

# UIT-R

Sector de Radiocomunicaciones de la UIT

**Recomendación UIT-R S.1857**  
**(02/2010)**

**Metodologías para determinar los niveles de densidad de p.i.r.e. fuera del eje y evaluar la interferencia dirigida hacia los satélites adyacentes resultante de errores de puntería de estaciones terrenas en vehículos en la banda de frecuencias de 14 GHz**

**Serie S**  
**Servicio fijo por satélite**



## Prólogo

El Sector de Radiocomunicaciones tiene como cometido garantizar la utilización racional, equitativa, eficaz y económica del espectro de frecuencias radioeléctricas por todos los servicios de radiocomunicaciones, incluidos los servicios por satélite, y realizar, sin limitación de gamas de frecuencias, estudios que sirvan de base para la adopción de las Recomendaciones UIT-R.

Las Conferencias Mundiales y Regionales de Radiocomunicaciones y las Asambleas de Radiocomunicaciones, con la colaboración de las Comisiones de Estudio, cumplen las funciones reglamentarias y políticas del Sector de Radiocomunicaciones.

## Política sobre Derechos de Propiedad Intelectual (IPR)

La política del UIT-R sobre Derechos de Propiedad Intelectual se describe en la Política Común de Patentes UIT-T/UIT-R/ISO/CEI a la que se hace referencia en el Anexo 1 a la Resolución UIT-R 1. Los formularios que deben utilizarse en la declaración sobre patentes y utilización de patentes por los titulares de las mismas figuran en la dirección web <http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/es>, donde también aparecen las Directrices para la implementación de la Política Común de Patentes UIT-T/UIT-R/ISO/CEI y la base de datos sobre información de patentes del UIT-R sobre este asunto.

### Series de las Recomendaciones UIT-R

(También disponible en línea en <http://www.itu.int/publ/R-REC/es>)

Series	Título
<b>BO</b>	Distribución por satélite
<b>BR</b>	Registro para producción, archivo y reproducción; películas en televisión
<b>BS</b>	Servicio de radiodifusión sonora
<b>BT</b>	Servicio de radiodifusión (televisión)
<b>F</b>	Servicio fijo
<b>M</b>	Servicios móviles, de radiodeterminación, de aficionados y otros servicios por satélite conexos
<b>P</b>	Propagación de las ondas radioeléctricas
<b>RA</b>	Radio astronomía
<b>RS</b>	Sistemas de detección a distancia
<b>S</b>	<b>Servicio fijo por satélite</b>
<b>SA</b>	Aplicaciones espaciales y meteorología
<b>SF</b>	Compartición de frecuencias y coordinación entre los sistemas del servicio fijo por satélite y del servicio fijo
<b>SM</b>	Gestión del espectro
<b>SNG</b>	Periodismo electrónico por satélite
<b>TF</b>	Emisiones de frecuencias patrón y señales horarias
<b>V</b>	Vocabulario y cuestiones afines

*Nota: Esta Recomendación UIT-R fue aprobada en inglés conforme al procedimiento detallado en la Resolución UIT-R 1.*

Publicación electrónica  
Ginebra, 2011

© UIT 2011

Reservados todos los derechos. Ninguna parte de esta publicación puede reproducirse por ningún procedimiento sin previa autorización escrita por parte de la UIT.

## RECOMENDACIÓN UIT-R S.1857

**Metodologías para determinar los niveles de densidad de p.i.r.e. fuera del eje y evaluar la interferencia dirigida hacia los satélites adyacentes resultante de errores de puntería de estaciones terrenas en vehículos en la banda de frecuencias de 14 GHz**

(Cuestión UIT-R 208/4)

(2010)

**Cometido**

La Recomendación presenta las características de los errores de puntería de la antena de estaciones terrenas en vehículos con sistemas de seguimiento de antena activa y proporciona un método para estimar las estadísticas de las variaciones de p.i.r.e. fuera del eje debido a errores de puntería. Además, ofrece una metodología para evaluar la posible interferencia dirigida hacia satélites adyacentes que funcionan en sistemas del SFS OSG.

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

*considerando*

- a) que los satélites del SFS OSG son adecuados para proporcionar Internet y servicios de datos a través de una amplia gama de configuraciones de redes;
- b) que cada vez hay más necesidad de soportar la movilidad de usuario y los servicios de banda ancha dirigidos a usuarios finales;
- c) que los terminales de estaciones terrenas en vehículos (ETV) pueden proporcionar una amplia gama de servicios de comunicaciones con satélites del SFS en la banda de frecuencias de 14 GHz;
- d) que es necesario proteger las redes del SFS contra cualquier posible interferencia procedente de estos terminales ETV;
- e) que los terminales ETV pueden lograr una utilización eficaz del espectro radioeléctrico y de la OSG empleando un modelo para la densidad de p.i.r.e. fuera del eje y la interferencia procedente de dichos terminales;
- f) que las ETV requieren métodos estadísticos para determinar sus niveles de densidad de p.i.r.e. fuera del eje y la interferencia causada a satélites adyacentes;
- g) que pueden diseñarse redes de satélites que utilizan ETV para que cumplan los límites de interferencia exigidos por los operadores de sistemas de satélites adyacentes;
- h) que sería conveniente contar con metodologías para evaluar los niveles de interferencia y la influencia sobre la disponibilidad del enlace de las redes de satélites víctimas resultantes de las variaciones de los niveles de densidad de p.i.r.e. fuera del eje de las antenas de la ETV cuyo diámetro es demasiado pequeño como para poder evaluarlas de forma significativa utilizando los actuales métodos disponibles,

*observando*

- a) que en la Recomendación UIT-R S.728 figuran los máximos niveles admisibles de densidad de p.i.r.e. fuera del eje para terminales de muy pequeña apertura (VSAT);
- b) que en la Recomendación UIT-R S.1323 aparecen los máximos niveles admisibles de interferencia entre redes causada por las emisiones procedentes de estaciones terrenas y espaciales de otras redes de satélites que funcionan en la misma banda de frecuencias,

*recomienda*

- 1 que se utilice la metodología y el modelo asociado que figuran en el Anexo 1 para determinar los niveles de densidad de p.i.r.e. fuera del eje causados por los errores de puntería de las antenas de las ETV;
- 2 que se utilice la metodología descrita en el Anexo 2 para evaluar los niveles de interferencia provocada por las variaciones de los niveles de densidad de p.i.r.e. fuera del eje de las ETV;
- 3 que se utilice la metodología indicada en el Anexo 2 para evaluar la influencia que tienen en la indisponibilidad del enlace de los sistemas interferidos los errores significativos de puntería de la antena variables en el tiempo de las antenas de ETV del tipo descrito en la Nota 2;
- 4 que en las Notas 1 a 5 se consideren parte integrante de la presente Recomendación.

NOTA 1 – La metodología del Anexo 2 puede utilizarse para evaluar la posible repercusión de la interferencia de las ETV.

NOTA 2 – Las metodologías presentadas en esta Recomendación fueron desarrolladas para las ETV con antenas de reflector directivas y diámetros equivalentes comprendidos entre 0,3 m y 1,0 m; sistemas de seguimiento mecánicos o electrónicos y velocidades del vehículo de soporte de 100 km/h. No obstante, estas metodologías pueden aplicarse a otros tamaños de antena y otras velocidades del vehículo.

NOTA 3 – Los parámetros y ejemplos que figuran en los Anexos representan algunos sistemas que funcionan en la banda de frecuencias de 14 GHz.

NOTA 4 – La metodología descrita en esta Recomendación se aplica cuando el sistema de seguimiento de la ETV está fijado a su satélite objetivo.

NOTA 5 – Para aplicar esta Recomendación es necesario conocer los valores representativos de  $\alpha$  y  $c$ , utilizados en el § 2 del Anexo 1.

## Anexo 1

### Modelo para estimar los niveles de densidad de p.i.r.e. fuera del eje causados por errores de puntería de la antena de las ETV

#### 1 Introducción

La reciente demanda de aplicaciones de comunicaciones en movimiento ha generado interés sobre un nuevo tipo de terminal de satélite. Estos terminales, montados en vehículos, generalmente consisten en antenas pequeñas y de alto rendimiento, sistemas de seguimiento con servocontroladores y posicionadores, e incluyen los respectivos equipos de frecuencia intermedia (FI) y radiofrecuencia (RF). El tamaño de antena y otros parámetros de transmisión se eligen de forma que proporcionen comunicaciones bidireccionales para varios tipos de terrenos y condiciones de funcionamiento. Los terminales considerados en este Anexo funcionarán en el SFS en la banda de frecuencias de 14 GHz. Actualmente estos terminales están siendo sometidos a pruebas para su utilización en vehículos terrenales y trenes.

Los terminales montados en vehículos, como se indica en este documento, pueden provocar interferencia adicional a satélites adyacentes debido a errores en la puntería de la antena provocados por el movimiento. Desde el punto de vista del operador del satélite, esta interferencia debe mantenerse a un nivel mínimo. Por otro lado, los proveedores del servicio tratarán de diseñar sus sistemas de manera que los terminales proporcionen suficiente potencia de transmisión para soportar las aplicaciones de usuario final con unas velocidades de transmisión de datos razonables. El presente Anexo aborda estas exigencias contrapuestas; es decir, la necesidad de transmitir con potencia suficiente para soportar velocidades de transmisión de datos razonables a la vez que se mantiene un nivel de interferencia aceptable para los operadores del satélite.

En las aplicaciones de comunicaciones en movimiento, debido al movimiento de plataforma de la antena, los errores en la puntería de la antena y en el sistema de seguimiento pueden dar lugar a errores en la puntería de la antena. Normalmente, estos errores en la puntería de la antena causados por el movimiento son de pequeño valor y aleatorios, y producen variaciones también aleatorias de la densidad de p.i.r.e. fuera del eje. Para evaluar la repercusión de la interferencia causada a otros satélites es necesario establecer un modelo y cuantificar la densidad de p.i.r.e. procedente de estos terminales.

Este Anexo presenta un modelo estadístico para estimar los niveles de densidad de p.i.r.e. debidos a errores de puntería de la antena así como un método para desarrollar un contorno estadístico ilustrativo de la densidad de p.i.r.e. en direcciones fuera del eje. Dicho contorno estadístico ilustrativo considera características de funcionamiento típicas de los terminales montados en vehículos y puede utilizarse para limitar las emisiones fuera del eje procedentes de estos terminales. Para un terminal terreno de satélite, la densidad de p.i.r.e. en sus direcciones fuera del eje es directamente proporcional a la densidad de p.i.r.e. en dirección del eje de puntería<sup>1</sup>. Este Anexo proporciona un método para determinar los niveles adecuados en la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería a fin de satisfacer el citado contorno estadístico ilustrativo.

---

<sup>1</sup> La dirección del eje de puntería se define como aquella en la que la ganancia de la antena es mayor, que es el eje de la antena.

## 2 Errores de puntería de la antena provocados por el movimiento

Bajo ciertas condiciones de movimiento de la plataforma de la antena, el eje de puntería de la misma se desplazará. El error de puntería de la antena puede representarse por una variable aleatoria,  $\phi$ , que es la distancia angular entre las direcciones real y pretendida del eje de puntería de la antena. En muchas realizaciones prácticas, este eje de puntería de la antena se mide en términos de sus componentes: error de elevación,  $\phi_e$ , y error de azimut,  $\phi_a$ . Estas componentes del error pueden representarse mediante variables aleatorias mutuamente independientes cuyas distribuciones estadísticas se determinan realizando mediciones a lo largo de trayectos representativos. La función densidad de probabilidad (FDP) de  $\phi_x$  se denomina  $f_{\phi_x}$ , donde  $x = e, a$ . A efectos ilustrativos es conveniente representar estas FDP mediante distribuciones estadísticas bien conocidas. Mediciones llevadas a cabo en laboratorio de errores de puntería de la antena provocados por el movimiento han puesto en evidencia que estos errores de puntería presentan unas características de larga cola; es decir, la FDP no disminuirá rápidamente para grandes valores de error de puntería de la antena. La distribución  $\alpha$ -estable simétrica ( $S\alpha S$ ) [Shao y Nikias, 1993; Samorodnitsky y Taqqu, 1994], es un ejemplo de una distribución con características de larga cola y se emplea para representar de forma ilustrativa las FDP de los errores de puntería de la antena en elevación y azimut. La distribución  $S\alpha S$  tiene muchos parámetros que pueden utilizarse para generar distintas FDP y la distribución Gaussiana es un caso especial. La función característica de la distribución  $S\alpha S$  con un parámetro de emplazamiento cero viene dada por la expresión:

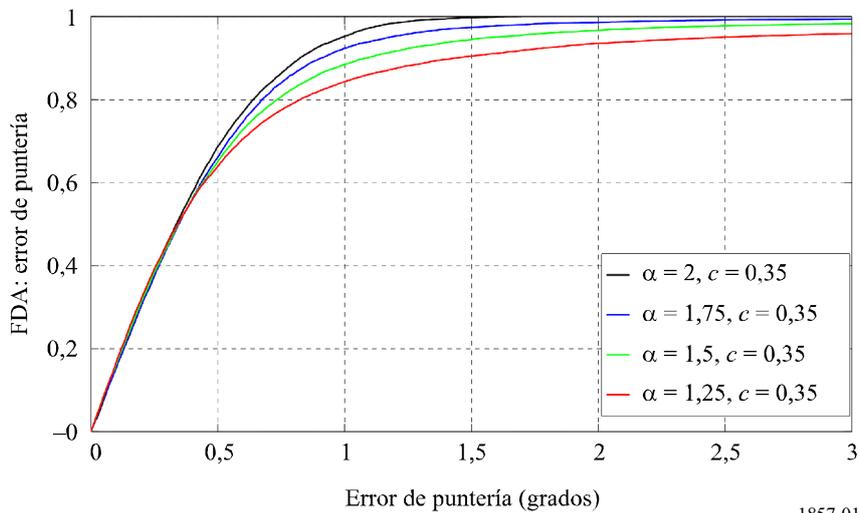
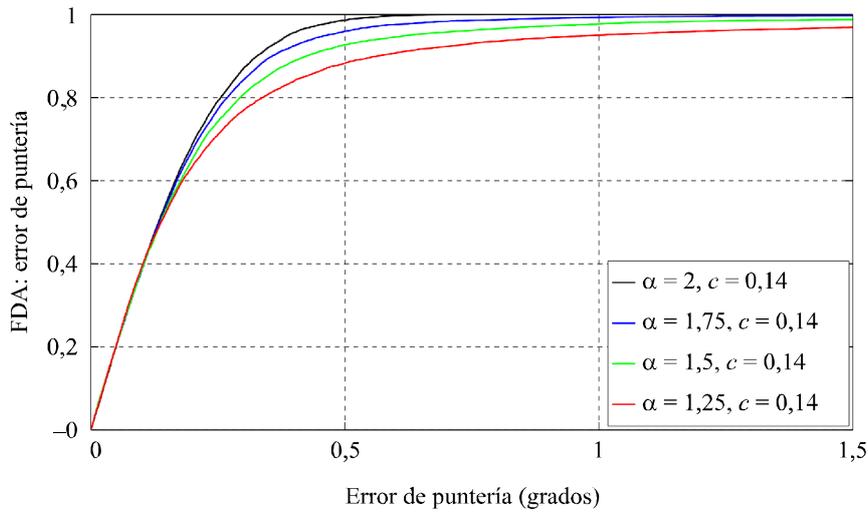
$$\psi(x) = e^{-|cx|^\alpha} \quad (1)$$

donde  $c > 0$  es el parámetro de escala o la dispersión y  $\alpha$ ,  $0 < \alpha \leq 2$ , es el exponente característico. La cola de la distribución viene determinada por  $\alpha$ , dando lugar los valores más pequeños a colas más largas, y  $c$  es proporcional a la anchura de la FDP. Obsérvese que  $\alpha = 2$  representa el caso especial de la distribución Gaussiana de media cero y varianza  $2c^2$ . La Fig. 1 presenta la función de distribución acumulativa (FDA) de la distribución  $S\alpha S$  para  $c = 0,14$  y  $0,35^\circ$  y para distintos valores de  $\alpha$ . Puede observarse que variando los valores de estos dos parámetros es posible representar muchos tipos de errores de puntería de la antena que aparecen en la práctica.

A continuación aparece una justificación intuitiva para elegir la distribución  $S\alpha S$  a fin establecer el modelo de los errores de puntería de la antena provocados por el movimiento. Los errores de puntería de la antena observados dependen de muchos parámetros; por ejemplo, las características de la antena, las condiciones del terreno, la velocidad a la que se desplaza la plataforma de la antena, los ángulos de elevación y azimut, el bucle de seguimiento de antena, los estimadores de emplazamiento y posición y las mediciones de intensidad de la señal. Los errores causados por estos distintos parámetros pueden considerarse independientes. En este caso, puede aplicarse el teorema del límite central generalizado [Samorodnitsky y Taqqu, 1994] para establecer el modelo del efecto acumulativo de estas fuentes de error mediante una distribución  $S\alpha S$ . Obsérvese que en los enlaces ópticos de largo alcance se ha utilizado el argumento similar del teorema central del límite para modelar los errores de puntería y de seguimiento con una distribución Gaussiana [Chen y Gardner, 1989; Correl, 1996]. Sin embargo, a diferencia de la aplicación óptima, el entorno operativo considerado en este Anexo incluye terrenos escarpados; por consiguiente, deben considerarse las componentes de error con distribuciones de larga cola.

FIGURA 1

FDA del valor absoluto del error de puntería de la antena para distintos valores  $\alpha$  y  $c$



1857-01

### 3 Caracterización estadística de la densidad de p.i.r.e. fuera del eje

En el punto anterior se consideró que los errores de puntería de la antena eran variables aleatorias. Estos errores de puntería aleatorios harán que el nivel de densidad de p.i.r.e. resultante varíe también de forma aleatoria. En este punto, se considera que el nivel de densidad de p.i.r.e. fuera del eje es una variable aleatoria y su FDA está determinada.

Para determinar el nivel de densidad de p.i.r.e. fuera del eje, a efectos ilustrativos, se considera el siguiente diagrama de ganancia normalizado para una antena de disco parabólica con apertura circular [Maral y Bousquet, 2000]:

$$G(\varphi) = \left( \frac{2^{n+1}(n+1)!J_{n+1}(\pi d/\lambda \times \text{sen } \varphi)}{(\pi d/\lambda \times \text{sen } \varphi)^{n+1}} \right)^2 \tag{2}$$

donde:

- $\varphi$ : ángulo con respecto al eje
- $J_{n+1}$ : función de Bessel del primer tipo y orden  $(n + 1)$
- $d$ : diámetro de la apertura circular
- $\lambda$ : longitud de onda.

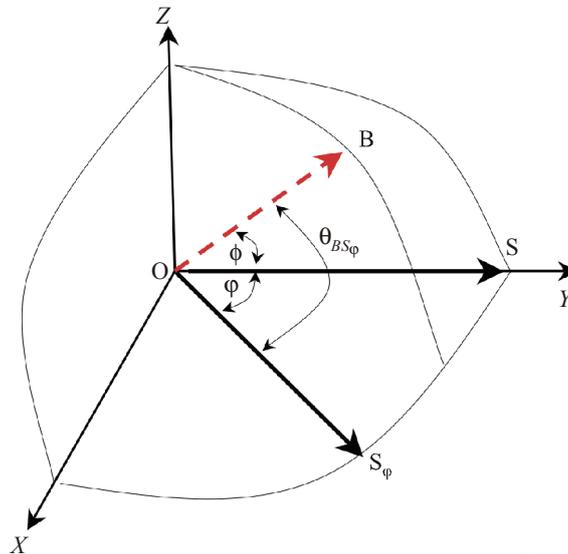
En la expresión anterior,  $n$  es el parámetro de iluminación de la apertura que corresponde a las siguientes iluminaciones de la apertura:

- $n = 0$ , uniforme ideal
- $n = 1$ , parabólica
- $n = 2$ , parabólica al cuadrado.

El lóbulo principal de muchos sistemas de apertura prácticos se encuentra entre los diagramas de ganancia normalizados correspondientes a  $n = 1$  y  $n = 2$ . Obsérvese que puede que la ecuación (2) no represente con precisión los lóbulos laterales de las antenas prácticas; sin embargo, ello no supone un inconveniente en el análisis ya que este trabajo se centra en los terminales de apertura ultrapequeña cuyo comportamiento viene limitado por el lóbulo principal y no por los lóbulos laterales.

FIGURA 2

Geometría que representa un error de puntería de la antena,  $\phi$ . La anotación utilizada es la siguiente:  
**O** es el terminal terreno en el origen, **S** es el satélite correspondiente, **OB** es la dirección del eje de puntería de la antena,  $\varphi$  es el ángulo con respecto al eje en el punto  $S_\varphi$  y  $\theta_{BS_\varphi}$  es la distancia angular entre la dirección del eje de puntería y la dirección  $S_\varphi$



Considérese el nivel de densidad de p.i.r.e. fuera del eje en presencia de un error de puntería de la antena,  $\phi$ . Como se ha definido en § 2,  $\phi$  es el error en la dirección del eje de puntería de la antena. La Fig. 2 representa la geometría del eje de puntería de la antena, OB, en presencia de un error de puntería de la antena. En este caso, el terminal terreno se encuentra en O, y S representa el emplazamiento del satélite correspondiente, de manera que el eje de la antena en ausencia de errores de puntería es OS. El ángulo con respecto al eje es  $\phi$  y esta dirección aparece como OS $_{\phi}$ . En presencia de errores de puntería de la antena, la distancia angular entre el eje de puntería de la antena y OS $_{\phi}$  es  $\theta_{BS_{\phi}}$ . Obsérvese que si no hay errores de puntería de la antena  $\theta_{BS_{\phi}} = \phi$ . En ese caso, el nivel de densidad de p.i.r.e. fuera del eje en la dirección OS $_{\phi}$  puede expresarse como sigue:

$$E_{\phi}(\varphi) = E_B \left( \frac{2^{n+1}(n+1)!J_{n+1}(\pi d/\lambda \times \text{sen } \theta_{BS_{\phi}})}{(\pi d/\lambda \times \text{sen } \theta_{BS_{\phi}})^{n+1}} \right)^2 \quad (3)$$

donde  $E_B$  es la densidad de p.i.r.e. en la dirección del eje de puntería. A fin de determinar, la FDA de  $E_{\phi}(\varphi)$  es necesario expresarla en términos de las variables aleatorias subyacentes,  $\phi_{\epsilon}$  y  $\phi_a$ . Obsérvese que  $\theta_{BS_{\phi}}$  es función de  $\phi_{\epsilon}$  y  $\phi_a$ , y utilizando la geometría de la Fig. 2 puede expresarse en términos de los ángulos de elevación y azimut en las direcciones OB y OS $_{\phi}$ , como sigue:

$$\cos \theta_{BS_{\phi}} = \cos \epsilon_{BS_{\phi}}^{-} - (\cos \epsilon_{BS_{\phi}}^{+} + \cos \epsilon_{BS_{\phi}}^{-}) \times \text{sen}^2 \frac{a_{BS_{\phi}}^{-}}{2} \quad (4)$$

donde  $\epsilon_{BS_{\phi}}^{-} = (\epsilon_B - \epsilon_{S_{\phi}})$  y  $\epsilon_{BS_{\phi}}^{+} = (\epsilon_B + \epsilon_{S_{\phi}})$  son la diferencia y la suma entre los ángulos de elevación en las direcciones OB y OS $_{\phi}$ , y  $a_{BS_{\phi}}^{-} = (a_B - a_{S_{\phi}})$  es la diferencia entre los ángulos acimutales en las direcciones OB y OS $_{\phi}$ , respectivamente. Para unos valores determinados de los emplazamientos de los terminales terrenos y de los puntos S y S $_{\phi}$ , pueden obtenerse las siguientes funciones de los ángulos de elevación y azimut:  $\epsilon_{SS_{\phi}}^{-} = (\epsilon_S - \epsilon_{S_{\phi}})$ ,  $\epsilon_{SS_{\phi}}^{+} = (\epsilon_S + \epsilon_{S_{\phi}})$ , y  $a_{SS_{\phi}}^{-} = (a_S - a_{S_{\phi}})$ . A continuación, como en ausencia de errores de puntería la dirección del eje de puntería de la antena se encuentra a lo largo de OS,  $\epsilon_B = (\epsilon_S - \phi_{\epsilon})$  y  $a_B = (a_S - \phi_a)$ . Combinando estas expresiones se obtiene:

$$\begin{aligned} \epsilon_{BS_{\phi}}^{-} &= (\epsilon_{SS_{\phi}}^{-} - \phi_{\epsilon}) \\ \epsilon_{BS_{\phi}}^{+} &= (\epsilon_{SS_{\phi}}^{+} - \phi_{\epsilon}) \\ a_{BS_{\phi}}^{-} &= (a_{SS_{\phi}}^{-} - \phi_a) \end{aligned} \quad (5)$$

Para una geometría determinada del terminal terreno y de los puntos de satélite S y S $_{\phi}$ , pueden obtenerse las cantidades  $\epsilon_{SS_{\phi}}^{-}$ ,  $\epsilon_{SS_{\phi}}^{+}$ , y  $a_{SS_{\phi}}^{-}$ . A continuación, entrando con la ecuación (5) en la ecuación (4),  $\theta_{BS_{\phi}}$  se expresa en función de los errores en los ángulos de elevación y azimut y los ángulos de elevación y azimut predeterminados en los puntos S y S $_{\phi}$ .

Utilizando el anterior procedimiento y la ecuación (3), el nivel de densidad de p.i.r.e. en la dirección fuera del eje  $\varphi$ ,  $E_{\phi}(\varphi)$ , puede expresarse en función de las variables aleatorias de los errores de

puntería de la antena,  $\phi_\varepsilon$  y  $\phi_a$ . Se denomina  $f_{E_\phi}$  a la FDP de  $E_\phi(\varphi)$ . Como a efectos ilustrativos, las FDP de  $\phi_\varepsilon$  y  $\phi_a$  se representan mediante distribuciones  $S\alpha S$ , puede determinarse  $f_{E_\phi}$  utilizando las ecuaciones (3), (4) y (5). La FDP deseada se calcula empleando técnicas analíticas o simulaciones de Monte-Carlo. La FDA de la densidad de p.i.r.e. es  $\Pr\{E_\phi(\varphi) < y\} = F_{E_\phi}(y) = \int_0^y f_{E_\phi}(x) dx$ . Obsérvese que esta FDA es función de la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería  $E_B$ .

#### 4 Cálculo de la probabilidad de rebasar un nivel de densidad de p.i.r.e. de referencia

El punto anterior ha presentado un procedimiento para determinar la FDA del nivel de densidad de p.i.r.e. fuera del eje. Utilizando este procedimiento, puede calcularse la probabilidad de que el nivel de densidad de p.i.r.e. fuera del eje rebase un determinado nivel umbral de referencia. Sea  $E_{Ref}(\varphi)$ , este nivel de referencia que, en general, puede ser una función de  $\varphi$ . La probabilidad de que el nivel de densidad de p.i.r.e. sea mayor que este nivel de referencia en la dirección fuera del eje  $\varphi$ ,  $\Pr\{E_\phi(\varphi) > E_{Ref}(\varphi)\}$ , se expresa como sigue:

$$\Pr\{E_\phi(\varphi) > E_{Ref}(\varphi)\} = \int_{E_{Ref}(\varphi)}^{\infty} f_{E_\phi}(x) dx = 1 - F_{E_\phi}(E_{Ref}(\varphi)) \quad (6)$$

Trata de la FDA complementaria (FDAC) del nivel de densidad de p.i.r.e. fuera del eje calculado en  $E_{Ref}(\varphi)$  y es función del ángulo con respecto al eje,  $\varphi$ , de la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería,  $E_B$ ; y de los emplazamientos del terminal terreno y del satélite representados por la suma y diferencia de los ángulos de elevación y azimut  $\varepsilon_{SS_\varphi}^+$ ,  $\varepsilon_{SS_\varphi}^-$  y  $a_{SS_\varphi}^-$ . Intuitivamente, es evidente que disminuyendo el valor  $E_B$  la anterior probabilidad puede reducirse, y es conveniente expresar esta probabilidad de manera que  $E_B$  sea un parámetro explícito. Para ello, la ecuación (3) puede escribirse como  $E_\phi(\varphi) = E_B G(\theta_{BS\varphi})$ , donde  $G(\theta_{BS\varphi})$  es el diagrama de ganancia de antena normalizado de manera que  $G(0) = 1$ . La probabilidad en la ecuación (6) puede expresarse como sigue:

$$\Pr\{G(\theta_{BS\varphi}) > E_{Ref}(\varphi) / E_B\} = 1 - F_{G(\theta_{BS\varphi})}(E_{Ref}(\varphi) / E_B) \quad (7)$$

donde  $F_{G(\theta_{BS\varphi})}$  es la FDA de  $G(\theta_{BS\varphi})$  y no es función de  $E_B$ . La probabilidad de que el nivel de densidad de p.i.r.e. rebase el nivel de referencia  $E_{Ref}(\varphi)$  es la indicada anteriormente; sin embargo, no se ha contemplado el nivel de densidad de p.i.r.e. en exceso por encima de  $E_{Ref}(\varphi)$ . Este punto puede abordarse examinando la probabilidad de que el nivel de densidad de p.i.r.e. fuera del eje rebase el valor ( $PIRE_{exceso} \times E_{Ref}(\varphi)$ ), donde  $PIRE_{exceso} \geq 1$  es un factor de escala. Introduciendo este valor en la ecuación (7) la probabilidad requerida es:

$$\begin{aligned} \Pr\{E_\phi(\varphi) > (E_{Ref}(\varphi) \times PIRE_{exceso})\} &= \Pr\{G(\theta_{BS\varphi}) > E_{Ref}(\varphi) \times PIRE_{exceso} / E_B\} \quad (8) \\ &= 1 - F_{G(\theta_{BS\varphi})}(E_{Ref}(\varphi) \times PIRE_{exceso} / E_B) \end{aligned}$$

La anterior probabilidad es la FDAC de  $G(\theta_{BS\varphi})$  calculada como  $(E_{Ref}(\varphi) \times PIRE_{exceso} / E_B)$ .

El procedimiento para calcular la probabilidad en la ecuación (8) es el siguiente:

*Paso 1:* Las variables aleatorias básicas en este caso son las componentes del error de puntería de la antena,  $\phi_\varepsilon$  y  $\phi_a$ , cuyas FDP, a efectos ilustrativos se suponen conocidas como en § 2.

*Paso 2:* Para emplazamientos conocidos del terminal terreno, el satélite y la dirección fuera del eje, la suma y la diferencia de los ángulos de elevación y azimut,  $\varepsilon_{SS\varphi}^+$ ,  $\varepsilon_{SS\varphi}^-$  y  $a_{SS\varphi}^-$ , se calculan como se describe en § 3. Estos ángulos se introducen a continuación en la ecuación (5) y el resultado se introduce, a su vez, en la ecuación (4) para expresar  $\theta_{BS\varphi}$  en términos de las variables aleatorias,  $\phi_\varepsilon$  y  $\phi_a$ . La FDP de  $\theta_{BS\varphi}$  puede calcularse a continuación utilizando las FDP de  $\phi_\varepsilon$  y  $\phi_a$ . Haciendo uso de la relación de la ecuación (2), la FDP de  $\theta_{BS\varphi}$  determinada de esa forma se utiliza para calcular la FDAC de la variable aleatoria  $G(\theta_{BS\varphi})$ .

*Paso 3:* Por último, la probabilidad deseada en la ecuación (8) se determina a partir de la FDAC de  $G(\theta_{BS\varphi})$  tomando como parámetros  $E_B$  y la p.i.r.e. *exceso*.

## 5 Contorno estadístico ilustrativo de densidad de p.i.r.e. para limitar las emisiones fuera del eje

A fin de limitar las emisiones fuera del eje en presencia de errores de puntería de la antena provocados por el movimiento puede utilizarse un límite superior de la probabilidad de que el nivel de densidad de p.i.r.e. rebase un nivel de referencia determinado. Sin embargo, es evidente que la probabilidad calculada en la ecuación (8) depende de los emplazamientos del terminal terreno y el satélite, y del ángulo con respecto al eje. Como el terminal terreno puede estar situado en cualquier punto de la superficie de la Tierra, es muy conveniente limitar las emisiones fuera del eje utilizando una función independiente de los emplazamientos del terminal terreno y del satélite. Idealmente, es instructivo obtener un límite superior de la probabilidad  $\Pr\{E_\phi(\varphi) > (E_{Ref}(\varphi) \times \text{PIRE}_{exceso})\}$ , mediante una función sencilla,  $P_{\max}(\text{PIRE}_{exceso})$ , que es aplicable en cualquier punto de la superficie de la Tierra y para todos los ángulos con respecto al eje. Esta función de probabilidad deseada,  $P_{\max}(\text{PIRE}_{exceso})$  limita las emisiones de densidad de p.i.r.e. fuera del eje y constituye un contorno estadístico del nivel de densidad de p.i.r.e.

Para obtener un contorno estadístico del nivel de densidad de p.i.r.e. como se ha indicado anteriormente se considera el caso especial en que los puntos  $S$  y  $S_\varphi$  se encuentran sobre la órbita de los satélites geoestacionarios (OSG) y el terminal terreno está situado sobre el Ecuador y directamente bajo  $S$ . Para esta configuración,  $\varepsilon_S = 90^\circ$ ,  $\varepsilon_{S\varphi} = (90^\circ - \varphi)^\circ$ , y  $a_S = 90^\circ$  y  $a_{S_\varphi} = 90^\circ$  ó  $270^\circ$ , obteniéndose  $\varepsilon_{SS\varphi}^+ = (180 - \varphi)^\circ$ ,  $\varepsilon_{SS\varphi}^- = \varphi$  y  $a_{SS\varphi}^- = 0^\circ$  ó  $180^\circ$ . Introduciendo estas expresiones en la ecuación (5) y sustituyendo el resultado en la ecuación (4),  $\theta_{BS\varphi}$  puede escribirse como sigue:

$$\cos \theta_{BS\varphi} = \cos(\varphi - \phi_\varepsilon) - (\cos(\varphi - \phi_\varepsilon) - \cos(\varphi - \phi_\varepsilon)) \times \sin^2 \frac{\phi_a}{2} \quad (9)$$

La FDA de  $G(\theta_{BS\varphi})$  obtenida utilizando el valor de  $\theta_{BS\varphi}$  no será función de los ángulos de elevación y azimut específicos desde el terminal terreno al satélite; sin embargo, esta FDA será función del ángulo con respecto al eje,  $\varphi$ . Para obtener una función que sea aplicable a todos los ángulos con respecto al eje debe considerarse el máximo valor de la probabilidad en la ecuación (8) para todos los ángulos con respecto al eje. A partir de la ecuación (8) esta máxima probabilidad deseada se expresa como sigue:

$$P_{E_B} = (\text{PIRE}_{exceso}) = \max_{\varphi} \Pr \left\{ G(\theta_{BS\varphi}) > (E_{Ref}(\varphi) \times \text{PIRE}_{exceso} / E_B) \right\} \quad (10)$$

La anterior función para la probabilidad de exceso no depende de los emplazamientos específicos del terminal terreno o del satélite, ni de un ángulo con respecto al eje en particular; por consiguiente, esta función es una candidata adecuada para el contorno de densidad de p.i.r.e. fuera del eje ilustrativo,  $P_{m\acute{a}x}$  (PIRE<sub>exceso</sub>).

Para aplicar el método anterior a fin de limitar las emisiones de densidad de p.i.r.e. fuera del eje de un sistema de antena práctico, deben especificarse las siguientes restricciones operacionales: un nivel de densidad de p.i.r.e. fuera del eje de referencia,  $E_{Ref}(\varphi)$  y la máxima probabilidad de que el nivel de densidad de p.i.r.e. pueda rebasar el nivel ( $E_{Ref}(\varphi) \times \text{PIRE}_{exceso}$ ) en todos los ángulos con respecto al eje,  $P_{m\acute{a}x}$  (PIRE<sub>exceso</sub>), que es un contorno estadístico ilustrativo para el nivel de densidad de p.i.r.e. fuera del eje. Para un sistema de antenas en particular, deben conocerse los siguientes valores: diagrama de ganancia de antena normalizado, estadísticas del error de puntería y emplazamientos de terminal terreno y del satélite deseado. El objetivo es fijar un valor de densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería,  $E_B$ , del sistema de antenas de manera que queden satisfechas las restricciones operacionales en el nivel de densidad de p.i.r.e. fuera del eje. Ello se logrará calculando la FDAC de  $G(\theta_{BS\varphi})$  en función de  $E_B$  como en la ecuación (8) y determinando a continuación el valor adecuado de  $E_B$  de manera que esta FDAC quede limitada a un valor máximo por la restricción  $P_{m\acute{a}x}$  (PIRE<sub>exceso</sub>) para todos los valores de  $\varphi$  y p.i.r.e.-exceso. En el § 7 aparece un método ilustrativo paso a paso que utiliza la función de probabilidad de la ecuación (10) para limitar el nivel de densidad de p.i.r.e. fuera del eje en un sistema de antenas práctico.

A fin de obtener un contorno estadístico ilustrativo específico para el nivel de densidad de p.i.r.e. considérese el siguiente nivel de referencia para la densidad de p.i.r.e.

$$E_{Ref}(\varphi) \text{ (dBW/40 kHz)} = \begin{cases} 25 - 25 \log(\varphi) & 2 \leq \varphi < 7 \\ 4 & 7 \leq \varphi < 9,2 \\ 28 - 25 \log(\varphi) & 9,2 \leq \varphi < 48 \\ -14 & 48 \leq \varphi \leq 180 \end{cases} \quad (11)$$

Se trata del contorno de densidad de p.i.r.e. fuera del eje especificado en la Recomendación UIT-R S.728 combinado con la Nota 1 de dicha Recomendación. La Fig. 3 muestra el término de la derecha de la ecuación (10) (sin maximizar),  $\Pr\{G(\theta_{BS\varphi}) > (E_{Ref}(\varphi) \times \text{PIRE}_{exceso}/E_B)\}$  en función de  $\varphi$  para valores fijos de p.i.r.e.-exceso y  $E_B$ . Obsérvese que cuando p.i.r.e.-exceso varía, el máximo de esta probabilidad se producirá para distintos valores de  $\varphi$ . La Fig. 4 representa este máximo valor,  $P_{E_B}$  (PIRE<sub>exceso</sub>), para los parámetros  $\alpha$  y  $c$  de las FDP de las componentes de error de puntería de la antena debido al movimiento,  $\phi_e$  y  $\phi_a$ , y la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería,  $E_B$ . En este caso se supone que las dos anteriores variables aleatorias presentan una distribución idéntica y son mutuamente independientes. Para el diagrama de antena de la ecuación (2) se han elegido los siguientes valores representativos para las aplicaciones en la banda de frecuencias de 14 GHz:  $d = 0,51$  m,  $n = 1$  y frecuencia = 14,2 GHz. Obsérvese que para los mayores valores de  $\alpha$ , la FDP del error de puntería de la antena tendrá una cola más corta y, por consiguiente,  $P_{E_B}$  (PIRE<sub>exceso</sub>) disminuirá más rápidamente. Además, para los valores más reducidos de  $c$ , la FDP de los errores de puntería de la antena será más estrecha lo que dará lugar a una menor probabilidad de  $P_{E_B}$  (PIRE<sub>exceso</sub>). Evidentemente, las curvas que aparecen en la Fig. 4 dependen de  $E_B$ : los valores más pequeños de  $E_B$  corresponden a los valores más pequeños de  $P_{E_B}$  (PIRE<sub>exceso</sub>). Para las curvas mostradas en esta figura,  $E_B$  se fija a su máximo valor de manera que la  $P_{E_B}$  (PIRE<sub>exceso</sub>) resultante se encuentra justo por debajo de su valor correspondiente a los parámetro  $\alpha = 1,5$ ,  $c = 0,35^\circ$  y  $E_B = 21,53$  (dBW/40 kHz). En el siguiente punto se discuten los detalles sobre la determinación de los valores específicos de  $E_B$  mostrados en esta Figura.

FIGURA 3

Término de la derecha de la ecuación (10) (sin maximizar) en función del ángulo con respecto al eje,  $\phi$ , para distintos valores de p.i.r.e.<sub>exceso</sub> (dB).  
 Otros parámetros:  $\alpha = 1,5$ ,  $c = 0,35^\circ$ ,  $E_B = 21,53$  dBW/40 kHz,  
 $n = 1$  y frecuencia = 14,2 GHz

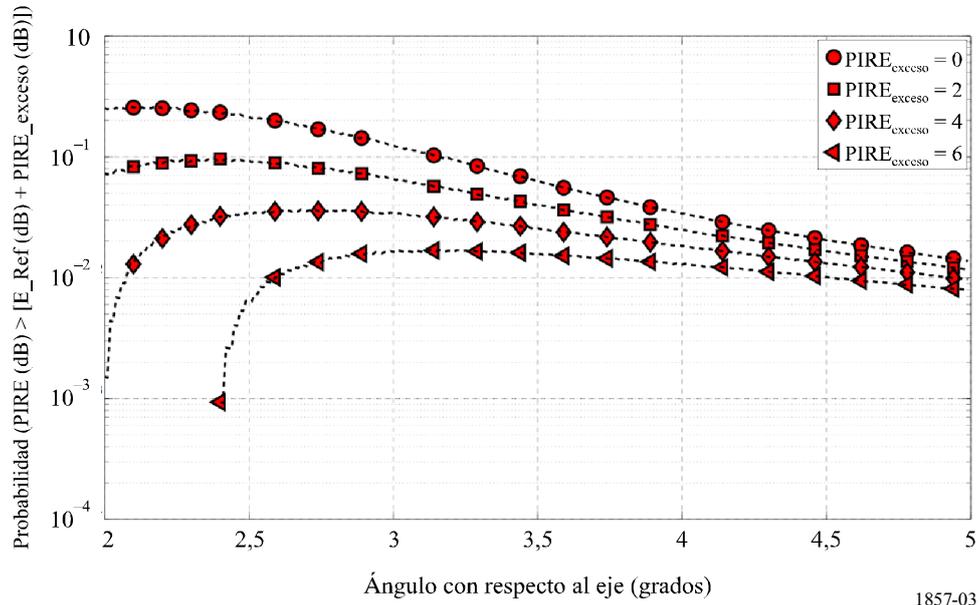
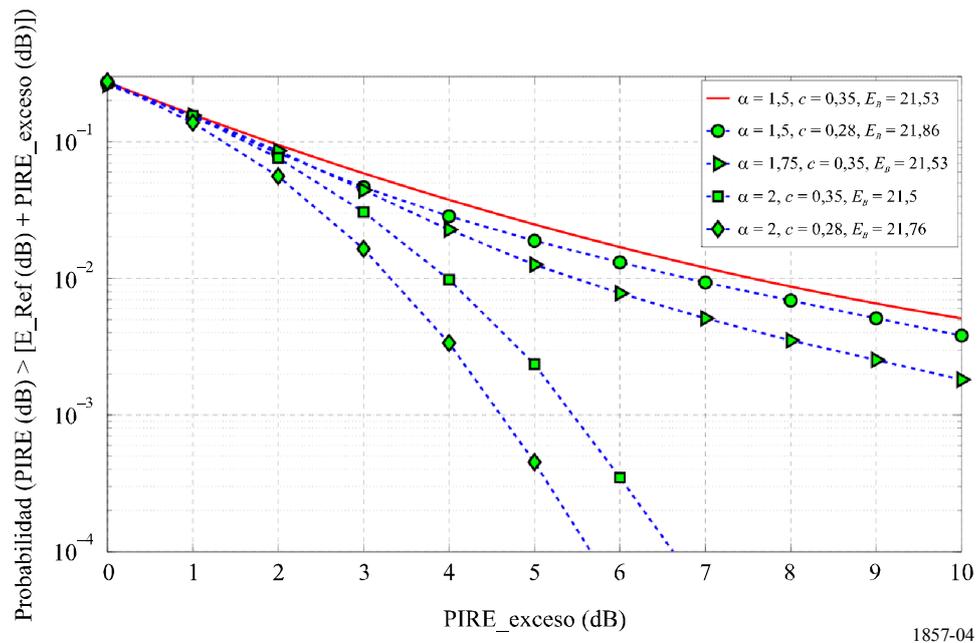


FIGURA 4

$P_{E_B}$  (p.i.r.e.<sub>exceso</sub>) de la ecuación (10) para distintos parámetros de las FDP de las componentes del error de puntería de la antena. La leyenda se refiere a  $\alpha$ ,  $c$  (grados) y  $E_B$  (dBW/40 kHz)



Cualquiera de las curvas que aparecen en la Fig. 4 son candidatas adecuadas para el contorno estadístico ilustrativo de la densidad de p.i.r.e. fuera del eje. En este Anexo, la curva superior de esta figura, que corresponde a los parámetros  $\alpha = 1,5$ ,  $c = 0,35^\circ$  y  $E_B = 21,53$  (dBW/40 kHz), se ha seleccionado como un contorno estadístico ilustrativo para la densidad de p.i.r.e.,  $P_{m\acute{a}x}$  (PIRE<sub>exceso</sub>). Se ha elegido esta curva porque alguno de los resultados de las mediciones han indicado que estos valores de los parámetros ( $\alpha$  y  $c$ ) son representativos de las condiciones típicas del terreno y de las velocidades del vehículo. El proceso para determinar el valor de  $E_B$  se discute en el § 6. El anterior contorno estadístico ilustrativo de densidad de p.i.r.e. fuera del eje puede aproximarse mediante la siguiente expresión:

$$P_{m\acute{a}x}(x) = \exp(0,016x^2 - 0,561x - 1,297) \quad 0 \leq x \leq 10 \quad (12)$$

donde  $x = \text{p.i.r.e.}_{exceso}$  (dB). Para que un sistema de antena satisfaga este ejemplo de contorno, la probabilidad de este sistema de antena calculada de acuerdo con la ecuación (10),  $P_{E_B}$  (p.i.r.e.<sub>exceso</sub>), debe ser inferior a  $P_{m\acute{a}x}$  (PIRE<sub>exceso</sub>), es decir:

$$\max_{E_B} P_{E_B}(\text{PIRE}_{exceso}) \leq P_{m\acute{a}x}(10 \times \log_{10}(\text{PIRE}_{exceso})) \quad 1 \leq \text{PIRE}_{exceso} \leq 10 \quad (13)$$

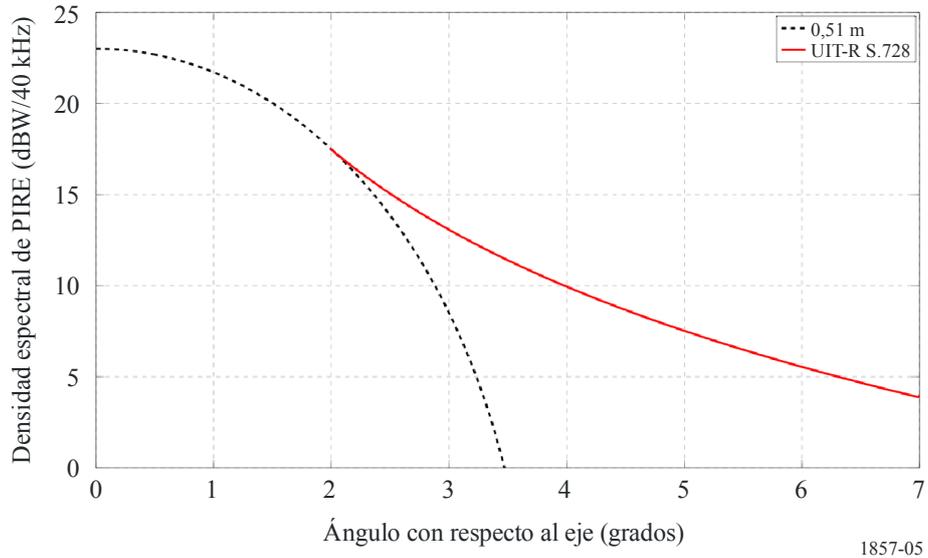
donde el máximo es mayor que  $E_B$ . Como puede verse de las curvas de la Fig. 4, el contorno de ejemplo,  $P_{m\acute{a}x}$  (PIRE<sub>exceso</sub> (dB)), puede ser satisfecho por sistemas de antena con diversos valores para los parámetros  $\alpha$  y  $c$  con niveles razonables de  $E_B$ .

## 6 Cálculo de la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería

Como se ha visto en el punto anterior, la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería,  $E_B$ , desempeña un papel fundamental a la hora de determinar el comportamiento de los terminales montados en vehículos. Obsérvese que la función de probabilidad de la ecuación (10) impone un límite sobre la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería. Además, al aumentar esta densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería se incrementa la interferencia causada a satélites adyacentes, y el Anexo 2 presenta un análisis detallado de la interferencia procedente de estos terminales. El nivel de densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería deseado debe satisfacer dos exigencias opuestas: la necesidad de transmitir suficiente potencia para soportar las velocidades de datos razonables y la necesidad de garantizar que la interferencia resultante es aceptable para los operadores de satélites adyacentes. El valor de  $E_B$  necesario para transmitir velocidades de datos razonables en estaciones terrenas en vehículos puede determinarse comparándolo con el correspondiente valor para terminales terrenos estáticos. La Fig. 5 ilustra el contorno de densidad de p.i.r.e. para terminales de terrenos estáticos establecido en la Recomendación UIT-R S.728 y expresado en la ecuación (11). Esta Figura también muestra los máximos valores de la densidad de p.i.r.e. fuera del eje correspondientes a una antena con un diámetro de apertura  $d = 0,51$  m. Este nivel de densidad de p.i.r.e. fuera del eje para la antena se obtiene incrementando gradualmente  $E_B$  hasta que el diagrama de densidad de p.i.r.e. fuera del eje resultante se encuentre inmediatamente por debajo del contorno de la Recomendación UIT-R S.728. Evidentemente, el valor de  $E_B$  que satisface el contorno aumenta con el diámetro de apertura de la antena y para  $d = 0,51$  m,  $E_B = 23$  dB(W/40 kHz).

FIGURA 5

Máximo valor de la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería sujeto a la Recomendación UIT-R S.728.  
 Parámetros:  $d = 0,51$  m,  $n = 1$ , frecuencia = 14,2 GHz



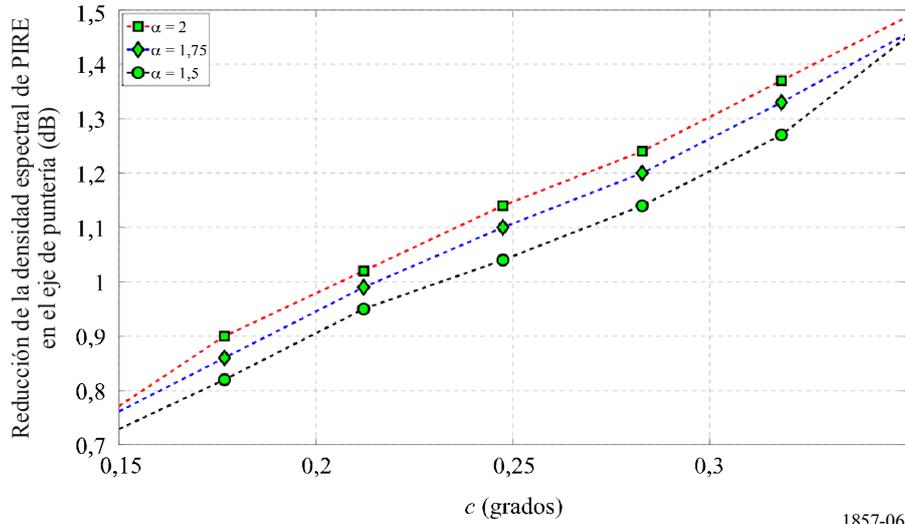
1857-05

Los resultados mostrados en la Fig. 5 representan el caso en que no hay ningún error de puntería de la antena. Si aparecen estos errores, debido a fluctuaciones del diagrama de densidad de p.i.r.e. fuera del eje, la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería debe reducirse. En el punto anterior se determinó en la ecuación (12) un contorno estadístico ilustrativo de densidad de p.i.r.e. para un sistema de antenas en particular. El valor deseado de  $E_B$  que satisface este contorno estadístico se determina aumentando su valor hasta que  $P_{E_B}(\text{p.i.r.e.}_{\text{exceso}})$  satisface exactamente su máximo valor indicado en el término de la derecha de la ecuación (13).

La Fig. 6 muestra reducción de la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería necesaria para lograr el ejemplo de contorno definido en la ecuación (12) de manera que puedan tenerse en cuenta los errores de puntería de la antena. Para valores fijos de  $\alpha$ , los valores más elevados de  $c$  corresponden a mayores valores de errores de puntería lo que da lugar a una mayor reducción de la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería. Como puede verse en la Figura, para tener en cuenta los errores de puntería de la antena será necesaria una pequeña reducción de la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería; por ejemplo, cuando  $\alpha = 1,5$  y  $c = 0,2^\circ$  esta reducción es 0,9 dB y aumenta a 1,45 dB aproximadamente para  $\alpha = 1,5$  y  $c = 0,35^\circ$ .

FIGURA 6

Reducción de la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería necesaria para satisfacer el contorno estadístico ilustrativo de  $P_{m\acute{a}x}$  ( $PIRE_{exceso}$ ) en la ecuación (12)



1857-06

## 7 Método ilustrativo para determinar la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería necesaria a fin de satisfacer el ejemplo de contorno estadístico de densidad de p.i.r.e.

En este punto, se indica un método para determinar el cumplimiento del contorno estadístico ilustrativo de densidad de p.i.r.e. fuera del eje especificado en la ecuación (12) de § 5. Específicamente, para un conjunto determinado de errores en los ángulos de elevación y azimut, el método muestra cómo calcular el máximo valor de la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería del sistema de antenas. El método ilustrativo es el siguiente:

### 7.1 Parámetros necesarios para el cálculo

- Valores muestra representativos de los errores en los ángulos de elevación y azimut,  $\phi_e(m)$  y  $\phi_a(m)$ ,  $m = 1, 2, \dots, M$ , donde  $M$  es el tamaño de la muestra. Deben corresponder a mediciones realizadas en tiempo real o datos recopilados de trayectos de muestra con características similares al emplazamiento donde va a funcionar el terminal. Se supone que el tamaño de la muestra  $M$  es suficientemente grande como para que las cantidades estadísticas determinadas utilizando estas muestras arrojen una estimación razonablemente buena de los valores estadísticos deseados.
- Ángulos de elevación y azimut hacia el satélite deseado,  $S$ , expresados, respectivamente como  $\varepsilon_S$  y  $a_S$ . Los ángulos de elevación y azimut en la dirección de  $S_\varphi$ , se expresan, respectivamente como  $\varepsilon_{S_\varphi}$  y  $a_{S_\varphi}$ . La Fig. 2 muestra la geometría relativa de  $S$  y  $S_\varphi$ . En este caso  $S_\varphi$  puede estar ubicado en cualquier punto de la OSG y  $\varphi$  es una variable.
- Diagrama de ganancia de antena normalizado,  $G(\varphi)$ , siendo  $\varphi$  el ángulo con respecto al eje  $y$ , a efectos ilustrativos, se supone que el diagrama de antena es simétrico con respecto a la dirección de su eje de puntería.
- Contorno estadístico de densidad de p.i.r.e. fuera del eje indicado en la ecuación (12).

## 7.2 Estimación de la FDA de $G(\theta_{BS_\varphi})$

e) A partir de los valores a) y b) anteriores, se calcula la suma de los ángulos de elevación hacia las direcciones del eje de puntería y  $S_\varphi$ ,  $\varepsilon_{BS_\varphi}^+$ ; y la diferencia en los ángulos de elevación y azimut en estas direcciones,  $\varepsilon_{BS_\varphi}^-$  y  $a_{BS_\varphi}^-$ . Utilizando la ecuación (5), se calculan como sigue:

$$\begin{aligned}\varepsilon_{BS_\varphi}^-(m) &= (\varepsilon_S - \varepsilon_{S_\varphi} - \phi_\varepsilon(m)) \\ \varepsilon_{BS_\varphi}^+(m) &= (\varepsilon_S + \varepsilon_{S_\varphi} - \phi_\varepsilon(m)) \\ a_{BS_\varphi}^-(m) &= (a_S - a_{S_\varphi} - \phi_a(m))\end{aligned}$$

donde se muestra explícitamente la dependencia con el índice de la muestra  $m$ . Obsérvese que  $\varepsilon_{BS_\varphi}^-(m)$ ,  $\varepsilon_{BS_\varphi}^+(m)$  y  $a_{BS_\varphi}^-(m)$  son funciones del ángulo con respecto al eje  $\varphi$ .

f) Se sustituyen los anteriores valores en la ecuación (4) para calcular el ángulo entre las direcciones del eje de puntería y  $S_\varphi$ ,  $\theta_{BS_\varphi}(m)$ . En la ecuación (4):

$$\theta_{BS_\varphi}(m) = \cos^{-1} \left( \cos \varepsilon_{BS_\varphi}^-(m) - \left( \cos \varepsilon_{BS_\varphi}^+(m) + \cos \varepsilon_{BS_\varphi}^-(m) \right) \times \sin^2 \frac{a_{BS_\varphi}^-(m)}{2} \right)$$

g) Utilizando el diagrama de ganancia de antena de c) y  $\theta_{BS_\varphi}(m)$  calculado anteriormente se determina la ganancia de antena en la dirección  $S_\varphi$ ,  $G(\theta_{BS_\varphi}(m))$ . Obsérvese que  $G(\theta_{BS_\varphi}(m))$  puede considerarse una variable aleatoria con  $M$  muestras, y es función del ángulo con respecto al eje  $\varphi$ .

h) Se estima la FDA de  $G(\theta_{BS_\varphi})$ ,  $F_{G(\theta_{BS_\varphi})}$ , utilizando las  $M$  muestras calculadas en g). Obsérvese que como  $F_{G(\theta_{BS_\varphi})}$  es función de  $\varphi$ , la FDA debe calcularse para cada uno de los valores de la variable  $\varphi$ .

## 7.3 Cálculo del máximo valor de $E_B$ que cumple con el contorno estadístico del ejemplo

i) Se eligen los valores adecuados para  $\text{PIRE}_{exceso}$ ,  $1 \leq \text{PIRE}_{exceso} \leq 10$ , y  $E_B$ ,  $(E_{B, \text{máx}} - \Delta E_B) \leq E_B \leq E_{B, \text{máx}}$ , y utilizando la FDA calculada en h) se determina la probabilidad en la ecuación (8) para cada valor de  $\varphi$ . En este caso  $E_{B, \text{máx}}$  es la máxima densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería en ausencia de errores de puntería de la antena y  $\Delta E_B$  tiene en cuenta la reducción de la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería debida a los errores de puntería de la antena; a efectos ilustrativos se fija  $\Delta E_B$  a  $\Delta E_{B, \text{máx}}/2$ .

Obsérvese que la ecuación (8) debe determinarse para todos los valores de interés de  $\text{PIRE}_{exceso}$  y  $E_B$ ; sin embargo, si se sabe que la reducción en la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería es pequeña, este cálculo puede simplificarse limitando la gama de valores de  $E_B$ . La Fig. 6 muestra la reducción en el valor de  $E_B$  para parámetros del sistema específicos considerados en el § 6. Por ejemplo, como esta reducción es pequeña, el valor  $\Delta E_B = \Delta E_{B, \text{máx}}/3$  es adecuado para los parámetros del sistema pertinente.

j) Para valores fijos de  $PIRE_{exceso}$  y  $E_B$  se determina  $P_{E_B}(\text{p.i.r.e.}exceso)$  utilizando la expresión de la ecuación (10), que es máximo valor de la probabilidad calculado en i) tomando  $\varphi$  como variable. A continuación aparece de nuevo la expresión para  $P_{E_B}(\text{p.i.r.e.}exceso)$ :

$$P_{E_B} = (PIRE_{exceso}) = \max_{\varphi} \Pr \left\{ G(\theta_{BS_{\varphi}}) > (E_{Ref}(\varphi) \times PIRE_{exceso} / E_B) \right\}$$

Obsérvese que  $P_{E_B}(\text{p.i.r.e.}exceso)$  es una función no decreciente de  $E_B$ , cuando se considera como función de  $E_B$  para valores fijos de la  $PIRE_{exceso}$ .

k) Por último, se determina el máximo valor de  $E_B$  de manera que  $P_{E_B}(\text{p.i.r.e.}exceso)$  sea inferior al contorno de ejemplo en la ecuación (12) para todos los valores en la gama de interés de  $PIRE_{exceso}$ . El valor deseado de  $E_B$  satisface la ecuación (13), que vuelve a escribirse a continuación:

$$\max_{E_B} P_{E_B} (PIRE_{exceso}) \leq P(10 \times \log_{10} (PIRE_{exceso})) \quad 1 \leq PIRE_{exceso} \leq 10$$

Obsérvese que el método anterior se ha presentado sólo a efectos ilustrativos y no debe considerarse el único método para calcular el valor de  $E_B$ .

## Referencias

- CHEN, C.-C. y GARDNER C.S., [marzo 1989] Impact of Random Pointing and Tracking Errors on the Design of Coherent and Incoherent Optical Intersatellite Communication Links, *IEEE Trans. Comm.* Vol. **37**, **3**, p. 252-260.
- CORRELL, C., [1996] A Mathematical Model Describing the Effects of Pointing and Tracking Errors Due to "Mechanical Noise" in Coherent Optical Intersatellite Links, *Inter. J. Sat. Comm.* Vol. **14**, p. 37-51.
- MARAL, G. y BOUSQUET M., [2000] *Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology*, John Wiley & Sons.
- SAMORODNITSKY, G. y TAQQU M.S., [1994] *Stable Non-Gaussian Random Processes: Stochastic Models with Infinite Variance*. Chapman & Hall/CRC.
- SHAO, M. y NIKIAS C.L., [julio 1993] Signal Processing with Fractional Lower Order Moments: Stable Processes and Their Applications. *Proc. IEEE*, Vol. **81**, **7**, p. 986-1010.

## Anexo 2

### **Metodología para evaluar los niveles de interferencia resultantes de las variaciones en la p.i.r.e. fuera del eje de la estación terrena debidos a errores de puntería causados por el movimiento de la plataforma montada en el vehículo**

#### **1 Introducción**

El nivel de densidad de p.i.r.e. fuera del eje de los terminales montados en plataformas en vehículos varía con el tiempo y, por consiguiente, da lugar a una señal interferente variable en el tiempo en los satélites geoestacionarios vecinos. Este Anexo proporciona una metodología para analizar y cuantificar la interferencia variable en el tiempo resultante de las estaciones terrenas en vehículos. Los efectos de la interferencia procedente de fuentes variables en el tiempo se han abordado en la Recomendación UIT-R S.1323, que además establece el máximo margen de tiempo admisible para niveles de interferencia a corto plazo. El presente Anexo sigue las directrices establecidas en la citada Recomendación UIT-R S.1323 y desarrolla una metodología para analizar la interferencia debido a errores de puntería de la antena variables en el tiempo de los terminales montados en vehículos. La metodología propuesta será útil para determinar el nivel adecuado de densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería de estos terminales de manera que cumplan los márgenes de interferencia causada a otros sistemas de satélites y satisfagan los diversos objetivos de calidad de funcionamiento de dichos sistemas.

#### **2 Criterios de evaluación de la interferencia**

La calidad de funcionamiento de un sistema del SFS depende de manera crítica de la interferencia que recibe procedente de otros sistemas. La Recomendación UIT-R S.1432 resume varias consideraciones sobre la interferencia que se han abordado en otras Recomendaciones UIT-R. Los criterios de interferencia utilizados en esas Recomendaciones UIT-R pertinentes se basan en el volumen de interferencia que puede tolerarse durante largos periodos de tiempo así como durante breves intervalos de tiempo. El primero se conoce como criterio a largo plazo porque la interferencia se promedia a lo largo de un periodo de tiempo suficientemente amplio. El segundo criterio especifica el volumen de interferencia durante breves intervalos de tiempo; la interferencia en estos intervalos normalmente varía con el tiempo y, por consiguiente, se representa generalmente mediante una distribución de probabilidad.

La Recomendación UIT-R S.1323 estudia la influencia de la interferencia variable en el tiempo y establece los máximos niveles admisibles de interferencia procedente de distintas fuentes. Sin embargo, en dicha Recomendación no se hace una distribución específica de la indisponibilidad del enlace para las redes del SFS a causa de la interferencia variable en el tiempo producida por las ETV OSG. El margen de tiempo para la indisponibilidad del enlace debido a la interferencia procedente de los OSG/ETV es simplemente un valor ejemplo. La metodología tiene la flexibilidad de utilizar cualquier distribución acordada entre las administraciones o que se establezcan en una futura Recomendación UIT-R. La hipótesis básica es que el enlace por satélite está diseñado con un margen de enlace suficiente para tener en cuenta las degradaciones de propagación tales como desvanecimiento de la señal debido a la lluvia, variaciones en el ruido del receptor y efectos de la interferencia a largo plazo procedente de otras redes de satélites. Para tener en cuenta la influencia de estas degradaciones, los objetivos de calidad de funcionamiento del enlace por satélite se expresan en términos de valores de interrupción para la proporción de bits erróneos o la relación entre las potencias de portadora/ruido ( $C/N$ ). Por ejemplo, para un conjunto determinado de

relaciones  $(C/N)$  y sus correspondientes pares de margen de tiempo de interrupción,  $\{(C/N)_i, p_i \%\}$ ,  $i = 1, 2, \dots, I$ , la relación  $(C/N)$  debe ser inferior a  $(C/N)_i$  únicamente durante el  $p_i \%$  del tiempo (de cualquier mes).

De acuerdo con la Recomendación UIT-R S.1323 los efectos de propagación no deben suponer más del 90% de la indisponibilidad del enlace. Por consiguiente, la declaración anterior debe volverse a expresar como sigue: la relación  $(C/N)$ , calculada en ausencia de interferencia variable en el tiempo, debe ser inferior a  $(C/N)_i$  durante al menos el  $p_i \% \times 90\%$  del tiempo. El 10% restante de margen de tiempo para la indisponibilidad del enlace se atribuye a la degradación adicional debida a la interferencia variable en el tiempo provocada por las emisiones de las estaciones terrenas y espaciales del resto de redes de satélites que funcionan en la misma banda de frecuencias. En consecuencia, la relación  $(C/N)$  global, calculada en presencia de los efectos de propagación y de la interferencia variable en el tiempo, debe ser inferior a  $(C/N)_i$  únicamente durante el  $p_i \%$  del tiempo, si es necesario.

El presente documento aborda el incremento de interferencia causada a sistemas de satélites próximos debido a los errores en la puntería de la antena variables en el tiempo. Este incremento de la interferencia se produce con respecto a un terminal que tenga exactamente las mismas características pero funcione en un entorno estacionario y en ausencia de errores de puntería de la antena. Se supone que en este caso estático el terminal se ajusta al contorno de emisión de p.i.r.e. fuera del eje establecido en la Recomendación UIT-R S.728 y satisface los numerosos requisitos de interferencia establecidos en las Recomendaciones pertinentes. El incremento de la interferencia a largo plazo puede determinarse promediando la interferencia debida a los errores de puntería de la antena variables en el tiempo a lo largo de un periodo  $T_{med}$  y comparando este resultado con su correspondiente valor en el caso estático. El parámetro de interferencia a largo plazo,  $T_{med}$  debe representar un periodo de tiempo suficientemente largo de manera que contenga las variaciones en el tiempo características de la señal de interferencia. En este caso, el nivel de interferencia puede controlarse por la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería del terminal. En el § 4 aparecen detalles de esta metodología.

Para satisfacer los objetivos a corto plazo puede utilizarse la metodología descrita en la Recomendación UIT-R S.1323. Sin embargo, cabe señalar que esta Recomendación se estableció específicamente para el caso en que la interferencia variable en el tiempo se debe a sistemas no OSG. Este hecho se recalca en la Nota 1 de esta Recomendación que indica que la atribución del 10% de interrupciones en el enlace debidas a fuentes de interferencia, como se ha indicado anteriormente, no es aplicable a la interferencia entre sistemas del SFS OSG. Por lo tanto, como este documento trata la interferencia procedente de dichos sistemas del SFS OSG, el margen de tiempo atribuido a las interrupciones del enlace para la interferencia variable en el tiempo se representará mediante el parámetro  $T_{margen} \%$ , en vez del 10% indicado en la Recomendación UIT-R S.1323. El objetivo de este documento es evaluar los efectos de la interferencia variable en el tiempo con respecto al caso estático, que incluye los efectos de propagación y la interferencia en ausencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo.

En consecuencia, se considera que el caso estático es el caso de referencia para evaluar los efectos de la interferencia variable en el tiempo. Obsérvese que el caso de referencia correspondiente en la Recomendación UIT-R S.1323 se produce cuando la degradación se debe únicamente a los efectos de propagación. En ese caso, el objetivo de calidad de funcionamiento es tal que a las interrupciones del enlace en el caso estático se le atribuye como mucho el  $(100 - T_{margen}) \%$  del margen de tiempo. Utilizando la anterior expresión, la relación  $(C/N)$  calculada con los efectos de propagación y la interferencia en el caso estático, debe ser inferior a  $(C/N)_i$  durante al menos el  $p_i \% \times (100 - T_{margen}) \%$  del tiempo. En consecuencia, la relación  $(C/N)$  global, calculada en presencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo y efectos de propagación, es inferior a  $(C/N)_i$  durante el  $p_i \%$  del tiempo, como se requiere. Al igual que en el caso de la

interferencia a largo plazo, la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería de la antenna puede controlar la interrupción del enlace; este tema se discute con detalle en el § 4.

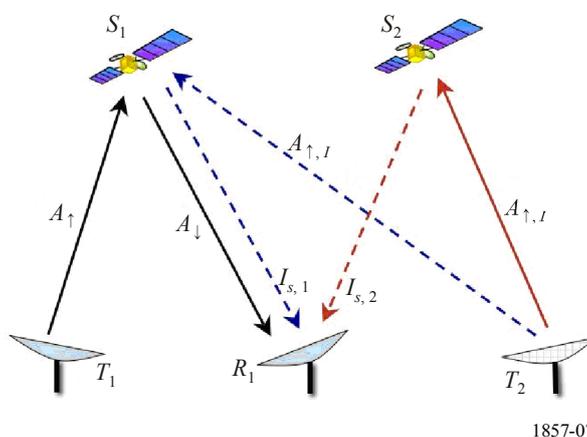
### 3 Marco de referencia para el análisis de interferencia

Este punto proporciona un marco de referencia utilizado para evaluar la interferencia y enumera los parámetros y notaciones utilizados en las ecuaciones que siguen.

La Fig. 7 representa las redes de satélites deseada e interferente. El satélite deseado es  $S_1$  y sus terminales de transmisión y recepción son  $T_1$  y  $R_1$ , respectivamente. El terminal interferente es  $T_2$  y su satélite correspondiente es  $S_2$ . El receptor víctima,  $R_1$ , recibe la señal procedente de ambos satélites,  $S_1$  y  $S_2$ , como puede verse en la Fig. 7

FIGURA 7

Redes de satélites deseado e interferente. Los terminales  $T_1$ ,  $R_1$  y  $S_1$  están en la red deseada; el terminal  $T_2$  y el satélite  $S_2$  están en la red interferente



A continuación figura una lista de parámetros y la notación adoptada en esta Recomendación.

- $\varphi$  : ángulo con respecto al eje entre  $T_2$  y  $S_1$  en ausencia de errores de puntería de la antenna
- $\theta$  : ángulo con respecto al eje entre  $R_1$  y  $S_2$
- $A_{\uparrow}$  : desvanecimiento debido a la lluvia en el enlace ascendente entre  $T_1$  y  $S_1$
- $A_{\downarrow}$  : desvanecimiento debido a la lluvia en el enlace descendente entre  $S_1$  y  $R_1$
- $A_{\uparrow,I}$  : desvanecimiento debido a la lluvia en el enlace ascendente de la fuente de interferencia  $T_2$  a  $S_1$  o  $S_2$
- $B_s$  : densidad de p.i.r.e. (W/Hz) en dirección del eje de puntería en el caso estático, que es el valor en ausencia de errores de puntería de la antenna variables en el tiempo en  $T_2$ . En este caso, el eje de puntería se encuentra en la dirección a la cual la ganancia de antenna presenta un máximo
- $B_i$  : densidad de p.i.r.e. (W/Hz) en dirección del eje de puntería en  $T_2$  en presencia de redes de puntería de la antenna variables en el tiempo. Obsérvese que este parámetro corresponde a  $E_B$  en la ecuación (3)
- $\Delta B$  : reducción de la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería,  $\Delta B = B_s/B_i$
- $(C/N)_{cs}$  : relación entre las potencias portadora/ruido en  $R_1$  en condiciones de cielo despejado.  $C$  es la potencia de portadora deseada recibida en  $R_1$  de  $T_1$

- $(C/N)_s$ : relación  $(C/N)$  en  $R_1$  en el caso estático, que se debe al desvanecimiento debido a la lluvia y a la interferencia procedente de  $T_2$  en ausencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo
- $(C/N)_t$ : relación  $(C/N)$  en  $R_1$  que se debe al desvanecimiento debido a la lluvia y a la interferencia procedente  $T_2$  debida a errores de puntería de la antena variables en el tiempo
- $G_1(\theta)$ : ganancia directiva normalizada de la antena  $R_1$  en la dirección  $\theta$  con respecto al eje  $\theta(G_1(0) = 1)$
- $G_2(\varphi)$ : ganancia directiva normalizada de la antena  $T_2$  en la dirección  $\varphi$  con respecto al eje ( $G_2(0) = 1$ ). Obsérvese que este parámetro corresponde a  $G(\varphi)$  de la ecuación (2) del Anexo 1
- $G_{2,t}(\varphi)$ : ganancia directiva normalizada de la antena  $T_2$  en la dirección de  $\varphi$  en presencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo
- $G_{S1}$ : pequeña ganancia de la señal en  $S_1$ . (p.i.r.e. en  $S_1$  hacia  $R_1$ ) = (densidad de flujo de potencia procedente de  $T_2$ )  $\times \frac{\lambda^2}{4\pi} \times G_{S1}$ ,  $\lambda$  longitud de onda del enlace ascendente
- $G_{S2}$ : pequeña ganancia de la señal  $S_2$ . (p.i.r.e. en  $S_2$  hacia  $R_1$ ) = (densidad de flujo de potencia procedente de  $T_2$ )  $\times \frac{\lambda^2}{4\pi} \times G_{S2}$ ,  $\lambda$  longitud de onda del enlace ascendente
- $(G/T)_1$ : relación ganancia de la antena de recepción/temperatura de ruido en  $R_1$
- $(G/T)_{S1}$ : relación ganancia de la antena de recepción/temperatura de ruido en  $S_1$  cuando la dirección de recepción es hacia  $T_2$
- $(G/T)_{S2}$ : relación ganancia de la antena de recepción/temperatura de ruido en  $S_2$  cuando la dirección de recepción es hacia  $T_2$
- $I_{s,1}$ : potencia de interferencia procedente de  $T_2$  recibida en  $R_1$ , a través de  $S_1$ , en ausencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo
- $I_{s,2}$ : potencia de interferencia procedente de  $T_2$  recibida en  $R_1$ , a través de  $S_2$ , en ausencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo
- $I_{t,1}$ : potencia de interferencia procedente de  $T_2$  recibida en  $R_1$ , a través de  $S_1$ , en presencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo
- $I_{t,2}$ : potencia de interferencia procedente de  $T_2$  recibida en  $R_1$ , a través de  $S_2$ , en presencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo
- $k$ : constante de Boltzmann,  $1,38 \times 10^{-23}$  J/K
- $\log(X)$ :  $\log_{10}(X)$
- $L_u$ : pérdidas en enlace ascendente (cielo despejado) entre  $T_2$  y  $S_1$  o  $S_2$
- $L_d$ : enlace descendente (cielo despejado) entre  $S_1$  o  $S_2$  y  $R_1$
- $N_{\downarrow}$ : potencia de ruido del receptor en  $R_1$ , correspondiente a la temperatura de ruido  $T_{\downarrow}$
- $N_{\uparrow}$ : potencia de ruido de  $S_1$  recibida en  $R_1$
- $N_{\uparrow,2}$ : potencia de ruido de  $S_2$  recibida en  $R_1$

$N_r$ : ruido de lluvia (cielo) en el receptor  $R_1$  debido a la temperatura de lluvia  $T_r$  (enlace descendente)

$p_X(x)$ : función densidad de probabilidad (fdp) de  $X$

$P_X(x) = \Pr\{X \leq x\}$ : función de distribución acumulativa (fda) de  $X$

$\bar{X}$ : variable expresada en dB,  $10 \log_{10} X$

$\langle X \rangle$ : valor medio de la variable aleatoria  $X$

$Z_s$ :  $Z_s = \frac{(C/N)_{cs}}{(C/N)_s}$ , degradación de la relación  $(C/N)$  causada por los efectos del desvanecimiento debido a la lluvia y a la interferencia estática procedente del terminal  $T_2$

$Z_t$ :  $Z_t = \frac{(C/N)_{cs}}{(C/N)_t}$ , degradación de la relación  $(C/N)$  causada por los efectos del desvanecimiento debido a la lluvia y a la interferencia variable en el tiempo procedente del terminal  $T_2$ .

#### 4 Efectos de la interferencia a corto plazo: degradación de la relación $(C/N)$

En este punto se calcula la degradación de la relación  $(C/N)$  en  $R_1$  a causa del desvanecimiento debido a la lluvia y a la interferencia procedente de  $T_2$ . El citado desvanecimiento aquí considerado introducirá variaciones estadísticas en la relación  $C/N$  recibida<sup>2</sup>. En primer lugar, se consideran el desvanecimiento debido a la lluvia y la interferencia procedente de  $T_2$  en ausencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo para calcular la fda de  $Z_s$ , que es la degradación de la relación  $(C/N)$  en  $R_1$ . Este tema se discute en § 4.1. A continuación, los errores de puntería de la antena variables en el tiempo se introducen en  $T_2$  y se determina la fda de la degradación resultante de la relación  $(C/N)$  en  $R_1$ , que se denomina  $Z_t$ . Estas fda se utilizan a continuación para calcular el incremento relativo en la indisponibilidad del enlace debido a los errores de puntería de la antena variables en el tiempo, tema que se discute en el § 4.2.

En el análisis que aparece en este punto se ha supuesto que el receptor víctima está sujeto a la interferencia procedente de un solo satélite adyacente; si las señales interferentes procedentes de otros satélites vecinos no pueden despreciarse, deben tenerse en cuenta de forma similar.

##### 4.1 Caso estático: Terminal $T_2$ transmitiendo en ausencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo

La relación de potencias portadora/ruido con cielo despejado en el receptor,  $R_1$ , para la red de satélites representada en la Fig. 1 es:

$$(C/N)_{CS} = \frac{C}{N_{\downarrow} + N_{\uparrow} + I_{S,1} + I_{S,2} + N_{\uparrow,2}} \quad (14)$$

<sup>2</sup> Los enlaces por satélite se diseñan normalmente con márgenes de desvanecimiento en el enlace para tener en cuenta tales degradaciones.

En este caso, los términos de interferencia  $I_{s,1}$  e  $I_{s,2}$  se deben a la transmisión de  $T_2$  con una densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería  $B_s$  en el caso estático, que se produce en ausencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo. Cuando  $T_2$  es un terminal de pequeña apertura puede suponerse que  $B_s$  se ajusta al contorno de p.i.r.e. fuera del eje que figura en la Recomendación UIT-R S.728 y las recomendaciones sobre interferencia pertinentes. Obsérvese que en la ecuación (14) el término  $N_{\uparrow} + I_{s,1}$  corresponde a  $S_1$  y el término  $I_{s,2} + N_{\uparrow,2}$  corresponde a  $S_2$ . En presencia del desvanecimiento debido a la lluvia en el enlace ascendente y el enlace descendente de la señal deseada, la relación  $(C/N)$  es:

$$(C/N)_S = \frac{C/A_{\uparrow} A_{\downarrow}}{N_{\downarrow} + N_{\uparrow} / A_{\downarrow} + N_r (1 - 1/A_{\downarrow}) + (I_{S,1} + I_{S,2}) / (A_{\uparrow, I} A_{\downarrow}) N_{\uparrow,2} / A_{\downarrow}} \quad (15)$$

En este caso se supone que los satélites  $S_1$  y  $S_2$  están muy próximos entre sí de manera que las componentes del desvanecimiento debido a la lluvia en el enlace ascendente en estos satélites de  $T_2$  son aproximadamente las mismas. Además, también se supone que las componentes del desvanecimiento debido a la lluvia en el enlace descendente de  $S_1$  y  $S_2$  a  $R_1$  son similares. Cuando los satélites  $S_1$  y  $S_2$  no están próximos puede que estas hipótesis no sean válidas; en tales casos, debe tenerse en cuenta la correlación entre las respectivas componentes del desvanecimiento. Obsérvese que el término  $N_r (1 - 1 / A_{\downarrow})$ , ( $A_{\downarrow} \geq 1$ ), en el denominador se refiere al ruido del receptor adicional debido a la temperatura de lluvia,  $T_r$ .

En consecuencia, la degradación de la relación  $(C/N)$  en presencia del desvanecimiento debido a la lluvia en el enlace ascendente y el enlace descendente puede expresarse como sigue:

$$Z_s = (A_{\uparrow} / A_{\uparrow, I}) \times (A_{\downarrow} A_{\uparrow, I} d_1 + A_{\uparrow, I} d_2 + d_3) \quad (16)$$

donde las variables del enlace  $c_1, c_2, c_3, c_4, c_5, d_1, d_2$  y  $d_3$  se definen como:

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{I_{s,2}}{I_{s,1}}; c_2 = \frac{I_{s,1}}{N_{\uparrow}}; c_3 = \frac{N_{\uparrow}}{N_{\downarrow}}; c_4 = \frac{N_r}{N_{\downarrow}}; c_5 = \frac{N_{\uparrow,2}}{I_{s,2}} \\ d_1 &= \frac{1 + c_4}{1 + c_1 c_2 c_3 (1 + c_5) + c_2 c_3 + c_3} \\ d_2 &= \frac{c_1 c_2 c_3 c_5 + c_3 - c_4}{1 + c_1 c_2 c_3 (1 + c_5) + c_2 c_3 + c_3} \\ d_3 &= \frac{c_1 c_2 c_3 + c_2 c_3}{1 + c_1 c_2 c_3 (1 + c_5) + c_2 c_3 + c_3} \end{aligned} \quad (17)$$

Estas variables pueden determinarse para un conjunto dado de variables del enlace. Específicamente:

$$\begin{aligned}
 c_1 &= \frac{G_2(0)}{G_2(\varphi)} \frac{G_{S2}}{G_{S2}} \frac{G_1(\theta)}{G_1(0)} \\
 c_2 &= \frac{B_s G_2(\varphi) (G/T)_{S1}}{k L_u} \\
 c_3 &= \frac{(G/T)_1 G_{S1}}{(G/T)_{S1} L_d} \\
 c_4 &= \frac{T_r}{T_\downarrow} \\
 c_5 &= \frac{k L_u}{B_s G_2(0) (G/T)_{S2}}
 \end{aligned} \tag{18}$$

donde, para simplificar las expresiones, se ha supuesto que en ausencia de desvanecimiento debido a la lluvia las pérdidas de propagación en el enlace ascendente desde  $T_2$  a los satélites  $S_1$  y  $S_2$  son las mismas. Puede realizarse una hipótesis similar para las pérdidas de propagación en el enlace ascendente desde los satélites  $S_1$  y  $S_2$  a  $R_1$ .

Extrayendo el logaritmo de  $Z_s$  en la ecuación (16):

$$\bar{Z}_s = \bar{A}_\uparrow - \bar{A}_{\uparrow,l} + 10 \log \left( 10^{(\bar{A}_\downarrow + \bar{A}_{\uparrow,l})/10} d_1 + 10^{(\bar{A}_{\uparrow,l})/10} d_2 + d_3 \right) \tag{19}$$

Es más fácil determinar analíticamente la fda de  $\bar{Z}_s$  en el caso especial en que se ignora la componente del desvanecimiento debido a la lluvia en el enlace ascendente  $\bar{A}_{\uparrow,l}$ , es decir  $\bar{A}_{\uparrow,l} = 0$ . Obsérvese que este caso particular se considera únicamente a efectos de sencillez analítica; en el caso más general la componente de desvanecimiento debido a la lluvia no debe ignorarse. En este caso, la fda de la degradación puede expresarse como sigue:

$$P_s(\bar{z}) = \Pr(\bar{Z}_s \leq \bar{z}) = \iint_{R_{\bar{z}}} p_{\bar{A}_\downarrow}(u) p_{\bar{A}_\uparrow}(v) \, dv \, du$$

donde la región de la integral es tal que para  $\bar{A}_\downarrow, \bar{A}_\uparrow \in R_{\bar{z}}$ , el valor de  $\bar{Z}_s$  satisface la desigualdad  $\bar{Z}_s \leq \bar{z}$ . Se ha supuesto que las componentes de desvanecimiento debido a la lluvia  $\bar{A}_\downarrow$  y  $\bar{A}_\uparrow$ , son independientes entre sí.

Como  $\bar{Z}_s$  es una función monótonamente creciente de  $\bar{A}_\downarrow (\geq 0)$  y  $\bar{A}_\uparrow (\geq 0)$  la región  $R_{\bar{z}}$  puede expresarse como la región limitada por  $0 \leq \bar{A}_\uparrow \leq \bar{z} - 10 \log (10^{\bar{A}_\downarrow/10} d_1 + d_2 + d_3)$  y  $0 \leq \bar{A}_\downarrow \leq 10 \log ((10^{\bar{z}/10} - d_2 - d_3) / d_1)$ .

La anterior integral se evalúa entonces como sigue:

$$\begin{aligned}
 p_s(\bar{z}) &= \iint_{R_{\bar{z}}} p_{A_{\downarrow}}^-(u) p_{A_{\uparrow}}^-(v) dv du \\
 &= \int_{u=0}^{u'} p_{A_{\downarrow}}^-(u) \int_{v=0}^{u=\bar{z}-10 \log(10^{u/10} d_1 + d_2 + d_3)} p_{A_{\uparrow}}^-(v) dv du \\
 &= \int_{u=0}^{u'} p_{A_{\downarrow}}^-(u) p_{A_{\uparrow}}^-(\bar{z} - 10 \log(10^{u/10} d_1 + d_2 + d_3)) du
 \end{aligned} \tag{20}$$

donde  $u' = 10 \log((10^{\bar{z}/10} - d_2 - d_3) / d_1)$ .

#### 4.2 Terminal $T_2$ transmitiendo en presencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo

En este caso, los errores de puntería de la antena variables en el tiempo se introducen en el terminal de transmisión  $T_2$ . Para limitar la interferencia adicional en presencia de errores de puntería de la antena, debe reducirse la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería de  $B_s$  a  $B_t$ . La relación  $(C/N)$  en presencia de desvanecimiento debido a la lluvia y de errores de puntería de la antena variables en el tiempo puede expresarse como sigue:

$$(C/N)_t = \frac{C/A_{\uparrow} A_{\downarrow}}{N_{\downarrow} + N_{\uparrow}/A_{\downarrow} + N_r (1 - 1/A_{\downarrow}) + (I_{t,1} + I_{t,2})/(A_{\uparrow,1} A_{\downarrow}) + N_{\uparrow,2}/A_{\downarrow}} \tag{21}$$

donde los términos de interferencia variable en el tiempo  $I_{t,1}$  e  $I_{t,2}$  pueden expresarse como fracciones de sus correspondientes valores en el caso estático:

$$\begin{aligned}
 \frac{I_{t,1}}{I_{s,1}} &= \frac{B_t G_{2,t}(\varphi)}{B_s G_2(\varphi)} \\
 \frac{I_{t,2}}{I_{s,2}} &= \frac{B_t G_{2,t}(0)}{B_s G_2(0)}
 \end{aligned} \tag{22}$$

Los anteriores factores de ganancia de antena,  $G_2$  y  $G_{2,t}$ , pueden obtenerse a partir del diagrama de ganancia de antena; por ejemplo, el diagrama de ganancia de antena normalizado puede expresarse como:

$$G(\varphi) = \left( \frac{2^{n+1} (n+1)! j_{n+1}(\pi d / \lambda \times \text{sen } \varphi)}{(\pi d / \lambda \times \text{sen } \varphi)^{n+1}} \right) \tag{23}$$

donde  $\varphi$  es el ángulo con respecto al eje,  $J_{n+1}$  es la función de Bessel de primer tipo y orden  $(n+1)$ ,  $d$  es el diámetro de la apertura circular y  $\lambda$  es la longitud de onda. En la fórmula anterior  $n$  es el parámetro de iluminación de apertura de la antena y se corresponde con las siguientes iluminaciones de la apertura:  $n=0$ , uniforme ideal;  $n=1$ , parabólica; y  $n=2$ , parabólica al cuadrado. El lóbulo principal de la mayoría de los sistemas de apertura prácticos se encuentra entre los diagramas de ganancia correspondientes a  $n=0$  y  $n=2$ . Obsérvese que los lóbulos laterales de las antenas prácticas puede que no estén representados con precisión en la ecuación (23).

El factor de ganancia de antena en ausencia de errores de puntería, de acuerdo con la anotación utilizada en la ecuación (22), es  $G_2(\varphi) = G(\varphi)$ . En presencia de errores de puntería de la antena, los errores en la dirección del eje de puntería de la antena pueden caracterizarse por los errores de elevación y azimut denominados  $\phi_\epsilon$  y  $\phi_a$ , respectivamente. En ese caso el error angular requerido, que es el ángulo entre la dirección del eje de puntería de la antena y la dirección de  $T_2$  a  $S_1$ , puede expresarse como  $\Phi(\varphi, \phi_\epsilon, \phi_a)$  donde la función  $\Phi$  puede determinarse para una geometría específica, como se muestra en el § 3 del Anexo 1. El factor de ganancia de antena en la ecuación (22) se expresa como:

$$I_{t,1} \leq \frac{1}{\Delta B} \frac{1}{G_2(\varphi)} I_{s,1} \quad (24)$$

En presencia de errores de puntería de la antena debido a apuntamientos incorrectos del haz principal entre  $T_2$  y  $S_2$ , puede observarse que  $I_{t,2} < I_{s,2}$ . Es decir, para la interferencia recibida en  $R_1$  a través de  $S_2$ , la degradación debida a los errores de puntería de la antena siempre es inferior a su correspondiente interferencia en el caso estático. En cuanto a la interferencia recibida a través de  $S_1$ , de la ecuación (22), el máximo valor de la componente de interferencia se produce cuando  $G_{2,t}(\varphi)$ , es decir, cuando el eje de puntería de la antena está alineado a lo largo de la dirección entre  $T_2$  y  $S_1$ . Esto demuestra que en el sistema de dos satélites aquí considerado, la potencia de interferencia variable en el tiempo puede restringirse a un límite superior, independientemente de la magnitud del error de puntería.

A partir de las ecuaciones (14) y (21) puede determinarse como sigue la degradación de la relación  $(C/N)$  en presencia de errores de puntería de la antena:

$$Z_t = (A_\uparrow / A_{\uparrow,J}) \times (A_\downarrow / A_{\downarrow,J} e_1 + A_{\uparrow,J} e_2 + G_{2,t}(\varphi) / \Delta B e_3 + G_{2,t}(0) / \Delta B e_4) \quad (25)$$

donde las variables del enlace se definen como:

$$\begin{aligned} e_1 &= \frac{1 + c_4}{1 + c_1 c_2 c_3 (1 + c_5) + c_2 c_3 + c_3} \\ e_2 &= \frac{c_1 c_2 c_3 c_5 + c_3 - c_4}{1 + c_1 c_2 c_3 (1 + c_5) + c_2 c_3 + c_3} \\ e_3 &= \frac{1}{G_2(\varphi)} \frac{c_2 c_3}{1 + c_1 c_2 c_3 (1 + c_5) + c_2 c_3 + c_3} \\ e_4 &= \frac{1}{G_2(0)} \frac{c_1 c_2 c_3}{1 + c_1 c_2 c_3 (1 + c_5) + c_2 c_3 + c_3} \end{aligned} \quad (26)$$

Expresando la ecuación (25) en forma logarítmica se obtiene:

$$\bar{Z}_t = \bar{A}_\uparrow - \bar{A}_{\uparrow,J} + 10 \log \left( 10^{(\bar{A}_\downarrow + \bar{A}_{\downarrow,J})/10} e_1 + 10^{\bar{A}_{\uparrow,J}/10} e_2 + 10^{(\bar{G}_{2,t}(\varphi) - \bar{\Delta B})/10} e_3 + 10^{(\bar{G}_{2,t}(0) - \bar{\Delta B})/10} e_4 \right) \quad (27)$$

Como en el caso estático, para mayor sencillez analítica, se considera el caso especial en que  $\bar{A}_{\uparrow,t} = 0$ . En este caso, la fda de  $\bar{Z}_t$  puede expresarse como:

$$P_t(\bar{z}) = \Pr(\bar{Z}_t \leq \bar{z}) \\ = \int_{R_{\bar{z}}} p_{\bar{G}_{2,t}(0)}(w) p_{\bar{G}_{2,t}(\phi)}(v) p_{\bar{A}_{\downarrow}}(u) p_{\bar{A}_{\uparrow}}(t) dt du dv dw$$

donde la región de la integral es tal que para  $\bar{G}_{2,t}(0)$  y  $\bar{G}_{2,t}(\phi)$ ,  $\bar{A}_{\downarrow}, \bar{A}_{\uparrow} \in R_{\bar{z}}$ ;  $\bar{Z}_t \leq \bar{z}$ . En este caso se supone que las variables aleatorias respectivas son estadísticamente independientes; obsérvese, que, bajo condiciones generales, puede que no se cumpla esta independencia estadística de las variables aleatorias  $\bar{G}_{2,t}(0)$  y  $\bar{G}_{2,t}(\phi)$ . En tales casos la distribución conjunta de estas dos variables aleatorias debe considerarse en la anterior expresión. Teniendo en cuenta que  $\bar{Z}_t$  es una función monótona creciente de las variables  $\bar{G}_{2,t}(0)$ ,  $\bar{G}_{2,t}(\phi)$ ,  $\bar{A}_{\downarrow}$  y  $\bar{A}_{\uparrow}$ , la anterior integral puede expresarse como sigue:

$$P_t(\bar{z}) = \int_{w=-\infty}^{w'} p_{\bar{G}_{2,t}(0)}(w) \int_{v=-\infty}^{v'} p_{\bar{G}_{2,t}(\phi)}(v) \int_{u=0}^{u'} p_{\bar{A}_{\downarrow}}(u) \\ p_{\bar{A}_{\uparrow}}(\bar{z} - 10 \log(10^{u/10} e_1 + e_2 + 10^{(v-\bar{\Delta}\bar{B})/10} e_3 + 10^{(w-\bar{\Delta}\bar{B})/10} e_4)) du dv dw \quad (28)$$

donde los límites superiores de las integrales son los siguientes:

$$u' = 10 \log \left( \frac{10^{\bar{z}/10} - e_2 - 10^{(v-\bar{\Delta}\bar{B})/10} e_3 - 10^{(w-\bar{\Delta}\bar{B})/10} e_4}{e_1} \right) \\ v' = 10 \log \left( \frac{10^{\bar{z}/10} - e_1 - e_2 - 10^{(w-\bar{\Delta}\bar{B})/10} e_4}{e_3} \right) + \bar{\Delta}\bar{B} \\ w' = 10 \log \left( \frac{10^{\bar{z}/10} - e_1 - e_2 - 10^{-\bar{\Delta}\bar{B}/10} e_3}{e_4} \right) + \bar{\Delta}\bar{B} \quad (29)$$

El incremento relativo en la indisponibilidad del enlace debido a errores de puntería de la antena variables en el tiempo con respecto a la indisponibilidad del enlace total,  $R(\bar{z})$  (%), puede expresarse así:

$$R(\bar{z})\% = 100\% \times \frac{(1 - P_t(\bar{z})) - (1 - P_s(\bar{z}))}{(1 - P_t(\bar{z}))} \quad (30)$$

Obsérvese que de la discusión de la que se deriva la ecuación (24) puede deducirse que para mayores valores de  $\bar{\Delta}\bar{B}$ ,  $P_t(\bar{z})$  puede ser mayor  $P_s(\bar{z})$ . Ello implica que en algunos casos  $R(\bar{z}) < 0$ , es decir, reduciendo la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería es posible conseguir que la interferencia variable en el tiempo sea inferior a la correspondiente interferencia en ausencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo. Para calcular  $R(\bar{z})$  como indica la ecuación (30), se supone que la indisponibilidad del enlace total es  $p_i\%$  y el  $(100 - T_{margen})\%$  de este

valor de la indisponibilidad se atribuye a la interferencia estática. El margen de desvanecimiento requerido en condiciones estáticas para esta indisponibilidad del enlace,  $\bar{z}^*$ , se calcula a partir de  $(1 - P_s(\bar{z}^*)) = p_i \% \times (100 - T_{margin})\%$ . La indisponibilidad del enlace total para este margen de desvanecimiento en presencia de interferencia variable en el tiempo es  $(1 - P_t(\bar{z}^*))$ . A partir de esto, el incremento relativo en la indisponibilidad del enlace para este margen de desvanecimiento,  $R(\bar{z}^*)\%$ , puede calcularse utilizando la expresión que aparece en la ecuación (30).

CUADRO 1

**Parámetros para el enlace entre  $T_2$  y  $R_1$** 

Frecuencia del enlace ascendente (GHz)	14,2
Pérdidas en el enlace ascendente, enlace descendente (dB)	207, 205,3 (Ankara) 207,2, 205,3 (Londres)
Constante de Boltzmann (dBW/Hz/K)	-228,6
Pequeña ganancia de la señal en $S_1$ , $G_{S1}$ (dB)	175,2
$(G/T)_{S1}$ (dB/K)	2 (Ankara) 4 (Londres)
Frecuencia del enlace descendente (GHz)	11,7
$T_r$ (K)	285
Ángulo con respecto al eje de $T_2$ a $S_1$	2,22° (Ankara) 2,18° (Londres)

CUADRO 2

**Parámetros para calcular la atenuación debida a la lluvia**

Emplazamiento de $S_1$ (Eutelsat W1)	10° E
Emplazamiento de $S_2$	12° E
Emplazamiento de $T_1$ (Islas Canarias)	Latitud: 27,76° N Longitud: -15,63° E
Altitud de $T_1$ sobre el nivel medio del mar (m)	205
Emplazamiento de $R_1$ (Matera, Italia)	Latitud: 40,39° N Longitud: 16,42° E
Altitud de $R_1$ sobre el nivel medio del mar (m)	527
Emplazamiento de $T_2$ (Ankara, Turquía)	Latitud: 39,8° N Longitud: 32,8° E
Emplazamiento de $T_2$ (Londres, Inglaterra)	Latitud: 51,5° N Longitud: -0,12° E
Altitud de $T_2$ sobre el nivel medio del mar (m)	200 (Ankara) 200 (Londres)

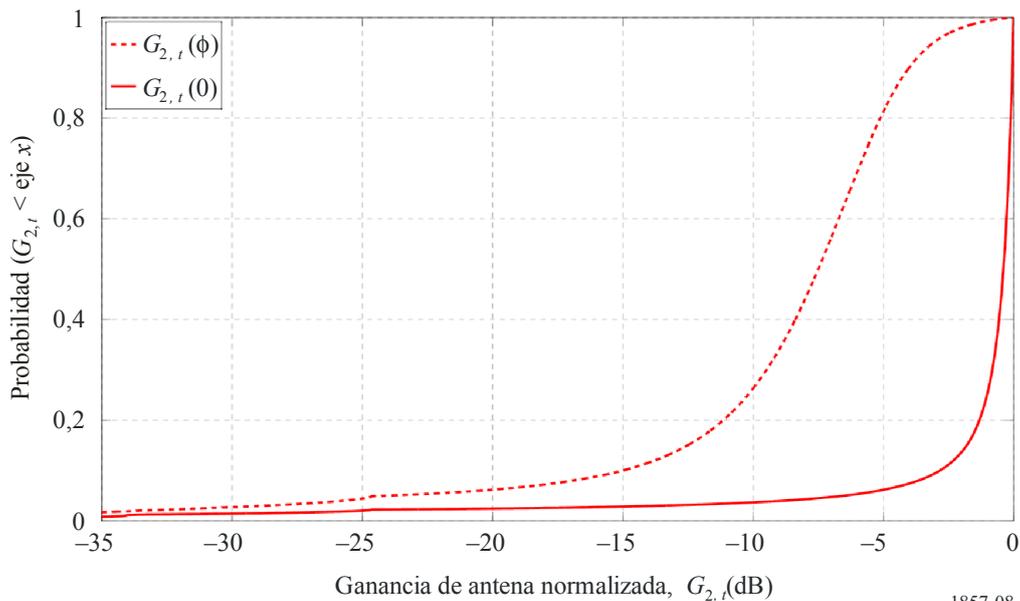
## 5 Ejemplo de cálculo utilizando la anterior metodología

Este punto proporciona un ejemplo de cálculo para ilustrar la metodología escrita en el § 4. El Cuadro 1 presenta los parámetros del enlace utilizados en este ejemplo. Las componentes de la atenuación debida a la lluvia,  $A_{\uparrow}$ ,  $A_{\downarrow}$  y  $A_{\uparrow,l}$ , se calculan de conformidad a la Recomendación UIT-R P.618 utilizando los parámetros que aparecen en el Cuadro 2. En este ejemplo se supone una antena de gran apertura en el terminal de recepción  $R_1$ . Como la ganancia de antena es tal que  $G_1(\theta) \ll G_1(0)$ , la interferencia recibida de  $S_2$  en  $R_1$  es despreciable en este caso.

La Fig. 8 muestra las fda de las variables aleatorias  $G_{2,t}(0)$  y  $G_{2,t}(\varphi)$  en presencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo. Los errores de puntería de la antena corresponden a errores en azimut y elevación generados por una distribución  $S\alpha S$  como se indica en el § 2 del Anexo 1, donde los parámetros de la distribución son:  $\alpha = 1,5$  y  $c = 0,35^\circ$ . El diagrama de ganancia de antena específico utilizado se indica en la ecuación (23) con  $n = 1$  y  $d = 0,51$  m. En este ejemplo el ángulo con respecto al eje entre  $T_2$  y  $S_1$ ,  $\varphi$ , es  $2,22^\circ$  y la correspondiente ganancia de antena normalizada es  $G_2(\varphi) = -6,7$  dB. Esta Figura muestra las fluctuaciones de  $G_{2,t}(\varphi)$  en presencia de errores de puntería de la antena. Obsérvese que en comparación con el caso estático, la interferencia causada a  $S_1$  aumentará cuando  $G_{2,t}(\varphi) > G_2(\varphi)$  y disminuirá cuando  $G_{2,t}(\varphi) < G_2(\varphi)$ .

FIGURA 8

FDA de las ganancias de antena normalizadas,  $G_{2,t}(0)$  y  $G_{2,t}(\varphi)$  en presencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo ( $T_2$  situado en Ankara, Turquía)



1857-08

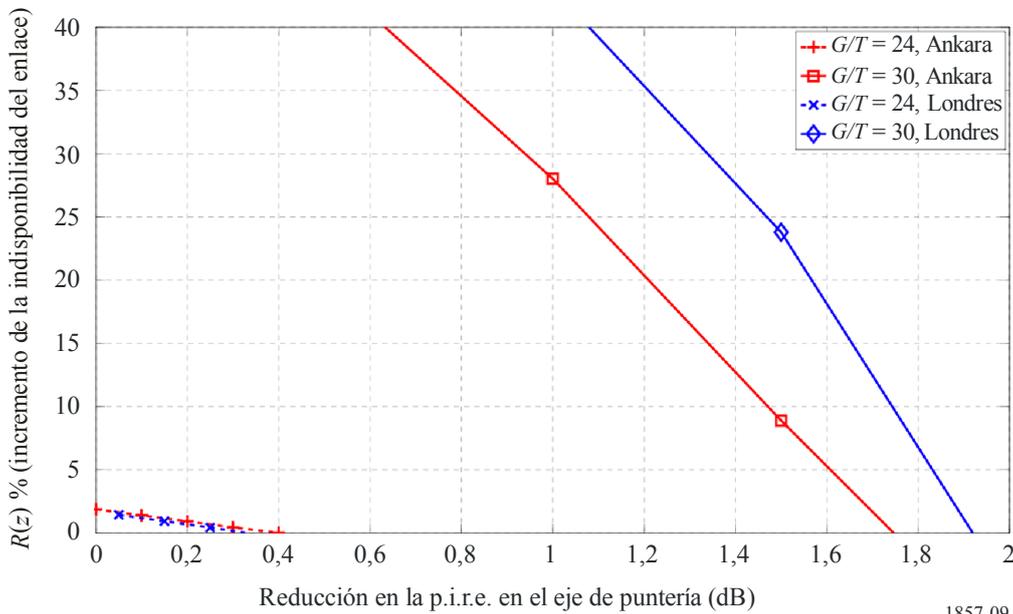
La Fig. 9 muestra  $R(\bar{z})\%$  para distintos valores de la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería de la antena. En este ejemplo se lleva a cabo una simulación de Monte-Carlo de las variables de degradación a  $\bar{Z}_s$  y  $\bar{Z}_t$  dadas por la ecuaciones (19) y (27), a fin de determinar las probabilidades  $P_s(\bar{z})$  y  $P_t(\bar{z})$ . En este ejemplo, a efectos ilustrativos, se considera una condición de disponibilidad del enlace del 98%. Como se indica en § 2, se trata de un requisito de partida para proteger a los satélites situados en las proximidades; por consiguiente, para este ejemplo  $p_i\% = 2\%$ . Se supone que el 90% ( $T_{margen}\% = 10\%$ ) de la indisponibilidad del enlace se atribuye al desvanecimiento debido a la lluvia y a la interferencia estática; es decir  $(1 - P_s(\bar{z})) = (1 - 0,98) \times 90\%$ . El correspondiente margen de desvanecimiento,  $\bar{z}_{margen}$ , que satisface la condición anterior se determina de manera que  $(1 - P_s(\bar{z}_{margen})) = (1 - 0,98) \times 90\%$ . A continuación, se calcula la indisponibilidad del enlace

global en presencia de errores de puntería de la antena para este margen de desvanecimiento  $1 - P_t$  ( $\bar{z}_{margin}$ ). El valor de  $R(\bar{z}_{margin})$  puede obtenerse a partir de la ecuación (30).

Como puede verse en la Fig. 9, en presencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo, la indisponibilidad del enlace puede reducirse drásticamente disminuyendo la densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería. Obsérvese que, como se ha indicado anteriormente, para mayores valores de  $\Delta B$  el incremento en la indisponibilidad del enlace puede ser tal que  $R(\bar{z}) < 0$ . Además, para grandes valores de  $(G/T)$  en el terminal de recepción el receptor es más sensible a la interferencia recibida desde el satélite, lo que aumenta la interferencia y, por consiguiente, incrementa la indisponibilidad del enlace

FIGURA 9

$R(\bar{z})$  para los parámetros del enlace en los Cuadros 1 y 2.  
La leyenda se refiere al valor de  $(G/T)$  (dB/K) en el terminal de recepción  $R_1$



1857-09

## 6 Efectos de la interferencia a largo plazo

Como se ha indicado anteriormente, la potencia de interferencia a largo plazo se determina promediando la potencia de interferencia a lo largo de un periodo de tiempo suficientemente largo de manera que dentro de dicho periodo de tiempo estén contenidas todas las variaciones representativas de la interferencia variable del tiempo. Las Recomendaciones del UIT-R pertinentes que imponen límites a la potencia de interferencia media consideran la relación entre la potencia de interferencia recibida y la potencia de ruido del sistema receptor total. En ausencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo, considerando la interferencia procedente de  $T_2$  recibida en  $R_1$  a través de los satélites  $S_1$  y  $S_2$ , esta relación para la potencia de interferencia puede expresarse como sigue:

$$\begin{aligned}
 f_s &= \frac{I_{s,1} + I_{s,2}}{N_{\downarrow} + N_{\uparrow} + I_{s,1} + I_{s,2} + N_{\uparrow,2}} \\
 &= \frac{c_2 c_3 + c_1 c_2 c_3}{1 + c_1 c_2 c_3 (1 + c_5) + c_2 c_3 + c_3}
 \end{aligned}
 \tag{31}$$

A continuación, se introducen los errores de puntería de la antena variables en el tiempo en el caso estático anterior y se promedia la potencia de interferencia a lo largo de  $T_{avg}$  para obtener los valores promediados en el tiempo de los términos de interferencia  $I_{t,1}$  e  $I_{t,2}$ , que se designan mediante  $\langle I_{t,1} \rangle$  y  $\langle I_{t,2} \rangle$ . La potencia de interferencia media como fracción de la potencia de ruido del sistema total puede expresarse como sigue:

$$f_t = \frac{\langle I_{t,1} \rangle + \langle I_{t,2} \rangle}{N_{\downarrow} + N_{\uparrow} + \langle I_{t,1} \rangle + \langle I_{t,2} \rangle + N_{\uparrow,2}} \quad (32)$$

$$= \frac{c_2 c_3 \langle G_{2,t}(\varphi) \rangle / (\Delta B G_2(\varphi)) + c_1 c_2 c_3 \langle G_{2,t}(0) \rangle / (\Delta B G_2(0))}{1 + c_3 + c_2 c_3 \langle G_{2,t}(\varphi) \rangle / (\Delta B G_2(\varphi)) + c_1 c_2 c_3 \langle G_{2,t}(0) \rangle / (\Delta B G_2(0)) + c_1 c_2 c_3 c_5}$$

Por consiguiente, el incremento de la interferencia media a largo plazo con respecto a la interferencia total es:

$$R_L (\%) = 100 \% \times \frac{f_t - f_s}{f_t} \quad (33)$$

## 7 Procedimiento ilustrativo para implementar esta metodología

Este punto presenta un procedimiento paso a paso para implementar los cálculos señalados en el § 4. Específicamente, el procedimiento basado en simulaciones de Monte-Carlo, calcula el incremento en la indisponibilidad del enlace debido a los errores de puntería de la antena variables en el tiempo. Obsérvese que se trata de un método ilustrativo y que pueden utilizarse otros métodos.

### 7.1 Parámetros de partida para el cálculo

*Parámetros del enlace:* Longitudes y latitudes de  $T_1$ ,  $R_1$  y  $T_2$ ; longitudes de los satélites  $S_1$  y  $S_2$ ;  $\theta$ ,  $G_1(\theta)$ ,  $(G/T)_1$ ,  $T_{\downarrow}$ ;  $\varphi$ , diagrama de ganancia de antena normalizada de  $T_2$ ,  $G_2(\varphi)$ ;  $G_{S1}$ ,  $G_{S2}$ ,  $(G/T)_{S1}$ ,  $(G/T)_{S2}$ ;  $L_d$ ,  $L_u$ ,  $T_r$ .

*Parámetros de lluvia:* Intensidad de lluvia (0,01% mm/h), altitud media sobre el nivel del mar y altura de lluvia (para  $T_1$ ,  $R_1$  y  $T_2$ ). Estos parámetros también pueden determinarse utilizando las Recomendaciones UIT-R P.837 y UIT-R P.839.

*Indisponibilidad de enlace:* Porcentajes de tiempo requeridos para la indisponibilidad del enlace,  $p_i$ %. Margen de tiempo atribuido a las interrupciones del enlace para las interferencias variables en el tiempo,  $T_{margen}$  %.

*Parámetro de simulación de Monte-Carlo:* Longitud de los vectores aleatorios,  $N$ .

*Características del error de puntería de la antena:* Vectores error en acimut y elevación de longitud  $N$ ,  $\phi_\epsilon$  y  $\phi_a$ , generados como se indica en el § 2 del Anexo 1.

### 7.2 Degradación de la relación (C/N) en ausencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo

*Paso 1:* Se determina  $B_s$ , densidad de p.i.r.e. en el eje de puntería de  $T_2$ , usando  $G_2(\varphi)$  y de acuerdo con la Recomendación UIT-R S.728. Se supone que este valor de  $B_s$  cumple diversos requisitos de interferencia y coordinación resumidos en la Recomendación UIT-R S.1432.

*Paso 2:* Se calculan las variables del enlace

- Utilizando los parámetros del enlace se determinan las variables  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$ ,  $c_4$ , y  $c_5$ , como se indica en la ecuación (18).
- Se calculan  $d_1$  y  $d_2$  como muestra la ecuación (17).

*Paso 3:* Se determinan los desvanecimientos debidos a la lluvia del enlace ascendente y descendente.

- Utilizando los parámetros de lluvia se determinan las fda de los desvanecimientos debidos a la lluvia de los enlaces ascendente y descendente,  $\bar{A}_\uparrow$ ,  $\bar{A}_\downarrow$  y  $\bar{A}_{\uparrow,\downarrow}$ , de acuerdo con la Recomendación UIT-R P.618.
- A partir de estas fda se determinan tres vectores de variables aleatorias, cada uno de longitud  $N$  para  $\bar{A}_\uparrow$ ,  $\bar{A}_\downarrow$  y  $\bar{A}_{\uparrow,\downarrow}$ .

*Paso 4:* Utilizando la ecuación (19) se genera el vector de las variables aleatorias para  $\bar{Z}_s$ .

*Paso 5:* Se determina la fda de  $\bar{Z}_s$ ,  $P_s(\bar{z})$ , utilizando este vector de variables aleatorias.

*Paso 6:* Se calcula el margen de desvanecimiento,  $\bar{z}_i$ , requerido para una indisponibilidad del enlace,  $p_i\% \times (100 - T_{\text{margen}})\%$ . El valor requerido de  $\bar{z}_i$  satisface la siguiente igualdad:  $(1 - P_s(\bar{z})) = p_i / 100 \times (100 - T_{\text{margen}}) / 100$ .

### 7.3 Degradación de la relación C/N en presencia de errores de puntería de la antena variables en el tiempo

*Paso 7:* Se determinan los parámetros del enlace  $e_1$ ,  $e_2$ ,  $e_3$  y  $e_4$  en la ecuación (13).

*Paso 8:* Se generan dos vectores aleatorios, cada uno de ellos de longitud  $N$ , para  $G_{2,t}(0)$  y  $G_{2,t}(\varphi)$ .

- Como se indica en el § 2 del Anexo 1 se generan dos vectores aleatorios, cada uno de longitud  $N$ , para las variables de error de puntería  $\phi_\varepsilon$  y  $\phi_a$ .
- Utilizando las longitudes y latitudes relativas y los errores de puntería, se calculan los vectores angulares en la dirección del eje de puntería de  $T_2$  hacia los satélites  $S_1$  y  $S_2$ ,  $\Phi(\varphi, \phi_\varepsilon, \phi_a)$ ,  $\Phi(\varphi, \phi_\varepsilon, \phi_a)$  y  $\Phi(0, \phi_\varepsilon, \phi_a)$ , como se indica en el § 3 del Anexo 1. Obsérvese que de acuerdo con la anotación del Anexo 1,  $\Phi(\varphi, \phi_\varepsilon, \phi_a)$  corresponde a  $\theta_{BS_\varphi}$  expresado en la ecuación (4).
- Se determinan los vectores aleatorios de longitud  $N$  para  $G_{2,t}(0)$  y  $G_{2,t}(\varphi)$  como sigue:  $G_{2,t}(\varphi) = G_2(\Phi(\varphi, \phi_\varepsilon, \phi_a))$ .

*Paso 9:* Se fija  $\Delta B$  como parámetro.

*Paso 10:* Se genera  $\bar{Z}_t$  en la ecuación (12), que es un vector aleatorio de longitud  $N$ .

*Paso 11:* Se determina la fda de  $\bar{Z}_t$ ,  $P_t(\bar{z})$ , utilizando este vector de variables aleatorias.

*Paso 12:* Se determina la disponibilidad del enlace para el margen de desvanecimiento  $\bar{z}_i$  calculado en el paso 6, que es  $P_t(\bar{z}_i)$ .

*Paso 13:* Se determina el incremento relativo de la indisponibilidad del enlace,  $R(\bar{z}_i)$ , como en la ecuación (30).

## 8 Resumen

Este Anexo ha presentado una metodología utilizada para evaluar los efectos de la interferencia causada a satélites próximos debida a errores de puntería de la antena variables en el tiempo de las ETV.

La metodología aborda específicamente el incremento de interferencia con respecto a un terminal estacionario, que tiene exactamente las mismas características que el terminal montado en vehículo pero sin los errores de puntería de la antena debido al movimiento. El método seguido es similar al que establece la Recomendación UIT-R S.1323 donde los efectos de propagación tales como desvanecimiento debido a la lluvia y las variaciones de ruido en el receptor son responsables de al menos el 90% del margen de tiempo para las interrupciones del enlace. En la presente Recomendación, se ha supuesto que los efectos de propagación y la interferencia debida al terminal estático son responsables del  $(100 - T_{margen})\%$  del margen de tiempo correspondiente. También se ha presentado una metodología para evaluar el incremento de la interferencia a largo plazo con respecto al caso estático. En el análisis de la interferencia a largo plazo la señal se promedia a lo largo de un periodo  $T_{med}$ , que se supone suficientemente largo de manera que las características estadísticas de la interferencia queden razonablemente bien representadas dentro de este periodo.

---