

RECOMENDACIÓN UIT-R S.1323

MÁXIMOS NIVELES DE INTERFERENCIA ADMISIBLE EN UNA RED DE SATÉLITES (ENLACES DE CONEXIÓN DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE (SFS)/SATÉLITES GEOESTACIONARIOS (OSG), SFS/NO OSG Y SERVICIO MÓVIL POR SATÉLITE (SMS)/NO OSG)* PARA UN TRAYECTO DIGITAL FICTICIO DE REFERENCIA DEL SERVICIO FIJO POR SATÉLITE PROVOCADA POR OTRAS REDES CODIRECCIONALES POR DEBAJO DE 30 GHz**

(Cuestiones UIT-R 205/4, UIT-R 206/4 y UIT-R 231/4)

(1997)

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

considerando

- a) que las emisiones procedentes de estaciones terrenas así como de estaciones espaciales de una red de satélites (enlaces de conexión del SFS/OSG, SFS/no OSG y SMS/no OSG) del SFS pueden provocar interferencia a otra red de satélites cuando ambas redes funcionan en las mismas bandas;
- b) que el diseñador del sistema debe controlar la calidad de funcionamiento global de una red y asegurar una calidad de servicio que satisfaga los objetivos de calidad de funcionamiento recomendados por el UIT-R expresados en términos de la proporción de bits erróneos (BER) o de un valor de la relación C/N ;
- c) que es necesario proteger una red del SFS (enlaces de conexión del SFS/OSG, SFS/no OSG y SMS/no OSG) de la interferencia causada por otras redes similares;
- d) que para permitir a un operador controlar la calidad del servicio es necesario establecer un límite a la interferencia combinada que debe poder tolerar una red, procedente de las emisiones del resto de redes;
- e) que para limitar la interferencia combinada causada por el resto de las redes debe fijarse un límite relativo a la interferencia procedente de cualquier otra red que debe poder tolerar una red;
- f) que es conveniente que el aumento de interferencia causada por otras redes de satélites sea una fracción controlada del ruido total que daría lugar a una BER, como se estipula en las Recomendaciones sobre calidad de funcionamiento del UIT-R;
- g) que en las bandas de frecuencias por encima de 10 GHz donde es posible la aparición de un valor muy elevado en la atenuación de la propagación durante breves periodos de tiempo, puede ser conveniente que los sistemas utilicen algún tipo de compensación de desvanecimiento para contrarrestar el desvanecimiento de la señal;
- h) que en situaciones de interferencia en que intervienen sistemas de satélites no geoestacionarios de redes del SFS (enlaces de conexión del SFS/OSG, SFS/no OSG y SMS/no OSG) las redes del SFS están potencialmente expuestas durante breves periodos de tiempo a altos niveles de interferencia que podrían afectar su comportamiento a corto plazo o la disponibilidad de estas redes;
- j) que la aparición de interferencia a corto plazo puede provocar una pérdida de sincronización u otras condiciones inestables responsables de la degradación o la pérdida del servicio durante periodos más prolongados que el de la propia interferencia;
- k) que la interferencia admisible resultante de fenómenos de interferencia a corto plazo debe especificarse de forma distinta para el funcionamiento del SFS en diferentes bandas de frecuencias debido a las diversas características de propagación de las señales en estas múltiples bandas,

* Las metodologías para determinar los criterios de interferencia a corto plazo contenidos en esta Recomendación se refieren a la interferencia causada a los enlaces de conexión del SFS/OSG, SFS/no OSG y SMS/no OSG. Sin embargo, es necesario verificar más detenidamente la posible aplicación de estas metodologías a todas las redes de ese tipo.

** En la Recomendación UIT-R S.521 figuran ejemplos de trayectos digitales ficticios de referencia (TDFR) aplicables a las redes del SFS/OSG y del SFS/no OSG con transpondedores transparentes. Actualmente se están estudiando los TDFR para otras situaciones.

recomienda

1 que las redes de satélites geoestacionarios del SFS que funcionan en bandas de frecuencias por debajo de 30 GHz se diseñen y exploten de manera que puedan satisfacerse los objetivos de calidad de funcionamiento en cualquier TDFR por satélite cuando la potencia de interferencia combinada procedente de las emisiones de estaciones terrenas y espaciales del resto de redes del SFS con satélites geoestacionarios que funcionan en la misma banda o bandas de frecuencias, suponiendo condiciones de cielo despejado en los trayectos de la interferencia, no rebase a la entrada del demodulador:

1.1 el 25% de la potencia de ruido total del sistema en condiciones de cielo despejado cuando la red no emplea reutilización de frecuencias;

1.2 el 20% de la potencia de ruido total del sistema en condiciones de cielo despejado cuando la red no emplea reutilización de frecuencias;

2 que para una red de satélites geoestacionarios del SFS como la indicada en el *recomienda 1*, la interferencia entre redes causada por las emisiones de las estaciones terrenas y espaciales de cualquier otra red del SFS con satélites geoestacionarios que funcionen en la misma banda o bandas de frecuencias se limite al 6% de la potencia de ruido total del sistema en condiciones de cielo despejado;

3 que para una red del SFS (enlaces de conexión del SFS/OSG, SFS/no OSG o SMS/no OSG), la interferencia entre redes provocada por las emisiones de las estaciones terrenas y espaciales del resto de redes de satélites que funcionan en la misma banda de frecuencias que pueden causar en principio interferencia a corto plazo:

3.1 sean provisionalmente responsables de al menos el 10% del margen de tiempo para las BER indicadas (o valores de la relación C/N) como se especifica en los objetivos de calidad de funcionamiento a corto plazo de la red deseada. (Véase el Anexo 1, Metodología A, § c) para los datos de entrada y la ecuación (6a) para obtener una descripción de las implicaciones de este margen de interferencia.);

3.2 no provoquen una pérdida de sincronización en la red deseada superior a una vez cada x días (la posible inclusión de este requisito en las metodologías descritas en el Anexo 1 así como el valor adecuado de x deben ser objeto de estudios ulteriores);

4 que para una red de satélites geoestacionarios del SFS, debe efectuarse provisionalmente una atribución de la interferencia a largo plazo del 6% de la potencia de ruido total del sistema para tener en cuenta la interferencia procedente de cualquier otro sistema interferente no OSG (la atribución de la interferencia a largo plazo para una red deseada de satélites no geoestacionarios debe ser objeto de estudios ulteriores);

5 que para una red como la indicada en el *recomienda 3*, la interferencia entre redes causada por las emisiones de estaciones terrenas y espaciales de cualquier red de satélites que funcione en la misma banda de frecuencias y pueda provocar en principio interferencia a corto plazo, se determine utilizando las metodologías indicadas en el Anexo 1;

6 que el máximo nivel de potencia de ruido de interferencia causado a una red de satélites geoestacionarios del SFS se calcule basándose en los siguientes valores de la ganancia de antena de la estación terrena de recepción, en una dirección que forma un ángulo, φ (grados) con respecto a la dirección del haz principal:

Para interferencia OSG a OSG:

$$G = 32 - 25 \log \varphi \quad \text{dBi} \quad \text{para} \quad 1^\circ \leq \varphi < 48^\circ$$

$$G = -10 \quad \text{dBi} \quad \text{para} \quad 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$$

Para interferencia no OSG a OSG:

$$G(\varphi) = \begin{cases} G_{\text{máx}} - 2,5 \times 10^{-3} (D \varphi / \lambda)^2 & \text{dBi} & \text{para} & 0^\circ \leq \varphi < \varphi_m \\ G_1 & \text{dBi} & \text{para} & \varphi_m \leq \varphi < \varphi_r \\ 29 - 25 \log \varphi & \text{dBi} & \text{para} & \varphi_r \leq \varphi < 36,3^\circ \\ -10 & \text{dBi} & \text{para} & 36,3^\circ \leq \varphi < 180^\circ \end{cases}$$

siendo:

$$G_1 = -1 + 15 \log (D/\lambda)$$

$$\varphi_m = (20 \lambda / D) \sqrt{G_{\text{máx}} - G_1}$$

$$\varphi_r = 15,85 (D/\lambda)^{-0,6}$$

(los diagramas de antena aplicables a los sistemas de satélites geoestacionarios y no geoestacionarios deben ser objeto de estudios ulteriores);

7 que las Notas siguientes se consideren parte de la presente Recomendación:

NOTA 1 – Para el cálculo de los límites indicados en los *recomienda* 1.1, 1.2, 2, 3 y 4 debe suponerse que la potencia del ruido total del sistema a la entrada del demodulador es de naturaleza térmica e incluye todas las contribuciones de ruido dentro del sistema así como el ruido de interferencia procedente de otros sistemas.

Si la interferencia no puede suponerse de naturaleza térmica, el nivel admisible de interferencia causada a una portada digital debe basarse en la degradación de los objetivos de la BER (o la C/N).

NOTA 2 – Para el cálculo de la interferencia, con respecto a los *recomienda* 1, 2, 3 y 4 aplicados a las redes de satélites que funcionan en un entorno de desvanecimiento, debe suponerse que se reduce el nivel de la potencia de portadora del sistema interferido hasta que la calidad de funcionamiento del sistema coincide con los valores antes indicados de la BER a largo plazo (o C/N) y porcentaje del mes (véase el Anexo 1 a la Recomendación UIT-R S.735 para mayor aclaración).

NOTA 3 – Se supone en conexión con los *recomienda* 1 y 2 que la interferencia procedente de otras redes de satélites es de naturaleza continua en frecuencias inferiores a 10 GHz; es necesario realizar más estudios sobre los casos en que la interferencia no es de naturaleza continua por encima de 10 GHz.

NOTA 4 – Cuando la interferencia viene caracterizada por una distribución espectral no uniforme puede haber casos en que el diseñador del sistema, a efectos prácticos, puede atribuir una mayor cantidad de interferencia del ruido total del sistema a las portadoras de banda estrecha. En el Anexo 2 a la Recomendación UIT-R S.735 aparece un modelo que se ha elaborado para considerar detalladamente este caso.

NOTA 5 – Para las redes de telefonía con modulación por impulsos codificados (MIC) de 8 bit véase la Recomendación UIT-R S.523.

NOTA 6 – En algunos casos puede que sea necesario limitar el valor de la interferencia procedente de una sola fuente a una cantidad inferior a la indicada en el *recomienda* 2 de manera que no pueda rebasarse el valor total recomendado en el *recomienda* 1. En otros casos, especialmente en arcos congestionados de la órbita de los satélites geoestacionarios, las administraciones pueden llegar a acuerdos bilaterales para utilizar valores de interferencia procedentes de una sola fuente más elevados que los señalados en el *recomienda* 2, pero toda potencia de ruido de interferencia mayor que el valor indicado en dicho *recomienda* debe descartarse en los cálculos para determinar si se rebasa el valor total recomendado en el *recomienda* 1.

NOTA 7 – Es necesario realizar estudios sobre la posible aceptación de un aumento de los máximos valores de la interferencia de ruido total indicados en los *recomienda* 1, 3 y 4.

NOTA 8 – Para frecuencias por encima de 10 GHz no se dispone de datos de propagación a corto plazo uniformemente repartidos por todo el mundo y es necesario seguir examinando tales datos para confirmar la existencia de un margen de interferencia adecuado para satisfacer los objetivos de calidad de funcionamiento aplicable.

NOTA 9 – Es necesario continuar el estudio de los márgenes de ruido de interferencia adecuados para los sistemas que funcionan en frecuencias por encima de 15 GHz. Es urgente estudiar el efecto sobre los márgenes de ruido de interferencia cuando se utiliza control de potencia en frecuencias por encima de 15 GHz para compensación del desvanecimiento.

NOTA 10 – Para mejorar la eficacia en la utilización de la órbita, se insta a las redes de satélites que funcionen en entornos de lluvia intensa a que utilicen algún tipo de compensación del desvanecimiento.

NOTA 11 – Aunque esta Recomendación se refiere a situaciones de compartición codireccionales, los principios de las metodologías que figuran en el Anexo 1 pueden aplicarse a situaciones de compartición de banda inversa.

NOTA 12 – Los objetivos de calidad de funcionamiento a corto plazo se refieren a las BER (o valores de la relación C/N) asociados con el 1% del tiempo o menos.

NOTA 13 – La pérdida de sincronización debido a la interferencia a corto plazo puede provocar una pérdida del servicio durante periodos más dilatados que los de la propia interferencia. La pérdida es especialmente grave en los sistemas con acceso múltiple tales como el acceso múltiple por división en tiempo (AMDT) y el acceso múltiple por división de código (AMDC). La frecuente aparición de fenómenos de interferencia intensa pero de corta duración, susceptibles de causar una pérdida de la sincronización, puede suponer una importante limitación a la calidad del servicio proporcionado por las redes de satélites aun cuando se satisfagan los criterios de porcentaje de tiempo combinado. En estos casos, debe evaluarse la influencia sobre el tiempo combinado así como el tiempo medio entre apariciones de fenómenos de interferencia intensa. Este tema debe ser objeto de estudios ulteriores.

ANEXO 1

Metodologías para obtener los márgenes de interferencia en una red del SFS (enlaces de conexión del SFS/OSG; SFS/no OSG; SMS/no OSG) producida por una red de satélites que puede provocar interferencia a corto plazo

El presente Anexo incluye tres metodologías para obtener los márgenes de interferencia, denominadas Metodologías A, B y C.

La Metodología A considera los efectos simultáneos debidos al desvanecimiento y a la interferencia. La obtención de los márgenes de interferencia tiene en cuenta que durante ciertos porcentajes de tiempo se incumplen los objetivos de calidad de funcionamiento debido a la combinación de ambas fuentes de degradación, mientras que de forma aislada ninguna de ellas sería capaz de causar dicha transgresión. Sin embargo, el establecimiento de un modelo de desvanecimiento puede ser difícil, especialmente en el caso de enlaces dirigidos a satélites no geoestacionarios, o procedentes de los mismos, en los que la elevación y el acimut varían con el tiempo.

Para sistemas que funcionan en condiciones de cielo despejado con márgenes relativamente pequeños y que se basan fundamentalmente en el control de potencia para combatir el desvanecimiento, los efectos simultáneos debidos al desvanecimiento y a la interferencia son menos significativos y pueden despreciarse si así lo desea el sistema afectado. Las Metodologías B y C estudian esta posibilidad (consideración por separado de los efectos de interferencia).

La Metodología B se trata evidentemente de una simplificación de la Metodología A en la que, además de considerar por separado la interferencia, se resumen los objetivos de calidad de funcionamiento mediante un valor umbral de la BER (o de la relación C/N) y el porcentaje de tiempo durante el cual puede rebasarse.

La Metodología C simplifica la Metodología A en el sentido de que la interferencia se considera separadamente de los efectos del desvanecimiento pero es más elaborado que la Metodología A puesto que incorpora directamente en el modelo los compromisos entre los márgenes del enlace ascendente y descendente. Aún no se ha decidido si esta metodología puede aplicarse a los sistemas considerados en la presente Recomendación. La aplicabilidad de este método es aún objeto de estudios.

Las Metodologías A y B difieren además en la forma de considerar múltiples fuentes de interferencia. La Metodología A tiene en cuenta el efecto conjunto realizando una convolución de las distintas funciones de densidad de probabilidad, mientras que la Metodología B distribuye $(1/N)$ los márgenes de interferencia entre cada una de las N fuentes y trata separadamente cada una de ellas. La Metodología C presentada considera únicamente la interferencia combinada.

Es preciso realizar más estudios para determinar la naturaleza de la interferencia a corto y largo plazo causada por múltiples redes OSG a una red no OSG.

PARTE 1

Metodología A**1 Hipótesis básicas**

Se realizan las siguientes hipótesis básicas relativas al procedimiento aquí propuesto para determinar los márgenes de interferencia asociados con una portadora deseada determinada.

Hipótesis 1: Las dos fuentes de degradación variables en el tiempo consideradas en el análisis son el desvanecimiento del enlace junto con cualquier otra variación en el tiempo de las características del mismo y la interferencia procedente de otras redes del SFS.

Hipótesis 2: Debido al desvanecimiento y a otras variaciones en el tiempo de las características del enlace debe tenerse en cuenta la disminución de la potencia de portadora y el aumento de ruido sustituyendo C por C/X , siendo la degradación correspondiente x , (dB):

$$x = 10 \log X \quad (1)$$

El efecto de la interferencia puede representarse aumentando la potencia de ruido de N_T a $Y N_T$, pasando a ser la degradación correspondiente y (dB):

$$y = 10 \log Y \quad (2)$$

Por consiguiente, la degradación total z de la relación C/N (dB) es:

$$z = x + y \quad (3)$$

Se supone que las variables aleatorias x e y son estadísticamente independientes y, por lo tanto, la función densidad de probabilidad de z es la convolución de las funciones densidad de probabilidad de x e y . La independencia entre estas dos variables aleatorias es una aproximación debido a que la presencia de desvanecimiento puede aumentar el nivel de ruido y provocar una disminución de I (desvanecimiento en el trayecto de interferencia). En ambos casos, la hipótesis de independencia es conservadora en el sentido de que realiza una sobreestimación del efecto de la interferencia.

Además se deduce de la definición de y que:

$$Y = 1 + (I/N_T) \quad (4)$$

siendo I la potencia interferente. Cabe señalar que el ruido total del enlace N_T incluye la interferencia a largo plazo asociada con las redes interferentes consideradas. En consecuencia, I es la componente variable en el tiempo de la interferencia que añadida al margen de interferencia a largo plazo proporciona la potencia interferente total.

Hipótesis 3: Si existen N redes que pueden provocar interferencia a corto plazo, la potencia de interferencia total I , normalizada con respecto al ruido total N_T , puede expresarse de la forma siguiente:

$$I/N_T = v_1 + \dots + v_N \quad (5)$$

siendo v_n ($n = 1, \dots, N$) la potencia interferente originada en la red n -ésima, normalizada con respecto al valor del ruido total N_T . Se supone que las variables aleatorias v_n ($n = 1, \dots, N$) son estadísticamente independientes y, en consecuencia, la función densidad de probabilidad de I/N_T es la convolución de las funciones densidad de probabilidad de las variables aleatorias v_n ($n = 1, \dots, N$).

2 Datos de entrada

Se necesitan los datos siguientes para determinar los márgenes de interferencia correspondientes a una portadora deseada específica.

a) Los requisitos de calidad de funcionamiento de la portadora deseada, expresados por los valores de la BER asociada a los distintos porcentajes de tiempo. Generalmente se tratará de un conjunto de valores de BER_j ($j = 1, \dots, J$) y los correspondientes porcentajes del año p_j ($j = 1, \dots, J$) para los cuales la BER puede ser peor que la BER_j .

b) La relación portadora/ruido en condiciones de cielo despejado $(C/N)_{CS}$ así como los valores de la relación portadora/ruido $(C/N)_j$ ($j = 1, \dots, J$) correspondientes a los valores de la BER, BER_j , definidos en el apartado anterior. Además, si se utiliza control de potencia, es preciso tener información sobre los procedimientos correspondientes. Los valores de la relación C/N pueden darse directamente sin asociarlos a los valores de la BER, en cuyo caso sólo se necesitan los valores de p_j ($j = 1, \dots, J$) indicados en a).

c) La función densidad de probabilidad $p_x(X)$ de la variable aleatoria x , que expresa en dB la degradación en la calidad de funcionamiento debida al desvanecimiento y a cualquier otra variación en el tiempo de las características del enlace. Esta función densidad de probabilidad depende en gran medida de la presencia de control de potencia y sus características. Dicha función debe ser compatible con el *recomienda* 3.1 y, por consiguiente, la degradación x no puede utilizar más del 90% de los márgenes de tiempo asociados con cada nivel de BER (o C/N) (véase en la ecuación (6a) la expresión matemática de esta condición).

d) El número N de redes interferentes que pueden provocar interferencia a corto plazo y que compartirán la misma banda de frecuencias con la red deseada. Para una red deseada del SFS/OSG, N es igual al número de sistemas no geoestacionarios que comparten la misma banda de frecuencias. Para una red deseada no geoestacionaria, N es igual al número de otras redes no geoestacionarias más el número de posiciones orbitales geoestacionarias potencialmente interferentes visibles 2° por encima del ángulo de elevación mínimo por la estación terrena de la red no geoestacionaria.

3 Procedimiento propuesto

Basándose en las hipótesis y en los datos de entrada requeridos indicados anteriormente, los pasos siguientes definen el procedimiento para determinar los márgenes de interferencia correspondientes a una portadora deseada determinada.

Paso 1: A partir de a) y b) de los datos de entrada, los valores z_j de la degradación total, z , que pueden rebasarse como máximo durante el $p_i\%$ del año se determinan a partir de la expresión:

$$z_j = (C/N)_{CS} - (C/N)_j \quad \text{para } j = 1, \dots, J \quad (6)$$

En consecuencia, las condiciones de $p_x(X)$ indicadas en c) de los datos de entrada pueden expresarse de la forma siguiente:

$$P(x \geq z_j) \leq (0,9 p_j) / 100 \quad (6a)$$

Paso 2: Se elige una representación paramétrica para la función densidad de probabilidad, $p_v(V)$, correspondiente a la potencia de interferencia originada en cualquier red interferente normalizada con respecto a la potencia de ruido total, N_T . En el caso de un transpondedor transparente, ello incluye la interferencia de enlaces ascendente y descendente procedente de todas las estaciones terrenas y estaciones espaciales de la red interferente. Cuando hay procesamiento a bordo, es necesario establecer densidades de probabilidad separadas para las degradaciones del enlace ascendente y del enlace descendente. El compromiso en este caso es, por un lado, lograr una representación lo suficientemente detallada de $p_v(V)$ y, por otro lado, mantener los cálculos lo suficientemente sencillos. Esta representación dependerá en cierto número K de parámetros α_k ($k = 1, \dots, K$) y puede expresarse como:

$$p_v(V) = f(V, \alpha_1, \dots, \alpha_K) \quad (7)$$

Paso 3: De acuerdo con la Hipótesis 3 en las hipótesis básicas y dado el número N de redes interferentes que pueden provocar interferencia a corto plazo, como se indica en a) de los datos de entrada, la función densidad de probabilidad de la potencia de interferencia total, I , normalizada con respecto al ruido total, N_T , puede expresarse de la forma siguiente:

$$p_{I/N_T}(U) = p_{v_1} * \dots * p_{v_N}(U) \quad (8)$$

donde * hace referencia a la operación de convolución. Teniendo en cuenta la ecuación (7), la expresión (8) puede escribirse así:

$$p_{I/N_T}(U) = f(U, \alpha_1, \dots, \alpha_K) * \dots * f(U, \alpha_1, \dots, \alpha_K) \quad N \text{ veces} \quad (9)$$

o alternativamente:

$$p_{I/N_T}(U) = g(U, \alpha_1, \dots, \alpha_K) \quad (10)$$

NOTA 1 – La ecuación (9) supone implícitamente que se asocian márgenes de interferencia iguales a cada una de las N fuentes de interferencia. De no ser así, la ecuación (9) debería modificarse correspondientemente.

Paso 4: De la Hipótesis 2, en las hipótesis básicas, se deduce que:

$$y = 10 \log [1 + (I/N_T)] = 10 \log (1 + u) \quad (11)$$

y por consiguiente:

$$p_y(Y) = [p_u(U) / |dy/du|]_{U=s(Y)} \quad (12)$$

siendo:

$$U = s(Y) = 10^{Y/10} - 1 \quad (13)$$

Como:

$$dy/du = 10 / [(1 + u) \ln 10]$$

se obtiene:

$$p_y(Y) = p_u(10^{Y/10} - 1) \times 10^{[(Y/10) - 1]} \ln 10 \quad (14)$$

Paso 5: La representación paramétrica de la degradación total, z , se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

$$p_z(Z) = p_x * p_y(Z) \quad (15)$$

donde $p_x(X)$ figura en c) de los datos de entrada y $p_y(Y)$ se indica en la fórmula (14). Como $p_y(Y)$ depende de los parámetros $\alpha_1, \dots, \alpha_K$, porque de acuerdo a (10) $p_u(U)$ es función de estos parámetros, así lo hace igualmente $p_z(Z)$. Por consiguiente, esta función puede expresarse de la forma siguiente:

$$p_z(Z) = h(Z, \alpha_1, \dots, \alpha_K) \quad (16)$$

Paso 6: A partir de (16) puede calcularse la probabilidad de que la degradación total, z , rebase cada uno de los valores z_j obtenidos en el Paso 1. Cada una de estas probabilidades es función de los parámetros $\alpha_1, \dots, \alpha_K$ y puede expresarse como:

$$P(z \geq z_j) = r_j(\alpha_1, \dots, \alpha_K) \quad \text{para } j = 1, \dots, J \quad (17)$$

Por último, los parámetros $\alpha_1, \dots, \alpha_K$ pueden obtenerse a partir de las condiciones:

$$r_j(\alpha_1, \dots, \alpha_K) \leq p_j / 100 \quad \text{para } j = 1, \dots, J \quad (18)$$

siendo los valores de p_i los que figuran en a) de los datos de entrada asociados con las degradaciones, z_i , calculadas en el Paso 1.

Paso 7: A partir de los parámetros $\alpha_1, \dots, \alpha_K$ calculados en el Paso 5, se define la función densidad de probabilidad de v , potencia de interferencia normalizada con respecto al ruido total, N_T , producido por una red interferente, expresada en la ecuación (4) como $f(v, \alpha_1, \dots, \alpha_K)$. Esta función densidad de probabilidad permite definir una máscara para la interferencia, I , producida por una red interferente y expresada como una fracción del ruido total en el enlace N_T . Por ejemplo, si:

$$P(v \geq V_m) \leq q_m \quad (19)$$

se deduce que:

$$P[I \geq V_m N_T] \leq q_m \quad (20)$$

A partir de $f(v, \alpha_1, \dots, \alpha_K)$, pueden calcularse un cierto número M de pares $(V_M N_T; q_m)$ definiendo de esa forma una máscara para los márgenes de interferencia causada por una red interferente.

4 Ejemplo 1 de la Metodología A

Como ejemplo de aplicación de la Metodología A, se indica a continuación la forma de obtener los márgenes de interferencia para las portadoras Ka-3 y Ka-4 (véase el Cuadro 9 de la Recomendación UIT-R S.1328).

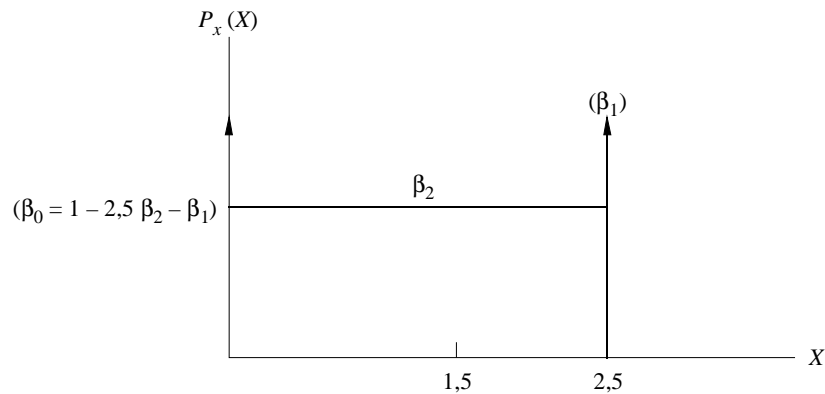
4.1 Datos de entrada

Los datos de entrada necesarios para estas dos portadoras son los siguientes:

- No puede rebasarse un valor de la BER de 1×10^{-10} durante más del 1% del tiempo.
No puede rebasarse un valor de la BER de 1×10^{-8} durante más del 0,5% del tiempo.
- Portadora Ka-3*
 $C/N = 6,8$ dB para una BER = 1×10^{-10} ; $C/N = 5,8$ dB para una BER = 1×10^{-8}
 $(C/N)_{CS} = 8,3$ dB.
Portadora Ka-4
 $C/N = 5,8$ dB para una BER = 1×10^{-10} ; $C/N = 4,8$ dB para una BER = 1×10^{-8}
 $(C/N)_{CS} = 7,3$ dB.
- Se propone utilizar los parámetros de la Fig. 1 para caracterizar la degradación debida al desvanecimiento.

FIGURA 1

Parametrización para la degradación debida al desvanecimiento

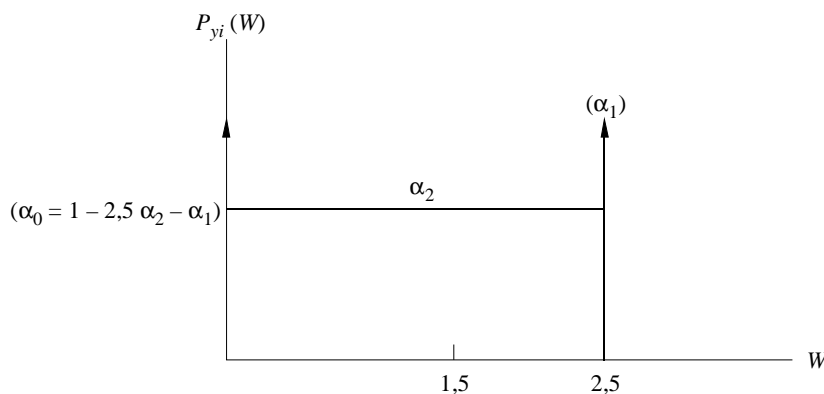


1323-01

Como ejemplo de cálculo, sea $\beta_1 = 0,0045$, $\beta_2 = 0,0022$ y $\beta_0 = 0,99$. Esos parámetros podrían ser representativos de un enlace ascendente con una gama de control de potencia de aproximadamente 7 dB funcionando, por ejemplo, en la zona hidrometeorológica E (virtualmente con cualquier ángulo de elevación) o en la zona K (con un ángulo de elevación de al menos 30°). También serían representativos de un enlace descendente funcionando por ejemplo con los mismos ángulos de elevación y en las mismas zonas hidrometeorológicas descritas anteriormente, bajo la hipótesis adicional de que un desvanecimiento en el enlace descendente de 7 dB produce una degradación de la relación C/N de 2,5 dB (sin control de potencia). Cabe señalar que para los valores considerados de β_1 , β_2 y β_0 se cumple la condición (6a) exactamente para $i = 1$ y con un cierto margen para $i = 2$.

- d) Sea y_i la degradación debida a la interferencia procedente de la red i -ésima (dB). Este ejemplo supone que los parámetros de la función densidad de probabilidad de y_i se obtienen de la forma siguiente:

FIGURA 2

Parametrización para la degradación debida a la fuente de interferencia i -ésima

1323-02

4.2 Procedimiento de cálculo

Con la Metodología A se obtiene:

Paso 1: Una degradación de 2,5 dB puede rebasarse al menos durante el 0,5% del tiempo.

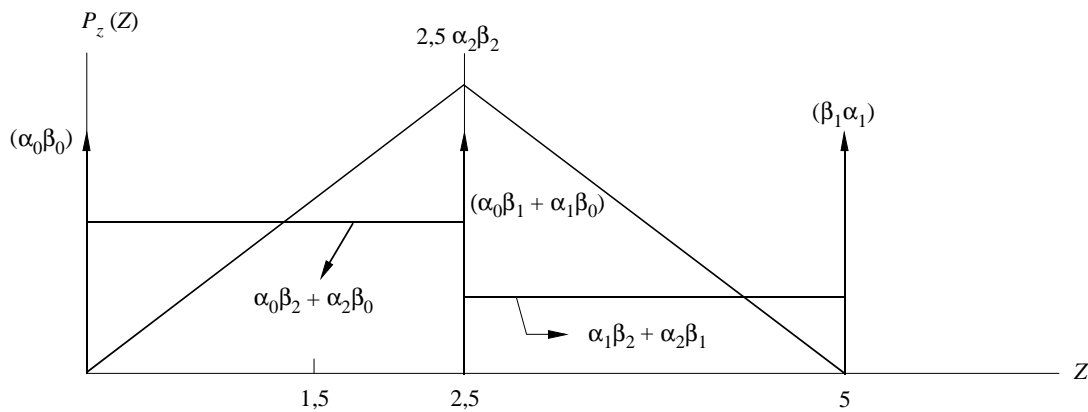
Una degradación de 1,5 dB puede rebasarse al menos durante el 1% del tiempo.

Caso 1: Una red interferente ($N = 1$)

Pasos 2, 3 y 4: Para $N = 1$, $y = y_i$ y pueden determinarse directamente los parámetros de la densidad de probabilidad $p_y(W)$ no siendo necesario pasar a través de las funciones de densidad de probabilidad intermedias $p_{vi}(V)$ ($i = 1, \dots, N$). En este caso, la parametrización propuesta por la degradación total debida a la interferencia también puede representarse por la Fig. 2.

Paso 5: La función resultante $p_z(Z)$ se representa en la Fig. 3.

FIGURA 3
Función densidad de probabilidad de la degradación total



1323-03

Paso 6: Las desigualdades que deben satisfacerse de acuerdo con la ecuación (18) son:

$$P(z \geq 2,5) \leq 0,005 \tag{21}$$

$$P(z \geq 1,5) \leq 0,01 \tag{22}$$

Cuando se satisface (21) con el signo de igualdad, (21) y (22) dan lugar a la siguiente expresión:

$$P(1,5 \leq z \leq 2,5) \leq 0,005 \tag{23}$$

La técnica de cálculo indicada en el Apéndice 1 al Anexo 1 se utilizó para determinar valores de α_1 y α_2 que satisfagan (21) y (23), obteniéndose $\alpha_1 = 0,0004827$ y $\alpha_2 = 0,0028325$.

Paso 7: Para los valores de α_1 y α_2 obtenidos en el Paso 6 y la función densidad de probabilidad de la Fig. 2, la máscara de los márgenes de interferencia pasa a ser:

$$P(I \geq 0) \leq 0,76\% \tag{24}$$

$$P(I \geq 0,41 N_T) \leq 0,33\% \tag{25}$$

$$P(I \geq 0,78 N_T) \leq 0,0483\% \tag{26}$$

o, teniendo en cuenta que ya se incluye en el ruido del enlace un margen de interferencia a largo plazo del 6%, la interferencia total I' (incluida la componente a largo plazo) debería cumplir las siguientes condiciones:

$$P(I' \geq 0,06 N_T) \leq 0,76\% \tag{27}$$

$$P(I' \geq 0,47 N_T) \leq 0,33\% \tag{28}$$

$$P(I' \geq 0,84 N_T) \leq 0,0483\% \tag{29}$$

Caso 2: Dos redes interferentes ($N = 2$)

Pasos 2, 3, 4 y 5: Estos pasos se utilizaron para determinar $P(z \geq z_j)$, $j = 1, \dots, J$ en (17) para valores determinados de α_1 y α_2 .

Paso 6: Las desigualdades que deben satisfacerse de acuerdo con la ecuación (18) son las mismas que en el *Caso 1* y se indican en (21) y (23). De nuevo se utilizó la técnica de cálculo indicada en el Apéndice 1 del Anexo 1 para determinar los valores de α_1 y α_2 que satisfacen esas desigualdades, obteniéndose $\alpha_1 = 0,0002388$ y $\alpha_2 = 0,00142239$.

Paso 7: Para los valores de α_1 y α_2 obtenidos en el Paso 6 y la función densidad de probabilidad de la Fig. 2, la máscara de los márgenes de interferencia pasa a ser:

$$P(I \geq 0) \leq 0,38\% \tag{30}$$

$$P(I \geq 0,41 N_T) \leq 0,17\% \tag{31}$$

$$P(I \geq 0,78 N_T) \leq 0,0238\% \tag{32}$$

o, teniendo en cuenta que ya se incluye en el ruido del enlace un margen de interferencia a largo plazo del 6%, la interferencia total I' (incluida la componente a largo plazo) debería satisfacer las siguientes condiciones:

$$P(I' \geq 0,06 N_T) \leq 0,38\% \tag{33}$$

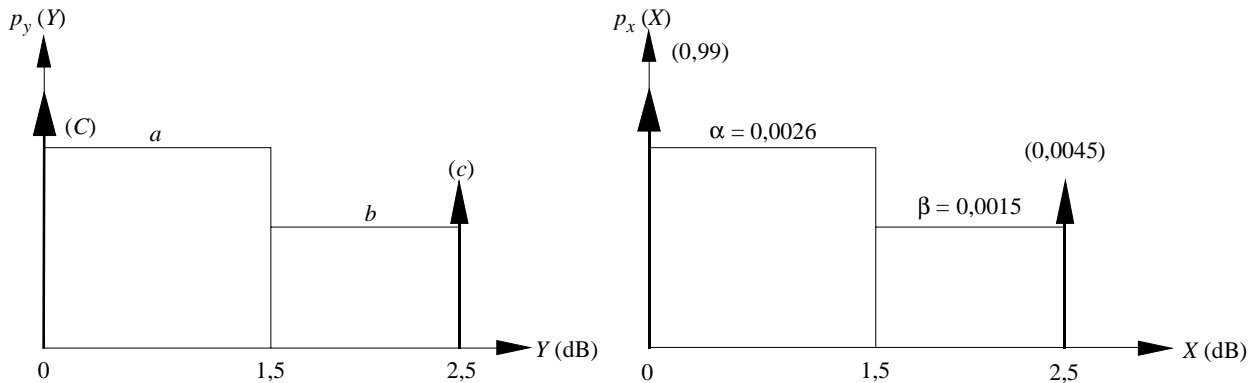
$$P(I' \geq 0,47 N_T) \leq 0,17\% \tag{34}$$

$$P(I' \geq 0,84 N_T) \leq 0,0238\% \tag{35}$$

5 Ejemplo 2 de la Metodología A

En este ejemplo, los requisitos de calidad de funcionamiento son los mismos que en el Ejemplo 1 de la Metodología A pero los cálculos se realizaron con funciones densidad de probabilidad menos sencillas que las del Ejemplo 1 de la Metodología A para evaluar la influencia sobre los valores de los criterios de interferencia. Se representan las funciones densidad de probabilidad en la Fig. 4:

FIGURA 4



Se obtuvieron varios resultados posibles con las siguientes limitaciones:

$$P(z \geq 2,5 \text{ dB}) \leq 0,5\%$$

$$P(z \geq 2,5 \text{ dB}) - P(x \geq 2,5 \text{ dB}) \leq 0,05\%$$

$$P(z \geq 1,5 \text{ dB}) \leq 1,0\%$$

$c =$	0,00050	0,000484	0,0004	0,0002	0
$b =$	0,00038	0,0032	0,0036	0,0038	0,001
$a =$	0,00038	0,0032	0,0040	0,0040	0,006
$C =$	0,99850	0,9910	0,99	0,9900	0,990
$P(z \geq 2,5 \text{ dB})$	0,5%	0,50%	0,49%	0,47%	0,45%
$P(z \geq 1,5 \text{ dB})$	0,69%	0,97%	1,00%	1,00%	1,00%
$P(y \geq 2,5 \text{ dB})$	0,05%	0,0483%	0,04%	0,02%	0,00%
$P(y \geq 1,5 \text{ dB})$	0,088%	0,37%	0,40%	0,40%	0,40%

Los márgenes de interferencia total serían:

$P(I \leq 0,06 N_T) \geq$	99,85%	ó	99,10%	ó	99,00%
$P(I \geq 0,47 N_T) \leq$	0,088%		0,37%		0,4%
$P(I \geq 0,84 N_T) \leq$	0,05%		0,0483%		0,04%

Por consiguiente, los resultados obtenidos con este modelo más preciso de las funciones densidad de probabilidad no son muy distintos de los obtenidos en el ejemplo 1 de la Metodología A.

6 Ejemplo 3 de la Metodología A

Este ejemplo consiste en obtener los márgenes de interferencia para un *enlace ascendente del SFS/OSG* que comparte frecuencias con otras redes del SFS.

6.1 Datos de entrada

a) y b) Requisitos de calidad de funcionamiento y valores de la relación portadora/ruido asociada de la portadora deseada

BER	E_b/N_0 (dB)	Porcentaje del año (%)
1×10^{-6}	6,5	0,04
1×10^{-8}	7,6	0,6
1×10^{-9}	8,7	4,0
Cielo despejado ($E_b/N_0 + I_0$ largo plazo)	18,5	
Margen de interferencia a largo plazo		Porcentaje del año (%)
$I/N < 6\%$		A largo plazo

La red del SFS/OSG considerada en este ejemplo utiliza control de potencia y diversidad de emplazamiento. El control de potencia en el enlace ascendente se activa únicamente cuando la profundidad de desvanecimiento es superior a 12 dB. Una ganancia de 5 dB permite mantener disponible el enlace cuando la profundidad de desvanecimiento oscila entre 12 y 17 dB. Con respecto a la diversidad de emplazamiento, se supone que las dos estaciones terrenas tienen una separación de 20 km y observan a los satélites geoestacionarios con un ángulo de elevación de 10°.

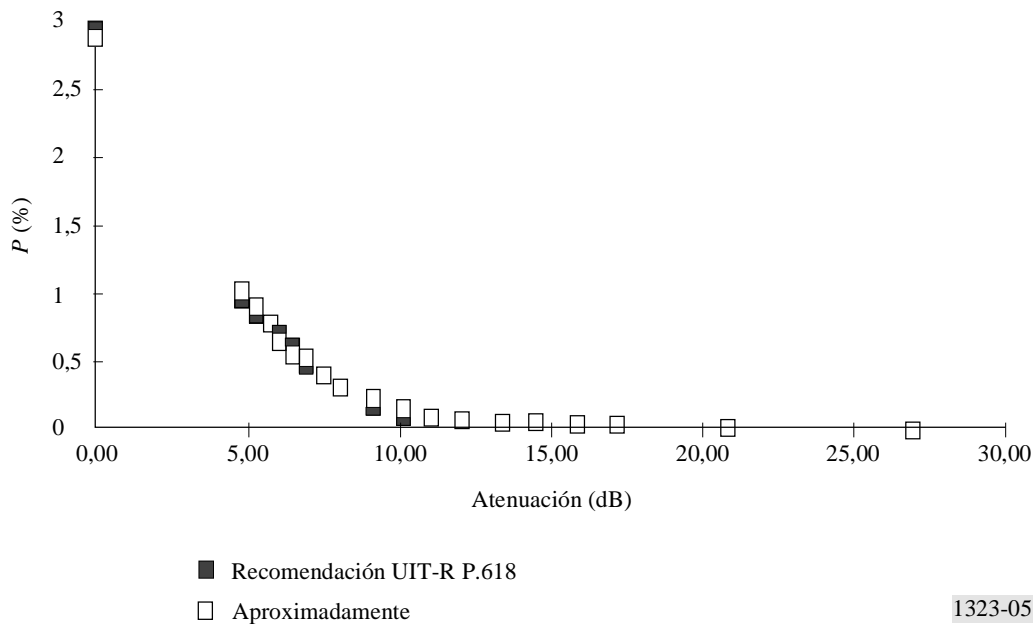
c) Función densidad de probabilidad de la degradación en la calidad de funcionamiento debida al desvanecimiento: $p_x(X)$

En la Recomendación UIT-R P.618 aparece una metodología para calcular las estadísticas del desvanecimiento debido a la lluvia. Suponiendo que las estaciones terrenas están situadas en la zona hidrometeorológica E, las estadísticas de la atenuación debida a la lluvia para un ángulo de elevación de 10° con diversidad de emplazamiento pueden aproximarse con bastante fidelidad mediante una función con cinco pendientes:

- de 0 dB a 6 dB: pendiente de 0,382;
- de 6 dB a 8 dB: pendiente de 0,189;
- de 8 dB a 11 dB: pendiente de 0,076;
- de 11 dB a 17 dB: pendiente de 0,0102;
- de 17 dB a 27 dB: pendiente de 0,00234.

La Fig. 5 muestra el ajuste entre la función lineal y la función original:

FIGURA 5



Con esta aproximación lineal, la función densidad de probabilidad $p_x(X)$ es la indicada en la Fig. 6.

La función se detiene en 12 dB porque este valor corresponde al margen del sistema. Además se calcula:

$$P(x > 12 \text{ dB}) = P(\text{desvanecimiento} > 17 \text{ dB}) = 0,033\%$$

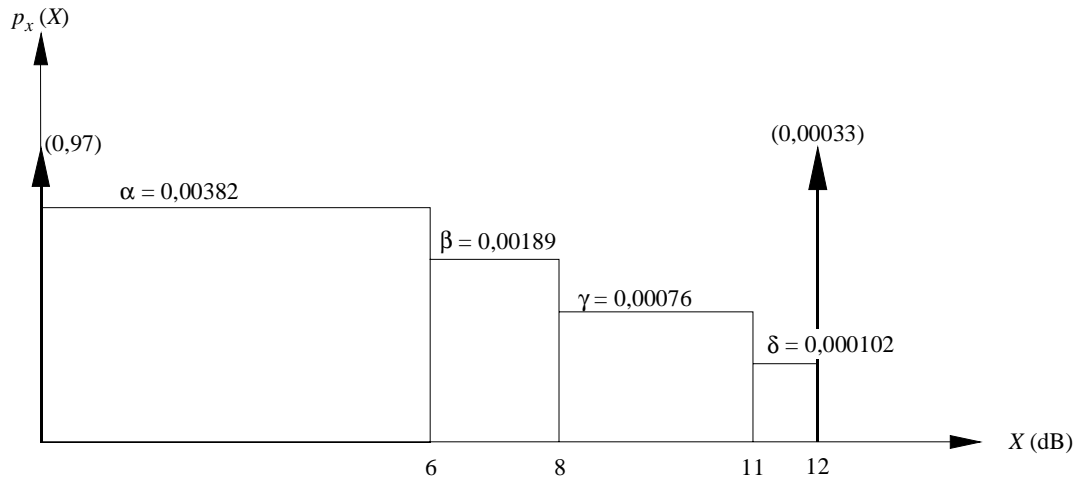
d) Número de redes interferentes no geoestacionarias: $N = 1$

6.2 Procedimiento de cálculo

Paso 1: Consiste en calcular los valores z_i de la degradación total, z , que pueden rebasarse al menos durante el $p_i\%$ del año.

$$z_i = (C/N)_{\text{cielo despejado}} - (C/N)_i = (E_b/N_0)_{\text{cielo despejado}} - (E_b/N_0)_i$$

FIGURA 6



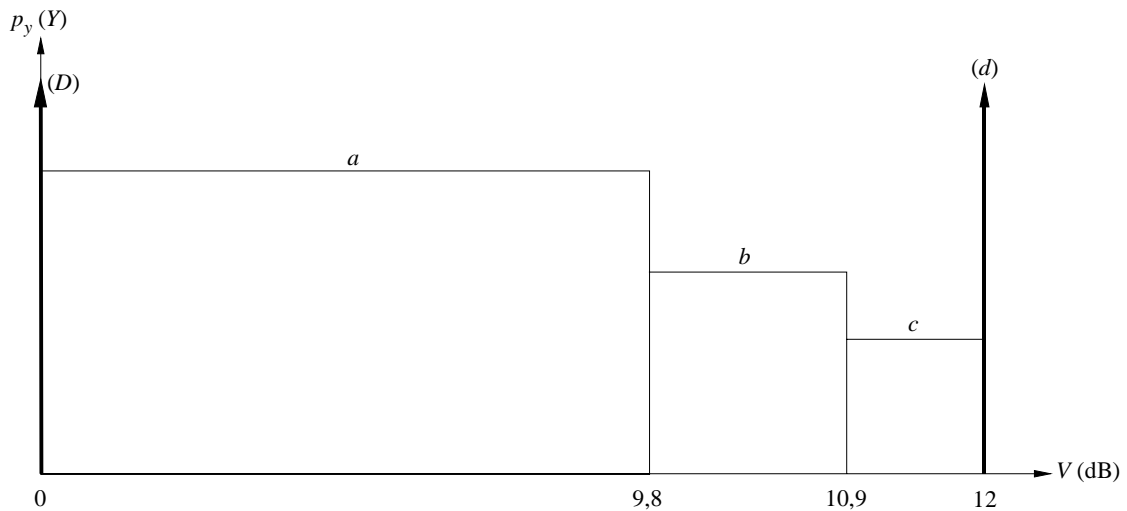
1323-06

$z_i = (C/N)_{\text{cielo despejado}} - (C/N)_I$ (dB)	Porcentaje del año (%)
12	0,04
10,9	0,6
9,8	4,0

Pasos 2 y 3 : Función densidad de probabilidad de la interferencia $p_y(Y)$.

Se ha elegido la siguiente representación paramétrica para la función densidad de probabilidad $p_y(Y)$ correspondiente a la degradación v debida a la interferencia procedente de cualquier red interferente.

FIGURA 7



1323-07

El objetivo de esta representación no es recoger fielmente cualquier valor estadístico de la interferencia real. Por consiguiente, es imposible conocer la función de probabilidad de la degradación debida a la interferencia a menos que se determinen las características de las constelaciones interferentes. Cuando se conocen dichas constelaciones, las estadísticas de la interferencia pueden determinarse mediante simulaciones por ordenador o métodos analíticos como el que se describe en la Recomendación UIT-R S.1257; sin embargo, estas estadísticas siguen dependiendo de la latitud y el acimut de la estación terrena deseada. En consecuencia, como el objetivo del procedimiento es calcular el porcentaje del año durante el cual puede rebasarse cada valor z_i de la degradación total, z , se escogen estos valores z_i como pasos de la función paramétrica.

Paso 4: Función de densidad de probabilidad de la degradación total $p_z(Z)$

$$p_z(Z) = p_x * p_y(Z)$$

Paso 5: Cálculo de los parámetros a , b , c , d y D

Los parámetros a , b , c , d y D se determinarán estableciendo que la degradación total z y la degradación debida a la interferencia y cumpla las siguientes condiciones:

$$P(z \geq 12 \text{ dB}) \leq 0,04\% \quad P(y \geq 12 \text{ dB}) \leq 0,004\% \text{ (véase la Nota 1)}$$

$$P(z \geq 10,9 \text{ dB}) \leq 0,6\%$$

$$P(z \geq 9,8 \text{ dB}) \leq 4\%$$

y:

$$1 = D + 9,8 a + 1,1 b + 1,1 c + d$$

NOTA 1 – Con esta limitación se obtiene un criterio de interferencia algo menos estricto que con la condición $P(z \geq 12 \text{ dB}) - P(x \geq 12 \text{ dB}) \leq 0,004\%$, pero como el objetivo de este ejemplo es únicamente comparar los resultados obtenidos con dos modelizaciones distintas de las estadísticas de desvanecimiento debido a la lluvia este tema no es importante para este caso.

Se utiliza una hoja de cálculo Excel para calcular las convoluciones de las funciones rectangulares y las probabilidades de que z rebase los valores de 12, 10,9 y 9,8 dB.

A continuación, la utilización de un resolvidor (con las condiciones « $P(z \geq 12 \text{ dB}) = 0,04\%$ », « $a \geq b \geq c$ » y «maximizar $P(y \geq 10,9 \text{ dB})$ ») dio lugar a diversos conjuntos de soluciones:

$d =$	0,00004	0,00003	0,00002	0,00001	0
$c =$	0,00025	0,00034	0,00042	0,00051	0,00059
$b =$	0,00025	0,00034	0,00042	0,00051	0,00059
$a =$	0,00025	0,00034	0,00042	0,00051	0,00059
$D =$	0,9969	0,9959	0,9949	0,9939	0,9929
$P(z \geq 12 \text{ dB})$	0,04%	0,04%	0,04%	0,04%	0,04%
$P(z \geq 10,9 \text{ dB})$	0,09%	0,10%	0,11%	0,12%	0,125%
$P(z \geq 9,8 \text{ dB})$	0,20%	0,21%	0,23%	0,26%	0,27%
$P(y \geq 12 \text{ dB})$	0,004%	0,003%	0,002%	0,001%	0,000%
$P(y \geq 10,9 \text{ dB})$	0,03%	0,04%	0,05%	0,06%	0,065%
$P(y \geq 9,8 \text{ dB})$	0,06%	0,08%	0,10%	0,11%	0,13%

El Caso $d = 0$ sería especialmente pertinente cuando la degradación debida a la interferencia procedente de la red no geoestacionaria determinada nunca rebasa el valor de 12 dB.

También cabe señalar que el criterio más restrictivo es $P(z \geq 12 \text{ dB}) \leq 0,04\%$, ya que los otros dos criterios $P(z \geq 10,9 \text{ dB}) \leq 0,6\%$ y $P(z \geq 9,8 \text{ dB}) \leq 4\%$ se cumplen con un amplio margen.

Finalmente, como para el conjunto de soluciones $a = b = c$, la función densidad de probabilidad de la degradación debida a la interferencia podría haber sido aproximada por un método más sencillo (con un solo paso en lugar de tres).

Por consiguiente, los márgenes de interferencia total podrían ser:

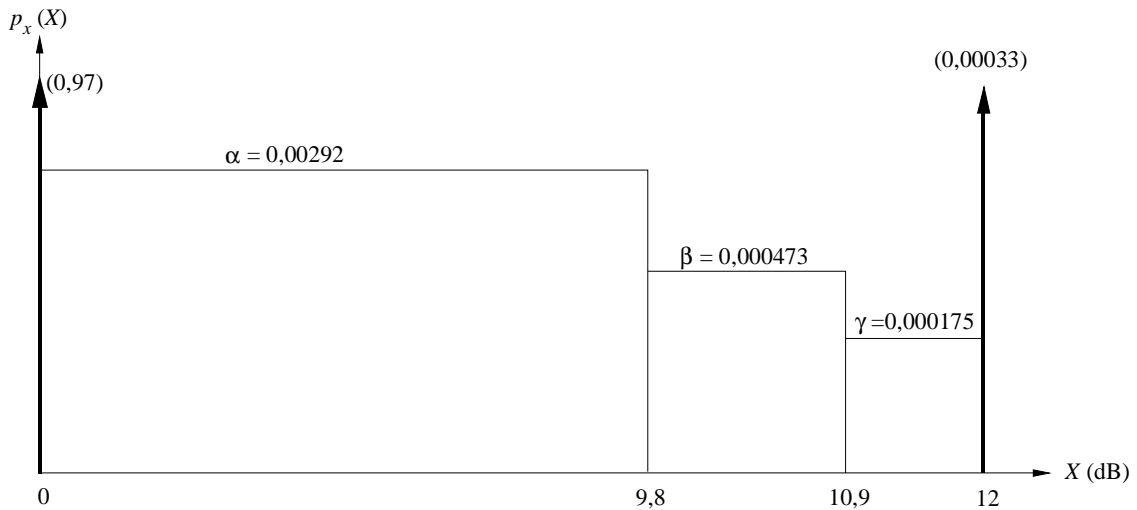
$P(I \leq 0,06 N_T) \geq$	99,69%	99,29%
$P(I \geq 8,61 N_T) \leq$	0,06%	0,13%
$P(I \geq 11,36 N_T) \leq$	0,03%	0,065%
$P(I \geq 14,91 N_T) \leq$	0,004%	0,000%

ó

6.3 Resultados obtenidos con otro modelo de la función de desvanecimiento

Para evaluar la influencia que tiene la precisión con la que se representa la función de densidad de probabilidad de desvanecimiento se realizan los mismos cálculos con la función $p_x(X)$ mostrados en la Fig. 8:

FIGURA 8



1323-08

En este caso las soluciones son:

$d =$	0,00004	0,00003	0,00002	0,00001	0
$c =$	0,00020	0,00027	0,00034	0,00041	0,00047
$b =$	0,00020	0,00027	0,00034	0,00041	0,00047
$a =$	0,00020	0,00027	0,00034	0,00041	0,00047
$D =$	0,9975	0,9967	0,9959	0,9951	0,9943
$P(z \geq 12 \text{ dB})$	0,04%	0,04%	0,04%	0,04%	0,04 %
$P(z \geq 10,9 \text{ dB})$	0,08%	0,09%	0,10%	0,10%	0,11%
$P(z \geq 9,8 \text{ dB})$	0,16%	0,17%	0,18%	0,20%	0,21%
$P(y \geq 12 \text{ dB})$	0,004%	0,003%	0,002%	0,001%	0,000%
$P(y \geq 10,9 \text{ dB})$	0,03%	0,03%	0,04%	0,05%	0,05%
$P(y \geq 9,8 \text{ dB})$	0,05%	0,06%	0,07%	0,09%	0,10%

Los criterios de interferencia son algo más estrictos en este caso. Los resultados son los esperados puesto que las probabilidades de desvanecimiento se han sobrevalorado ligeramente. Por consiguiente, la precisión con la que se representa la función densidad de probabilidad de la degradación debida al desvanecimiento tiene una influencia directa sobre los criterios de interferencia.

7 Ejemplo 4 de la Metodología A

En este ejemplo, se utilizó la Metodología A a fin de obtener los márgenes de interferencia para las portadoras Ka-1 y Ka-2. Las características de estas portadoras (véase el Cuadro 9, de la Recomendación UIT-R S.1328) son muy distintas a las de las portadoras Ka-3 y Ka-4 puesto que corresponden a transmisiones punto a punto con velocidad de datos elevada, necesarias para satisfacer los objetivos de calidad de funcionamiento de la Recomendación UIT-T G.826. Al contrario que las portadoras Ka-3, Ka-4, que se refieren al enlace ascendente y enlace descendente para la transmisión a través de un transpondedor regenerativo, las portadoras Ka-1 y Ka-2 corresponden a la transmisión a través de un transpondedor transparente.

Los pasos definidos en la Metodología A se siguen a continuación para cada una de estas portadoras.

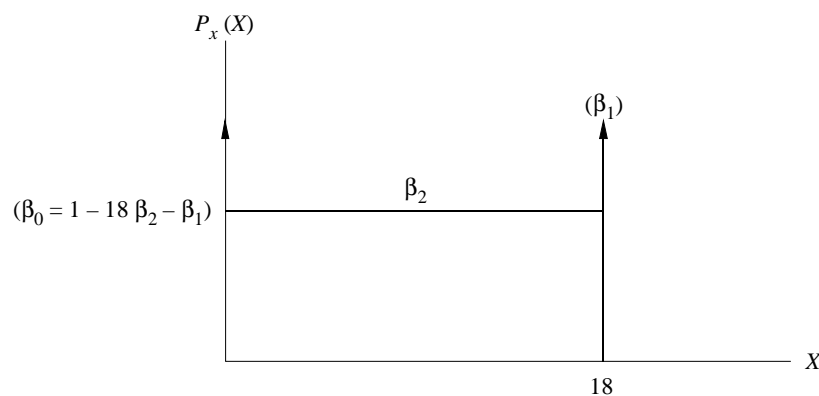
7.1 Portadora Ka-1

7.1.1 Datos de entrada

Los datos de entrada necesarios para obtener los márgenes de interferencia son:

- a) No puede rebasarse un valor de la BER de 1×10^{-9} durante más del 4% del tiempo.
No puede rebasarse un valor de la BER de 1×10^{-8} durante más del 0,6% del tiempo.
No puede rebasarse un valor de la BER de 1×10^{-6} durante más del 0,04% del tiempo.
- b) $C/N = 8,9$ dB para una BER = 1×10^{-9} ; $C/N = 7,9$ dB para una BER = 1×10^{-8}
 $C/N = 6,9$ dB para una BER = 1×10^{-6} ; $(C/N)_{CS} = 24,9$ dB.
- c) Se propone utilizar la parametrización representada en la Fig. 9 a fin de caracterizar la degradación debida al desvanecimiento.

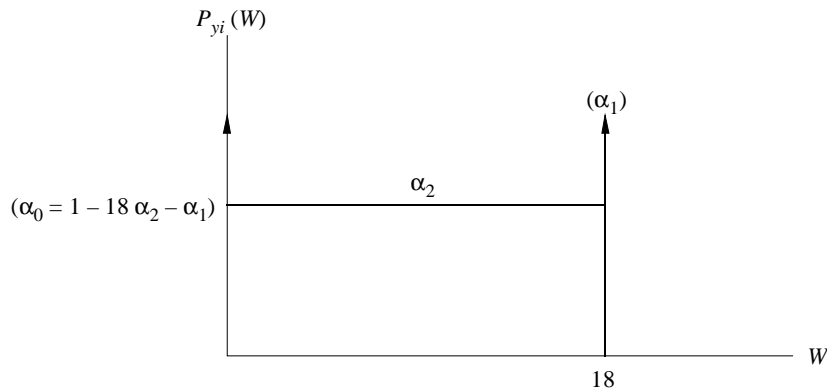
FIGURA 9
Parametrización para la degradación debida al desvanecimiento
en el caso de la portadora Ka-1



Como ejemplo de cálculo supóngase $\beta_1 = 0,00036$, $\beta_2 = 0,0002$ y $\beta_0 = 0,996$. Esos parámetros podrían ser representativos de un enlace ascendente con una gama de control de potencia de aproximadamente 10 dB funcionando, por ejemplo, en la zona hidrometeorológica K (con un ángulo de elevación de al menos 30°). Puede verificarse que, para un enlace descendente bajo las mismas condiciones con respecto a la zona hidrometeorológica y al ángulo de elevación, el margen del enlace descendente disponible (aproximadamente 25 dB) sería suficiente para solventar el desvanecimiento del enlace descendente, salvo para porcentajes de tiempo que pueden despreciarse con respecto a 0,036%. Obsérvese que para los valores considerados de β_1 , β_2 y β_0 , se cumple la condición de la ecuación (6a) exactamente para $i = 1$ y con un cierto margen para $i = 2$ e $i = 3$.

d) Sea y_i la degradación debida a la interferencia procedente de la red i -ésima (dB). Este ejemplo supone que la función densidad de probabilidad de y_i se parametriza en la Fig. 10.

FIGURA 10
Parametrización para la degradación debida a la fuente de interferencia i -ésima en el caso de la portadora Ka-1



1323-10

7.1.2 Procedimiento de cálculo

Con la Metodología A se obtiene:

Paso 1: Una degradación de 18 dB puede rebasarse al menos durante el 0,04% del tiempo.

Una degradación de 17 dB puede rebasarse al menos durante el 0,6% del tiempo.

Una degradación de 16 dB puede rebasarse al menos durante el 4% del tiempo.

Una red interferente (N = 1)

Pasos 2, 3 y 4: Para $N = 1$, $y = y_i$ y la densidad de probabilidad $p_y(W)$ puede parametrizarse directamente no siendo necesario pasar a través de las funciones de densidad de probabilidad intermedias $p_{y_i}(V)$ ($i = 1, \dots, N$). En este caso, la parametrización propuesta por la degradación total debida a la interferencia también puede representarse por la Fig. 10.

Paso 5: La función resultante $p_z(Z)$ se representa en la Fig. 11.

Paso 6: Las desigualdades que deben satisfacerse de acuerdo con la ecuación (18) son:

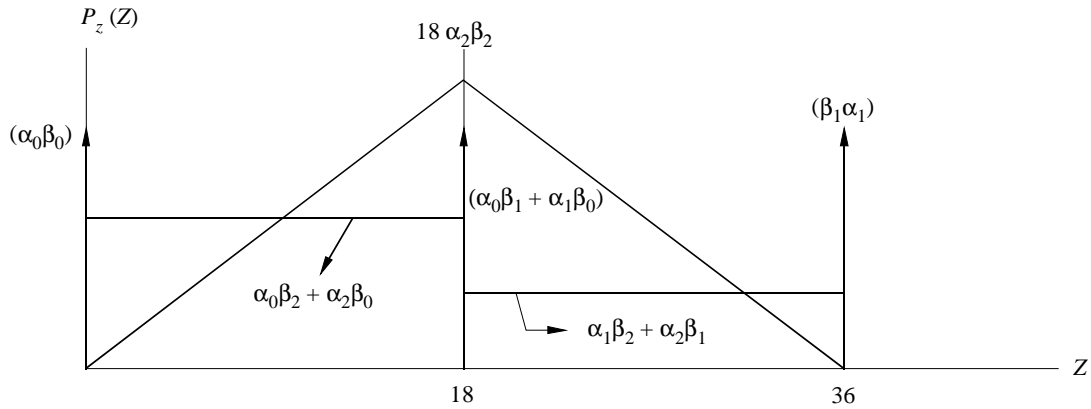
$$P(z \geq 18) \leq 0,0004 \tag{36}$$

$$P(z \geq 17) \leq 0,006 \tag{37}$$

$$P(z \geq 16) \leq 0,04 \tag{38}$$

FIGURA 11

Función densidad de probabilidad de la degradación total para la portadora Ka-1



1323-11

Cuando se satisface (36) con el signo de igualdad, (37) y (38) pueden expresarse de la forma siguiente:

$$P(17 \leq z \leq 18) \leq 0,0056 \quad (39)$$

$$P(16 \leq z \leq 17) \leq 0,0396 \quad (40)$$

Una posible solución para (36), (39) y (40) es:

$$\alpha_0 = 0,9944; \quad \alpha_1 = 0,00003; \quad \alpha_2 = 0,00031$$

Paso 7: Para los valores de α_0 , α_1 , y α_2 obtenidos en el Paso 6 y la función densidad de probabilidad de la Fig. 10, la máscara de los márgenes de interferencia pasa a ser:

$$P(I \geq 0) \leq 0,56\% \quad (41)$$

$$P(I \geq 38,8 N_T) \leq 0,065\% \quad (42)$$

$$P(I \geq 49,1 N_T) \leq 0,034\% \quad (43)$$

$$P(I \geq 62,1 N_T) \leq 0,003\% \quad (44)$$

o, teniendo en cuenta que ya se incluye en el ruido del enlace un margen de interferencia a largo plazo del 6%, la interferencia total I' (incluida la componente a largo plazo) debería cumplir las siguientes condiciones:

$$P(I' \geq 0,06 N_T) \leq 0,56\% \quad (45)$$

$$P(I' \geq 38,86 N_T) \leq 0,065\% \quad (46)$$

$$P(I' \geq 49,16 N_T) \leq 0,034\% \quad (47)$$

$$P(I' \geq 62,16 N_T) \leq 0,003\% \quad (48)$$

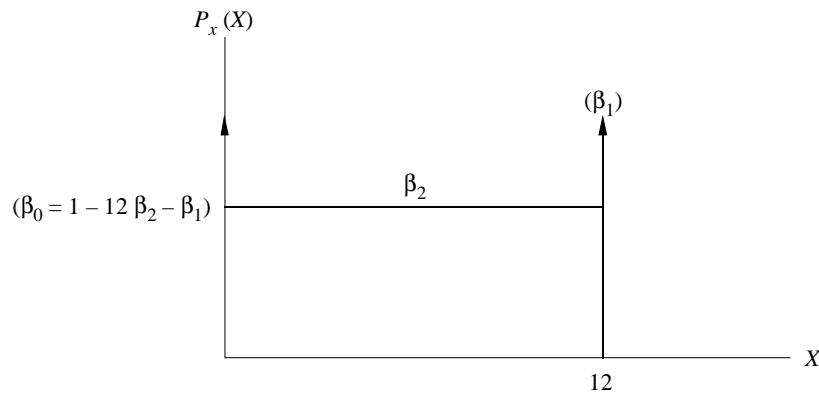
7.2 Portadora Ka-2

7.2.1 Datos de entrada

Los datos de entrada necesarios para obtener los márgenes de interferencia son los siguientes:

- a) No puede rebasarse un valor de la BER de 1×10^{-9} durante más del 4% del tiempo.
 No puede rebasarse un valor de la BER de 1×10^{-8} durante más del 0,6% del tiempo.
 No puede rebasarse durante un valor de la BER de 1×10^{-6} durante más del 0,04% del tiempo.
- b) $C/N = 8,9$ dB para una BER = 1×10^{-9} ; $C/N = 7,9$ dB para una BER = 1×10^{-8}
 $C/N = 6,9$ dB para una BER = 1×10^{-6} ; $(C/N)_{CS} = 18,9$ dB.
- c) Se propone utilizar la parametrización de la Fig. 12 a fin de caracterizar la degradación debida al desvanecimiento.

FIGURA 12
Parametrización para la degradación debida al desvanecimiento en el caso de la portadora Ka-2



1323-12

Como ejemplo de cálculo sea $\beta_1 = 0,00036$, $\beta_2 = 0,0002$ y $\beta_0 = 0,997$. Estos parámetros podrían ser representativos de un enlace ascendente con una gama de control de potencia de aproximadamente 10 dB, funcionando, por ejemplo, en la zona hidrometeorológica E (con un ángulo de elevación de al menos 15°). Puede verificarse que, para un enlace descendente bajo las mismas condiciones con respecto a la zona hidrometeorológica y al ángulo de elevación, el margen del enlace descendente disponible (aproximadamente 20 dB) sería suficiente para paliar el desvanecimiento del enlace descendente, salvo para porcentajes de tiempo que pueden despreciarse con respecto a 0,036%. Obsérvese que para los valores considerados de β_1 , β_2 y β_0 , la ecuación (6a) se cumple exactamente para $i = 1$ y con un cierto margen para $i = 2$ e $i = 3$.

- d) Sea y_i la degradación debida a la interferencia procedente de la red i -ésima (dB). Este ejemplo supone que los parámetros de la función densidad de probabilidad de y_i se obtienen de la forma siguiente:

7.2.2 Procedimiento de cálculo

Con la Metodología A se obtiene:

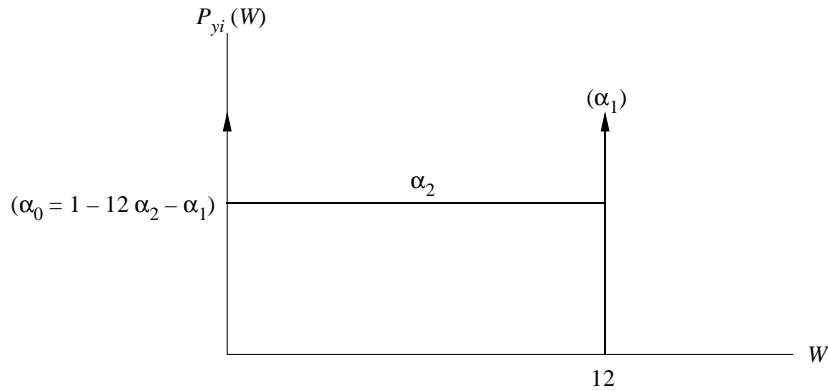
Paso 1: Una degradación de 12 dB puede rebasarse al menos durante el 0,04% del tiempo.

Una degradación de 11 dB puede rebasarse al menos durante el 0,6% del tiempo.

Una degradación de 10 dB puede rebasarse al menos durante el 4% del tiempo.

FIGURA 13

Parametrización para la degradación debida a la fuente de interferencia i -ésima en el caso de la portadora Ka-2



1323-13

Una red interferente ($N = 1$)

Pasos 2, 3 y 4: Para $N = 1$, $y = y_i$ pueden determinarse directamente los parámetros de la densidad de probabilidad $p_y(W)$ no siendo necesario pasar a través de las funciones de densidad de probabilidad intermedias $p_{v_i}(V)$ ($i = 1, \dots, N$). En este caso, la parametrización propuesta por la degradación total debida a la interferencia también puede representarse por la Fig. 13.

Paso 5: La función resultante $p_z(Z)$ se representa en la Fig. 14.

Paso 6: Las desigualdades que deben satisfacerse de acuerdo con la ecuación (18) son:

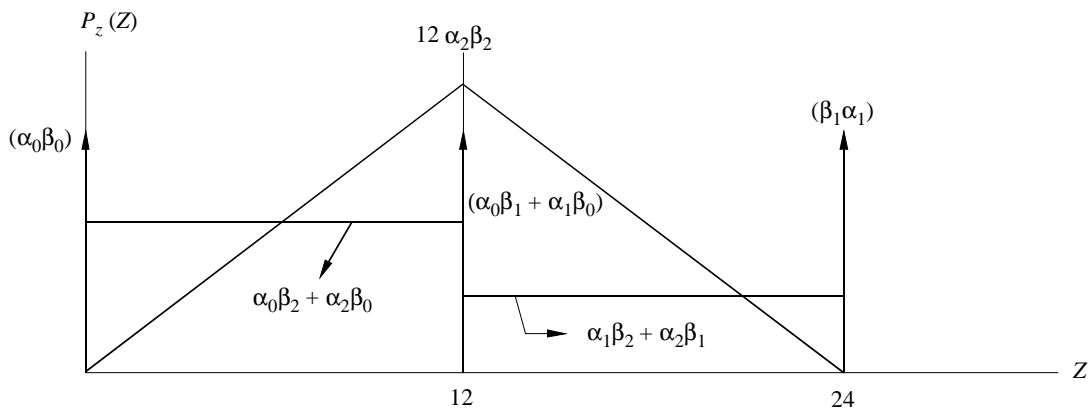
$$P(z \geq 12) \leq 0,0004 \tag{49}$$

$$P(z \geq 11) \leq 0,006 \tag{50}$$

$$P(z \geq 10) \leq 0,04 \tag{51}$$

FIGURA 14

Función densidad de probabilidad de la degradación total para la portadora Ka-2



1323-14

Cuando se satisface (49) con el signo de igualdad (50) y (51) pueden escribirse de la forma siguiente:

$$P(11 \leq z \leq 12) \leq 0,0056 \quad (52)$$

$$P(10 \leq z \leq 11) \leq 0,0396 \quad (53)$$

Una posible solución para (49), (52) y (53) es:

$$\alpha_0 = 0,9916; \quad \alpha_1 = 0,00003; \quad \alpha_2 = 0,0007$$

Paso 7: Para los valores de α_0 , α_1 , y α_2 obtenidos en el Paso 6 anterior y la función densidad de probabilidad de la Fig. 13, la máscara de los márgenes de interferencia pasa a ser:

$$P(I \geq 0) \leq 0,84\% \quad (54)$$

$$P(I \geq 9 N_T) \leq 0,143\% \quad (55)$$

$$P(I \geq 11,6 N_T) \leq 0,073\% \quad (56)$$

$$P(I \geq 14,8 N_T) \leq 0,003\% \quad (57)$$

o, teniendo en cuenta que ya se incluye en el ruido del enlace un margen de interferencia a largo plazo del 6%, la interferencia total I' (incluida la componente a largo plazo) debería cumplir las siguientes condiciones:

$$P(I' \geq 0,06 N_T) \leq 0,84\% \quad (58)$$

$$P(I' \geq 9,06 N_T) \leq 0,143\% \quad (59)$$

$$P(I' \geq 11,66 N_T) \leq 0,073\% \quad (60)$$

$$P(I' \geq 14,86 N_T) \leq 0,003\% \quad (61)$$

PARTE 2

Metodología B

En la Metodología B los efectos de interferencia se consideran en forma separada del desvanecimiento, y los objetivos de calidad de funcionamiento se resumen por un solo valor umbral de la BER (o C/N) que no puede rebasarse durante un determinado porcentaje de tiempo. Como sólo interviene un único valor umbral de la BER (o C/N), la Metodología B considera apropiado distribuir ($1/n$) los márgenes de tiempo de interferencia entre cada una de las n fuentes de interferencia consideradas y tratar separadamente cada una de ellas. Esta Metodología se considera apropiada para tratar la interferencia causada a los enlaces de conexión del SMS/no OSG (o del SFS/no OSG) que funcionan con procesamiento a bordo o con transpondedores transparentes en la banda de 20/30 GHz. La Metodología B se adapta al marco general de la Metodología A pero, teniendo en cuenta las anteriores consideraciones, la simplifica notablemente.

Para establecer completamente la relación entre las Metodologías A y B, se describe esta última utilizando las mismas pautas empleadas para describir la Metodología A, a saber: hipótesis básicas, datos de entrada, procedimiento propuesto.

1 Hipótesis básicas

Hipótesis 1: Como el diseño del sistema se basa fundamentalmente en el control de potencia, se considera que la aparición conjunta interferencia y desvanecimiento no completamente compensado por el control de potencia no es un hecho estadísticamente significativo. Por lo tanto, los márgenes de interferencia pueden determinarse suponiendo que la interferencia combinada por sí misma (sin degradación simultánea por desvanecimiento) puede utilizar el 10% de los márgenes de tiempo referidos en el *recomienda* 3.1.

Hipótesis 2: Si n sistemas comparten el mismo espectro de frecuencias con el sistema deseado al que pueden causar potencialmente interferencia, el margen de tiempo para cada sistema es $1/n$ del margen de tiempo de la interferencia combinada o $1/n$ del 10% del margen de tiempo total en los objetivos de calidad de funcionamiento. Además, se considera de forma separada el efecto de cada una de las fuentes interferentes.

La validez de este método se ilustra en la Fig. 15. Considérese la interferencia causada en un sistema LEO A por una red OSG como la GSO 13. Esta red OSG utiliza control de potencia adaptativo en el enlace ascendente y funciona con estaciones terrenas relativamente pequeñas (antenas de 66 cm de diámetro). Ambas redes tienen una estación terrena ubicada en una latitud de 33° Norte. En la simulación se calcula la probabilidad de interferencia acumulativa tomando como parámetro la longitud relativa del satélite OSG. Como puede observarse en la Fig. 15, los niveles de interferencia de cresta causada al sistema LEO A no dependen en gran medida de la longitud relativa del satélite OSG para una variación de unos $\pm 50^\circ$ del arco a esta latitud. El valor máximo de n para esta estación no OSG sería entonces $100/x$, siendo x la separación mínima en el arco para los OSG a 20/30 GHz en las bandas designadas para el funcionamiento del SFS no OSG y OSG.

Cabe señalar que el valor real de n probablemente no sería igual al máximo. Las coordinaciones OSG a OSG entre administraciones vecinas probablemente reducirán el número de porciones de intervalos visibles con estaciones terrenas OSG ubicadas.

Hipótesis 3: Como consecuencia de la Hipótesis 2, la degradación debida a la interferencia procedente de una sola fuente puede considerarse directamente. Siendo I la potencia de interferencia procedente de una sola fuente y N_T el ruido total del enlace, la degradación, y_{SE} , debida a la interferencia procedente de una sola fuente es:

$$y_{SE} = 10 \log Y \quad (62)$$

siendo:

$$Y = 1 + I/N_T \quad (63)$$

2 Datos de entrada

- Valor umbral de la BER_t (o $(C/N)_t$) y porcentaje del año p durante el cual la BER puede ser peor que BER_t .
- Relación portadora/ruido en condiciones de cielo despejable $(C/N)_{CS}$.
- El número n de redes interferentes que pueden provocar interferencia a corto plazo y que compartirán la misma banda de frecuencias con la red deseada. Para una red deseada no OSG, n es igual al número de otras redes no OSG más el número de posiciones orbitales geoestacionarias interferentes visibles, por encima del ángulo de elevación de funcionamiento mínimo, observadas por la estación terrena de la red no OSG. El número máximo de posiciones OSG interferentes visibles a la estación terrena no OSG es función de la latitud y de la separación orbital OSG mínima que puede lograrse para esa banda particular del SFS.

3 Procedimiento propuesto

Paso 1: A partir de a) y b) de los datos de entrada, se calcula:

$$z_t = (C/N)_{CS} - (C/N)_t \quad \text{dB} \quad (64)$$

Paso 2: A partir de las hipótesis 1 y 2:

$$P(y_{SE} \leq z_t) \geq (1/n) (p/10) \quad \% \quad (65)$$

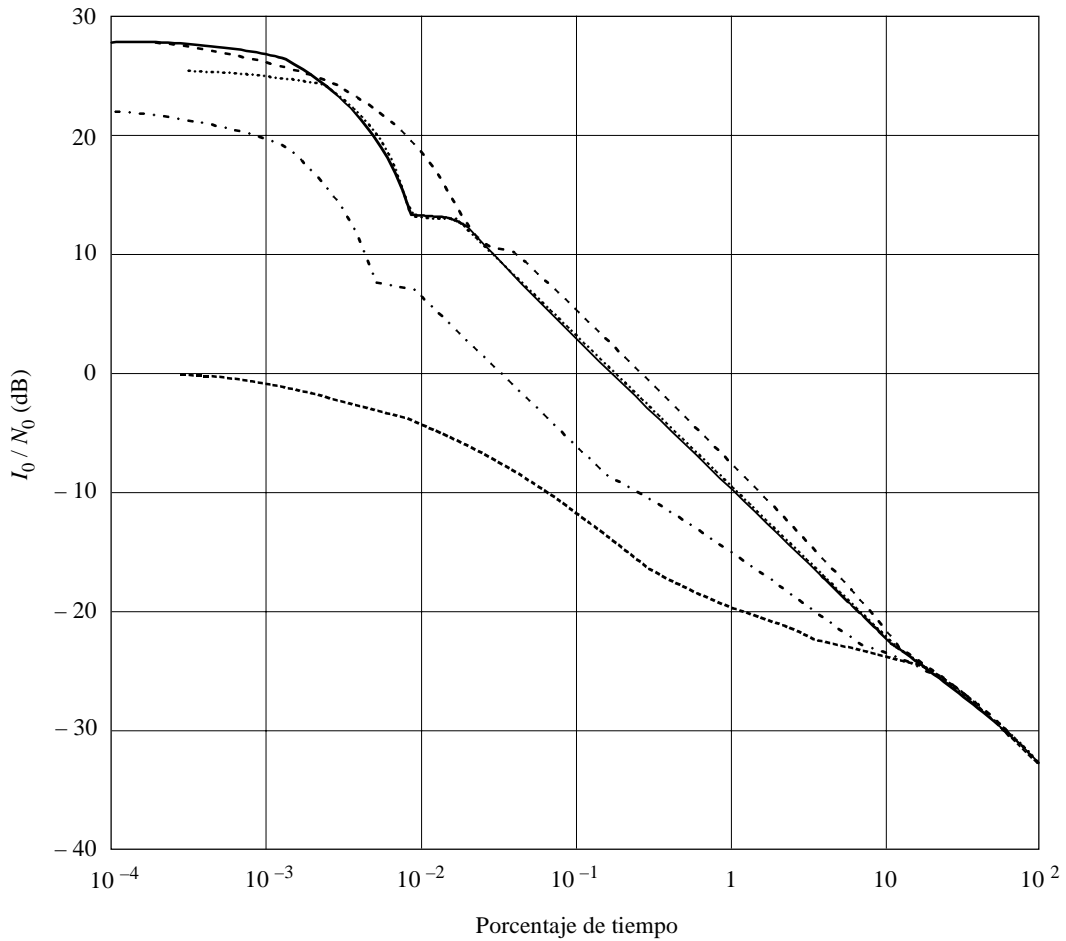
o a partir de (62) y (63):

$$P\left[I \leq (10 z_t / 10 - 1) N_T\right] \geq (0,1/n) (p) \quad (66)$$

que es el nivel admisible de interferencia procedente de una sola fuente.

FIGURA 15

Interferencia en el enlace ascendente causada por el GSO 13 a un sistema LEO A



Longitud delta	Elevación OSG
—	53°
- - -	50°
.....	33°
- . - . -	18°
.....	8°

1323-15

4 Ejemplo 1 de la Metodología B: (LEO A)

Las características del sistema LEO A figuran en el Informe del Presidente del grupo de Trabajo 4A de Radiocomunicaciones, página 204, modificado en enero de 1997 por la reunión del Grupo de Trabajo 4A en coordinación con el Grupo de Trabajo 4B sobre los objetivos de calidad de funcionamiento de un enlace de conexión del SMS no OSG a 20/30 GHz como en el sistema LEO A. Las características del sistema LEO A se resumen en el Cuadro 1. Los datos de entrada a efectos de determinar los márgenes de interferencia son los siguientes:

a) $BER_t = 10^{-5}$ con una $C/N = 6,4$ dB para los enlaces ascendente y descendente.

El objetivo de tiempo de interrupción combinado para estos dos enlaces es $p = 0,1\%$.

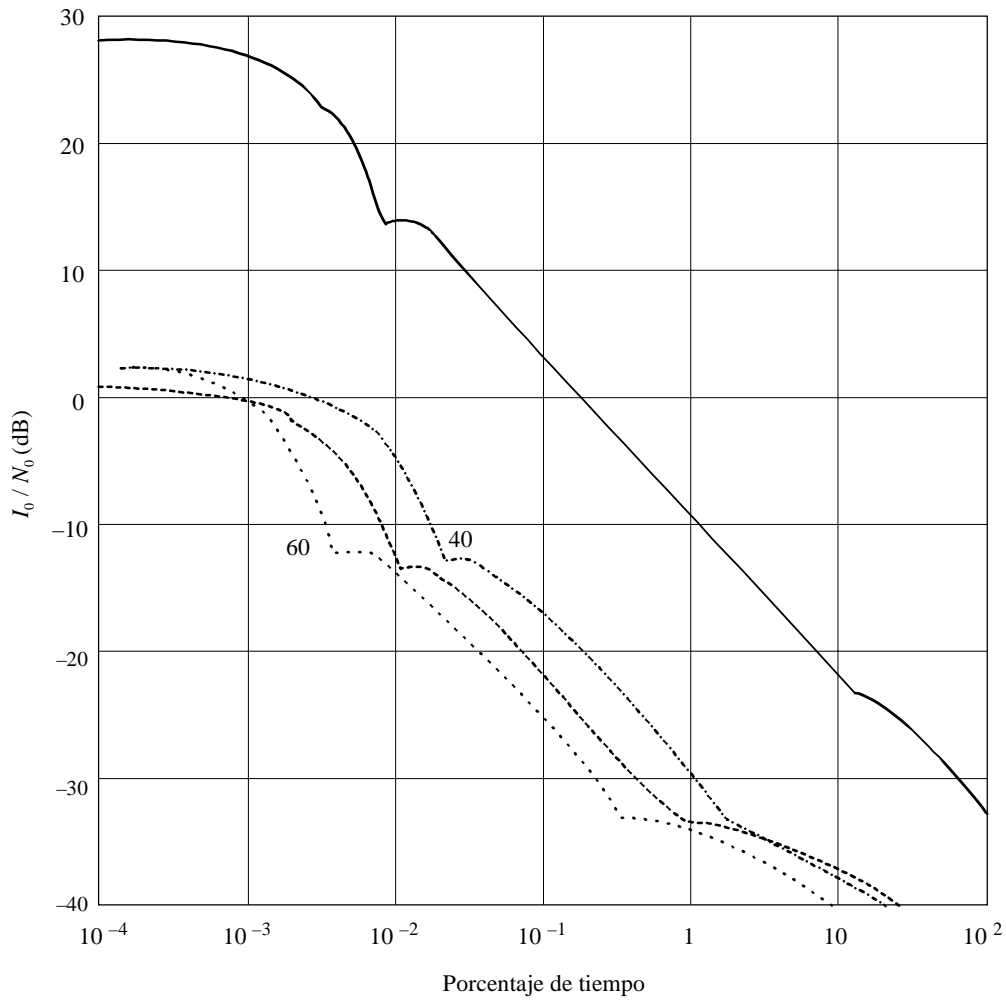
b) $(C/N)_{CS} - (C/N)_t = 10,7 - 6,4 = 3,1$ dB.

c) En consecuencia, los márgenes de interferencia procedentes de una sola fuente son:

$$P[I/N_T \leq 0,2 \text{ dB}] \geq (1/n) 0,01\%$$

d) n debe determinarse. La Fig. 16 es un cálculo de muestra de la interferencia de enlace ascendente procedente de un terminal GSO 13 situado a 5° Sur de la estación terrena no OSG. La interferencia procedente de una sola red es aproximadamente igual a la interferencia combinada durante el 0,01% del tiempo.

FIGURA 16
Estadísticas de probabilidad acumulativa de interferencia en el enlace ascendente causada a un sistema LEO A por un GSO 13



Longitud delta	Elevación OSG
————— 00°	53° coubicada
----- 00°	53° no OSG 5° N
- - - - - 40°	33° no OSG 5° N
..... 60°	18° no OSG 5° N

CUADRO 1

Características de un sistema LEO A en 20/30 GHz

Parámetro	Valor
Nombre del sistema	LEO A (Informe de la Reunión Preparatoria a la Conferencia de 1995 (RPC-95))
Banda de funcionamiento (GHz)	20/30
Número de satélites	66
Altura orbital (km)	780
Tipos de servicio	Enlaces de conexión para los enlaces del SMS más funcionamiento de la red y datos de control del satélite
Enlaces entre satélites	Sí
Antenas de la estación terrena	De seguimiento, monoimpulso, 3 m de diámetro
Número de estaciones terrenas	10-20 estaciones de cabecera en todo el mundo cada una de ellas conectada a la RTPC local
Modulación/acceso	MDP-4 MDT/AMDF
Velocidades de datos en las estaciones de cabecera	3,125 Mbit/s aumentando hasta 6,250 Mbit/s
Codificación de canal	Viterbi de índice 1/2
Ángulo de elevación de funcionamiento mínimo (grados)	10
Control de potencia	Adaptativo para determinación de distancias y meteorología
Márgenes del enlace meteorológico	<i>Control de potencia</i> : 25 dB en el enlace ascendente, 10 dB en el enlace descendente
Objetivos de calidad de funcionamiento	BER a largo plazo $< 1 \times 10^{-7}$, disponibilidad: 99,9% del año. Indisponible cuando $BER > 1 \times 10^{-5}$ o $C/N < 6,4$ dB

5 Ejemplo 2 de la Metodología B: (LEO B)

Las características del sistema LEO B figuran en el Informe del Presidente del Grupo de Trabajo 4A de Radiocomunicaciones, página 204. Los datos de entrada para calcular los márgenes de interferencia son los siguientes:

- $p = 0,1\%$
- $(C/N)_{CS} - (C/N)_I = 3$
- Debe determinarse N .

Como resultado, los márgenes de interferencia procedente de una sola fuente son:

$$P[I \geq N_T] \leq (1/N) 0,01\%$$

CUADRO 2

**Objetivos de calidad de funcionamiento/requisitos para el SFS OSG
(Enlaces de conexión del SMS no OSG)**

Parámetro	Valor
Nombre del sistema	LEO B
Descripción del sistema (SFS OSG, SFS no OSG o SMS no OSG)	Enlace de conexión del SMS no OSG
Frecuencias (GHz):	
– Tierra-espacio	29,1-29,4
– espacio-Tierra	19,3-19,6
Longitud del trayecto en espacio libre (km)	
– mínima (ángulo de elevación de 90°)	10 355
– máxima (ángulo de elevación de 10°)	14 403
Ángulo de elevación entre la estación terrena y el satélite (grados)	
– mínimo	10
– máximo	90
Enlaces entre satélites (sí o no) (en caso afirmativo proporciónese la información correspondiente)	No
Tipo de mensaje (voz, datos, vídeo, radiobúsqueda, mensajería, etc.)	Voz, datos, radiobúsqueda, mensajería
Velocidad de transmisión de datos	Variable, dependiendo de las aplicaciones
Modulación	MDP-4 (AMDF/AMDC)
FEC (tipo)	Código convolucional Índice = ¾ a ½, K = 9
Comportamiento de la red (valores de diseño) Disponibilidad (%)	≥ 99,9 (enlaces de conexión)
Criterios sobre interferencia aceptable	El umbral de interferencia $I_0/N_0 > 0$ dB no debe rebasarse durante más del 0,01% del tiempo

PARTE 3

Metodología C

La calidad de funcionamiento a la salida de un enlace por satélite, que por definición comprende un enlace ascendente y un enlace descendente, en un sistema del SFS OSG o no OSG queda degradada por la interferencia causada en el enlace ascendente y/o en el enlace descendente por otros sistemas que funcionan en las mismas frecuencias. Si en el diseño del sistema se tiene en cuenta un cierto nivel de interferencia entre sistemas, las interferencias adicionales debidas a otros sistemas son tolerables siempre que las degradaciones del enlace continúen manteniéndose dentro de los objetivos de calidad de funcionamiento. Los límites aceptables de la interferencia combinada para el enlace ascendente y descendente pueden determinarse a partir de los parámetros de calidad de funcionamiento para el enlace de satélite del SFS deseado, como se indica en b), con la ayuda de algunos otros datos de entrada para el mismo enlace, como también se indican a continuación:

- a) BER_0 : Valor de la BER para el que está diseñado el enlace por satélite del SFS deseado en condiciones de cielo despejado y un cierto nivel de interferencia entre sistemas como se expresa en el § c);
- b) BER_i y \bar{t}_i , $i = 1, 2, \dots, n$, $BER_i < BER_0$, donde BER_i y \bar{t}_i se definen de forma tal que la BER del enlace por satélite del SFS deseado puede ser peor que la BER_i debida a la interferencia entre sistemas que no ha sido debidamente tenida en cuenta en el § a), durante no más de una fracción del tiempo indicado por \bar{t}_i y los índices 1, 2, ..., n constituyen el conjunto de los objetivos de calidad de funcionamiento (BER_i , \bar{t}_i);

c) $\alpha_0^{(u)} \equiv I_0^{(u)} / N_t^{(u)}$ e $\alpha_0^{(d)} \equiv I_0^{(d)} / N_t^{(d)}$, siendo $I_0^{(u)}$ e $I_0^{(d)}$ los niveles de interferencia compensados para el enlace ascendente y el enlace descendente del enlace por satélite del SFS deseado; es decir, la BER_0 en el § a) se obtiene suponiendo la presente simultánea de $I_0^{(u)}$ en el enlace ascendente e $I_0^{(d)}$ en el enlace descendente, siendo $N_t^{(u)}$ y $N_t^{(d)}$ las densidades espectrales de ruido térmico total, incluidas las interferencias dentro del sistema, ligadas exclusivamente al enlace ascendente y al enlace descendente, respectivamente;

d) $BER_0^{(u)}$ y $BER_0^{(d)}$ para un enlace por satélite del SFS con demodulación-remodulación (procesamiento a bordo), siendo $BER_0^{(u)}$ y $BER_0^{(d)}$ los valores de la BER atribuidos al enlace ascendente y al enlace descendente, respectivamente, para la BER_0 definida en el § a), con $BER_0^{(u)} + BER_0^{(d)} = BER_0$ o, si no se conoce este valor, puede suponerse razonablemente que $BER_0^{(u)} = BER_0^{(d)} = BER_0/2$;

e) $\bar{y}_{ud} \equiv [C^{(u)} / (N_t^{(u)} + I_0^{(u)})] / [C^{(d)} / (N_t^{(d)} + I_0^{(d)})]$ para un enlace por satélite del SFS con guiondas acodado; es decir, la relación entre la CNR (relación portadora/ruido) en el enlace ascendente y la CNR en el enlace descendente siendo $C^{(u)}$ y $C^{(d)}$ respectivamente las potencias de portadora recibidas en el enlace ascendente y en el enlace descendente en las condiciones de los § a) y c) o, si no se conoce este valor, puede utilizarse $\bar{y}_{ud} = 1$.

Por consiguiente, los siguientes niveles de interferencia combinada causados por el resto de sistemas que comparten el mismo espectro son aceptables dentro de los objetivos de calidad de funcionamiento indicados anteriormente basados en el Apéndice 2.

Caso 1: Para un enlace por satélite del SFS con demodulación-remodulación:

$$\alpha_i^{(u)} \equiv I_i^{(u)} / N_t^{(u)} = \left[1 + \alpha_0^{(u)} \right] \left[\log BER_0^{(u)} / \log BER_i^{(u)} \right]^{1/c_i} - 1 \quad (67a)$$

en el enlace ascendente

$$\alpha_i^{(d)} \equiv I_i^{(d)} / N_t^{(d)} = \left[1 + \alpha_0^{(d)} \right] \left[\log BER_0^{(d)} / \log BER_i^{(d)} \right]^{1/c_i} - 1 \quad (67b)$$

en el enlace descendente

solamente durante una fracción del tiempo, \bar{t}_i , sujeto a la condición:

$$BER_i^{(u)} + BER_i^{(d)} = BER_i \quad (68)$$

y:

$$BER_i^{(u)} > BER_0^{(u)} \quad \text{y} \quad BER_i^{(d)} > BER_0^{(d)} \quad (69)$$

siendo $BER_0^{(u)}$ y $BER_0^{(d)}$, los valores de la BER logrados en el enlace ascendente y en el enlace descendente, respectivamente, sin ninguna interferencia entre sistemas como se define en el § d). Obsérvese que una $BER_i^{(u)}$ ($BER_i^{(d)}$) más pequeña corresponde a un nivel de interferencia más reducido en el enlace ascendente (enlace descendente) y, en consecuencia, admite un mayor nivel de interferencia en el enlace descendente (enlace ascendente), y viceversa. Cuando $BER_i^{(u)} < BER_0^{(u)}$, $\alpha_i^{(u)} < \alpha_0^{(u)}$; es decir, el enlace ascendente sufre menos interferencia que la que se tuvo en cuenta inicialmente para realizar el diseño del enlace pero la atribución en exceso tiene sólo una influencia marginal en el enlace descendente puesto que el satélite con demodulación-remodelación mantiene los bits erróneos pero no el ruido de la interferencia, del enlace ascendente al enlace descendente. Puede hacerse la misma observación para el caso de $BER_i^{(d)} < BER_0^{(d)}$.

Caso 2: Para un enlace por satélite del SFS con guiondas acodado

$$\alpha_i^{(u)} \equiv I_i^{(u)} / N_t^{(u)} = (1 + \alpha_0^{(u)}) \bar{x}_i^{(u)} - 1 \quad (70a)$$

en el enlace ascendente

$$\alpha_i^{(d)} \equiv I_i^{(d)} / N_t^{(d)} = (1 + \alpha_0^{(d)}) \bar{x}_i^{(d)} - 1 \quad (70b)$$

en el enlace descendente

solamente durante la fracción del tiempo, \bar{t}_i , sujeto a la condición:

$$\bar{x}_i^{(u)} + \bar{y}_{ud} \bar{x}_i^{(d)} = (1 + \bar{y}_{ud}) \bar{x}_i, \bar{x}_i = (\log BER_0 / \log BER_i)^{1/c_i} \quad (71)$$

$$\bar{x}_i^{(u)} \geq 1 / \left(1 + \alpha_0^{(u)}\right), \bar{x}_i^{(d)} \geq 1 / \left(1 + \alpha_0^{(d)}\right) \quad (72)$$

donde:

$$\bar{x}_i^{(u)} \equiv \left(N_t^{(u)} + I_i^{(u)}\right) / \left(N_t^{(u)} + I_0^{(u)}\right) \quad (73a)$$

$$\bar{x}_i^{(d)} \equiv \left(N_t^{(d)} + I_i^{(d)}\right) / \left(N_t^{(d)} + I_0^{(d)}\right) \quad (73b)$$

En este caso, $\bar{x}_i^{(u)}$ ($\bar{x}_i^{(d)}$) es la relación entre la CNR designada y la CNR modificada para el enlace ascendente (enlace descendente), y \bar{x}_i es la relación referida al enlace global por satélite. Obsérvese nuevamente que los intercambios de nivel de interferencia entre el enlace ascendente y el enlace descendente similares al caso de demodulación-remodulación también se aplican en este caso. Estos intercambios son más profundos aquí porque el satélite con guiondas acodado transporta el ruido y la interferencia del enlace ascendente al enlace descendente. En particular, una $\bar{x}_i^{(u)}$ ($\bar{x}_i^{(d)}$) más pequeña corresponde a un menor nivel de interferencia para el enlace ascendente (enlace descendente) permitiendo de esa forma un mayor nivel de interferencia al enlace descendente (enlace ascendente) y viceversa. Cuando $\bar{x}_i^{(u)} < 1$, $\alpha_i^{(u)} < \alpha_0^{(u)}$; es decir, el enlace ascendente sufre menos interferencia que la que se tuvo en cuenta inicialmente en el diseño del enlace y la atribución en exceso se traslada al enlace descendente. También en este caso pueden hacerse observaciones similares al caso en el que $\bar{x}_i^{(d)} < 1$.

El número de casos de interferencia englobados por el índice i en cualquier caso se adapta al número de objetivos de calidad de funcionamiento especificados en el § b). Además, el valor de c_i que aparece en las ecuaciones anteriores puede obtenerse directamente de la curva de calidad de funcionamiento BER en función de E_b/N_0 del enlace por satélite del SFS deseado según la siguiente ecuación:

$$c_i \approx 10 \log \left(\log BER_0 / \log BER_i \right) / \left(10 \log x_0 / x_i \right) \quad (74)$$

siendo x_0 y x_i los valores absolutos de E_b/N_0 con los que se logra BER_0 y BER_i , respectivamente, como se indica en los § a) y b), definiéndose el índice i según el conjunto de objetivos de calidad de funcionamiento del § b). Alternativamente, c_i puede considerarse que toma el valor 2,5. Este valor corresponde a los esquemas de codificación más agresivos utilizados en los módems de satélite actualmente disponibles para los cuales la curva BER en función E_b/N_0 tienen una pendiente muy fuerte resultando unos niveles de interferencia tolerable más reducidos para una determinada gama de degradaciones de la BER.

Para resumir, puede decirse que los límites de interferencia combinada para el enlace ascendente y el enlace descendente de un enlace por satélite del SFS OSG o no OSG, expresados como fracciones de las densidades espectrales de interferencia dentro del sistema y ruido térmico total asociadas con los enlaces respectivos pueden determinarse basándose en los objetivos de calidad de funcionamiento y en algunos otros datos de entrada. Las ecuaciones adecuadas para los casos de demodulación-remodulación y guiondas acodado se indican bajo los encabezamientos correspondientes. En el Apéndice 2 figuran más detalles sobre su obtención.

En conclusión, debe señalarse que por lo que se refiere únicamente al enlace ascendente o al enlace descendente, basta utilizar una de las dos ecuaciones indicadas tras el encabezamiento del Caso 1, es decir (67a) o (67b), independientemente de que el sistema por satélite sea de demodulación-remodulación o guiondas acodado. Por consiguiente, el análisis de un solo enlace es simplemente un caso especial de esta metodología.

1 Ejemplo 1 de la Metodología C

Dados los siguientes datos de entrada para un sistema de satélite con demodulación-remodulación ($c_i = 2,5$):

a) $BER_0 = 2 \times 10^{-12}$

b) $BER_1 = 2 \times 10^{-10}$, $BER_2 = 2 \times 10^{-8}$, $BER_3 = 2 \times 10^{-6}$

$\bar{t}_1 = 1\%$, $\bar{t}_2 = 0,2\%$, $\bar{t}_3 = 0,02\%$

$$c) \quad \alpha_0^{(u)} \equiv I_0^{(u)} / N_t^{(u)} = 0,2 \text{ y } \alpha_0^{(d)} \equiv I_0^{(d)} / N_t^{(d)} = 0,2$$

$$d) \quad BER_0^{(u)} = BER_0^{(d)} = BER_0 / 2 = 1 \times 10^{-12}.$$

Si los bits erróneos están uniformemente distribuidos entre el enlace ascendente y el enlace descendente, es decir:

$$BER_1^{(u)} = BER_1^{(d)} = BER_1 / 2 = 1 \times 10^{-10}$$

$$BER_2^{(u)} = BER_2^{(d)} = BER_2 / 2 = 1 \times 10^{-8}$$

$$BER_3^{(u)} = BER_3^{(d)} = BER_3 / 2 = 1 \times 10^{-6}$$

lo que evidentemente satisface las limitaciones en (68) y (69), los límites de interferencia para el enlace ascendente y el enlace descendente determinados a partir de (67a) y (67b) son:

$$I_1^{(u)} / N_t^{(u)} = I_1^{(d)} / N_t^{(d)} = 1,2 \times \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-10} \right)^{1/2,5} - 1 = 0,29$$

$$I_2^{(u)} / N_t^{(u)} = I_2^{(d)} / N_t^{(d)} = 1,2 \times \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-8} \right)^{1/2,5} - 1 = 0,41$$

$$I_3^{(u)} / N_t^{(u)} = I_3^{(d)} / N_t^{(d)} = 1,2 \times \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-6} \right)^{1/2,5} - 1 = 0,58$$

durante no más de los porcentajes de tiempo respectivos especificados en el § b). Como se ha anticipado, el sistema altamente codificado descrito por el valor de c_i da lugar a una pequeña gama de variaciones de los límites de interferencia con respecto a una amplia gama de BER.

Si el objetivo de calidad de funcionamiento se define en términos de un solo valor de BER, como por ejemplo que la BER no debe ser peor de 2×10^{-10} durante al menos el 99% del tiempo (es decir, la BER puede ser peor que $BER_1 = 2 \times 10^{-10}$ como mucho el $\bar{t}_1 = 1\%$ del tiempo), sólo es necesario llevar a cabo la evaluación de la interferencia correspondiente a esta especificación. En particular, a partir del cálculo anterior, será aceptable si los niveles de interferencia normalizados para los enlaces ascendente y descendente son peores que 0,29 durante no más del 1% del tiempo.

2 Ejemplo 2 de la Metodología C

Con los mismos datos de entrada que en el ejemplo 1 de la Metodología C, pero suponiendo que el enlace ascendente no tolera ninguna degradación de la BER (es decir, $BER_1^{(u)} = BER_2^{(u)} = BER_3^{(u)} \approx BER_0^{(u)} = 1 \times 10^{-12}$) y, en consecuencia, de acuerdo con (68), $BER_i^{(d)} \approx BER_i$, $i = 1, 2, 3$, la expresión (67a) da lugar a:

$$I_1^{(u)} / N_t^{(u)} = I_2^{(u)} / N_t^{(u)} = I_3^{(u)} / N_t^{(u)} = \alpha_0^{(u)} = 0,2$$

y

$$I_1^{(d)} / N_t^{(d)} = 1,2 \times \left[\log 10^{-12} / \log (2 \times 10^{-10}) \right]^{1/2,5} - 1 = 0,31$$

$$I_2^{(d)} / N_t^{(d)} = 1,2 \times \left[\log 10^{-12} / \log (2 \times 10^{-8}) \right]^{1/2,5} - 1 = 0,43$$

$$I_3^{(d)} / N_t^{(d)} = 1,2 \times \left[\log 10^{-12} / \log (2 \times 10^{-6}) \right]^{1/2,5} - 1 = 0,62$$

Evidentemente el enlace ascendente no puede tolerar más interferencia de la que se ha tenido en cuenta en el diseño del sistema. Por otro lado, el enlace descendente presenta únicamente ligeros incrementos de los límites de interferencia en comparación con el ejemplo anterior, aun cuando el enlace ascendente no acepte ninguna interferencia adicional a la del valor del diseño inicial. Esto confirma que los compromisos entre las atribuciones de interferencia a los enlaces ascendente y descendente en un sistema de demodulación-remodulación son marginales.

3 Ejemplo 3 de la Metodología C

Considérese un sistema de satélites de guiondas acodado ($c_i = 2,5$) con los siguientes datos de entrada:

- a) $BER_0 = 1 \times 10^{-12}$
- b) $BER_1 = 1 \times 10^{-10}$, $BER_2 = 1 \times 10^{-8}$, $BER_3 = 1 \times 10^{-6}$
 $\bar{t}_1 = 1\%$, $\bar{t}_2 = 0,2\%$, $\bar{t}_3 = 0,02\%$
- c) $\alpha_0^{(u)} \equiv I_0^{(u)} / N_t^{(u)} = 0,2$ y $\alpha_0^{(d)} \equiv I_0^{(d)} / N_t^{(d)} = 0,2$
- d) $\bar{y}_{ud} = 1$.

Si las degradaciones de la CNR son las mismas para el enlace ascendente y el enlace descendente, es decir $\bar{x}_i^{(u)} = \bar{x}_i^{(d)}$, $i = 1, 2, 3$, en ese caso $\bar{x}_i^{(u)} = \bar{x}_i^{(d)} = \bar{x}_i = (\log BER_0 / \log BER_i)^{1/c_i}$ de acuerdo a (71). En consecuencia, a partir de (70a) y (70b), se obtiene:

$$I_1^{(u)} / N_t^{(u)} = I_1^{(d)} / N_t^{(d)} = 1,2 \times \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-10} \right)^{1/2,5} - 1 = 0,29$$

$$I_2^{(u)} / N_t^{(u)} = I_2^{(d)} / N_t^{(d)} = 1,2 \times \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-8} \right)^{1/2,5} - 1 = 0,41$$

$$I_3^{(u)} / N_t^{(u)} = I_3^{(d)} / N_t^{(d)} = 1,2 \times \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-6} \right)^{1/2,5} - 1 = 0,58$$

4 Ejemplo 4 de la Metodología C

Si en el ejemplo 3 de la Metodología C se supone que el enlace ascendente no aceptará ninguna interferencia, es decir $I_1^{(u)} = I_2^{(u)} = I_3^{(u)} \approx 0$, lo que según (73a) corresponde a $\bar{x}_1^{(u)} = \bar{x}_2^{(u)} = \bar{x}_3^{(u)} \approx 1/(1 + \alpha_0^{(u)}) = 1/1,2$ y satisface la ecuación (72), según (71), $\bar{x}_i^{(d)} = 2 \times (\log BER_0 / \log BER_i)^{1/c_i} - 1/1,2$ $i = 1, 2, 3$. Por consiguiente, (70b) se convierte en $I_i^{(d)} / N_t^{(d)} = 2,4 \times (\log BER_0 / \log BER_i)^{1/c_i} - 2$. Específicamente:

$$I_1^{(d)} / N_t^{(d)} = 2,4 \times \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-10} \right)^{1/2,5} - 2 = 0,58$$

$$I_2^{(d)} / N_t^{(d)} = 2,4 \times \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-8} \right)^{1/2,5} - 2 = 0,82$$

$$I_3^{(d)} / N_t^{(d)} = 2,4 \times \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-6} \right)^{1/2,5} - 2 = 1,17$$

En comparación con el ejemplo 3 de la Metodología C, los límites de interferencia del enlace descendente son mucho más elevados como resultado de una interferencia nula en el enlace ascendente. Ello indica que un sistema de guiondas acodado permite unos mayores compromisos en la atribución de interferencia a los enlaces ascendente y descendente, a expensas de una potencia de transmisión mucho más elevada desde la estación en tierra, en relación a un sistema de demodulación-remodulación. Por otro lado, si los niveles de interferencia en el enlace descendente alcanzan los valores indicados, no podrá aceptarse ninguna interferencia en el enlace ascendente aunque aparentemente tenga un valor muy reducido.

5 Ejemplo 5 de la Metodología C

Supóngase que los datos indicados a continuación se especifican para un enlace de conexión del SMS (enlace ascendente o descendente):

- a) $BER_0 = 1 \times 10^{-12}$
- b) $BER_1 = 1 \times 10^{-10}$, $BER_2 = 1 \times 10^{-8}$, $BER_3 = 1 \times 10^{-6}$
 $\bar{t}_1 = 1\%$, $\bar{t}_2 = 0,2\%$, $\bar{t}_3 = 0,02\%$
- c) $\alpha_0 \equiv I_0 / N_t = 0,2$.

Los límites de interferencia en este enlace de conexión pueden determinarse a partir (67a) o (67b) ignorando el superíndice u o d , y sus valores normalizados a los correspondientes niveles de ruido del enlace de conexión vienen dados por las siguientes expresiones (suponiendo nuevamente que $c_i = 2,5$):

$$I_1/N_t = 1,2 \times \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-10} \right)^{1/2,5} - 1 = 0,29$$

$$I_2/N_t = 1,2 \times \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-8} \right)^{1/2,5} - 1 = 0,41$$

$$I_3/N_t = 1,2 \times \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-6} \right)^{1/2,5} - 1 = 0,58$$

que están asociadas con los porcentajes de tiempo respectivos especificados en b).

6 Ejemplo 6 de la Metodología C

En el ejemplo 5 de la Metodología C supóngase que se dan, además, los siguientes datos de $BER \sim E_b/N_0$:

$$a) \quad BER_0 = 1 \times 10^{-12} \quad \text{para } x_0 = 9,0 \text{ dB}$$

$$b) \quad BER_1 = 1 \times 10^{-10} \quad \text{para } x_1 = 8,6 \text{ dB}$$

$$BER_2 = 1 \times 10^{-8} \quad \text{para } x_2 = 8,2 \text{ dB}$$

$$BER_3 = 1 \times 10^{-6} \quad \text{para } x_3 = 7,8 \text{ dB}$$

donde $x_i, i = 0, 1, 2, 3$, se refiere a los correspondientes valores E_b/N_0 en la curva $BER \sim E_b/N_0$. c_i en las expresiones (67a) o (67b) se determina a partir de (74) de la forma siguiente (recuérdese que x_0 y x_i en (74) representan los valores absolutos de E_b/N_0 , es decir, $10 \log (x_0/x_i) = x_0 \text{ (dB)} - x_i \text{ (dB)}$):

$$c_1 = 10 \times \log \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-10} \right) / (9,0 - 8,6) = 1,98$$

$$c_2 = 10 \times \log \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-8} \right) / (9,0 - 8,2) = 2,20$$

$$c_3 = 10 \times \log \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-6} \right) / (9,0 - 7,8) = 2,51$$

Estos valores se introducen en (67a) o (67b) para evaluar los límites de interferencia, como se indica a continuación:

$$I_1/N_t = 1,2 \times \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-10} \right)^{1/1,98} - 1 = 0,32$$

$$I_2/N_t = 1,2 \times \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-8} \right)^{1/2,20} - 1 = 0,44$$

$$I_3/N_t = 1,2 \times \left(\log 10^{-12} / \log 10^{-6} \right)^{1/2,51} - 1 = 0,58$$

APÉNDICE 1

AL ANEXO 1

Técnica de cálculo para aplicar la Metodología A del Anexo 1

El presente Apéndice describe una técnica para determinar los niveles de interferencia admisible utilizando la Metodología A del Anexo 1. Esta técnica se basa en la solución de un problema de optimización no lineal adecuadamente definido. Exige una representación paramétrica de las funciones densidad de probabilidad de algunas de las variables que intervienen. Más específicamente, la degradación debida al desvanecimiento y otras variaciones en el tiempo de las características del enlace y la degradación debida a cada red interferente se supone que tienen funciones densidad de probabilidad que pueden aproximarse de manera aceptable por funciones constantes por segmentos. Conviene señalar que también pueden utilizarse otras representaciones paramétricas.

La técnica de cálculo aquí descrita supone que el efecto de la componente de interferencia procedente de la red i -ésima puede representarse aumentando la potencia de ruido de N_T a $Y_i N_T$. Por consiguiente, la degradación y_i debida a la red interferente i -ésima (dB) es:

$$y_i = 10 \log Y_i \quad (75)$$

Se supone además que las funciones densidad de probabilidad de las variables aleatorias x (véase la ecuación (1)) e y_i , $i = 1, \dots, N$, se han parametrizado como funciones constantes por segmentos como se ilustra en las Figs. 17 y 18.

Dado que $p_x(X)$ es uno de los datos de entrada requeridos, los parámetros (β_m, e_m) , $m = 1, \dots, M$ de la Fig. 17 se suponen conocidos. Obsérvese que β_0 puede obtenerse a partir de estos parámetros mediante la relación:

$$\beta_0 = 1 - \beta_1 - \sum_{m=2}^M \beta_m (e_{m-1} - e_m) \quad (76)$$

En la Fig. 18, los parámetros d_k , $k = 1, \dots, K$ se suponen conocidos mientras que los valores de los parámetros α_k , $k = 1, \dots, K$ deben determinarse resolviendo el conjunto de desigualdades que figura en el Paso 6 de la Metodología A del Anexo 1. La función $f(\alpha_1, \dots, \alpha_K)$ en la Fig. 18 tiene la expresión:

$$f(\alpha_1, \dots, \alpha_K) = 1 - \alpha_1 - \sum_{k=2}^K \alpha_k (d_{k-1} - d_k) \quad (77)$$

La determinación de los parámetros $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_K$ se realiza resolviendo el adecuado problema de optimización no lineal. Específicamente se propone determinar los valores de $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_K$ que minimizan (77) con las limitaciones expresadas en la ecuación (18), garantizando a la vez que $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_K$ y $f(\alpha_1, \dots, \alpha_K)$ toman valores positivos. En otras palabras, los parámetros $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_K$ se determinan minimizando (77) con las limitaciones

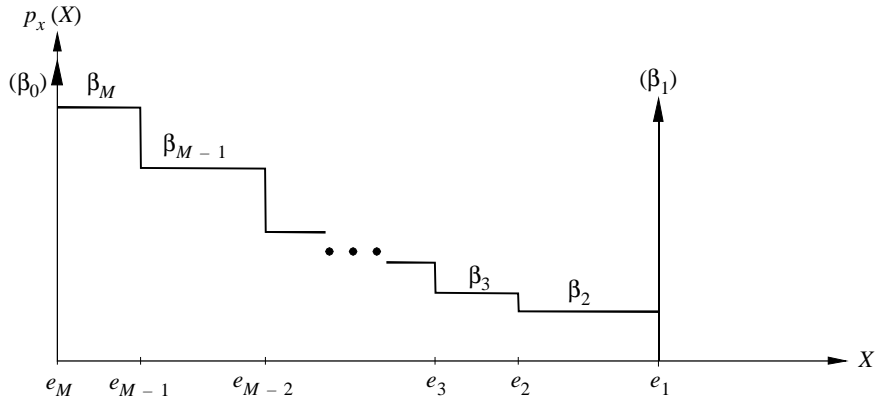
$$r_j(\alpha_1, \dots, \alpha_K) = P(z \geq z_j) \leq \frac{P_j}{100} \quad \text{para } j = 1, \dots, J \quad (78)$$

$$f(\alpha_1, \dots, \alpha_K) \geq 0 \quad (79)$$

$$\alpha_k \geq 0 \quad \text{para } k = 1, \dots, K \quad (80)$$

FIGURA 17

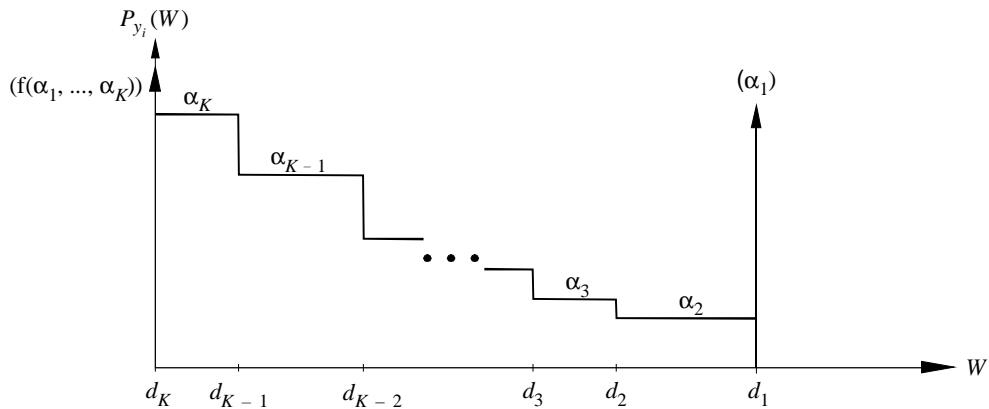
Función densidad de probabilidad de la degradación, x , debida al desvanecimiento y a otras variaciones en el tiempo de las características del enlace. Representación paramétrica



1323-17

FIGURA 18

Función densidad de probabilidad de la degradación, y_i , debida a la red interferente i -ésima. Representación paramétrica



1323-18

La técnica de cálculo descrita en este Anexo se ha utilizado para determinar los niveles de interferencia admisible en el ejemplo 1 de la Metodología A (Casos 1 y 2) del Anexo 1. En este ejemplo, el problema de optimización no lineal que debe resolverse consiste en minimizar:

$$f(\alpha_1, \alpha_2) = 1 - \alpha_1 - 2,5 \alpha_2 \tag{81}$$

con las siguientes limitaciones

$$r_1(\alpha_1, \alpha_2) = P(z \geq 2,5) \leq 0,5/100 \tag{82}$$

$$r_2(\alpha_1, \alpha_2) = P(z \geq 1,5) \leq 1,0/100 \tag{83}$$

$$f(\alpha_1, \alpha_2) \geq 0 \tag{84}$$

$$\alpha_k \geq 0 \quad \text{para } k = 1, 2 \tag{85}$$

Teniendo en cuenta (82) la limitación indicada en (83) se aproximó mediante la expresión:

$$r_2(\alpha_1, \alpha_2) - r_1(\alpha_1, \alpha_2) = P(1,5 \geq z \geq 2,5) \leq 0,005 \tag{86}$$

En el Caso 1 del ejemplo 1 de la Metodología A, que considera sólo una red interferente ($N = 1$), las limitaciones del problema (82), (86), (84) y (85) respectivamente pasan a ser, tras algunas manipulaciones algebraicas, las siguientes:

$$1,991 \alpha_1 + 0,01375 \alpha_2 \leq 0,001 \tag{87}$$

$$-0,0275 \alpha_1 + 12,36125 \alpha_2 \leq 0,035 \tag{88}$$

$$1 - \alpha_1 - 2,5 \alpha_2 \geq 0 \tag{89}$$

$$\alpha_k \geq 0 \quad \text{para } k = 1, 2 \tag{90}$$

La solución de este problema de optimización (en este caso lineal) se ilustra en la Fig. 19 en la que las limitaciones 1 y 2 corresponden a las condiciones (87) y (88), respectivamente. Los contornos de valor constante de $f(\alpha_1, \alpha_2)$ también aparecen en esta Figura. Con la técnica de cálculo propuesta se obtiene la solución representada por el punto A ($\alpha_1 = 0,0004827$, $\alpha_2 = 0,0028325$). Las máscaras de margen de interferencia asociadas con esta solución se expresan mediante las ecuaciones (24) a (29).

Al resolver el Caso 2 del ejemplo 1 de la metodología A, que considera dos redes interferentes ($N = 2$), las funciones $r_1(\alpha_1, \alpha_2)$ y $r_2(\alpha_1, \alpha_2)$, que aparecen en las limitaciones (82) y (86) no son lineales. Su cálculo, utilizando la Metodología A del Anexo 1, no es sencillo y exige el empleo de ordenadores. La solución a este problema de optimización no lineal puede alcanzarse mediante las técnicas usuales de programación no lineal. La Fig. 20 ilustra la solución óptima a este problema. En esta Figura las limitaciones 1 y 2 corresponden a las condiciones (82) y (86) respectivamente. También se muestran en esta Figura los contornos de valor constante de $f(\alpha_1, \alpha_2)$. La técnica de cálculo propuesta conduce a la solución representada por el punto A ($\alpha_1 = 0,0002388$, $\alpha_2 = 0,00142239$). Las máscaras de margen de interferencia asociadas con esta solución se representan mediante las ecuaciones (30) a (35).

FIGURA 19
Soluciones para α_1 y α_2 en el ejemplo 1 de la Metodología A (Caso 1)

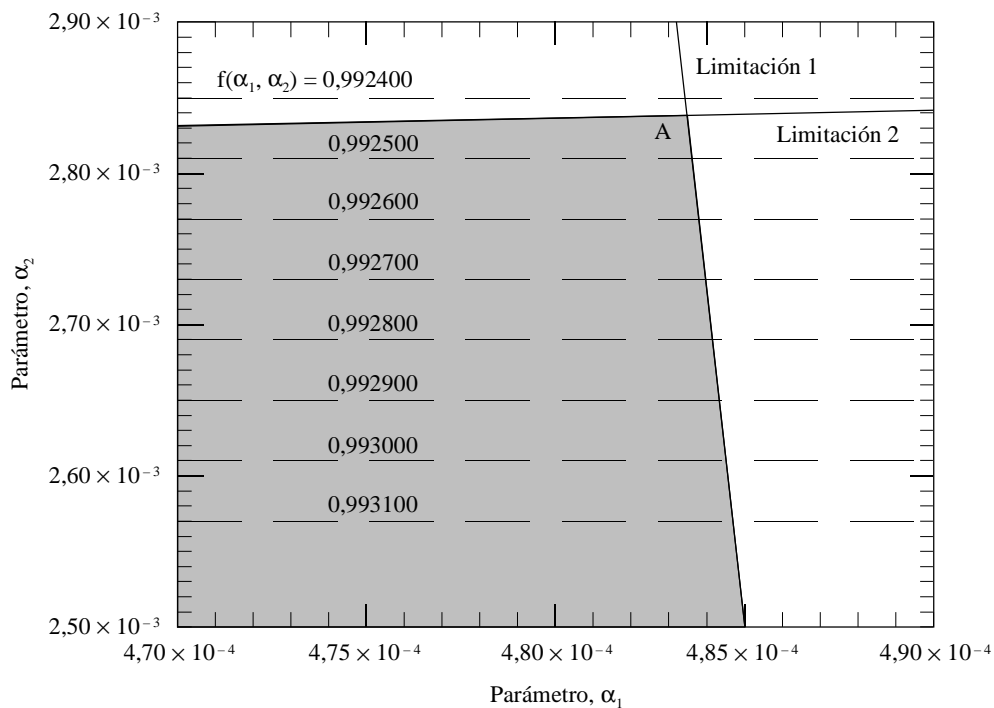
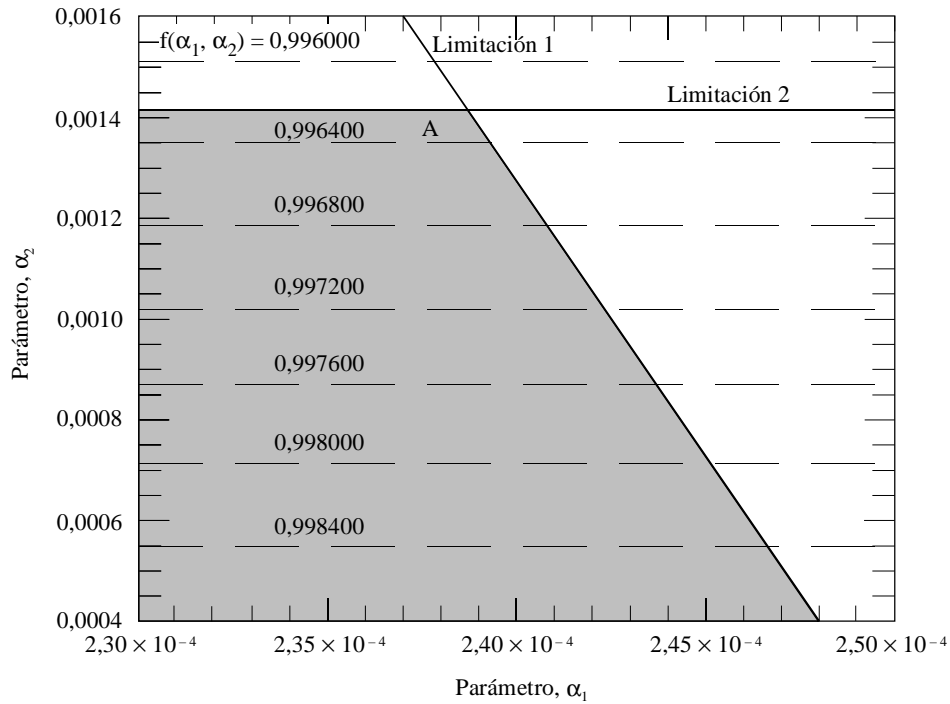


FIGURA 20
Soluciones para α_1 y α_2 en el ejemplo 1 de la Metodología A (Caso 2)



1323-20

APÉNDICE 2
AL ANEXO 1

Obtención de las ecuaciones de interferencia para la Metodología C del Anexo 1

Los enlaces por satélite que funcionan en las bandas de 20/30 GHz pueden aproximarse en gran medida por un canal de ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN) cuyo comportamiento puede definirse por la siguiente expresión:

$$BER \approx a \exp(-bx^c), \quad x = E_b / (N_t + I_t) \tag{91}$$

Siendo, E_b la energía de la señal convencional por bit de información y N_t e I_t las densidades espectrales de interferencia y ruido térmico total, respectivamente, en el receptor del enlace por satélite del SFS. Además, a es una constante próxima a la unidad; b y c dependen de la modulación y de los esquemas de codificación empleados en el enlace, b se compensa en el proceso de obtención como resultará evidente más adelante y se demostrará que c puede calcularse de acuerdo con la ecuación (74).

Como $a \approx 1$, se deduce de (91) que:

$$x^c \approx - (\ln BER) / b \tag{92}$$

con lo que se obtiene la expresión:

$$\bar{x}_i \equiv x_0 / x_i = (\log BER_0 / \log BER_i)^{1/c_i} \tag{93}$$

donde c se expresa como c_i puesto que se trata de la pendiente entre dos puntos en la curva de BER en función de x en una escala logarítmica ampliada y presenta una ligera dependencia sobre la situación del punto indexado por i , suponiendo que el punto indexado por 0 es un punto de referencia común. (93) es equivalente a la ecuación (74).

Para un satélite del SFS con demodulación-remodulación, tanto el enlace ascendente como el enlace descendente tienen un receptor digital y cumplen la expresión (93), obteniéndose la BER del enlace por satélite mediante la suma de las BER en el enlace ascendente y el enlace descendente solamente si son reducidas ($< 10^{-3}$). Asociando las cantidades con los enlaces adecuados, se obtiene:

$$\bar{x}_i^{(l)} \equiv x_0^{(l)} / x_i^{(l)} = \left(N_t^{(l)} + I_i^{(l)} \right) / \left(N_t^{(l)} + I_0^{(l)} \right) = \left(1 + \alpha_i^{(l)} \right) / \left(1 + \alpha_0^{(l)} \right), \quad l = u, d \quad (94)$$

Como $l = u, d$ se refiere al enlace ascendente y al enlace descendente, respectivamente, se obtienen las dos ecuaciones en el caso de demodulación-remodulación.

Para un satélite del SFS con guiondas acodado, por otro lado, el ruido y la interferencia se acumulan en el satélite de acuerdo con la conocida relación portadora/ruido:

$$1 / y = 1 / y^{(u)} + 1 / y^{(d)} \quad (95)$$

siendo y la relación entre la potencia de portadora y la suma de las potencias de ruido e interferencia del enlace global por satélite, mientras que $y^{(u)}$ e $y^{(d)}$ están asociadas, respectivamente, con el enlace ascendente y el enlace descendente únicamente. Con los niveles de interferencia en el enlace ascendente y en el enlace descendente especificados en los § c) y e) de la Metodología C, la expresión (95) puede escribirse de la forma siguiente:

$$1 / y_0 = 1 / y_0^{(u)} + 1 / y_0^{(d)} = 1 / y_0^{(u)} + \bar{y}_{ud} / y_0^{(u)}, \quad \bar{y}_{ud} = y_0^{(u)} / y_0^{(d)} \quad (96)$$

es decir:

$$y_0^{(u)} / y_0 = 1 + \bar{y}_{ud} \quad (97)$$

Además, suponiendo los niveles de interferencia que van a determinarse, (95) pasa a ser

$$1 / y_i = 1 / y_i^{(u)} + 1 / y_i^{(d)} \quad (98)$$

Como:

$$\bar{x}_i \equiv x_0 / x_i = y_0 / y_i \quad (99)$$

$$\bar{x}_i^{(l)} \equiv y_0^{(l)} / y_i^{(l)} = \left(N_t^{(l)} + I_i^{(l)} \right) / \left(N_t^{(l)} + I_0^{(l)} \right) = \left(1 + \alpha_i^{(l)} \right) / \left(1 + \alpha_0^{(l)} \right), \quad l = u, d \quad (100)$$

donde $l = u, d$ se refiere nuevamente al enlace ascendente y el enlace descendente, respectivamente; se deduce de (98) que:

$$\bar{x}_i / y_0 = \bar{x}_i^{(u)} / y_0^{(u)} + \bar{x}_i^{(d)} / y_0^{(d)} \quad (101)$$

que con la ayuda de (96) y (97), se reduce a:

$$\bar{x}_i^{(u)} + \bar{y}_{ud} \bar{x}_i^{(d)} = \left(1 + \bar{y}_{ud} \right) \bar{x}_i \quad (102)$$

Evidentemente, la expresión (100) proporciona las dos primeras ecuaciones en el caso de guiondas acodado, mientras que la limitación resultante se deriva de la ecuación (102) recordando que (93) se aplica al receptor digital del enlace global por satélite.