

RECOMENDACIÓN UIT-R F.1108-3

Determinación de los criterios para proteger los receptores del servicio fijo de las emisiones procedentes de estaciones espaciales situadas en órbitas de satélites no geoestacionarios y que funcionan en bandas de frecuencias compartidas

(Cuestiones UIT-R 118/9 y UIT-R 113/9)

(1994-1995-1997-2002)

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

considerando

- a) que la Conferencia Administrativa Mundial de Radiocomunicaciones para examinar la atribución de frecuencias en ciertas partes del espectro (Málaga-Torremolinos, 1992) (CAMR-92) ha atribuido a servicios por satélite, a título primario, espectro atribuido también a título primario al servicio fijo;
- b) que puede que los servicios por satélite deseen explotar estaciones espaciales situadas en órbitas de satélites no geoestacionarios (no OSG);
- c) que las emisiones procedentes de estaciones espaciales no OSG y que comparten el mismo espectro pueden producir interferencia en estaciones receptoras del servicio fijo;
- d) que debido a la amplia visibilidad geográfica de las emisiones procedentes de estaciones espaciales no OSG, puede que no sea posible efectuar coordinación de frecuencias con estaciones del servicio fijo;
- e) que los sistemas del servicio fijo deben satisfacer los requisitos de calidad de funcionamiento en las condiciones del mes más desfavorable;
- f) que la degradación de la calidad de funcionamiento de un sistema del servicio fijo depende de la suma de las degradaciones debidas a las emisiones de todas las estaciones espaciales visible a dicho servicio;
- g) que aplicando métodos estadísticos a los resultados obtenidos a partir de simulaciones por ordenador pueden llevarse a cabo estudios sobre el valor de la densidad de flujo de potencia (dfp) en la superficie de la Tierra provocada por emisiones procedentes de estaciones espaciales no OSG,

recomienda

1 que los criterios de compartición de frecuencias para que los sistemas del servicio fijo compartan espectro con estaciones espaciales no OSG tengan en cuenta la dfp combinada resultante de las emisiones de todas las estaciones espaciales visibles desde las estaciones del servicio fijo en cualquier punto de la Tierra;

1.1 que la interferencia tolerable se especifique en términos de dfp (W/m^2) en la anchura de banda acordada;

2 que se determinen los límites de dfp basándose en una aplicación estadística de los principios de la Recomendación UIT-R F.758 para el caso de los sistemas inalámbricos fijos digitales y de la Recomendación UIT-R SF.357 para el caso de los sistemas inalámbricos fijos analógicos (método sometido a estudio);

3 que se tenga debidamente en cuenta el hecho de que la Recomendación UIT-T G.826 (de la que provienen las Recomendaciones UIT-R F.1397 y UIT-R F.1491) impone unos objetivos de característica de error más estrictos para los sistemas inalámbricos fijos digitales;

4 que los límites de dfp tengan en cuenta los parámetros orbitales de las estaciones espaciales que utilizan la banda;

4.1 que se empleen los métodos indicados en el Anexo 1 para determinar las estadísticas sobre visibilidad de las estaciones espaciales que funcionan con órbitas circulares;

4.2 que para determinar la degradación de la calidad de funcionamiento de los sistemas analógicos debida a emisiones procedentes de una sola o varias estaciones espaciales se haga uso de los métodos descritos en el Anexo 2;

4.3 que para determinar la degradación de la calidad de funcionamiento de los sistemas digitales debida a emisiones procedentes de una sola o varias estaciones espaciales se haga uso de los métodos descritos en el Anexo 3 (véase la Nota 1);

4.4 que para determinar los efectos sobre los sistemas digitales que utilizan diversidad debidos a las emisiones procedentes de una sola o varias estaciones espaciales se haga uso de los métodos descritos en el Anexo 4 (véase la Nota 2);

4.5 que para evaluar la no uniformidad de la interferencia en cualquier mes se haga uso de las consideraciones descritas en el Anexo 5;

4.6 que para desarrollar la distribución acumulativa de la relación entre la potencia recibida y la suma de las potencias de ruido y de interferencia y la pérdida del margen de desvanecimiento asociada debida a las emisiones procedentes de una o varias estaciones espaciales se haga uso del método descrito en el Anexo 6 (véase la Nota 3).

4.7 que el Anexo 7 proporciona un ejemplo de metodología que podría utilizarse para determinar la interferencia causada a una estación del servicio fijo por una constelación de satélites no OSG en órbitas circulares o elípticas.

NOTA 1 – El criterio de degradación fraccionaria de la calidad de funcionamiento (DFC) desarrollado en esta Recomendación se aplica a los sistemas del servicio fijo que funcionan en frecuencias en las cuales el desvanecimiento debido a la propagación por trayectos múltiples es la causa principal del desvanecimiento de la señal. Para los trayectos en los cuales la atenuación de la lluvia es la causa principal del desvanecimiento se requieren estudios adicionales. La evaluación del efecto de la interferencia de corta duración, descrita en el § 4 del Anexo 3, requiere nuevos estudios.

NOTA 2 – Generalmente no se utiliza la diversidad en frecuencias inferiores a 3 GHz. Se emplea más a menudo en frecuencias en las cuales el desvanecimiento por trayectos múltiples es la causa principal del desvanecimiento.

NOTA 3 – El método descrito en el Anexo 6 puede utilizarse para evaluar la interferencia de corta duración o para estimar la posible interferencia en las negociaciones bilaterales.

ANEXO 1

Determinación de las estadísticas sobre visibilidad de las estaciones espaciales situadas en órbitas circulares de satélites no geosíncronos observadas por una estación terrenal**1 Introducción**

Para elaborar los criterios de compartición entre los satélites en órbita terrestre baja (LEO) y los sistemas del servicio fijo, es necesario determinar la frecuencia con que será visible un satélite en cualquier dirección desde una posición o estación terrenal en particular, así como la intensidad de la interferencia producida por las emisiones de dicho satélite. El objeto del presente Anexo es desarrollar las ecuaciones necesarias para simular el funcionamiento de un satélite LEO, y por consiguiente, las estadísticas necesarias. El desarrollo es lo suficientemente general como para que los resultados puedan aplicarse a un modelo aleatorio o a un modelo evolutivo en el tiempo.

En el § 2 de este Anexo aparece un desarrollo de las ecuaciones del movimiento de un satélite en órbita circular, en un sistema de coordenadas inercial. En el § 3 se transforman estas ecuaciones a un sistema de coordenadas fijo sobre la Tierra. En el § 4 se calculan el acimut y la distancia del punto subsatelital desde una posición en la superficie de la Tierra. En el § 5 se indican las expresiones para el ángulo de elevación y el ángulo con respecto al eje de puntería del satélite y se describe un criterio sencillo para estimar la visibilidad de un satélite que se encuentra por encima de una ubicación concreta sobre la Tierra.

En todo el desarrollo de las coordenadas centradas en la Tierra se emplea un sistema de coordenadas esféricas dextrógiro (r , θ , λ), siendo r la distancia desde el origen, θ la distancia angular desde el polo Norte y λ el ángulo con vértice en el Polo.

2 El satélite en el marco inercial

Para determinar la posición del satélite en el marco inercial, debe calcularse en primer lugar su ubicación en el plano orbital. Para un cuerpo en órbita circular alrededor de la Tierra esta descripción supone la utilización de cuatro parámetros orbitales Keplerianos, a saber:

R_s : radio orbital, distancia desde el centro de la Tierra al satélite

I : ángulo de inclinación (rad), ángulo formado por el plano orbital y el plano ecuatorial de la Tierra. Varía entre 0 y π ; es inferior a $\pi/2$ si el satélite está orientado hacia el Este y atraviesa el plano ecuatorial de Sur a Norte y superior a $\pi/2$ si el satélite está orientado hacia el Oeste y atraviesa el plano ecuatorial de Sur a Norte

Ω_s : distancia angular (rad) a lo largo del plano ecuatorial desde la referencia cero a la posición del nodo ascendente, intersección donde el plano del satélite atraviesa el plano ecuatorial de Sur a Norte

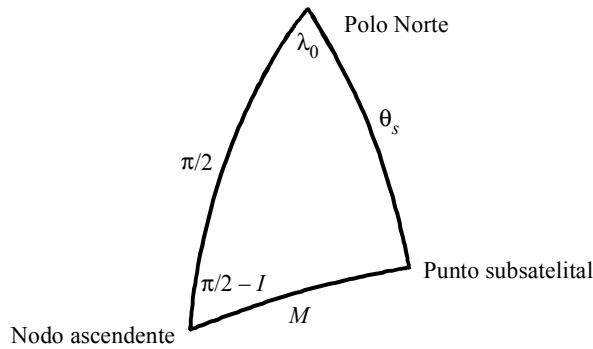
M : anomalía media (rad), arco angular en el plano orbital del satélite medido desde el nodo ascendente hasta la posición del satélite.

Para determinar las coordenadas del satélite en el sistema de coordenadas esféricas inercial, debe calcularse en primer lugar la ubicación del satélite con referencia a Ω_0 , la posición angular o longitud del nodo ascendente, medido al Este del primer punto de Aries. La posición del punto subsatelital viene determinada por θ_s y λ_0 .

Estas coordenadas pueden determinarse por geometría esférica (véase la Fig.1). Aplicando la ley de los cosenos al arc θ_s se obtiene: $\cos \theta_s = \sin M \sin I$. Como θ viene definido en el intervalo $(0, \pi)$:

$$\theta_s = \arccos (\sin M \sin I) \quad (1)$$

FIGURA 1
Triángulo esférico del satélite en el marco inercial



1108-01

De forma similar, aplicando la ley de los cosenos al arc M se obtiene: $\cos M = \sin \theta_s \cos \lambda_0$. Con la ecuación (2) se obtienen los valores de λ_0 para toda la gama $(\theta, 2\pi)$.

$$\lambda_0 = \begin{cases} \arccos (\cos M / \sin \theta_s) & \text{para } \cos I \sin M \geq 0 \\ 2\pi - \arccos (\cos M / \sin \theta_s) & \text{para } \cos I \sin M < 0 \end{cases} \quad (2)$$

3 Transformación a coordenadas terrestres

Estas coordenadas pueden transformarse en coordenadas terrestres equivalentes. Dado que la Tierra gira hacia el Este en un ángulo de 2π rad en 23 h, 56 min y 4,09 s, la longitud Este del punto subsatelital, λ_s , viene dada por:

$$\lambda_s = \lambda_0 + \Omega_s - \Delta E t \quad (3)$$

siendo $\Delta E = 7,292115856 \times 10^{-5}$ rad/s.

Para completar una descripción en el tiempo de la posición del punto subsatelital es preciso tener en cuenta la posición de la órbita así como la del satélite en dicha órbita. El nodo ascendente tiene un movimiento de precesión hacia el Oeste de una velocidad de $9,964 (R_E/R_s)^{3,5} \cos I$ grados/día, siendo $R_E (= 6\,378,14 \text{ km})$ el radio ecuatorial de la Tierra. Por consiguiente, la ubicación del nodo ascendente evoluciona en el tiempo de la forma siguiente:

$$\Omega_s = \Omega_0 - \Delta L t$$

donde:

$$\Delta L = -2,0183 \times 10^{-6} (R_E/R_S)^{3,5} \cos I$$

De esta forma, la ecuación (3) pasa a ser:

$$\lambda_S = \lambda_0 + \Omega_0 - (\Delta L + \Delta E) t \quad (4)$$

El periodo orbital (s) de un satélite en una órbita circular de radio R_S viene dado por $T_S = 9,952004586 \times 10^{-3} R_S^{1,5}$, siendo R_S el radio de la órbita del satélite (km). Por consiguiente:

$$M = M_0 + \Delta M t \quad (5)$$

siendo $\Delta M = 2\pi/T_S$.

4 Distancia y acimut a una estación terrenal

En primer lugar ha de convertirse la posición de la estación terrenal expresada en coordenadas normalizadas de latitud y longitud a coordenadas esféricas. Si L_T es la latitud y Lo_T es la longitud de la estación terrenal, ambos ángulos positivos (grados), las coordenadas esféricas de la estación (rad), θ_T y λ_T , pueden obtenerse mediante las siguientes relaciones:

$$\theta_T = \begin{cases} (\pi/180) (90 - L_T) & \text{para } L_T \text{ latitud Norte} \\ (\pi/180) (90 + L_T) & \text{para } L_T \text{ latitud Sur} \end{cases} \quad (6)$$

$$\lambda_T = \begin{cases} (\pi/180) (Lo_T) & \text{para } Lo_T \text{ longitud Este} \\ (\pi/180) (360 - Lo_T) & \text{para } Lo_T \text{ longitud Oeste} \end{cases} \quad (7)$$

La diferencia de longitud desde la estación terrenal al punto subsatelital, λ_D , es simplemente:

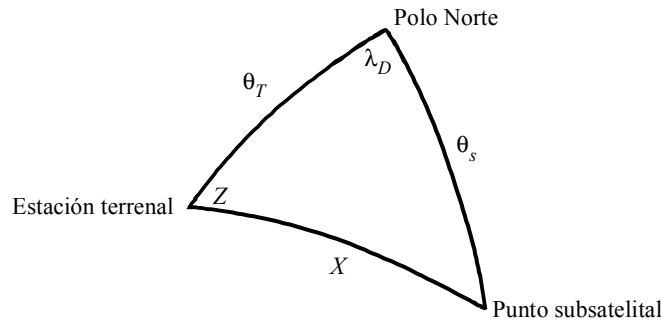
$$\lambda_D = \lambda_S - \lambda_T \quad (8)$$

La distancia, X , entre la estación terrenal y el punto subsatelital en radianes de arco puede determinarse por la ley de los cosenos de la siguiente forma (véase la Fig. 2):

$$X = \arccos (\cos \theta_T \cos \theta_S + \sin \theta_T \sin \theta_S \cos \lambda_D) \quad (9)$$

FIGURA 2

Triángulo esférico para calcular la distancia entre el punto subsatelital y la estación terrenal



El punto subsatelital se encuentra al Este de la estación terrenal si el valor de $\sin \lambda_D$ es mayor que cero y al Oeste, si el valor de $\sin \lambda_D$ es menor que cero. En consecuencia, el acimut Z de la estación al punto subsatelital se obtiene aplicando la ley de los cosenos al arco θ_s en la Fig. 2:

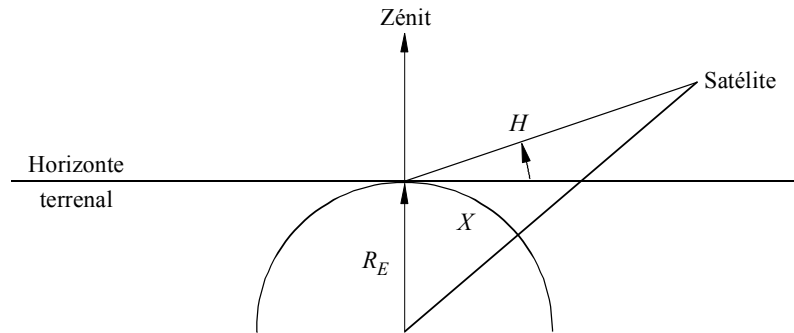
$$Z = \begin{cases} \arccos \left[\frac{\cos \theta_s - \cos \theta_T \cos X}{\sin \theta_T \sin X} \right] & \text{para } \sin \lambda_D \geq 0 \\ 2\pi - \arccos \left[\frac{\cos \theta_s - \cos \theta_T \cos X}{\sin \theta_T \sin X} \right] & \text{para } \sin \lambda_D < 0 \end{cases} \quad (10)$$

5 Elevación del satélite y distancia angular desde el haz principal

El ángulo de elevación, H , del satélite por encima del horizonte de la estación terrenal, suponiendo un ángulo horizontal de 0° , puede obtenerse a partir de la Fig. 3 de la forma siguiente:

$$H = \arctg \left[\frac{\cos X - R_E / R_s}{\sin X} \right] \quad (11)$$

FIGURA 3
Plano determinado por el centro de la Tierra, la estación terrenal y el satélite

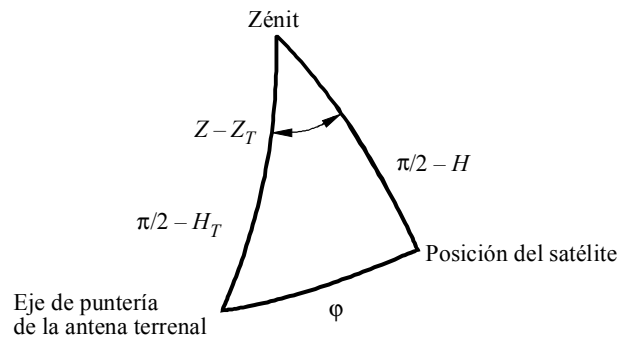


1108-03

Se supone que la antena receptora de la estación terrenal está orientada con un acimut Z_T y un ángulo de elevación H_T rad por encima del horizonte local. La distancia angular φ desde el haz principal de esta antena de la estación terrenal al satélite puede obtenerse considerando el sistema de coordenadas esféricas centrado en la estación terrenal con su eje en dirección del zénit, como se ilustra en la Fig. 4. Aplicando la ley de los cosenos para el lado φ se obtiene:

$$\varphi = \arccos (\sin H_T \sin H + \cos H_T \cos H \cos (Z - Z_T)) \quad (12)$$

FIGURA 4
Triángulo esférico para determinar el ángulo
entre el haz terrenal y el satélite



1108-04

Las ecuaciones (1) a (12) proporcionan un método para simular el entorno de interferencia de una estación terrenal en presencia de un satélite LEO. Es posible introducir algunas simplificaciones. Por ejemplo, normalmente sólo se considera la interferencia procedente de satélites por encima del horizonte. A partir de la ecuación (11), puede deducirse que el satélite se encuentra por encima del horizonte si:

$$\cos X > R_E / R_s = \gamma \quad (13)$$

Introduciendo la ecuación (13) en la (9), es posible obtener una expresión para la gama de longitudes que se encuentran dentro de este círculo de visibilidad para una latitud concreta del punto subsatelital o una anomalía media. Por consiguiente, sólo se necesita evaluar las ecuaciones (10), (11) y (12) en condiciones que pueden determinarse previamente.

ANEXO 2

Simulación de la interferencia en rutas inalámbricas fijas analógicas procedente de satélites LEO

1 Introducción

El presente Anexo describe un programa informático que resuelve las relaciones matemáticas desarrolladas en el Anexo 1. El programa resultante puede utilizarse como herramienta de análisis para examinar la interferencia en redes inalámbricas fijas analógicas simuladas que comparten espectro con satélites LEO representativos de los que pueden funcionar en bandas por debajo de 3 GHz. Se describen un cierto número de ejemplos que comparten las mismas situaciones así como sus resultados.

2 Descripción del modelo

El programa simula matemáticamente el trayecto de una constelación de satélites LEO teniendo en cuenta los efectos de la rotación de la Tierra y de la precesión de la órbita. Para cada $1/2^\circ$ de movimiento del satélite en la constelación se calcula la interferencia producida en cada receptor inalámbrico fijo en una concentración de rutas inalámbricas fijas distribuida aleatoriamente. El programa acumula los datos de densidad de interferencia para cada ruta inalámbrica fija durante el periodo de simulación y convierte estos datos en una distribución de probabilidad para cada ruta, de forma que pueda analizarse por separado la calidad de funcionamiento de cada una de ellas. Los resultados de los ejemplos descritos se comparan con los requisitos de calidad de funcionamiento de referencia representados en la Fig. 1 de la Recomendación UIT-R SF.357. En dicha Recomendación se proponen criterios de comparación para la interferencia de referencia en el caso de sistemas analógicos únicamente.

2.1 Datos de entrada

La simulación permite al operador seleccionar los siguientes parámetros:

- frecuencia,
- latitud y longitud del centro de las rutas inalámbricas fijas,
- ganancia de la antena de recepción del sistema inalámbrico fijo,
- número de rutas de radioenlace que van a analizarse,
- altitud de la órbita del satélite (la misma para cada satélite),
- número de planos orbitales de satélite,
- longitud del nodo ascendente para cada plano,
- inclinación de la órbita (la misma para cada plano),
- número de satélites por plano (el mismo para cada plano),
- nivel de la dfp causada por un satélite observado con un ángulo elevado,
- nivel de la dfp causada por un satélite observado con un ángulo bajo,
- duración (en días) de la simulación.

Las suposiciones incorporadas al modelo incluyen:

- *Para el modelo del sistema inalámbrico fijo:*
 - 50 tramos, rutas de 2 500 km, las direcciones de los tramos se eligen mediante el método de Monte Carlo.
 - Una temperatura de ruido del receptor de 1 750 K.
 - Banda base de 4 kHz de anchura y ruido térmico por tramo de 25 pW.
 - Características de la antena de recepción descritas en la Recomendación UIT-R F.699.
 - Pérdidas (en el alimentador, de conversión) de 3 dB.
- *Para el modelo del sistema de satélites:*
 - Únicamente órbita circular.
 - dfp limitada por la siguiente plantilla:

$$\begin{array}{ll}
 dfp_{baja} & \text{para } 0 \leq \theta \leq 5^\circ \\
 dfp = dfp_{baja} + 0,05 (dfp_{alta} - dfp_{baja}) (\theta - 5) & \text{para } 5^\circ < \theta \leq 25^\circ \\
 dfp_{alta} & \text{para } 25^\circ < \theta \leq 90^\circ
 \end{array}$$

2.2 Datos de salida

La salida del programa consiste en un solo fichero de datos denominado Leo.dat. Se proporciona información para cada ruta inalámbrica fija simulada. La información obtenida se dispone para indicar la duración de los niveles de interferencia recibidos en cada ruta. Se establecen cincuenta gamas de interferencia secuenciales, de 1 dB de anchura y con valores de 1 a 100 000 pW. El programa incrementa de forma automática la gama adecuada de interferencia en cada ruta afectada por un satélite y para cada $1/2^\circ$ de incremento de órbita.

3 Resultados de la simulación

La Recomendación UIT-R SF.357 define límites de interferencia a corto y largo plazo admisibles en un sistema inalámbrico fijo con modulación angular y en bandas compartidas con el servicio fijo por satélite. También aparece en dicha Recomendación una forma de interpolación lineal para determinar los niveles de interferencia admisibles en los instantes de tiempo que transcurren entre los periodos de largo y corto plazo. Como el programa calcula los datos de interferencia como una distribución de probabilidad, es posible evaluar cada caso de compartición estudiado, comparando los resultados del programa con los límites que figuran en la Recomendación UIT-R SF.357.

En la parte derecha de los gráficos de información que aparecen en las Figs. 5 a 9 del presente Anexo se representan los límites de interferencia definidos en la Recomendación UIT-R SF.357. Las curvas a la izquierda de cada Figura representan la interferencia en la ruta inalámbrica fija más afectada para el caso de compartición LEO/servicio fijo considerado.

Por ejemplo, la Fig. 5 presenta un análisis de los efectos de la interferencia causada en el servicio fijo que funciona a 1,5 GHz, 2,0 GHz y 2,5 GHz, fijando el resto de los parámetros del servicio fijo y de LEO. Se han considerado dos grupos de casos. El conjunto inferior de curvas de la Figura representa los efectos de la interferencia causada al servicio fijo por una sola LEO. El segundo grupo de curvas representa los efectos de la interferencia cuando en un plano orbital hay el número suficiente de LEO como para que haya siempre un satélite a la vista. Un sistema de satélites LEO con sólo un satélite constantemente a la vista es una referencia adecuada para esta comparación.

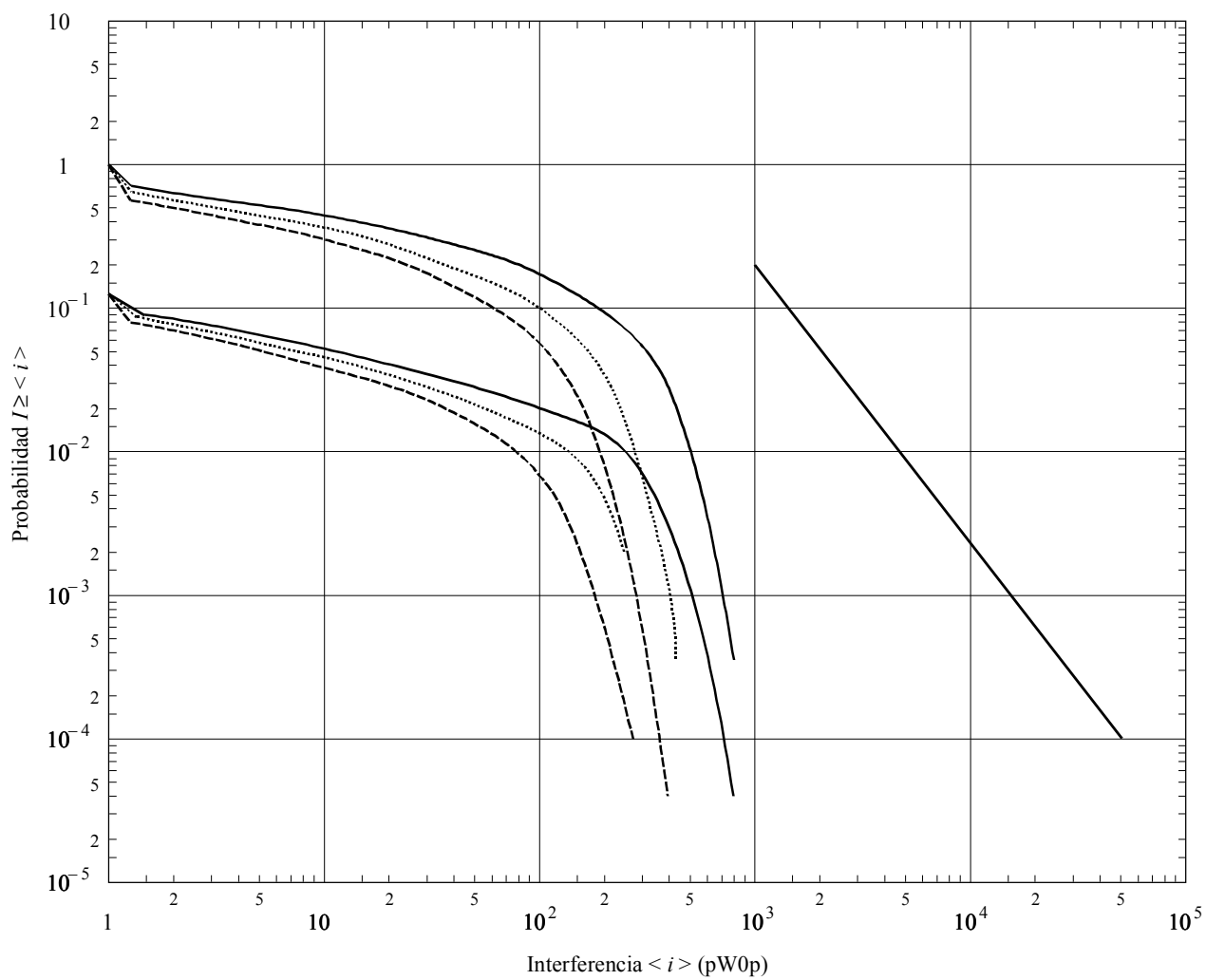
La Fig. 6 muestra los efectos de la modificación de la altitud de la órbita y de los valores de dfp con ángulos de llegada bajos sobre la interferencia recibida por el servicio fijo procedente de un LEO constantemente a la vista. Para este caso de LEO el par de curvas de puntos demuestra ($\text{dfp} = -144 \text{ dB(W/m}^2\text{)}$) (en una anchura de banda de 4 kHz) para todos los ángulos de llegada), como cabría esperar, que la altitud de la órbita, es decir 800 km y 10 330 km, no es un parámetro significativo.

La curva de trazo continuo de la Fig. 6 demuestra que la utilización de haces puntuales por los LEO que funcionan a cualquiera de esas dos altitudes reducirá en gran medida el nivel de interferencia causada al servicio fijo.

La Fig. 7 presenta los resultados de una investigación sobre los efectos de la interferencia en el servicio fijo en función de la latitud de dicho servicio. Las tres curvas de arriba representan las distribuciones de interferencia en el servicio fijo para tres latitudes distintas suponiendo la misma limitación sencilla de visibilidad constante del satélite. Puede deducirse que la latitud no es un parámetro significativo con respecto a la forma de las distribuciones puesto que son razonablemente similares.

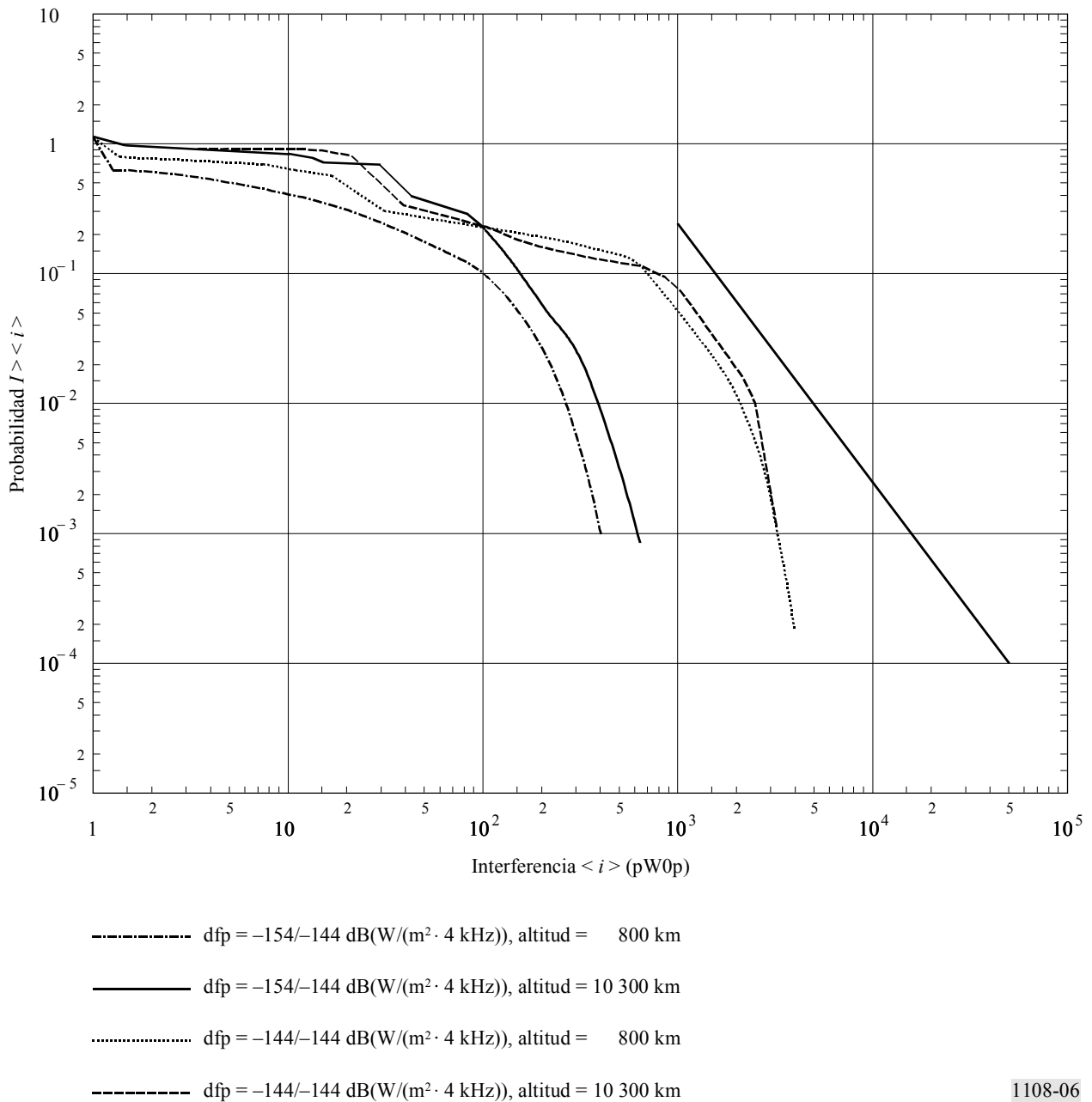
FIGURA 5

Interferencia en el servicio fijo en función de la frecuencia
 (800 km, rutas de 50 tramas, ganancia de antena de 33 dB,
 40° de latitud, $d_{fp} = -154/-144 \text{ dB(W/(m}^2 \cdot 4 \text{ kHz))}$)



— Frecuencia = 1,5 GHz
 Frecuencia = 2,0 GHz
 - - - Frecuencia = 2,5 GHz

FIGURA 6
Interferencia en función de la altitud y la dfp
(Rutas de 50 tramas, 40° de latitud, 2 GHz)



1108-06

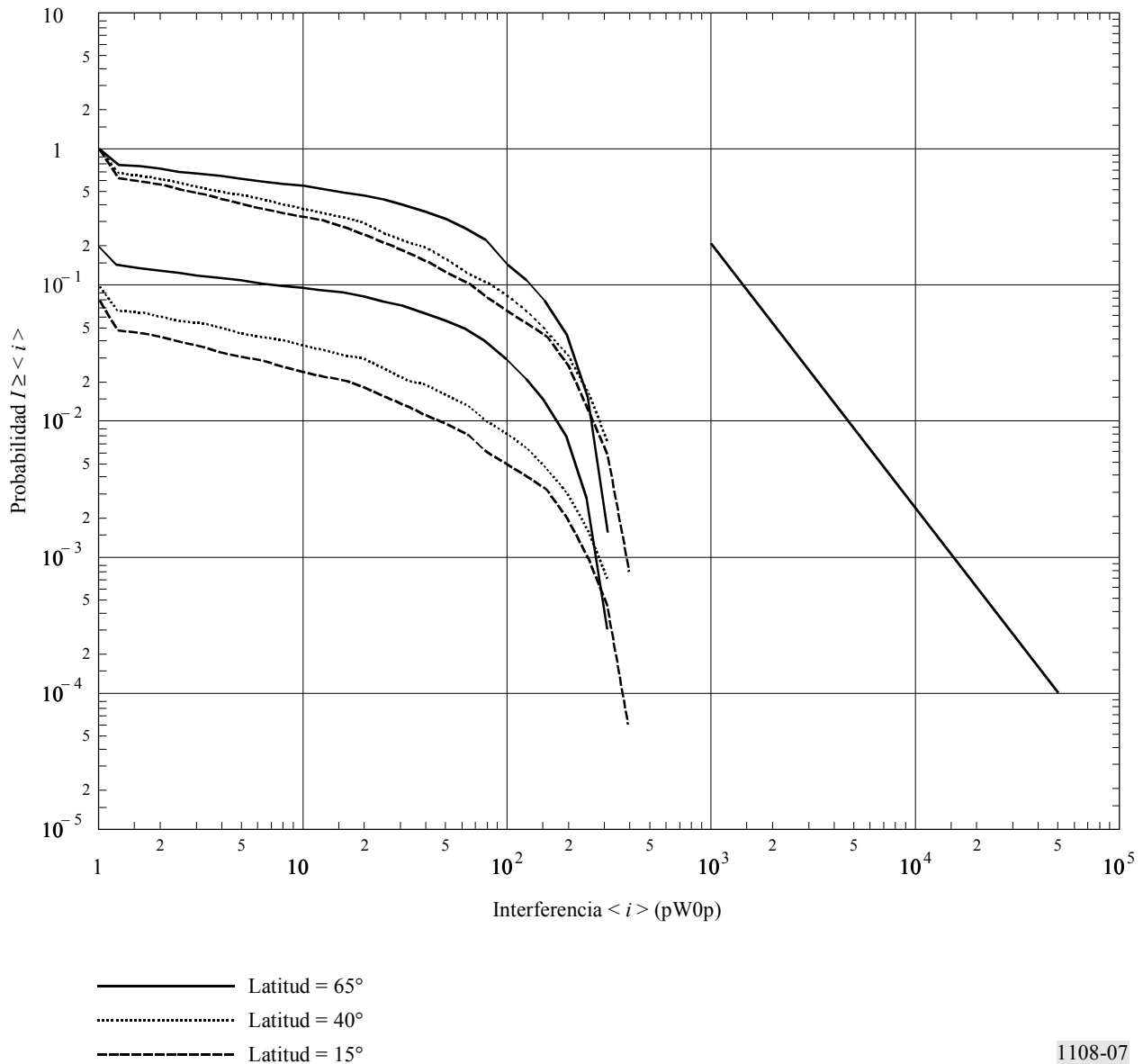
El grupo de las tres curvas inferiores de la Fig. 7 representa las distribuciones de la interferencia recibidas a distintas latitudes procedentes de satélites en una órbita con elevados ángulos orbitales (80°). Es interesante observar que si las curvas representadas se proyectasen sobre el eje y, para $X=0$, representarían aproximadamente el porcentaje de tiempo en que los satélites serían visibles a los sistemas del servicio fijo en las latitudes indicadas. La inversa de dicho número sería aproximadamente igual al número de satélites necesarios para lograr una visibilidad constante de un

solo satélite. Examinando detalladamente las curvas de la Fig. 7 se llega a la conclusión de que se necesitaría un número menor de satélites para iluminar de forma continua los sistemas de latitudes más elevadas, puesto que la distribución para las rutas inalámbricas fijas con latitud de 65° parece interceptar el eje y en un punto mucho más elevado.

FIGURA 7

Interferencia (i) pW en una banda de 4 kHz

Interferencia en el servicio fijo en función de la latitud
(50 tramas, antena de 33 dB de ganancia, $\text{dfp} = -154/-144 \text{ dB(W/(m}^2 \cdot 4 \text{ kHz))}$, 2 GHz)



1108-07

Este hecho puede verificarse de forma intuitiva considerando que por cada órbita de un sistema de satélites muy inclinado, cada satélite en el plano sería visible durante un porcentaje de tiempo en ubicaciones terrenales situadas en latitudes más al Norte o al Sur, mientras que los emplazamientos terrenales en latitudes medias o más bajas pueden no ser visibles a una parte de ciertas órbitas. Ello sugiere que los LEO optimizados para dar servicio en latitudes medias y más bajas provocarían más interferencias en sistemas terrenales de mayor latitud puesto que en los emplazamientos terrenales de mayor latitud sería visible un porcentaje más elevado de satélites en órbita.

Por último, las Figs. 8 y 9 ilustran los efectos de la interferencia causada en el servicio fijo por constelaciones de satélites que pueden representar sistemas de explotación prácticos. Ambos sistemas se han dispuesto de forma que desde los emplazamientos terrenales a los que debe darse servicio son visibles constantemente de 3 a 6 satélites. La Fig. 8 se refiere a una constelación de satélites consistente en 6 planos orbitales circulares con 11 satélites por plano. Todos los planos tienen la misma inclinación ($86,5^\circ$) y la misma altitud del satélite (780 km). La Fig. 9 muestra la distribución de interferencia que cabe esperar de una constelación de 12 satélites a una altitud de 10370 km. Los satélites están dispuestos en 3 planos orbitales separados 120° , con inclinaciones de 56° y 4 satélites por plano.

FIGURA 8

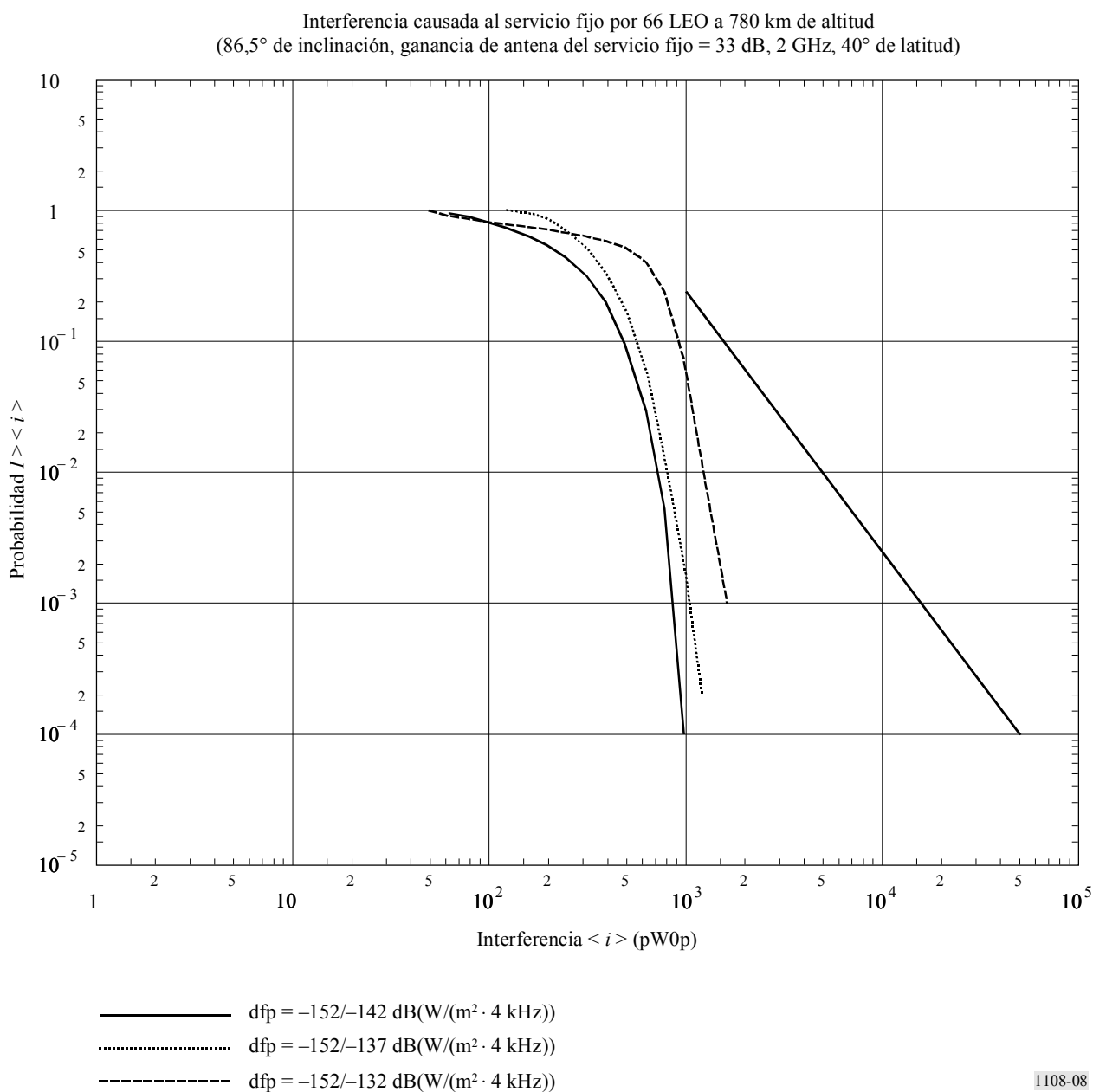
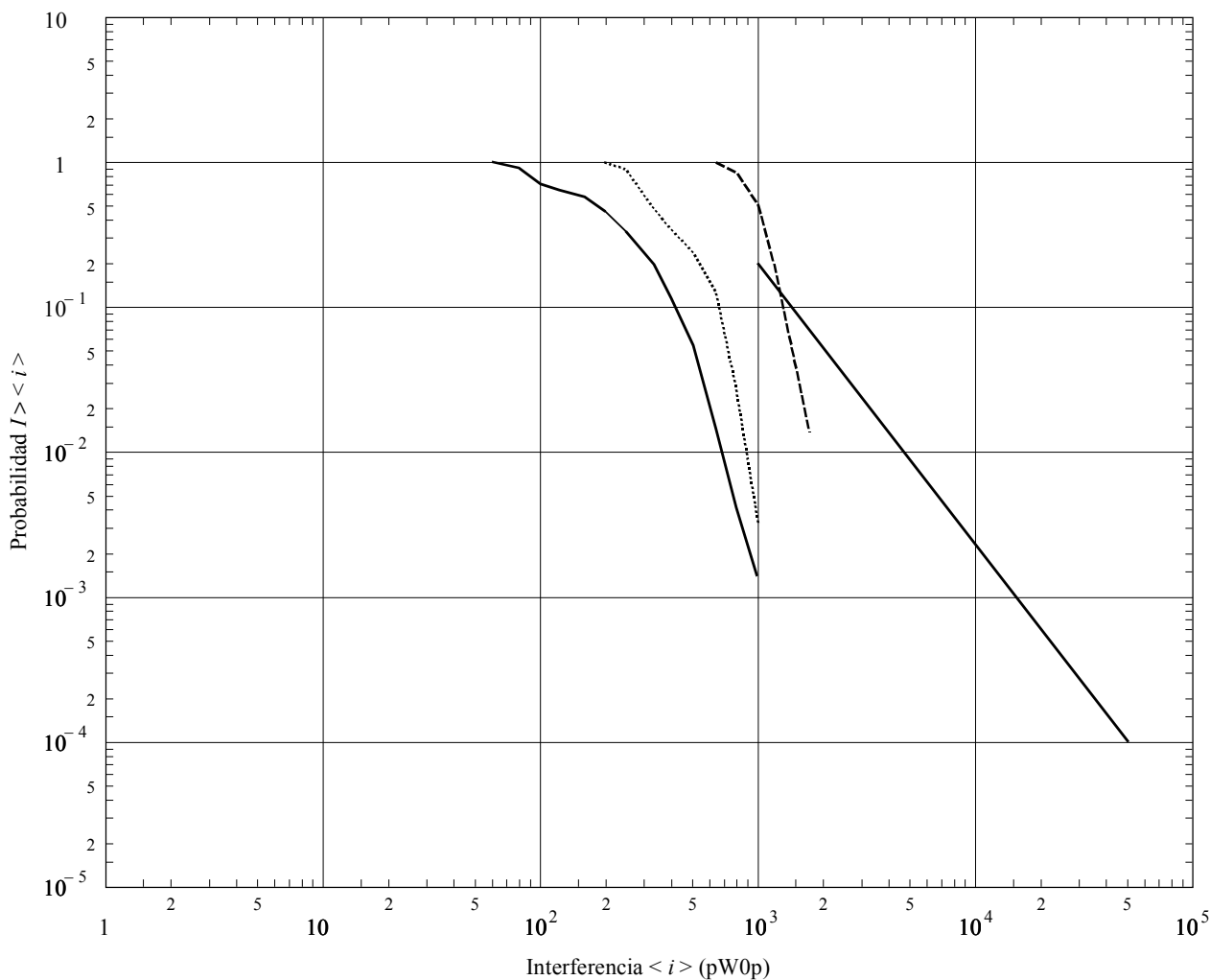
Interferencia (i) pW en una de banda 4 kHz

FIGURA 9

Interferencia (i) pW en una de banda 4 kHz

Interferencia causada al servicio fijo por 12 LEO a 10 370 km de altitud
(56° de inclinación, ganancia de la antena del servicio fijo = 33 dB, 2 GHz, 40° de latitud)



————— $dfp = -152/-142 \text{ dB(W/(m}^2 \cdot 4 \text{ kHz))}$

..... $dfp = -152/-137 \text{ dB(W/(m}^2 \cdot 4 \text{ kHz))}$

----- $dfp = -152/-132 \text{ dB(W/(m}^2 \cdot 4 \text{ kHz))}$

1108-09

4 Conclusiones

Debido al parámetro de tiempo introducido por los LEO, el análisis de compartición adquiere mayor dificultad y en algunos aspectos importantes difiere del estudio de compartición con los satélites OSG. Por el momento no existe un método completo para establecer los requisitos de protección del servicio fijo en un entorno de LEO. Ello es especialmente cierto en lo relativo a la compartición con sistemas inalámbricos fijos digitales. La Recomendación UIT-R SF.357 proporciona un criterio que podría ser útil a efectos de establecer los límites de dfp para la compartición con rutas inalámbricas fijas analógicas. Sin embargo, como el objetivo de la Recomendación UIT-R SF.357 es fijar los criterios de compartición con los satélites OSG, puede que sea conveniente revisarla con respecto a la compartición con redes de satélites LEO.

Suponiendo la validez de la Recomendación UIT-R SF.357 puede parecer que, en situaciones en que existe un número limitado de satélites LEO visibles al servicio fijo, podría haber una compartición entre las redes inalámbricas fijas analógicas y los sistemas LEO siempre que pudiesen controlarse los ángulos de llegada bajos de las emisiones que producen la dfp. También es evidente que para ángulos de llegada elevados, los límites de las emisiones que provocan la dfp procedentes de los sistemas LEO rebasarían los niveles establecidos actualmente para los sistemas de satélites OSG. Evidentemente es necesario realizar más estudios al respecto y se propone el desarrollo y empleo de métodos de simulación para llevar a cabo dichos estudios.

ANEXO 3

Determinación de los efectos de las emisiones procedentes de estaciones espaciales no OSG sobre receptores de microondas digitales del servicio fijo

1 Introducción

El desarrollo de criterios para la compartición de banda entre el servicio fijo y los servicios espaciales que utilizan satélites LEO requiere comprender los efectos producidos por las emisiones de tales satélites en la calidad de funcionamiento de los receptores terrenales digitales. El presente Anexo describe un método para evaluar dichos efectos en las radiocomunicaciones digitales utilizando simulación por ordenador para desarrollar los valores estadísticos de la potencia interferente que recibiría en una ubicación determinada una antena receptora apuntada en una cualquiera de un conjunto de direcciones. La simulación utiliza las ecuaciones orbitales desarrolladas en el Anexo 1 y es válida para los casos de un sólo satélite o una constelación uniforme de satélites. Las cantidades específicas desarrolladas incluyen:

- el porcentaje de tiempo durante el cual la potencia interferente recibida rebasa un nivel determinado, y
- el incremento fraccionario en la probabilidad de que no se cumpla un criterio de calidad de funcionamiento concreto.

En los § 2 y 3 del presente Anexo figuran descripciones detalladas de los elementos de la simulación; en el § 4 se muestra el desarrollo de las expresiones relativas a la degradación de la calidad de funcionamiento y en el § 5 se indican algunos resultados representativos de interés.

2 Simulación estadística

La simulación desarrolla los valores estadísticos de la interferencia considerando la interferencia recibida desde cada una de las N_a posiciones igualmente espaciadas en una órbita. El conjunto total de interferencias se obtiene considerando N_0 órbitas con sus nodos ascendentes igualmente espaciados alrededor del Ecuador. Aunque esta situación puede que no sea la más representativa en muchos casos, es la suposición más favorable o tolerante en lo que respecta a la compartición puesto que dispersa la interferencia de la manera más amplia posible a través de la superficie de la Tierra. En estudios ulteriores deben considerarse las consecuencias de esta suposición así como las de suponer órbitas circulares.

Evidentemente, para un sólo satélite, existen $N_a \times N_0$ posibles posiciones de interferencia. Por consiguiente, la probabilidad asociada a cada uno de ellos es $1/(N_a N_0)$.

En caso de varios satélites en una constelación uniforme también se considera fácilmente. Una constelación uniforme consiste en un conjunto de satélites distribuidos en una serie de planos orbitales idénticos y uniformemente espaciados. Cada plano orbital contiene el mismo número de satélites uniformemente espaciados en la órbita. La cobertura más uniforme y la situación de compartición más tolerante se obtiene cuando los conjuntos de satélites están en fase. Ello significa que cuando un satélite en una órbita atraviesa el Ecuador, hay un satélite en cada uno de los planos orbitales que atraviesa el Ecuador en el mismo sentido.

En términos de las cantidades antes definidas, si N_a es un múltiplo entero del número de satélites por órbita, N_{spo} , y N_0 es un múltiplo entero del número de planos orbitales, N_{orb} , en la constelación, el número de estados únicos de la constelación es simplemente $(N_0/N_{orb})(N_a/N_{spo})$.

3 Determinación de la interferencia

Se supone que las emisiones del satélite están limitadas de forma convencional: por una dfp de bajo nivel para ángulos de elevación, en la Tierra, por debajo de un límite inferior y por una dfp de mayor nivel para ángulos de elevación por encima de un límite superior, existiendo una variación lineal para ángulos de elevación comprendidos entre los límites. La dfp viene especificada en dB(W/(m² · MHz)).

La ganancia de antena, $G_R(\varphi)$, del receptor terrenal es la que especifica la Recomendación UIT-R F.699 tomando la ganancia, el diámetro y la frecuencia como parámetros independientes. El área eficaz aplicable para determinar la potencia interferente recibida debida a una dfp para un ángulo, φ , viene dada por la expresión:

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R(\varphi)$$

donde λ (m).

4 Simulación por modelo del efecto de la interferencia sobre los sistemas digitales

La probabilidad de interrupción de un sistema digital se expresa a menudo por la siguiente ecuación:

$$P_0 = C \left[10^{-MDE/10} + 10^{-MDT/10} + 10^{-(C/I - CNC)/10} \right] \quad (14)$$

siendo:

- C : constante que depende de las condiciones meteorológicas, del terreno y de los parámetros del enlace
- MDE : margen de desvanecimiento dispersivo (dB)
- MDT : margen de desvanecimiento térmico (dB)
- C/I : relación entre la potencia de la señal sin desvanecimiento y el valor del ruido equivalente de la potencia interferente (dB)
- CNC : valor de la relación portadora/ruido con el cual se satisface exactamente el criterio de calidad de funcionamiento (dB).

Los sistemas digitales modernos normalmente presentan márgenes de desvanecimiento dispersivo mayores que sus márgenes de desvanecimiento térmico y tienden a crecer. Por consiguiente, a efectos de la interferencia puede ignorarse el primer término de la ecuación (14). Si bien la potencia interferente de ruido equivalente provocada por una fuente interferente específica en un receptor concreto puede ser inferior que la potencia medida, para consideraciones generales de compartición, especialmente cuando existen varias fuentes de interferencia, puede suponerse de forma conservadora que la interferencia tiene el mismo efecto que un ruido térmico con la misma potencia. Como la diferencia (dB) entre la relación portadora sin desvanecimiento/ruido y la relación portadora crítica/ruido (CNC) es el margen de desvanecimiento de ruido térmico (MDT), el incremento fraccionario de P_0 , que es la probabilidad de que se rebase el objetivo de calidad de funcionamiento, es igual a la relación entre la potencia interferente, I , y la potencia de ruido, N_T , medidas ambas en el detector, en vatios o en vatios por unidad de anchura de banda. Es decir, el incremento fraccionario es igual a I/N_T para una potencia de interferencia constante, I . Con objeto de simplificar la discusión, tal incremento de P_0 se denominará degradación fraccionaria de la calidad de funcionamiento (DFC) o porcentaje de degradación de la calidad de funcionamiento.

Si una fuente interferente ha provocado una potencia de interferencia I_i parte de un mes, f_i , y ha estado ausente el resto del mes, la degradación fraccionaria incremental de la calidad de funcionamiento debida a esta interferencia vendría dada por la expresión:

$$\Delta P_{0,i} = \frac{I_i f_i}{N_T}$$

La DFC debida a un conjunto de sucesos donde el suceso i -ésimo consiste en la fracción de tiempo en que la interferencia tiene una potencia, I_i , viene dada por:

$$DFC = \sum \Delta P_{0,i} = \sum \frac{I_i f_i}{N_T} \quad (15)$$

extendiéndose el sumatorio para todos los sucesos de interferencia. El sumatorio de $I_i f_i$ es el equivalente discreto al primer momento de la distribución de probabilidad de la potencia de interferencia en el receptor puesto que f_i es la probabilidad de que dicha potencia tenga un valor comprendido entre I_i e $I_i + \Delta I_i$.

La DFC puede expresarse igualmente como una pérdida del margen de desvanecimiento (FML) (dB), siendo:

$$FML = 10 \log (1 + DFC) \quad (16)$$

mientras que el nivel de interferencia medio por encima del ruido térmico se expresa en dB como $10 \log DFC$.

Si bien la ecuación (14) se ha utilizado fundamentalmente con referencia a la aparición de interrupción, es decir la probabilidad de que la proporción de errores en los bits del receptor rebase el valor de 1×10^{-3} , la mayoría de las mediciones de calidad de funcionamiento de los sistemas de radiocomunicaciones digitales son proporcionales a la interrupción. Por consiguiente, la ecuación (15) puede utilizarse como medida de la degradación fraccionaria de la calidad de funcionamiento. Aunque las expresiones (15) y (16) proporcionan unos límites razonables de la degradación de la calidad de funcionamiento para niveles de interferencia moderados, pueden subestimar los efectos producidos por una interferencia de un nivel de 20 dB superior, por ejemplo, al ruido térmico, puesto que los efectos dispersivos incluidos en el primer término de la ecuación (14) empiezan a adquirir importancia y porque el desvanecimiento poco profundo puede que no siga la ley de desvanecimiento de Rayleigh implícita en la expresión (14).

Como mejor pueden elevarse los efectos de los niveles elevados de interferencia es por medio de análisis separados respecto a los criterios de interferencia de corta duración, o a través de un examen de la distribución acumulativa de la relación entre la potencia de la señal recibida y la suma de las potencias de ruido y de interferencia (véase el Anexo 6). La Comisión de Estudio 9 de Radiocomunicaciones está realizando un estudio sobre el desarrollo del método más apropiado.

Otra consideración de los niveles de interferencia altos es si son lo suficientemente elevados como para degradar la característica de error de un enlace en ausencia de desvanecimiento. Puede que sea preciso considerar criterios de calidad de funcionamiento tales como el de proporción residual de errores en los bits de la Recomendación UIT-R F.634 u otros necesarios para cumplir lo dispuesto en la Recomendación UIT-T G.826 y que se están elaborando. Únicamente si estos sucesos de alta interferencia ocurren con la suficiente separación en el tiempo o no aparecen en absoluto, pueden despreciarse sus efectos.

La formulación de la ecuación (15) la hace especialmente adecuada para los estudios de interferencia porque permite tratar grandes constelaciones de satélites de manera sencilla independientemente de si son o no uniformes. Además pueden evaluarse los efectos de múltiples constelaciones puesto que la DFC producida por cada una de ellas puede sumarse para determinar la DFC total o compuesta.

5 Obtención alternativa de la DFC

Se supone que la calidad de funcionamiento de un sistema radioeléctrico digital en un tramo viene controlada por la aparición de desvanecimiento profundo debido a propagación por trayecto múltiple en dicho tramo. En sistemas con ecualizadores transversales adaptables eficaces o en sistemas con anchura de banda suficientemente estrecha, tales como los que utilizan frecuencias por debajo de 3 GHz, se trata de una hipótesis razonable.

Siendo C el nivel de señal recibida sin desvanecimiento, N_T el nivel de ruido térmico y k el valor mínimo de la relación C/N_T necesaria para cumplir el requisito de calidad de funcionamiento controlada, las condiciones para satisfacer dicho requisito no se cumplirán cuando:

$$\frac{rC}{N_T} < k \quad (17)$$

siendo:

$$\begin{aligned} r &: \text{factor de desvanecimiento} \\ &= 10^{-A/10} \\ A &: \text{profundidad de desvanecimiento (dB)}. \end{aligned}$$

Si se produce interferencia, con la forma aproximada de ruido gaussiano, que provoca una potencia media de I en el detector, el criterio de calidad de funcionamiento controlada no se cumplirá si:

$$\frac{rC}{N_T + I} < k \quad (18)$$

Evidentemente, el criterio de calidad de funcionamiento no se cumple cuando:

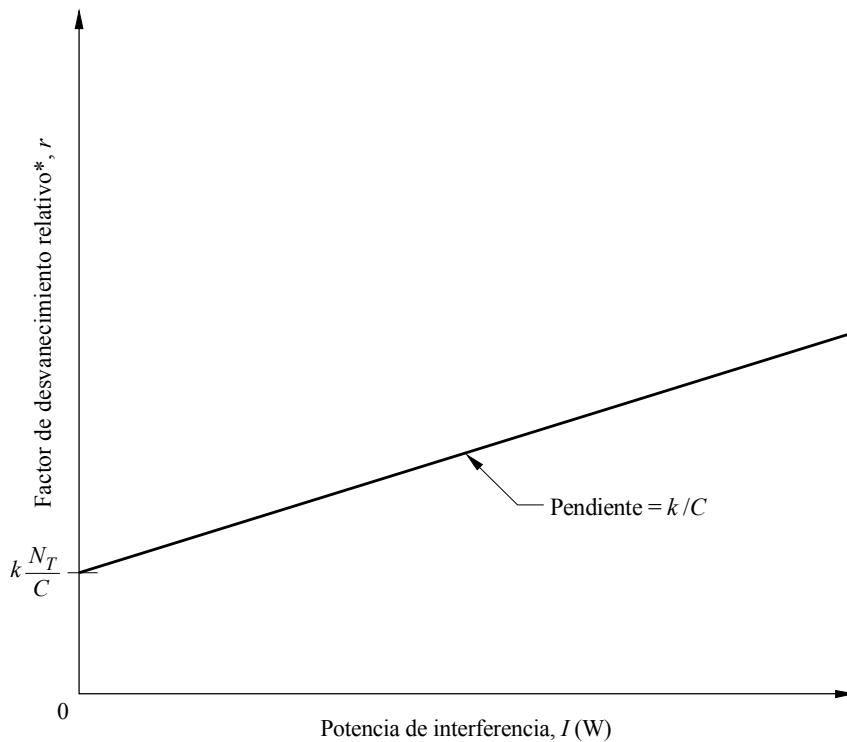
$$r \leq k \left(\frac{N_T}{C} + \frac{I}{C} \right) \quad (19)$$

En la Fig. 10 se representa el límite de la región donde se cumple exactamente la desigualdad de la ecuación (18). Cuando la potencia de interferencia no es constante, para satisfacer el objetivo de calidad de funcionamiento controlada es necesario una probabilidad lo suficientemente pequeña de la aparición conjunta de desvanecimiento e interferencia con valores por debajo de la línea divisoria que aparece en la Fig. 10. Específicamente, si $p_r(r)$ es la función de densidad de probabilidad para el factor de desvanecimiento, $p_I(I)$ es la función de densidad de probabilidad para la potencia de interferencia y estos procesos son independientes, la fracción de un mes en que no se cumplirá el criterio de calidad de funcionamiento crítica, P_{0i} , viene dada por:

$$P_{0i} = \int_0^{\infty} dI \int_0^{(k/C)(N_T + I)} p_r(r) p_I(I) dr \quad (20)$$

FIGURA 10

Límite de la región en que se cumple el criterio de calidad de funcionamiento crítica



* Relación entre la potencia con desvanecimiento y sin desvanecimiento.

1108-10

En la mayoría de los casos de interés el valor de la ecuación (20) viene controlado por la aparición del desvanecimiento profundo por trayecto múltiple y su evaluación puede simplificarse. La Recomendación UIT-R P.530 prevé que en régimen de desvanecimiento profundo la probabilidad de un factor de desvanecimiento inferior a r es proporcional a r . En consecuencia, la función de densidad de probabilidad para el factor de desvanecimiento debe ser una constante.

$$p_r(r) = \beta \quad r \ll 1 \quad (21)$$

siendo β la constante de proporcionalidad, que puede describirse como un factor de aparición de desvanecimiento. Por consiguiente, la fracción de un mes durante la cual el criterio de calidad de funcionamiento crítica no se cumplirá se determina aplicando la ecuación (21) a la ecuación (20):

$$P_{0i} = \frac{\beta k}{C} (N_T + I_{av}) \quad (22)$$

siendo I_{av} la potencia de interferencia media, o

$$I_{av} = \int_0^{\infty} I p_I(I) dI \quad (23)$$

La DFC es el incremento fraccionario en el porcentaje de tiempo durante el cual no se cumplirá el criterio de calidad de funcionamiento de control debido a la presencia de interferencia. Denominando al valor de la ecuación (22) en ausencia de interferencia P_{0o} , la DFC podría expresarse como $DFC = (P_{0i}/P_{0o}) - 1$, o

$$DFC = \frac{I_{av}}{N_T} \quad (24)$$

que es equivalente a la ecuación (15).

6 Muestras de los resultados de la simulación

En ese punto aparecen algunos resultados obtenidos con un cierto número de pruebas de simulación. El objetivo era identificar las tendencias básicas y los aspectos más problemáticos. A menos que se indique otra cosa, se supone ubicada la estación terrenal a una latitud de 40° N y con una frecuencia de explotación de 2,000 GHz, una antena de 2,76 m de diámetro con ganancia de 33 dB y unas pérdidas en el guíaondas de 2 dB. De acuerdo con la Recomendación UIT-R F.759, el factor de ruido del receptor se considera de 4 dB. Las emisiones del satélite se encuentran dentro del límite de dfp de -130 dB(W/(m² · MHz)) para ángulos de elevación de 5° o menos y aumentan 0,5 dB por grado entre 5° y 25°, más allá de los cuales alcanza el valor de -120 dB(W(m² · MHz)). La interferencia del satélite se muestrea con incrementos de 0,5° alrededor de la órbita para 720 órbitas uniformemente separadas alrededor del Ecuador.

En la Fig. 11 se representa la distribución acumulativa de la potencia interferente recibida en antenas con diferentes acimutes de puntería y procedente de un satélite situado en una órbita de 800 km de altitud y 50° de inclinación. Debido a la inclinación limitada de la órbita, el satélite nunca se observa cerca del horizonte Norte. Por consiguiente, las antenas apuntadas con acimutes inferiores a 50° del Polo Norte nunca reciben interferencia en el eje de puntería y tienen distribuciones truncadas. En consecuencia, existe una probabilidad correspondientemente mayor de observaciones en el eje de puntería para ángulos de acimut ligeramente superiores. Este caso se representa claramente en la Fig. 12 donde aparece un gráfico del porcentaje de degradación de la calidad de funcionamiento para un conjunto de ángulos.

FIGURA 11

Distribución acumulativa de la potencia de interferencia en una estación terrenal a 40° de latitud procedente de un satélite situado en una órbita de inclinación y 800 km de altitud

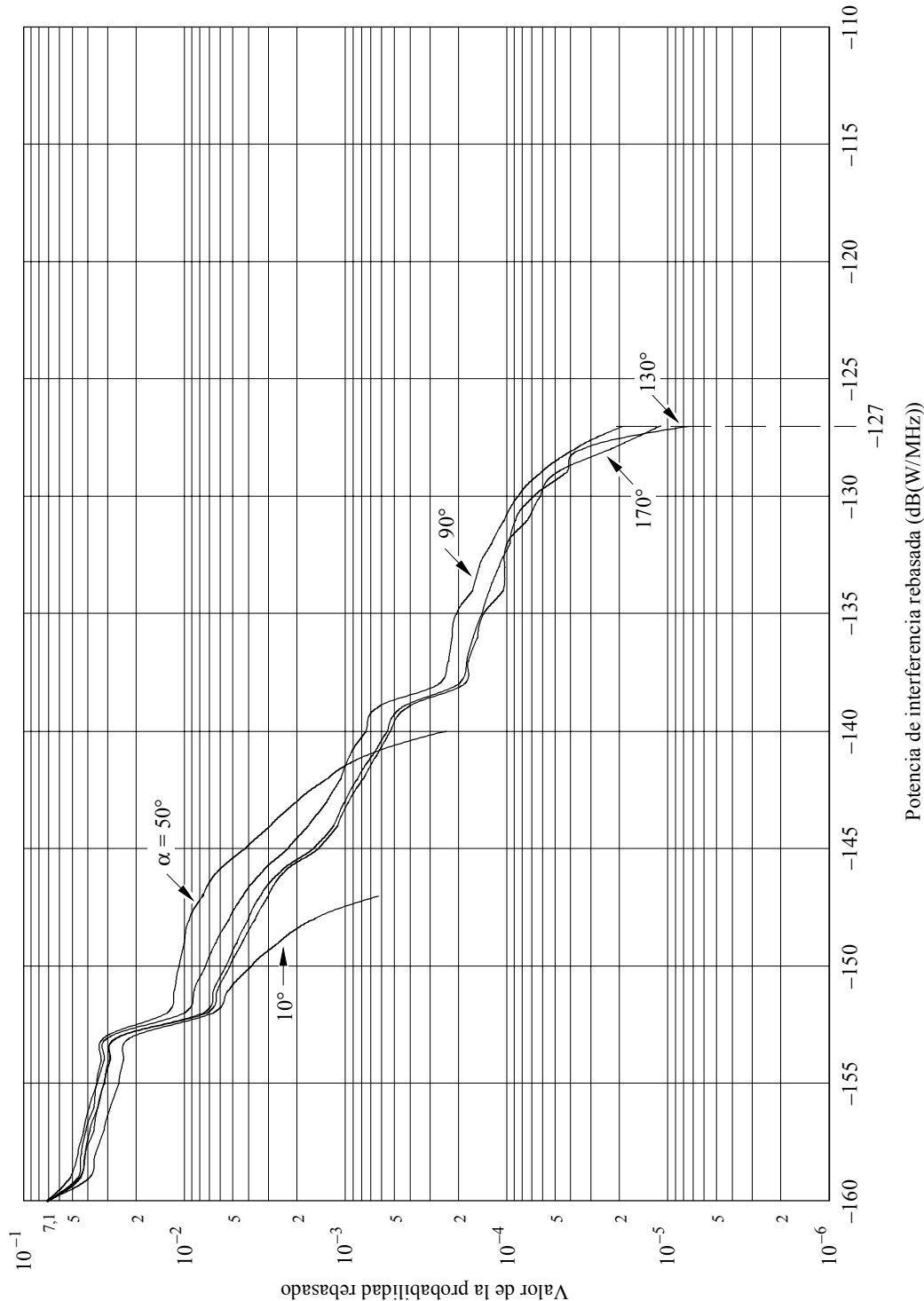
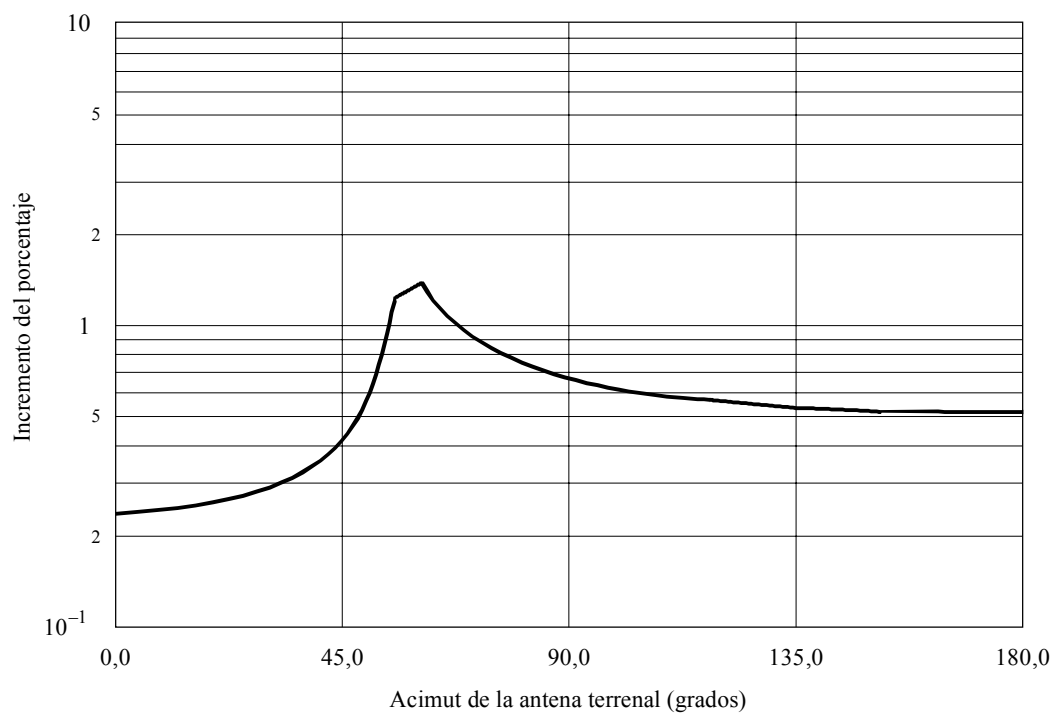


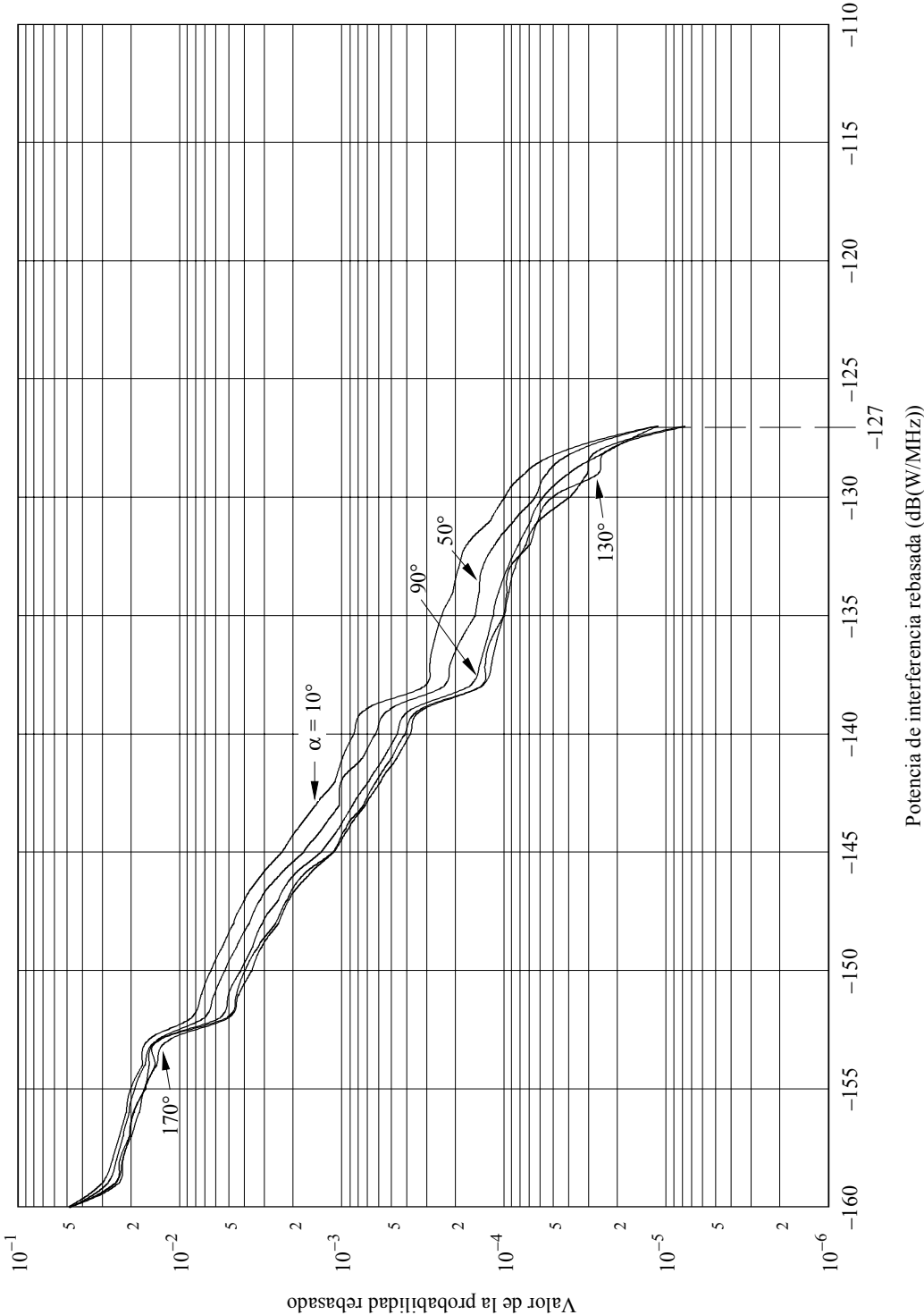
FIGURA 12
**Porcentaje de degradación de la calidad de funcionamiento
 para el caso de la Fig. 11**



1108-12

La Fig. 13 muestra la distribución acumulativa de la potencia interferente recibida en la misma situación salvo que la inclinación orbital ahora es de 89,5°. Es evidente que el efecto del acimut es mucho menos pronunciado en este caso.

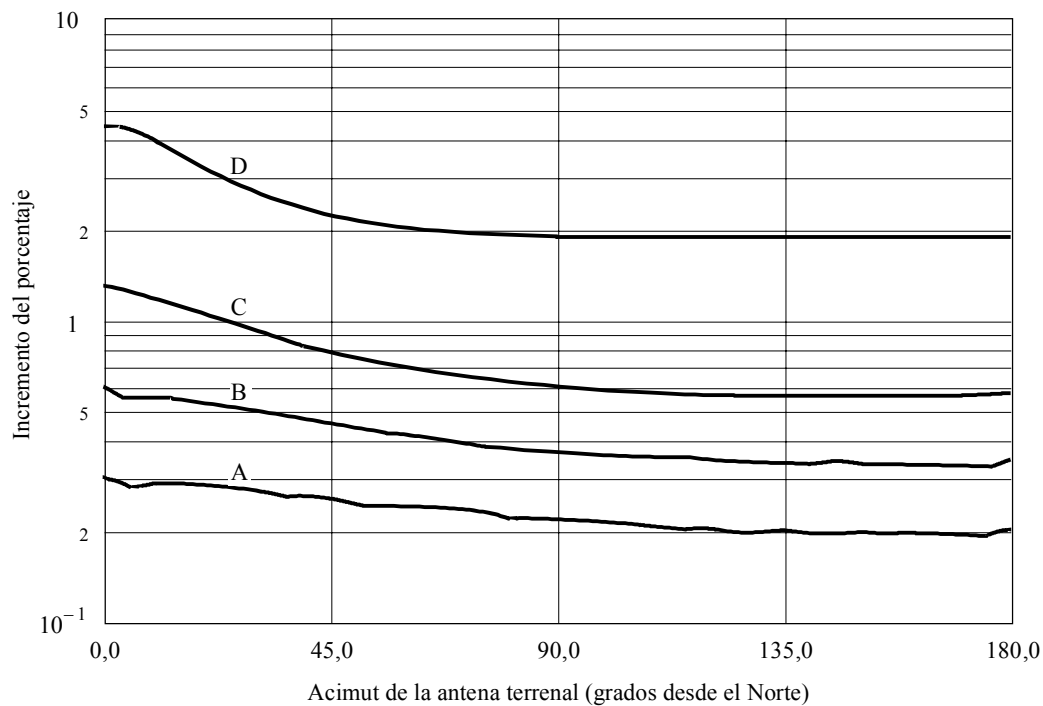
FIGURA 13
Distribución acumulativa de la potencia de interferencia en una estación terrenal a 40° de latitud
procedente de un satélite situado en una órbita de 89,5° de inclinación y 800 km de altitud



1108-13

La Fig. 14 ilustra el efecto de la altitud del satélite representando el porcentaje de degradación de la calidad de funcionamiento en función del ángulo acimutal. La degradación de la calidad de funcionamiento provocada por un satélite aumenta linealmente con la altitud orbital hasta unos 10 000 km, al igual que lo hace la zona de la Tierra visible desde el satélite en cualquier instante.

FIGURA 14
**Porcentaje de degradación de la calidad de funcionamiento en una estación
 terrenal a 40° de latitud debida a la interferencia procedente de
 un satélite situado en una órbita de 89,5° de inclinación
 y a diversas altitudes**

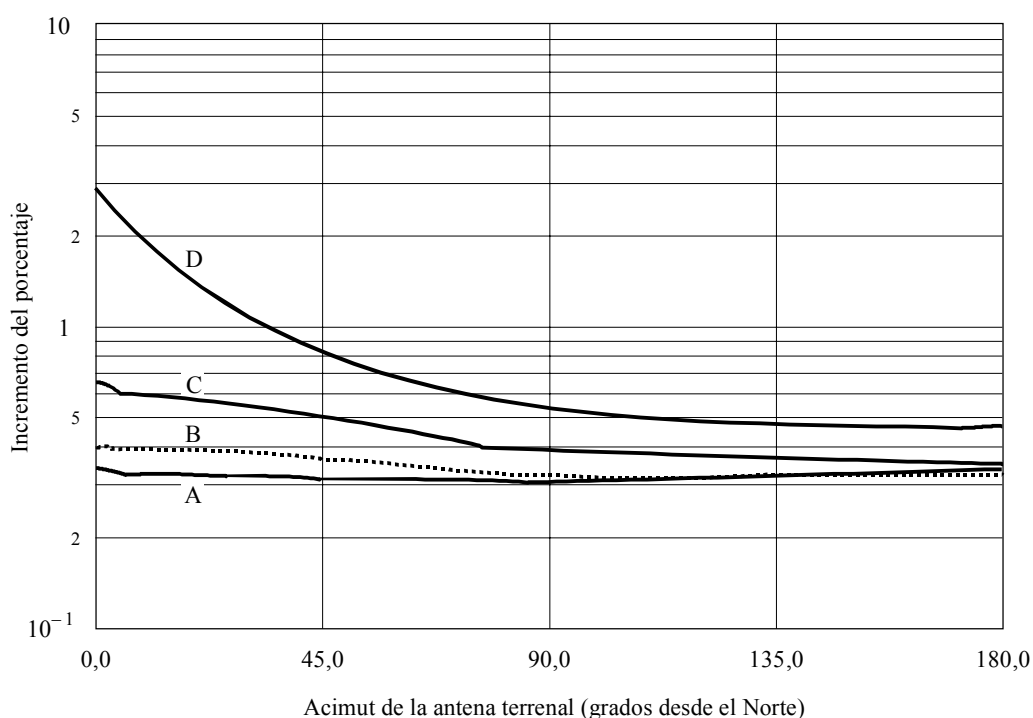


Curvas A: Altitud = 400 km
 B: Altitud = 800 km
 C: Altitud = 1 600 km
 D: Altitud = 10 000 km

La Fig. 15 muestra el efecto de la latitud de la estación terrena en la degradación de la calidad de funcionamiento. Si bien los efectos no son graves, adquieren importancia cerca de los polos para ángulos de puntería cuasi-polares.

FIGURA 15

**Porcentaje de degradación de la calidad de funcionamiento
en estaciones terrenales a diversas altitudes debida
a la interferencia procedente de un satélite situado
en una órbita de 89,5° de inclinación
y 800 km de altitud**



Curvas A: Latitud = 0°
 B: Latitud = 20°
 C: Latitud = 40°
 D: Latitud = 60°

1108-15

Las Figs. 16 y 17 muestran el efecto de una constelación uniforme de 55 satélites que funcionan en modo co canal en el caso de que utilicen acceso múltiple por división de código (AMDC). Comparando las Figs. 13 y 16 puede observarse la similitud de las distribuciones de interferencia para los casos de un solo satélite y de varios satélites. La comparación es más evidente en la Fig. 17 donde puede observarse que la degradación de la calidad de funcionamiento causada por 55 satélites es 55 veces mayor que la causada por un solo satélite.

FIGURA 16
Distribución acumulativa de interferencia en una estación terrenal a 40° de latitud debida a una constelación
uniforme de 55 satélites situados en órbitas de inclinación y 800 km de altitud

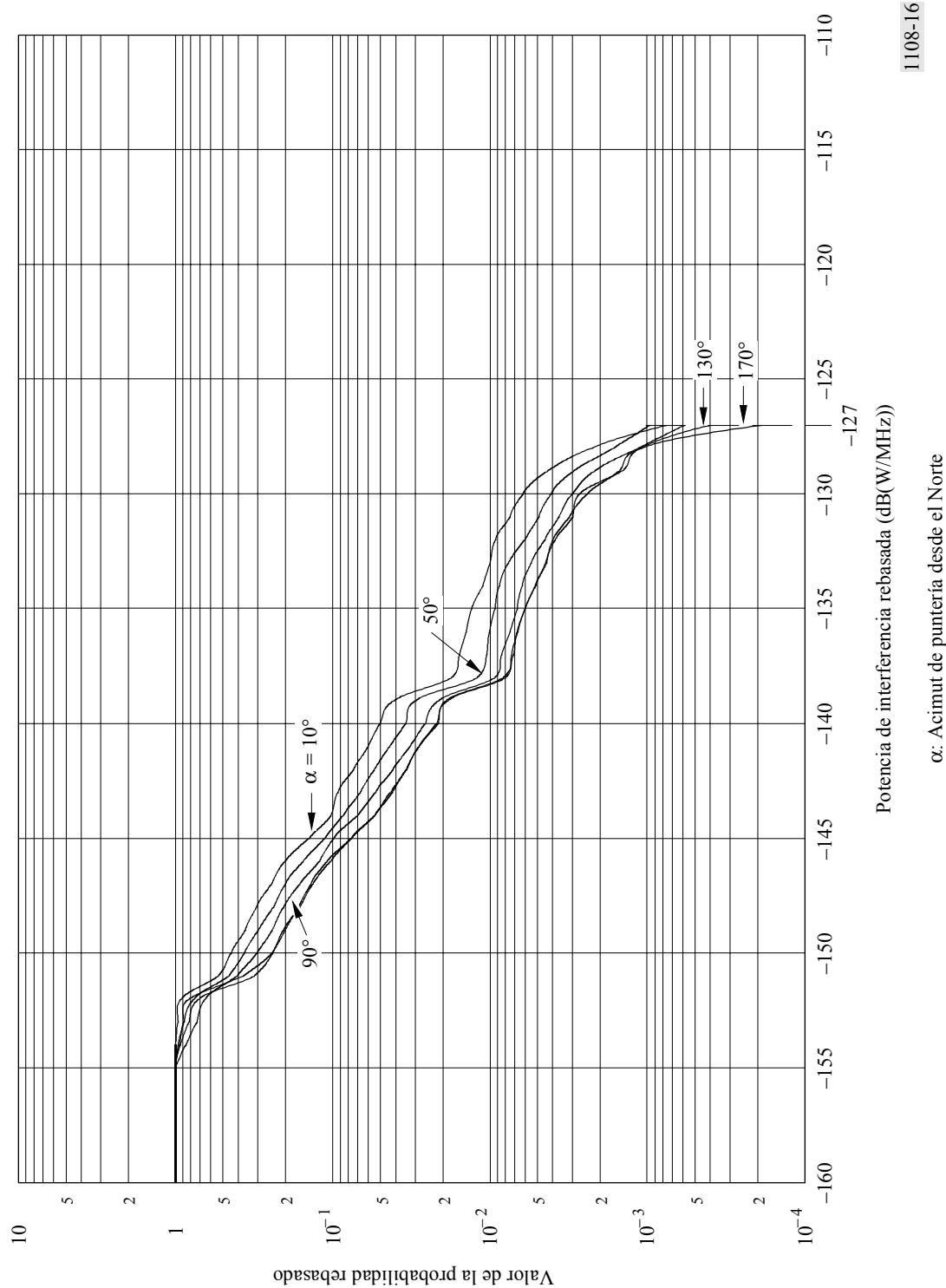
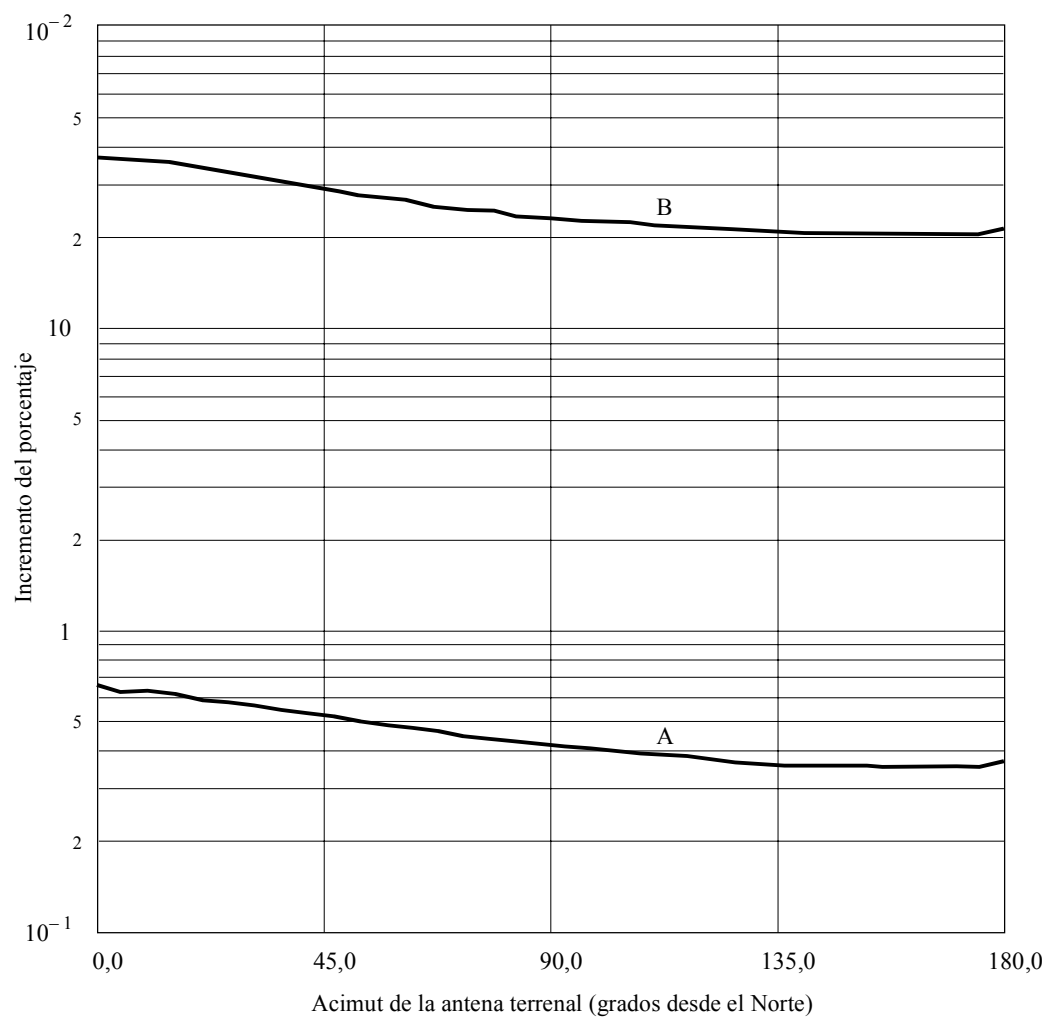


FIGURA 17

Porcentaje de degradación de la calidad de funcionamiento en una estación terrenal
a 40° de latitud debida a un solo satélite y a una constelación uniforme
de 55 satélites situados en órbitas de 89,5° y 800 km de altitud



Curvas A: 1 satélite
B: 55 satélites

1108-17

7 Conclusiones provisionales

Se ha demostrado que la degradación de la calidad de funcionamiento depende linealmente del número de satélites si éstos se encuentran en una constelación uniforme. Por regla general, la degradación es un fenómeno aditivo para todos los satélites que interfieren en la banda de paso de un receptor.

En el caso de satélites en órbitas no geosíncronas que utilizan un mismo escalonamiento de dfp con los ángulos de elevación, la DFC experimentada por los receptores terrenales en latitudes moderadas presenta una variación limitada con:

- El ángulo de puntería – varía según un factor menor o igual a tres para latitudes de hasta 60° y altitudes de hasta 800 km.
- La altitud del satélite – aumenta aproximadamente de forma lineal con la altitud.
- La altitud de la estación – aumenta hasta el doble entre 20° y 60° de latitud.

Estas conclusiones pueden variar para distintos valores de la dfp. Las estaciones en latitudes elevadas pueden experimentar una mayor variación en la DFC con respecto al ángulo acimutal para satélites en órbitas casi polares. Puede facilitarse la compartición acoplando el escalonamiento o el propio límite de dfp a la altitud e inclinación de la órbita. Estas posibilidades deben ser objeto de estudios ulteriores.

Estas conclusiones dependen de la utilización de órbitas casi circulares que no son geosíncronas. La utilización de órbitas muy elípticas exige más información y estudios posteriores, en especial porque las estadísticas de interferencia puede que no sean estables en los periodos de un mes en los que deben satisfacerse los criterios de calidad de funcionamiento. La forma de llevar esto a cabo exige estudios ulteriores.

La utilización de órbitas geosíncronas aumenta las variaciones del porcentaje de la degradación de la calidad de funcionamiento con respecto al ángulo de puntería y a la ubicación de la estación terrenal. Estos tipos de consideraciones normalmente forman parte de un procedimiento de coordinación detallado. Como la coordinación de todas las estaciones terrenales no sería posible, la alternativa consiste en disminuir el número de emisiones por satélite permitidas (y por lo tanto, la dfp). Si bien estos límites pueden establecerse fácilmente, es necesario realizar más estudios al respecto.

Si la misma banda de frecuencias es utilizada por satélites OSG y no OSG, las consideraciones relativas a la compartición pasan a ser mucho más complejas debido, fundamentalmente, a que los efectos de interferencia de ambos tipos de satélites constituyen un fenómeno aditivo.

El presente Anexo considera la interferencia procedente de constelaciones de satélites que ocupan el espectro de manera uniforme y utilizan la misma frecuencia y supone que las emisiones de los satélites están limitadas por unas restricciones de dfp fijas en la superficie de la Tierra. Algunos sistemas en concreto pueden emplear reutilización de frecuencias en la constelación, lo cual mejora las posibilidades de compartición. Si esta metodología se aplicase detalladamente a sistemas específicos, en la evaluación de los efectos de la interferencia podrían utilizarse los haces de antena y los planes de reutilización de frecuencias aplicados a los satélites.

ANEXO 4

Método para determinar el efecto de la interferencia sobre los receptores digitales que utilizan diversidad

1 Introducción

En las bandas de frecuencia en las cuales el desvanecimiento debido a la propagación por trayectos múltiples es la causa principal de las degradaciones de la calidad de funcionamiento, en ausencia de interferencia, se suelen aplicar distintas formas de diversidad de frecuencias. Las mejoras de la calidad de funcionamiento logradas, en ausencia de interferencia, y la degradación del comportamiento de la diversidad debida a la interferencia dependerá en cierto modo del tipo de realización determinado de diversidad que se elija. Algunos sistemas pueden utilizar una antena con características diferentes de las de la antena principal para obtener una señal con diversidad. Los distintos sistemas pueden usar diferentes disposiciones de combinación/conmutación para obtener una señal combinada. Si todos los demás parámetros son iguales, un sistema que emplee antenas idénticas en el trayecto principal y en el de señal por diversidad logrará mejoras de calidad de funcionamiento superiores a las de un sistema sin diversidad, de manera que ese sistema parecerá también menos afectado por la interferencia.

A los efectos de desarrollar la DFC de un sistema con diversidad, se supondrá que el sistema digital emplea antenas idénticas en ambas ramas de la diversidad y que tiene una banda suficientemente estrecha o que cuenta con una buena igualación, de forma que al determinar la calidad de funcionamiento la predominan las pérdidas de la señal. En este caso, la fracción de un mes que no cumple las condiciones de calidad de funcionamiento críticas, P_{0i} puede desarrollarse tal como se indica en la ecuación (20), salvo que es necesario distinguir entre las magnitudes correspondientes al caso de diversidad y al de no diversidad. Por tanto:

$$P_{0i} = \int_0^{\infty} dI p_I(I) \int_0^{(k/C)(N_T + I_C)} dr p_r(r) \quad (25)$$

Al igual que en el caso sin diversidad, la potencia de interferencia, I , y su distribución se caracterizan en la rama que contiene la antena principal, en relación con N_T , que es la potencia de ruido aparente del sistema asignado a esa rama. La potencia de interferencia después del procesamiento, I_C , relativa al ruido después del procesamiento, se utiliza para determinar la degradación de la interferencia. Puesto que hay suficiente ganancia del sistema antes de la diversidad, se puede readaptar el proceso de salida para que el componente de ruido tenga nuevamente el valor N_T . La potencia de interferencia en esta salida readaptada es I_C . Por lo tanto, en el caso con diversidad se podría volver a dibujar la Fig. 10 con I_C en la abscisa para obtener la ecuación (25).

Cuando el desvanecimiento profundo por trayectos múltiples es la causa básica de la degradación de la calidad de funcionamiento de un sistema del servicio fijo con diversidad, la Recomendación UIT-R P.530 proporciona un método para estimar los niveles de recepción con diversidad de las señales de banda estrecha en el régimen de desvanecimiento profundo. A partir de este método se puede determinar que la probabilidad de que un factor de desvanecimiento sea inferior a r es proporcional a r^2 . De esta manera, la función de densidad de probabilidad para el factor de desvanecimiento debe ser proporcional a r , y:

$$p_r(r) = \gamma r \quad r < 1 \quad (26)$$

donde el parámetro γ incluye los efectos de la realización de diversidad.

Se determinó que la ecuación (26) es generalmente apropiada para describir el funcionamiento con diversidad de los sistemas del servicio fijo en presencia de desvanecimiento por propagación multitrayecto. Incorporando la expresión (26) en la ecuación (25) e integrando, se obtiene:

$$P_{0i} = \frac{\gamma k^2}{2C^2} \int_0^{\infty} (N_T + I_C)^2 p_I(I) dI \quad (27)$$

o la DFC con diversidad (DFCD) como:

$$DFCD = \int_0^{\infty} \left(\frac{2I_C}{N_T} + \frac{I_C^2}{N_T^2} \right) p_I(I) dI \quad (28)$$

En dos casos importantes se puede calcular fácilmente la ecuación (28): la diversidad con conmutación ideal y la diversidad con combinación de la potencia máxima e igual ganancia. Se considerarán ambos tipos para el caso en que la antena de la rama de diversidad tiene la misma ganancia que la antena de la rama principal y por lo demás las dos ramas son idénticas.

2 Diversidad con conmutación

En este caso, el funcionamiento con diversidad se realiza mediante la actuación de un conmutador que elige la señal con menos desvanecimiento. De esta manera, la interferencia y la potencia efectiva de ruido de cada antena aparecen sin readaptación a la salida, y:

$$DFCD = \int_0^{\infty} \left(\frac{2I}{N_T} + \frac{I^2}{N_T^2} \right) p_I(I) dI \quad (29)$$

o:

$$DFCD = 2 \frac{I_{av}}{N_T} + \frac{I_2}{N_T^2} \quad (30)$$

donde I_{av} es la que se define en la ecuación (23), e I_2 , momento de segundo orden de la potencia de interferencia, viene dado por:

$$I_2 = \int_0^{\infty} I^2 p_I(I) dI \quad (31)$$

La ecuación (30) también puede expresarse de la misma forma que la ecuación (15) para el uso en simulaciones:

$$DFCD = \sum f_i \left[\frac{2I_i}{N_T} + \left(\frac{I_i}{N_T} \right)^2 \right] \quad (32)$$

3 Combinación de potencia máxima

Un combinador de potencia máxima cambia la fase relativa entre las dos ramas de diversidad para que las réplicas de la señal deseada en las dos ramas estén en fase. Puesto que la contribución de interferencia proveniente de las dos antenas es coherente, la relación interferencia/ruido puede ser a la salida del combinador el doble que la entrada, si la interferencia tiene la misma fase relativa que la señal deseada. Si la deriva de fase de la interferencia entre rama y rama difiere de la señal deseada en ϕ rad, la potencia de interferencia en la salida del combinador, I_C , viene dada por:

$$I_C = 2I \cos^2 (\phi/2) \quad (33)$$

Este resultado puede sustituirse en la ecuación (28). Suponiendo que la fase ϕ se distribuye uniformemente en el intervalo de 0 a 2ϕ , se puede determinar su efecto medio. Se obtendría lo siguiente:

$$DFCD_{mpc} = \int_0^\infty \left(\frac{2I}{N_T} + \frac{3I^2}{2N_T^2} \right) p_I(I) dI \quad (34)$$

o:

$$DFCD_{mpc} = 2 \frac{I_{av}}{N_T} + \frac{3I_2}{2N_T^2} \quad (35)$$

Esto también puede expresarse de la misma forma que la ecuación (15) para el uso en simulaciones:

$$DFCD = \sum f_i \left[\frac{2I_i}{N_T} + \frac{3}{2} \left(\frac{I_i}{N_T} \right)^2 \right] \quad (36)$$

4 Pérdida del margen de desvanecimiento por diversidad (DFML)

A partir de los desarrollos precedentes, se puede esperar que la degradación fraccional de la calidad de funcionamiento en un sistema con diversidad sea al menos el doble de la de otro sistema sin diversidad en el mismo entorno de interferencia. A la inversa, al utilizar la ecuación (26) se establece fácilmente que la DFML para una DFCD determinada es la mitad de la de un sistema sin diversidad para un valor semejante de DFCD. Esto es:

$$DFML = 5 \log (1 + DFCD) \quad (37)$$

Si la diferencia de la potencia de interferencia en un receptor del servicio fijo, σ_I^2 , se define de manera habitual:

$$\sigma_I^2 = I_2 - I_{av}^2 \quad (38)$$

y la DFML puede expresarse en términos de DFC sin diversidad como:

$$DFML = 10 \log \sqrt{(1 + DFC)^2 + (DFC \sigma_I / I_{av})^2} \quad (39)$$

5 Resumen

En los entornos en los que la potencia de interferencia en un sistema de recepción del servicio fijo es constante, o no varía considerablemente en el tiempo, la pérdida del margen de desvanecimiento experimentada por ese sistema no dependerá de si utiliza o no diversidad. En la mayoría de los casos las variaciones de interferencia no se consideran importantes cuando la relación de la variación de la potencia de interferencia es comparable al cuadrado del promedio de la potencia de la interferencia.

Los resultados de muchas simulaciones de la interferencia proveniente de constelaciones uniformes de satélites indican que la varianza de la potencia de interferencia es a menudo varios órdenes de magnitud superior al cuadrado de la potencia media de interferencia. En estos casos, la contribución de la varianza de la interferencia, como lo demuestra el segundo término de las ecuaciones (30) y (39), se convierte en el aspecto dominante, que limitará los niveles aceptables de la potencia de interferencia, con independencia de si se utiliza ya sea la degradación de la calidad de funcionamiento o la pérdida del margen de desvanecimiento o la FML.

Al evaluar los efectos de la interferencia en los sistemas con diversidad, la pérdida del margen de desvanecimiento de un sistema de diversidad ideal con conmutación ofrece la base más simple para las comparaciones.

ANEXO 5

Consideraciones sobre la uniformidad de un entorno con interferencia durante un mes

El punto subsatelital de un satélite no OSG en una órbita circular describe a lo largo del tiempo un trayecto sobre la superficie de la Tierra. Después de un cierto número de órbitas completas, este trayecto volverá al mismo punto, o casi al mismo, sobre la superficie de la Tierra. El tiempo transcurrido es el periodo de repetición del satélite. Las constelaciones que tienen periodos de repetición cortos (varios días) o periodos muy largos (muchos meses) requieren un examen especial pues los sistemas del servicio fijo deben satisfacer las necesidades de calidad de funcionamiento en cualquier mes.

El periodo elegido para simular la interferencia de la constelación de satélites no OSG deberá satisfacer dos condiciones. Primero, el periodo de simulación debe ser igual al periodo de repetición de la constelación, que es el tiempo entre pasos sucesivos de un satélite específico sobre un punto determinado en la superficie de la Tierra. La segunda condición se refiere a la uniformidad en longitud del entorno con interferencia producido por la constelación. Las estadísticas de la interferencia que llega a receptores idénticos del servicio fijo, en la misma latitud, también pueden depender de la longitud de la estación. Se puede evaluar esta variación con la longitud analizando la distribución en longitud de las intersecciones ecuatoriales en la dirección Norte-Sur de cada satélite de la constelación durante su periodo de repetición.

Ya que los sistemas del servicio fijo deben cumplir con los requisitos de calidad de funcionamiento en cualquier mes, las evaluaciones de la interferencia de los satélites deben basarse en el mes más desfavorable, que es teóricamente un periodo de treinta días. Las simulaciones efectuadas para determinar la pérdida del margen de desvanecimiento para los receptores del servicio fijo con diversidad o sin ella, muestran que la DFC o la FML son sensibles a los parámetros orbitales de la constelación y a las condiciones iniciales de ésta, que controlan la uniformidad en un entorno con interferencia durante un mes.

Puede haber diversas formas de lograr la uniformidad longitudinal de la interferencia al planificar una constelación de satélites no OSG, por ejemplo, al cambiar la altitud de los satélites, cambiando el ángulo entre los planos orbitales y/o introducir una deriva de plano a plano en la fase de los satélites dentro de los planos. La viabilidad práctica de tales planteamientos necesita otros estudios. Para el servicio fijo no es importante el método que se elija. Sin embargo, se admitiría que la incapacidad para lograr la uniformidad expondría a un número considerable de estaciones del servicio fijo a un entorno con interferencia más desfavorable. Tendría que tenerse esto en cuenta en toda evaluación detallada de los efectos de la interferencia en los sistemas reales.

ANEXO 6

Metodología para desarrollar la distribución acumulativa de la relación entre la potencia recibida y la suma de las potencias de ruido y de interferencia a partir de resultados de simulaciones de emisiones provenientes de constelaciones de estaciones espaciales no OSG

1 Relación entre C/I y $C/(N + I)$

La DFC y la FML en los sistemas digitales con umbrales de calidad de funcionamiento en el régimen de desvanecimiento profundo por trayectos múltiples puede determinarse mediante los métodos descritos en el Anexo 3. El planteamiento utilizado en el § 5 del Anexo 3 puede ampliarse a condiciones de desvanecimiento menos profundas, en las que la forma de la distribución acumulativa de la profundidad de desvanecimiento puede ser importante. A estos efectos se pueden definir las siguientes distribuciones:

$F_M(A)$: probabilidad de que la señal recibida por un trayecto se desvanece hasta un nivel de A (dB) o más, por debajo del nivel nominal o se reciba sin desvanecimiento

$F_{C/(N+I)}(Z)$: probabilidad de que la relación entre la potencia de la portadora y la potencia de ruido-más-interferencia (dB) esté a Z (dB) o más por debajo de la relación entre la potencia de la portadora sin desvanecimiento y el ruido.

En la ecuación (20) la integral de la variable r es $F_M(Z - 10 \log(1 + I/N_T))$ y el término situado a la izquierda de esta ecuación es $F_{C/(N+I)}(Z)$. Por tanto:

$$F_{C/(N+I)}(Z) = \int_0^{\infty} p_I(I) F_M(Z - 10 \log(1 + I/N_T)) dI \quad (40)$$

Para toda distribución del desvanecimiento por trayectos múltiples y función de densidad de probabilidad de la potencia de interferencia recibida, la ecuación (40) da el medio para desarrollar la distribución acumulativa de la relación entre la portadora y la potencia de ruido-más-interferencia. La densidad de probabilidad de la potencia de interferencia en un receptor del servicio fijo, debida a una constelación de satélites no OSG, se suele obtener mediante simulaciones por computador. Si se almacena esta distribución, puede utilizarse posteriormente en la ecuación (40) en un cálculo separado para evaluar los efectos del desvanecimiento en la calidad de funcionamiento con profundidades moderadas de desvanecimiento.

2 Modelo de distribución acumulativa de la profundidad del desvanecimiento

El UIT-R desarrolló un modelo matemático descrito en la Recomendación UIT-R P.530 consistente en una familia de distribuciones del desvanecimiento por trayectos múltiples, y en el que la familia se caracteriza por un parámetro qt . Este modelo puede utilizarse para definir la función $F_M(A)$ para todos los valores de A , negativos y positivos. Este modelo ofrece una base útil para aclarar los procedimientos e ilustrar los resultados. En los párrafos siguientes se utiliza con este fin.

3 Ejemplo

La Fig. 18 muestra cinco pares de distribuciones de la pérdida de C/I y $C/(N + I)$, un par por cada uno de los cinco valores del parámetro qt , utilizando la densidad de probabilidad de la interferencia desarrollada para el caso de una constelación LEO-F que funciona en los niveles de la dfp descritos en la Recomendación UIT-R M.1141, a una frecuencia de 2 180 MHz con una estación receptora del servicio fijo situada a 40° de latitud para un ángulo acimutal de 50° en el caso más desfavorable. Para un trayecto determinado del servicio fijo de una longitud y ubicación dadas en una zona geoclimática, sólo es aplicable un único valor qt . En cualquier punto en una de las distribuciones de C/N , la distancia vertical a la distribución $C/(N + I)$ pertinente corresponde a la degradación de la calidad de funcionamiento, y la separación horizontal corresponde a la FML. Las separaciones entre las distribuciones C/N y $C/(N + I)$ pueden determinarse de manera precisa con un programa informático minuciosamente elaborado. Los resultados de dicho cálculo se exponen en la Fig. 19 según las distribuciones representadas en la Fig. 18.

La pérdida de la C/N con respecto a la C/N sin desvanecimiento es idéntica a la profundidad de desvanecimiento. Aunque la FML disminuye ligeramente para profundidades de desvanecimiento inferiores en el caso de qt igual a -2 , para los valores positivos de qt , que son más típicos del desvanecimiento por debajo de 3 GHz, la pérdida de desvanecimiento aumenta significativamente para profundidades de desvanecimiento inferiores.

FIGURA 18

Distribuciones de probabilidades acumulativas de la pérdida de C/N y $C/(N+I)$ respecto a una C/N sin desvanecimiento a partir de la simulación de una constelación LEO-F para funcionamiento sin diversidad en el caso de una antena receptora del servicio fijo con un ángulo acimut de 50° desde el Norte y varios valores del parámetro qt

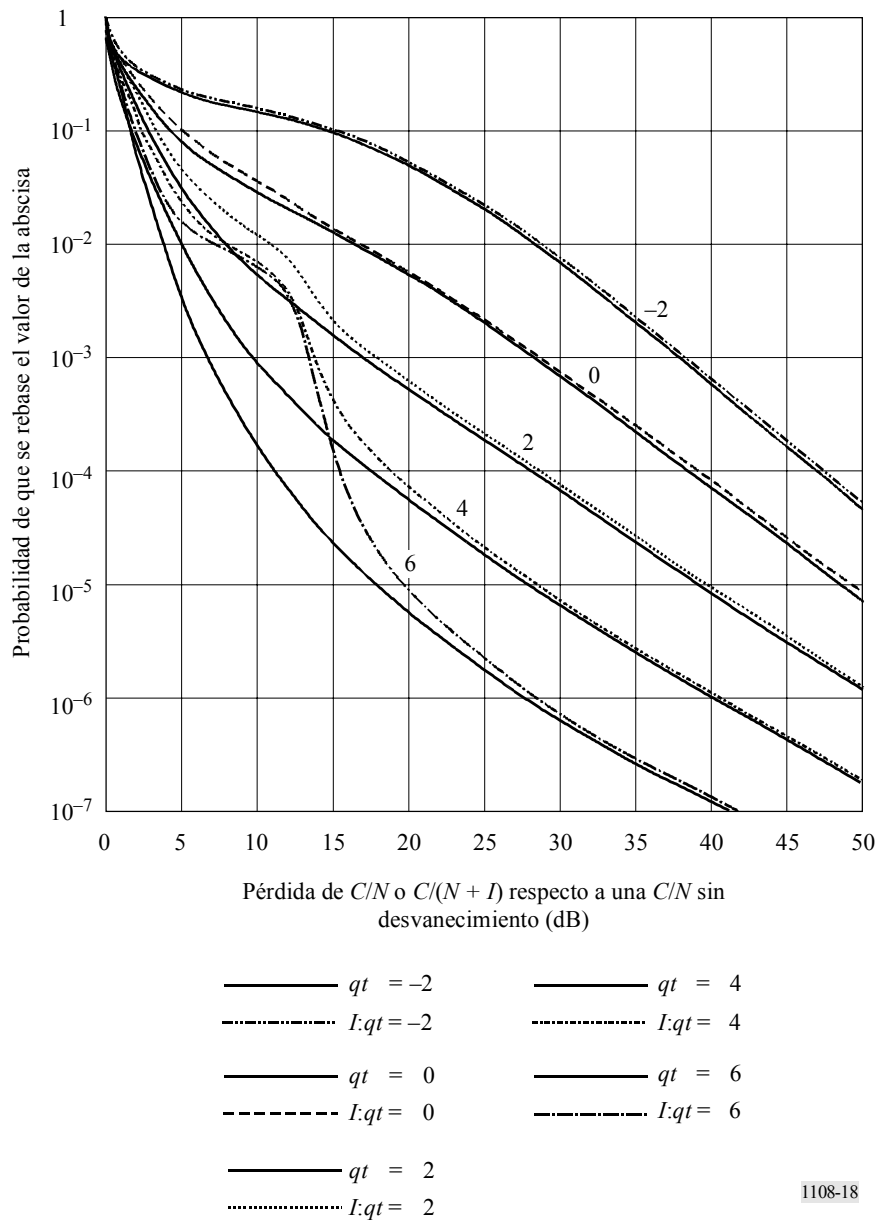
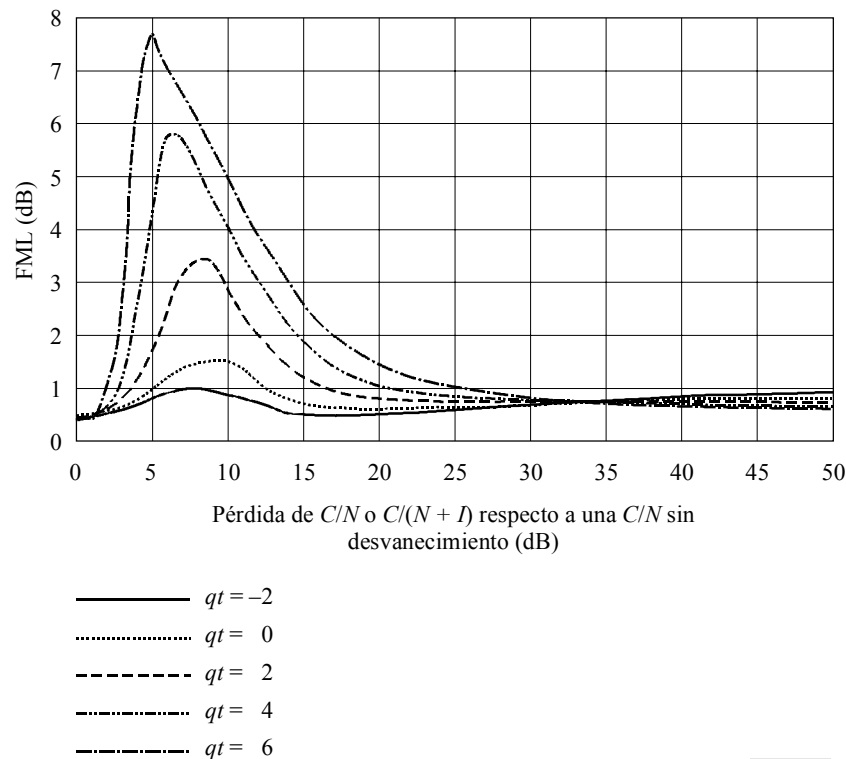


FIGURA 19
 FML sin diversidad para una profundidad de desvanecimiento especificada
 a partir de los resultados de simulación utilizados en la Fig. 18
 (Acimut = 50°)



1108-19

4 Conclusiones

Para niveles de desvanecimiento intermedios, la FML puede ser significativamente superior, en muchos decibelios a la pérdida en niveles de desvanecimiento profundos. Los valores grandes de la FML se corresponden con la pendiente de la distribución acumulativa del desvanecimiento. Esta asociación queda clara al comparar, por ejemplo, las Figs. 18 y 19. En estos casos se ve que la pérdida máxima se produce para las distribuciones de desvanecimiento que tienen la pendiente máxima y cerca de los niveles de desvanecimiento en los que se producen estas grandes inclinaciones. Evidentemente, la FML en profundidades intermedias es sensible a la forma detallada de la distribución acumulativa de los niveles de desvanecimiento en un trayecto.

Sin embargo, el método desarrollado en este Anexo puede aplicarse a toda distribución de la profundidad de desvanecimiento. Habrá que experimentarlo con distribuciones de desvanecimiento reales o con el modelo de la Recomendación UIT-R P.530. La evaluación pormenorizada del efecto real de la FML en la calidad de funcionamiento de un sistema del servicio fijo determinado necesitaría un conocimiento detallado de las características del sistema o de sus características de error para un nivel de desvanecimiento especificado junto con sus criterios de calidad de funcionamiento.

ANEXO 7

Método analítico para evaluar la interferencia que produce una constelación de satélites no OSG situados en órbitas circulares o elípticas a una estación en el servicio fijo

1 Introducción

Se considera que una constelación de satélites no OSG tiene las siguientes características:

- existen M_s planos orbitales y N_s satélites en cada plano;
- el ángulo de separación entre los planos orbitales adyacentes es uniforme;
- el intervalo de tiempo entre dos satélites adyacentes en un mismo plano es uniforme;
- el periodo orbital no está relacionado de forma racional con el periodo de revolución de la Tierra;
- todos los satélites transmiten siempre a las mismas frecuencias;
- el ángulo de inclinación, δ , es el mismo para todos los satélites.

También se supone que, en una órbita elíptica, el argumento del perigeo es el mismo para todos los satélites.

El método que se describe en el presente Anexo se utiliza para evaluar la interferencia que produce una constelación de satélites no OSG de cobertura mundial situados en órbitas medias o bajas y que consta de muchos satélites que funcionan en varios planos orbitales. En cuanto a la gama de frecuencias, no hay ninguna limitación para aplicar este método salvo las que estén incluidas en otras Recomendaciones UIT-R pertinentes. En el § 6 de este Anexo se resumen las características del método analítico.

Puede ser necesario introducir algunas modificaciones en el método al evaluar la interferencia que producen las constelaciones de satélites no OSG situadas en órbitas elípticas de gran excentricidad.

2 Órbitas circulares

En el caso de las órbitas circulares, el radio de la órbita del satélite es constante. La fdp, $p(u)$, del argumento de un satélite que se encuentre en el intervalo $(u, u + du)$ es uniforme y viene dada por la siguiente ecuación:

$$p(u) = 1/(2\pi) \quad (41)$$

Suponiendo que el periodo de un satélite es la unidad, sin perder generalidad, el argumento, u , en el instante t ($0 \leq t < 1$), es:

$$u = 2\pi t \quad (42)$$

Teniendo en cuenta las características descritas en § 1, se puede suponer que la fdp de la longitud de un satélite es uniforme entre 0 y 2π .

Por consiguiente, cuando hay M_s planos orbitales y N_s satélites en un mismo plano, se puede suponer que la fdp del argumento de un satélite de referencia es uniforme entre 0 y $2\pi/N_s$ y la fdp de la longitud del satélite de referencia es uniforme entre 0 y $2\pi/M_s$. Por lo tanto, cuando el argumento y longitud del satélite de referencia son u y ϕ , respectivamente, el argumento, u_{ij} , y la longitud, ϕ_{ij} , del i -ésimo satélite en el j -ésimo plano (para $i = 1, 2, \dots, N_s$ y $j = 1, 2, \dots, M_s$) son (véase la Nota 1):

$$u_{ij} = u + (i - 1) 2\pi/N_s \quad (43a)$$

$$\phi_{ij} = \phi + (j - 1) 2\pi/M_s \quad (43b)$$

donde $i = 1$ y $j = 1$ corresponden al satélite de referencia. En consecuencia, la interferencia puede determinarse en general según el método descrito en el § 4.

NOTA 1 – En la ecuación (43a) se supone que no hay ninguna diferencia de fase entre los satélites que están en distintos planos. Si hubiera diferencia de fase, esta ecuación sería $u_{ij} = u + \beta_j + (i - 1) 2\pi/N_s$, donde β_j es la diferencia de fase del j -ésimo plano ($\beta_1 = 0$).

3 Órbitas elípticas

3.1 Distancia de un satélite

La distancia (desde el centro de la Tierra), $r(u)$, de un satélite en una órbita elíptica puede expresarse en función del argumento, u , del siguiente modo:

$$r(u) = \frac{r_0}{1 + e \cdot \cos(u - \omega)} \quad (44)$$

donde e y ω son la excentricidad y el argumento del perigeo, respectivamente, y las distancias del apogeo y el perigeo de la órbita desde el centro de la Tierra son $r_0/(1 - e)$ y $r_0/(1 + e)$, respectivamente. Por el contrario, r_0 y e pueden expresarse como:

$$r_0 = 2 r_{\max} \cdot r_{\min} / (r_{\max} + r_{\min}) \quad (45a)$$

$$e = (r_{\max} - r_{\min}) / (r_{\max} + r_{\min}) \quad (45b)$$

donde $r_{\max}$ y $r_{\min}$ son las distancias del apogeo y el perigeo (desde el centro de la Tierra), respectivamente.

3.2 Función densidad de probabilidad del argumento del satélite

Un conocido teorema relativo a las órbitas elípticas (la segunda ley de Kepler) dice que «la velocidad de barrido del área es constante», lo cual puede expresarse mediante la siguiente fórmula:

$$r^2(u) \cdot (du / dt) = \text{constante} \quad (46a)$$

o

$$dt \propto r^2(u) \cdot du \quad (46b)$$

Cabe señalar que dt es proporcional a la probabilidad de que el argumento del satélite esté comprendido en el intervalo $(u, u + du)$. Por consiguiente, la fdp de un satélite, $p(u)$, en función del argumento, u , viene dada por:

$$p(u) = \frac{\alpha}{[1 + e \cdot \cos(u - \omega)]^2} \quad (47)$$

Si $p(u)$ se integra respecto a la variable u entre 0 y 2π , el resultado debe ser igual a la unidad y α se determina del siguiente modo:

$$\alpha = \frac{(1 - e^2)^{3/2}}{2\pi} \quad (48)$$

Obsérvese que la latitud del satélite, θ , se determina en función del argumento del siguiente modo:

$$\theta = \arcsen(\sin u \cdot \sin \delta) \quad (49)$$

donde δ es el ángulo de inclinación de la órbita. Esta ecuación también es aplicable a órbitas circulares.

3.3 Determinación del argumento en función del tiempo

Para mayor sencillez, se puede suponer que el periodo del satélite es 1, sin perder generalidad. Frecuentemente es necesario expresar el argumento, $u(t)$, como una función del tiempo, t , donde $0 \leq t < 1$. Esto se obtiene al resolver la siguiente ecuación:

$$t = \int_0^{u(t)} p(x) \cdot dx \quad (50)$$

Para simplificar el cálculo de $u(t)$ sin perder exactitud, se puede utilizar el método siguiente. Se divide un periodo por N , y t_k se define como:

$$t_k = k/N \quad (k = 0, 1, \dots, N) \quad (51)$$

El argumento correspondiente a t_k se define como $u_k = u(t_k)$. Por lo tanto, u_k viene dado por:

$$\int_{u_{k-1}}^{u_k} p(x) \cdot dx = \frac{1}{N} \quad (52)$$

El valor de u_k se puede aproximar mediante la serie (obsérvese que $u_0 = 0$):

$$u_k \cong u_{k-1} + \frac{1}{N \cdot p(u_{k-1})} \quad (53)$$

Este valor se obtiene suponiendo que $p(x)$ es constante en el intervalo (u_{k-1}, u_k) y puede utilizarse como valor inicial aproximado. Se puede calcular u_k con mayor exactitud mediante, por ejemplo, el método de Newton-Raphson (véase la Nota 1). Por lo tanto, u_k puede calcularse para todos los valores de t_k ($k = 0, 1, \dots, N$). Obsérvese que $u_N = 2\pi$.

El valor de $u(t)$ para un tiempo t puede aproximarse por:

$$u(t) = N [(t_{k+1} - t) \cdot u_k + (t - t_k) \cdot u_{k+1}] \quad (54)$$

donde $t_k \leq t < t_{k+1}$ (si $t \geq 1$, esta desigualdad debe sustituirse por $t_k \leq t - 1 < t_{k+1}$). Si N es suficientemente grande (por ejemplo, $N = 10\,000$), la ecuación (54) da un valor exacto de $u(t)$ en función de tiempo. En el Apéndice 1 se describe un método de cálculo simplificado que elimina la necesidad de integrar la ecuación (52).

NOTA 1 – El método de Newton-Raphson se describe brevemente a continuación.

Basándose en la ecuación (53), el valor inicial aproximado v_0 de u_k se define como:

$$v_0 = u_{k-1} + \frac{1}{N \cdot p(u_{k-1})} \quad (55)$$

Cuando se conoce el valor aproximado v_{i-1} , el valor aproximado siguiente v_i está dado por:

$$v_i = v_{i-1} - \frac{f(v_{i-1})}{p(v_{i-1})} \quad (i = 1, 2, 3, \dots) \quad (56)$$

donde:

$$f(v_{i-1}) = \int_{u_{k-1}}^{v_{i-1}} p(x) \cdot dx - \frac{1}{N} \quad (57)$$

y tanto $p(v_{i-1})$ como $p(x)$ vienen dados por la ecuación (47) (obsérvese que $p(x)$ es la derivada de $f(x)$). Se puede obtener fácilmente un valor exacto de u_k repitiendo los cálculos mediante las ecuaciones (56) y (57). La serie converge rápidamente y puede calcularse el valor de $f(v_{i-1})$ utilizando, por ejemplo, el método de Simpson.

3.4 Determinación de la posición de los satélites

En este punto se describe un método para determinar la posición de los satélites no OSG en órbitas elípticas. Se supone que hay M_s planos orbitales y N_s satélites en un mismo plano.

Puede suponerse, además que la posición (en unidades de tiempo) de un satélite de referencia se distribuye uniformemente en $0 \leq t < 1/N_s$ y que su longitud, ϕ , también presenta una distribución uniforme en $0 \leq \phi < 2\pi/M_s$. El argumento correspondiente, $u(t)$, viene dado por la ecuación (54). Los argumentos de otros satélites en el mismo plano orbital pueden calcularse mediante la expresión $t + (k/N_s)$, donde $k = 1$ a $N_s - 1$.

Las latitudes de los satélites en el plano orbital que contiene el satélite de referencia pueden determinarse mediante la ecuación (49). Los argumentos de los satélites en otros planos orbitales pueden considerarse iguales a los del plano orbital de referencia. Las longitudes de todos los satélites se pueden calcular fácilmente a partir de la longitud y el argumento del satélite de referencia.

En los cálculos reales, es necesario determinar la interferencia en los puntos de referencia. Para ello, el tiempo máximo ($= 1/N_s$) del satélite de referencia se divide por N_t y la longitud máxima ($= 2\pi/M_s$) por M_ϕ . Por lo tanto, $1/(M_\phi \cdot N_t)$ es la probabilidad de que el satélite de referencia se encuentre en el tiempo y longitud siguientes:

$$t = \frac{1}{N_s} \cdot \frac{i_t - 0,5}{N_t} \quad (i_t = 1, 2, \dots, N_t) \quad (58a)$$

$$\phi = \frac{2\pi}{M_s} \cdot \frac{j_\phi - 0,5}{M_\phi} \quad (j_\phi = 1, 2, \dots, M_\phi) \quad (58b)$$

Las ecuaciones (49), (54), (58a) y (58b) pueden utilizarse como base para determinar las latitudes y las longitudes de todos los satélites en la constelación.

Desde el punto de vista del tiempo de cálculo, los valores de M_ϕ y N_t pueden no ser suficientemente grandes. Por consiguiente, para lograr una mayor precisión en los cálculos en las regiones sensibles, debe adoptarse el método que se describe a continuación.

En cada célula definida por las ecuaciones (58a) y (58b), los ángulos de separación de antenas deben calcularse para todos los satélites visibles. Si el ángulo de separación mínimo es más pequeño que un cierto ángulo umbral, esta célula debe considerarse como una región sensible y debe dividirse en células más pequeñas (véase la Nota 1).

Cuando el tiempo y longitud del satélite de referencia vienen dados por las ecuaciones (58a) y (58b), respectivamente, el tiempo, t_{ij} , y la longitud, ϕ_{ij} , del i -ésimo satélite en el j -ésimo plano (para $i = 1, 2, \dots, N_s$ y $j = 1, 2, \dots, M_s$) están dados por las siguientes expresiones:

$$t_{ij} = t + (i - 1)/N_s \quad (59a)$$

$$\phi_{ij} = \phi + (j - 1) 2\pi/M_s \quad (59b)$$

donde $i = 1$ y $j = 1$ corresponden al satélite de referencia. El argumento, u_{ij} , del i -ésimo satélite en el j -ésimo plano puede calcularse mediante las ecuaciones (54) y (59a) (véase la Nota 2).

NOTA 1 – Cuando el ángulo de elevación de la estación interferida (por ejemplo, una estación del servicio fijo) es muy bajo, existe la posibilidad de que una célula sensible pueda pasarse por alto debido al efecto del horizonte. Para evitar tales situaciones, las 9 células que están incluidas en las células adyacentes a la región sensible deben considerarse células sensibles y deben seguir dividiéndose en células aún más pequeñas. Si el ángulo de elevación de la antena del servicio fijo no es bajo, puede que no sea necesario seguir dividiendo las células adyacentes en células más pequeñas.

NOTA 2 – En la ecuación (59a) se supone que hay satélites con el mismo argumento en M_s diferentes planos orbitales. Sin embargo, en ciertos casos la situación puede ser distinta. En tales casos, el tiempo, t_{ij} , de los satélites en los diversos planos debe calcularse utilizando la expresión $t_{ij} = t + \tau_j + (i - 1)/N_s$, donde τ_j es la diferencia de tiempo del j -ésimo plano ($\tau_1 = 0$).

4 Ángulos de elevación y acimut respecto a los satélites en condiciones de propagación en el espacio libre

La longitud del i -ésimo satélite en el j -ésimo plano viene dada por las ecuaciones (43b) o (59b). La latitud, θ_{ij} , del i -ésimo satélite en el j -ésimo plano puede calcularse mediante la ecuación (49). La distancia, r_{ij} , de este satélite puede calcularse utilizando la ecuación (44). Estas variables se pueden expresar en coordenadas polares (r_{ij} , θ_{ij} , ϕ_{ij}).

Suponiendo que la latitud (positiva en el Hemisferio Norte y negativa en el Hemisferio Sur) y la longitud de la estación del servicio fijo interferida son θ_f y ϕ_f , respectivamente, se realiza una conversión de las coordenadas anteriores de forma que la estación del servicio fijo esté ubicada a 0° de latitud y 0° de longitud. Con esta finalidad, en primer lugar se transforma la longitud de la estación del servicio fijo para que sea 0° . En este caso, las nuevas coordenadas del satélite respecto a la longitud de 0° de la estación del servicio fijo vienen dadas por $(r_{ij}, \theta_{ij}, \phi_{ij} - \phi_f)$ en coordenadas polares. Esto mismo se expresa en coordenadas rectangulares (x, y, z) de la forma siguiente:

$$x = r_{ij} \cdot \cos \theta_{ij} \cdot \cos(\phi_{ij} - \phi_f) \quad (60a)$$

$$y = r_{ij} \cdot \cos \theta_{ij} \cdot \sin(\phi_{ij} - \phi_f) \quad (60b)$$

$$z = r_{ij} \cdot \sin \theta_{ij} \quad (60c)$$

Posteriormente se transforma la latitud de la estación del servicio fijo para que sea 0° . Las nuevas coordenadas (x_1, y_1, z_1) del satélite respecto a la latitud de 0° de la estación del servicio fijo son:

$$x_1 = x \cdot \cos \theta_f + z \cdot \sin \theta_f \quad (61a)$$

$$y_1 = y \quad (61b)$$

$$z_1 = -x \cdot \sin \theta_f + z \cdot \cos \theta_f \quad (61c)$$

El ángulo de elevación, ε_{s0} , y el acimut, γ_s (medido desde el Norte en el sentido de las agujas del reloj), del satélite en condiciones de propagación en el espacio libre vistos desde la estación del servicio fijo vienen dados por:

$$\varepsilon_{s0} = \arctg \left(\frac{x_1 - r_e}{\sqrt{y_1^2 + z_1^2}} \right) \quad (62a)$$

$$\gamma_s = \arctg \left(\frac{y_1}{z_1} \right) \quad \text{para } z_1 > 0$$

$$\gamma_s = \arctg \left(\frac{y_1}{z_1} \right) + \pi \quad \text{para } z_1 < 0 \quad (62b)$$

donde r_e es el radio medio de la Tierra, 6 370 km.

Cabe señalar que las ecuaciones en este punto son equivalentes a las ecuaciones correspondientes del Anexo 1 a esta Recomendación.

5 Ángulos de separación entre la dirección de las antenas del servicio fijo y los satélites visibles

La visibilidad de un satélite y su ángulo real de elevación, ϵ_s , cuando el satélite es visible y teniendo en cuenta la refracción atmosférica, pueden determinarse utilizando los métodos descritos en la Recomendación UIT-R F.1333. Estos valores pueden utilizarse para determinar el ángulo de separación, SA , con respecto a la dirección del haz principal de la antena del servicio fijo del siguiente modo:

$$SA = \arccos(\cos \epsilon_s \cdot \cos \epsilon_f \cdot \cos(\gamma_s - \gamma_f) + \sin \epsilon_s \cdot \sin \epsilon_f) \quad (63)$$

donde ϵ_f et γ_f son el ángulo de elevación y el acimut (medido desde el Norte en el sentido de las agujas del reloj), respectivamente, del haz principal de la antena del servicio fijo. A partir de este ángulo de separación, la ganancia de la antena del servicio fijo hacia el satélite debe determinarse utilizando la Recomendación UIT-R F.1245 en el caso de una antena directiva. Por otro lado, si se trata de una antena sectorial u omnidireccional, el ángulo de separación es $SA = |\epsilon_s - \epsilon_f|$, y la ganancia de la antena del servicio fijo hacia el satélite debe determinarse según la Recomendación UIT-R F.1336.

NOTA 1 – Para calcular la mínima pérdida por absorción atmosférica que es importante para evaluar la interferencia que se produce en las estaciones del servicio fijo pueden utilizarse las Recomendaciones UIT-R SF.1395 y UIT-R F.1404. En el caso de bandas de frecuencias no abarcadas en estas Recomendaciones, puede utilizarse la Recomendación UIT-R P.676 para calcular la mínima pérdida por absorción atmosférica.

6 Resumen de las características del método analítico

El método analítico descrito en este Anexo tiene en cuenta el hecho de que si el periodo orbital de un satélite no está relacionado de forma racional con el periodo de revolución de la Tierra, la fdp de la longitud del satélite es uniforme en el intervalo $0-2\pi$. En el caso de una órbita circular, la fdp del argumento, u , también está distribuida uniformemente en la gama $0-2\pi$. Por otro lado, si se trata de una órbita elíptica, el argumento no está uniformemente distribuido pero si se determina en función del tiempo, como se indica en el § 3.3, la probabilidad de que aparezca un satélite en un intervalo de tiempo $(t, t + dt)$ es proporcional a dt . La longitud del satélite puede calcularse a partir del argumento mediante la ecuación (49). Por consiguiente, la fdp de la latitud del satélite puede considerarse independiente de la fdp de la longitud del satélite. Si se tiene en cuenta esta circunstancia, puede determinarse el emplazamiento de un satélite de referencia de manera analítica, como se describe en el § 3.4.

Con las hipótesis del § 1, es suficiente suponer que el emplazamiento (en el tiempo) del satélite de referencia está distribuido uniformemente en la gama $0 \leq t < 1/N_s$ y su longitud, ϕ , está distribuida uniformemente en el intervalo $0 \leq \phi < 2\pi/M_s$. El correspondiente argumento, $u(t)$, viene dado por la ecuación (54). Los emplazamientos de otros satélites de la misma constelación de satélites pueden calcularse fácilmente basándose en el emplazamiento del satélite de referencia.

Si se determina que una cierta célula es sensible (es decir, el mínimo ángulo de separación con los satélites visibles es inferior a un cierto valor umbral), la célula (y las células adyacentes) deben seguir dividiéndose en células aún más pequeñas a fin de evaluar detalladamente la interferencia, pero si no es sensible, no es necesaria esta división en células más pequeñas. Éste es un factor importante que hace que el método analítico sea muy eficaz en términos de tiempo del cálculo necesario. Por lo tanto, cabe esperar que el método analítico sea mucho más rápido que un método de simulación ordinario con la condición de que la precisión del cálculo sea la misma. Por ejemplo, si el número de células sensibles, incluidas las células adyacentes, es el 10% de todas las células sometidas a control, el tiempo de cálculo necesario será aproximadamente 1/10.

APÉNDICE 1

AL ANEXO 7

Cálculos simplificados para el § 3.3 del Anexo 7

Los cálculos para la ecuación (50) que aparece en el § 3.3 del Anexo 7 pueden simplificarse de la forma siguiente, eliminando la necesidad de integrar la ecuación (52).

En primer lugar, en la ecuación (47), la variable u se convierte en una nueva variable s como sigue:

$$\frac{1}{1 + e \cdot \cos(u - \omega)} = \frac{1 - e \cdot \cos(s - s_0)}{1 - e^2} \quad (64)$$

donde $u = 0$ corresponde a $s = 0$ y, por lo tanto, s_0 se define de la forma siguiente suponiendo que, $0 \leq \omega < 2\pi$:

$$s_0 = \arccos \left(\frac{e + \cos \omega}{1 + e \cdot \cos \omega} \right) \quad \text{para } 0 \leq \omega < \pi \quad (65a)$$

$$= 2\pi - \arccos \left(\frac{e + \cos \omega}{1 + e \cdot \cos \omega} \right) \quad \text{para } \pi \leq \omega < 2\pi \quad (65b)$$

Aquí el valor de la función $\arccos(x)$ se define en la gama $(0, \pi)$. Las ecuaciones (65a) y (65b) demuestran que s_0 es una función que crece con ω . También se supone que u puede definirse como una función que crece con s (es decir, $du/ds > 0$). A partir de la ecuación (64), y tras realizar algunos cálculos, du/ds puede expresarse de la forma siguiente:

$$\frac{du}{ds} = \frac{\sqrt{1 - e^2}}{1 - e \cdot \cos(s - s_0)} \quad (66)$$

Sustituyendo las ecuaciones (64) y (66) en las ecuaciones (47) y (50) del Anexo 7, puede obtenerse la siguiente ecuación:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^s (1 - e \cdot \cos(s - s_0)) ds = t \quad (67)$$

El miembro de la izquierda de la ecuación (67) puede integrarse fácilmente y esta ecuación se convierte en la siguiente:

$$s - e \cdot \sin(s - s_0) = 2\pi t + e \cdot \sin s_0 \quad (68)$$

Esta ecuación trascendente es una variación de la denominada ecuación de Kepler (obsérvese que $2\pi t$ se denomina anomalía media y que un libro de texto sobre dinámica puede definir la ecuación de Kepler únicamente para $s_0 = 0$). Para todo t ($0 \leq t < 1$), el valor de s ($0 \leq s < 2\pi$) que satisface la ecuación (68) puede calcularse fácilmente por el método de Newton-Raphson de la forma siguiente (véase la Nota 1):

El valor aproximado inicial $s^{(0)}$ para s puede calcularse mediante:

$$s^{(0)} = 2\pi t + e \cdot \sin s_0 \quad (69)$$

En ese caso, el v -ésimo valor aproximado $s^{(v)}$ se calcula mediante:

$$s^{(v)} = s^{(v-1)} - \frac{f(s^{(v-1)})}{f'(s^{(v-1)})} \quad (v = 1, 2, 3, \dots) \quad (70)$$

donde:

$$\begin{aligned} f(s) &= s - e \cdot \sin(s - s_0) - 2\pi t - e \cdot \sin s_0 \\ f'(s) &= 1 - e \cdot \cos(s - s_0) \end{aligned} \quad (71)$$

Obsérvese que $f'(s)$ es la derivada de $f(s)$. La convergencia de $s^{(v)}$ a un valor exacto de s por la iteración, de acuerdo con las ecuaciones (70) y (71), es muy rápida.

El valor de u correspondiente a s se determina de la forma siguiente, teniendo en cuenta que u es una función que crece con s :

$$u = \omega - 2\pi + a \quad \text{para } -2\pi < s - s_0 < -\pi \quad (72a)$$

$$= \omega - a \quad \text{para } -\pi \leq s - s_0 < 0 \quad (72b)$$

$$= \omega + a \quad \text{para } 0 \leq s - s_0 < \pi \quad (72c)$$

$$= \omega + 2\pi - a \quad \text{para } \pi \leq s - s_0 < 2\pi \quad (72d)$$

siendo:

$$a = \arccos\left(\frac{\cos(s - s_0) - e}{1 - e \cdot \cos(s - s_0)}\right) \quad (72e)$$

De esa forma, u_k correspondiente a t_k definido por la ecuación (51) del Anexo 7 puede calcularse para cualquier valor de k ($k = 0, 1, 2, \dots, N$) ($u_0 = 0$).

El valor de $u(t)$ correspondiente al instante t puede aproximarse por:

$$u(t) = N [(t_{k+1} - t) \cdot u_k + (t - t_k) \cdot u_{k+1}] \quad (73)$$

donde $t_k \leq t < t_{k+1}$ (si $t \geq 1$, esta desigualdad debe sustituirse por $t_k \leq t - 1 < t_{k+1}$). Si N es suficientemente grande (por ejemplo, $N = 10\,000$), la ecuación (73) da un valor exacto de $u(t)$ en función del tiempo.

La equivalencia del método de cálculo descrito en este Apéndice y el método del § 3.3 del Anexo 7 se ha confirmado mediante cálculos por ordenador.

NOTA 1 – En el método de Newton-Raphson aquí descrito, la convergencia hacia los resultados deseados es estable y rápida para cualquier valor de t y de s_0 , siempre que e sea menor de 0,81. Para aplicaciones generales, esta condición se mantendrá. Sin embargo, si por alguna razón es necesario resolver la ecuación (68) para un valor de e mayor que el indicado, es conveniente adoptar un método de Newton-Raphson modificado para garantizar una rápida convergencia. A continuación se indica un método ejemplo (todos los cálculos deben realizarse con doble precisión).

Paso 1: En vez de realizar el cálculo de acuerdo con la ecuación (70), se elige en primer lugar $\lambda = 1$ y se calcula $s^{(v)}$ en el Paso 2.

Paso 2: Se calcula:

$$s^{(v)} = s^{(v-1)} - \frac{\lambda \cdot f(s^{(v-1)})}{f'(s^{(v-1)})} \quad (74)$$

Paso 3: Si $|f(s^{(v)})| < 10^{-12}$, se termina el cálculo (es decir, $s^{(v)}$ ha alcanzado un valor lo suficientemente exacto). De no ser así y si $|f(s^{(v)})| < |f(s^{(v-1)})|$ el cálculo de $s^{(v)}$ se termina y se vuelve al Paso 1 para calcular el siguiente v . Si $|f(s^{(v)})| \geq |f(s^{(v-1)})|$, se divide λ por 2 y se vuelve al Paso 2 repitiéndose el cálculo.

El método modificado anterior es eficaz para cualquier valor de e hasta 0,999.