

RECOMENDACIÓN UIT-R S.1555

Niveles de interferencia combinada entre redes de satélites geostacionarios poco separados con polarización circular doble y polarización lineal doble en el servicio fijo por satélite que funcionan en las bandas de frecuencias de 6/4 GHz

(Cuestiones UIT-R 230/4 y 42/4)

(2002)

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

considerando

- a) que en las bandas de frecuencias de 6/4 GHz, las distintas redes operacionales del servicio fijo por satélite (SFS) con satélites geostacionarios utilizan tanto polarización circular (PC) doble como polarización lineal (PL) doble, y que es probable que esta situación continúe debido a la infraestructura establecida en dichas redes;
- b) que esas bandas se utilizan intensivamente, lo cual hace necesario que redes de la misma frecuencia y de igual cobertura funcionen con una separación orbital relativamente pequeña;
- c) que las Recomendaciones UIT-R existentes, así como el Apéndice 8 del Reglamento de Radiocomunicaciones (RR), solamente hacen referencia al nivel de la interferencia procedente de una sola fuente entre redes de satélites adyacentes, tomando cada vez la señal interferente en cada polarización;
- d) que durante la coordinación es importante poder determinar el efecto combinado de la interferencia de satélite adyacente resultante de la utilización simultánea de ambas polarizaciones ortogonales en cada red de satélite adyacente, bien sea que las dos redes utilicen el mismo tipo de polarización (es decir ambas PC o ambas PL) o que utilicen tipos distintos de polarización (es decir una PC y la otra PL);
- e) que la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de las redes interferida y/o interferente puede ser igual o desigual,

recomienda

1 que, con arreglo a la información técnica contenida en los Anexos 1, 2 y 3, la interferencia combinada entre las redes de satélites adyacentes poco separados (hasta 6° de separación orbital) que funcionan en las bandas de frecuencias de 6/4 GHz y utilizan distintos tipos de polarización (es decir, PC en una red y PL en la otra) se suponga idéntica a la que aparecería si ambas redes emplean los mismos tipos de polarización (es decir, ambas PL o ambas PC), bajo las siguientes condiciones:

- las redes utilizan simultáneamente ambas polarizaciones ortogonales cofrecuencia y con cobertura común y la magnitud de las dos señales con polarización ortogonal de las redes interferida e interferente son iguales; o
- la magnitud de las dos señales con polarización ortogonal de la red interferida son distintas y la magnitud de las dos señales con polarización ortogonal de las redes interferentes son iguales;

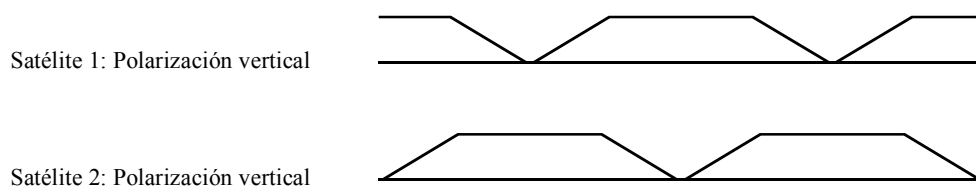
2 que, con arreglo a la información técnica contenida en el Anexo 3, cuando la magnitud de las dos señales con polarización ortogonal de la red interferente es distinta, la interferencia contenida entre redes de satélites adyacentes poco separados (hasta 6° de separación orbital) que funcionan en las bandas de frecuencias de 6/4 GHz y utilizan distintos tipos de polarización (es decir, PC en una red y PL en la otra) se suponga idéntica a la que aparecería si ambas redes emplean los mismos tipos de polarización (es decir, ambas PL o ambas PC) bajo las siguientes condiciones:

- las redes utilizan simultáneamente ambas polarizaciones ortogonales cofrecuencia y con cobertura común;
- debe aplicarse una reducción adicional de la magnitud de las dos señales con polarización ortogonal del enlace descendente en la red con PC o una reducción adicional de la magnitud de la señal del enlace descendente que tiene el valor más elevado en la red con PC;

3 que debe utilizarse la información técnica contenida en el Anexo 1 para determinar la reducción adicional de la magnitud de las dos señales con polarización ortogonal de la red PC cuando esas redes utilicen simultáneamente ambas polarizaciones ortogonales en la misma frecuencia y con igual cobertura, y sea desigual la magnitud de las dos señales con polarización ortogonal de las redes interferentes.

NOTA 1 – Cuando la red deseada utilice PL dobles de iguales magnitudes en las dos señales con polarización ortogonal y la red adyacente utilice polarizaciones dobles con una diferencia mayor entre las magnitudes de las dos señales con polarización ortogonal (por ejemplo mayor que 10 dB), el entorno de interferencia diferiría dependiendo de que el satélite adyacente utilizase PC o PL. Cuando se utilice PL, la interferencia a la red deseada se causaría sobre todo a una polarización (es decir, vertical u horizontal). Cuando se utilice PC, la interferencia a la red deseada se causaría a ambas polarizaciones, pero a un nivel de potencia reducido comparado con la interferencia procedente de una red que utilice PL.

NOTA 2 – Cuando la red deseada y la red interferente utilicen un plan de distribución de canales escalonada y cuando esas redes transmitan una alta densidad espectral en la parte central de la anchura de banda ocupada del transpondedor (por ejemplo televisión/MF analógica), presenta ventajas disponer de satélites adyacentes que utilicen el mismo tipo de polarización (es decir, PL doble o circular doble). En estas condiciones, la energía de la señal en el centro del canal cae dentro de la banda de guarda del canal copolarizado de la red adyacente. El ejemplo de la Figura que sigue muestra los planes de canalización copolar para una sola polarización en cada uno de los satélites adyacentes. La interferencia causada por el satélite adyacente se reduce mediante la separación angular de los satélites y adicionalmente mediante la separación de frecuencias de las portadoras debido al filtrado del canal copolarizado de los satélites adyacentes.



ANEXO 1

Interferencia entre redes de satélites poco separados con PC doble y PL doble en las bandas de frecuencias de 6/4 GHz**Resumen**

Este Anexo introduce el tema de la interferencia combinada entre redes de satélites adyacentes poco separados (hasta 6° de separación orbital) que funcionan en las bandas de frecuencias de 6/4 GHz, cuando estas redes utilizan tipos distintos de polarización (es decir, PC en una red y PL en la otra), y cuando esas redes utilizan simultáneamente ambas polarizaciones ortogonales en la misma frecuencia y con igual cobertura. Proporciona la expresión general de las ecuaciones que se utilizaron para llevar a cabo los análisis.

Incluye los principales resultados de un análisis del impacto sobre los niveles de interferencia combinada de satélites adyacentes cuando satélites vecinos que funcionan en las bandas de frecuencias de 6/4 GHz utilizan tipos distintos de polarización (es decir PL y PC) y cuando es igual la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de las redes interferida e interferente. Se supone además que las redes interferente e interferida funcionan con el mismo tipo de portadoras en la misma frecuencia. Compara los niveles de interferencia en estas situaciones con los que existen cuando las redes de satélites utilizan el mismo tipo de polarización, sea ambas PL doble o ambas PC doble. Concluye que en este caso, para los valores prácticos de la discriminación por polarización cruzada (XPD) de las estaciones terrenas y de satélite, la interferencia adicional absoluta en el caso más desfavorable, con relación al caso idealizado en el que ambas redes utilizan el mismo tipo de polarización y se encuentran perfectamente alineadas, es menor que aproximadamente 0,5 dB para el enlace descendente y menor que aproximadamente 1,5 dB para el enlace ascendente. Los diagramas de radiación copolares y contrapolares fuera del eje de la antena de estación terrena son los principales contribuyentes a la interferencia. El análisis es para el caso más desfavorable y utiliza envolventes de plantillas sencillas para representar la calidad de funcionamiento de la antena de la estación terrena. En la práctica es sumamente improbable que se presenten las condiciones del caso más desfavorable en los diagramas de radiación copolares y contrapolares de cada una de las dos polarizaciones transmitidas simultáneamente por la antena de estación terrena.

1 Introducción

Los satélites de 6/4 GHz funcionan en la misma frecuencia y con igual cobertura a lo largo del arco geoestacionario con pequeña separación orbital entre satélites adyacentes, que suele variar de 2° a 6°. La coordinación entre estas redes supone a menudo que funcionan en forma copolar entre sí, cuando no se supone aislamiento de polarización, como sucede cuando ambas redes utilizan PL ortogonal doble o PC ortogonal doble.

Se presentan casos en que existe algún aislamiento de polarización entre redes adyacentes, como ocurre cuando estas redes adyacentes utilizan únicamente sentidos opuestos del mismo tipo de polarización (por ejemplo, polarización vertical adyacente a polarización horizontal, o polarización circular dextrógira (RHCP) adyacente a polarización circular levógira (LHCP)). Con XPD de la antena de satélite del orden de 30 dB, la ganancia contrapolar fuera del eje de la antena de estación terrena será el efecto contrapolar dominante en estos casos. Controla esencialmente la interferencia contrapolar entre las dos redes de satélites adyacentes, independientemente de que estén funcionando en PL o PC.

Puede presentarse otra situación en la que las redes de satélites adyacentes utilizan diferentes tipos de polarización – PC en una red y PL en la otra. Estas situaciones se presentan regularmente en redes que funcionan en las bandas de frecuencias de 6/4 GHz, en las que se mantienen aún las decisiones históricas de elección de polarización (PC o PL) tomadas hace décadas en las redes operacionales actuales; situación que es probable que continúe en el futuro debido a las considerables inversiones infraestructurales en estas redes. Se estudió el aislamiento de polarización fuera del eje entre redes en estos casos, pero solamente tomando en cuenta una polarización cada vez¹. El § 2.2.3 del Apéndice 8 del RR proporciona orientación a las administraciones en términos de aislamiento entre una señal interferente PC única y una señal deseada PL (o viceversa) con un factor de aislamiento numérico recomendado en el caso más desfavorable de 1,4 veces (= 1,46 dB) como valor de envolvente para todas las gamas de separación orbital.

La situación que no se ha estudiado adecuadamente, y que se trata en esta Recomendación, es la de que la red interferente utiliza ambos sentidos de polarización (PC o PL) y la red deseada el otro tipo de polarización (PL o PC, respectivamente). En este caso, es importante durante la coordinación calcular la interferencia combinada resultante del efecto combinado de las dos señales ortogonalmente polarizadas en la red interferente. De hecho éste es el caso que se da en la práctica en la mayoría de las situaciones con las redes de satélites actualmente en funcionamiento, de que ambas utilizan polarización ortogonal doble por razones de eficiencia espectral.

2 Ecuaciones vectoriales genéricas

Este punto resume las expresiones generales de las ecuaciones que deben utilizarse para evaluar la combinación de las dos componentes de polarización de la red interferente en una sola componente de la red interferida. Se proporcionan las ecuaciones para todos los casos posibles de interferencia (PC a PL, PL a PC, PL a PL).

2.1 Interferencia de sistemas de antenas circularmente polarizadas a sistemas de antenas linealmente polarizadas

En este punto obtenemos primero las expresiones generales de la combinación de los dos tipos de PC en una antena linealmente polarizada. Por tanto, consideramos los dos casos especiales:

- Un satélite con PC doble ilumina una estación terrena linealmente polarizada.
- Una estación terrena con PC doble ilumina un satélite linealmente polarizado.

El campo incidente en la ubicación de la antena de recepción es, para cada polarización de la antena de transmisión circularmente polarizada:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_R &= e_R \left[\frac{\mathbf{h} - j\mathbf{v}}{\sqrt{2}} \right] + e_{RX} \left[\frac{\mathbf{h} + j\mathbf{v}}{\sqrt{2}} \right] e^{j\delta_R} \\ \mathbf{e}_L &= e_L \left[\frac{\mathbf{h} + j\mathbf{v}}{\sqrt{2}} \right] + e_{LX} \left[\frac{\mathbf{h} - j\mathbf{v}}{\sqrt{2}} \right] e^{j\delta_L} \end{aligned} \quad (1)$$

¹ Véanse los Informes 555 y 1141 del ex CCIR y la Recomendación UIT-R S.736.

donde:

- $\mathbf{e}_R, \mathbf{e}_L$: vectores de campo eléctrico incidente de las señales con PC dextrógira y levógira
- e_R, e_{RX} : amplitudes de campo copolarizado y contrapolarizado de la señal con PC dextrógira
- e_L, e_{LX} : amplitudes de campo copolarizado y contrapolarizado de la señal con PC levógira
- \mathbf{h}, \mathbf{v} : vectores unitarios horizontal y vertical en la ubicación de la antena de recepción
- δ_R, δ_L : fases desconocidas del campo contrapolarizado con relación al campo copolarizado para las señales con PC dextrógira y levógira².

Cada puerto de la antena de recepción linealmente polarizada puede ser caracterizado por una longitud efectiva³, es decir para los puertos con polarización horizontal y vertical:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_h &= \sqrt{g} \mathbf{h} + \sqrt{g_x} \mathbf{v} e^{j\delta} \\ \mathbf{h}_v &= \sqrt{g} \mathbf{v} + \sqrt{g_x} \mathbf{h} e^{j\delta} \end{aligned} \quad (2)$$

donde:

- g, g_x : proporcionales a la ganancia copolar y contrapolar de la antena de recepción
- \mathbf{h}, \mathbf{v} : vectores unitarios horizontal y vertical en la ubicación de la antena de recepción
- δ : fase desconocida de la tensión de contrapolarización con relación a la tensión de copolarización recibida en un puerto de la antena linealmente polarizada.

Los valores reales de g, g_x y δ serán en general distintos para los dos puertos de la antena de recepción, aunque la interferencia en el caso más desfavorable (basada en la utilización de máscaras de ganancia y el valor apropiado de δ) será la misma para ambos puertos de la antena. Este análisis corresponde cada vez a la interferencia combinada en un puerto de la antena de recepción. Las tensiones recibidas de las dos señales incidentes de la ecuación (1) en el puerto de recepción con polarización horizontal son por tanto:

$$\begin{aligned} v_{Rh} &= \mathbf{h}_h \cdot \mathbf{e}_R \\ &= \sqrt{\frac{g}{2}} e_R + \sqrt{\frac{g}{2}} e_{RX} e^{j\delta_R} - j\sqrt{\frac{g_x}{2}} e_R e^{j\delta} + j\sqrt{\frac{g_x}{2}} e_{RX} e^{j(\delta + \delta_R)} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} v_{Lh} &= \mathbf{h}_h \cdot \mathbf{e}_L \\ &= \sqrt{\frac{g}{2}} e_L + \sqrt{\frac{g}{2}} e_{LX} e^{j\delta_L} + j\sqrt{\frac{g_x}{2}} e_L e^{j\delta} - j\sqrt{\frac{g_x}{2}} e_{LX} e^{j(\delta + \delta_L)} \end{aligned} \quad (4)$$

² Como en la mayoría de los análisis de antenas, se suponen portadoras sencillas con el factor de tiempo $e^{j\omega t}$. Se supone que la portadora y la señal de una polarización no están correlacionadas con la portadora y la señal de la otra polarización.

³ El concepto de longitud efectiva se aplicó originalmente a antenas dipolo y PL. Con los años se ha ampliado a estados de polarización generales y a antenas más generales. La longitud efectiva de una antena puede definirse como un vector complejo de manera que la tensión en circuito abierto recibida sea el producto escalar del vector \mathbf{h} de longitud efectiva y el vector \mathbf{e} de campo eléctrico incidente, es decir $v_{oc} = \mathbf{h} \cdot \mathbf{e}$.

La potencia recibida en el puerto con polarización horizontal es proporcional a la suma de las tensiones al cuadrado, suponiendo que las dos señales no están correlacionadas. El último término a la derecha de las ecuaciones (3) y (4) es el producto de la contrapolarización de las dos antenas y será por tanto el más pequeño de los valores de calidad de funcionamiento contrapolar prácticos. El resultado es que algunos de los términos resultantes de elevar al cuadrado las ecuaciones (3) y (4) son tan pequeños que pueden ignorarse, siendo éstos los que resultan del producto del último término por cualquier otro término, excepto el primero. Simplificando de esta manera, la potencia en el puerto de recepción de polarización horizontal es proporcional a:

$$|v_{Rh}|^2 + |v_{Lh}|^2 = \frac{g}{2} (e_R^2 + e_L^2 + e_{RX}^2 + e_{LX}^2) + \frac{g_x}{2} (e_R^2 + e_L^2) + g(e_R e_{RX} \cos \delta_R + e_L e_{LX} \cos \delta_L) + \sqrt{gg_x} (e_R^2 - e_L^2) \sin \delta - 2\sqrt{gg_x} (e_R e_{RX} \sin \delta_R - e_L e_{LX} \sin \delta_L) \cos \delta \quad (5)$$

Análogamente la potencia en el puerto de recepción con polarización vertical es proporcional a:

$$|v_{Rv}|^2 + |v_{Lv}|^2 = \frac{g}{2} (e_R^2 + e_L^2 + e_{RX}^2 + e_{LX}^2) + \frac{g_x}{2} (e_R^2 + e_L^2) - g(e_R e_{RX} \cos \delta_R + e_L e_{LX} \cos \delta_L) - \sqrt{gg_x} (e_R^2 - e_L^2) \sin \delta - 2\sqrt{gg_x} (e_R e_{RX} \sin \delta_R - e_L e_{LX} \sin \delta_L) \cos \delta \quad (6)$$

2.2 Interferencia de sistemas de antenas polarizadas linealmente a los sistemas de antena circularmente polarizadas

Este punto investiga el caso contrario al del punto anterior. Obtenemos las expresiones generales de la combinación de dos polarizaciones lineales ortogonales en una antena circularmente polarizada y se consideran los dos casos especiales:

- Un satélite con PL doble ilumina una estación terrena circularmente polarizada.
- Una estación terrena con PL doble ilumina un satélite circularmente polarizado.

El campo incidente en la ubicación de la antena de recepción es, para cada polarización de la antena de transmisión linealmente polarizada:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_H &= e_H \mathbf{h} + e_{HX} \mathbf{v} e^{j\delta_H} \\ \mathbf{e}_V &= e_V \mathbf{v} + e_{VX} \mathbf{h} e^{j\delta_V} \end{aligned} \quad (7)$$

donde:

- $\mathbf{e}_H, \mathbf{e}_V$: vectores de campo eléctrico incidente de las señales horizontal y verticalmente polarizadas
- e_H, e_{HX} : amplitudes de campo copolarizado y contrapolarizado de la señal horizontalmente polarizada
- e_V, e_{VX} : amplitudes de campo copolarizado y contrapolarizado de la señal verticalmente polarizada
- \mathbf{h}, \mathbf{v} : vectores unitarios horizontal y vertical en la ubicación de la antena de recepción
- δ_H, δ_V : fases desconocidas del campo contrapolarizado con relación al campo copolarizado para las señales vertical y horizontalmente polarizadas.

Los puertos con RHCP y LHCP de la antena de recepción son caracterizados por las longitudes efectivas:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_r &= \sqrt{g} \frac{\mathbf{h} + j\mathbf{v}}{\sqrt{2}} + \sqrt{g_x} \frac{\mathbf{h} - j\mathbf{v}}{\sqrt{2}} e^{j\delta} \\ \mathbf{h}_l &= \sqrt{g} \frac{\mathbf{h} - j\mathbf{v}}{\sqrt{2}} + \sqrt{g_x} \frac{\mathbf{h} + j\mathbf{v}}{\sqrt{2}} e^{j\delta} \end{aligned} \quad (8)$$

donde:

g, g_x : proporcionales a la ganancia copolar y contrapolar de la antena de recepción

\mathbf{h}, \mathbf{v} : vectores unitarios horizontal y vertical en la ubicación de la antena de recepción

δ : fase desconocida de la tensión de contrapolarización con relación a la tensión de copolarización recibida en un puerto de la antena circularmente polarizada.

Las tensiones recibidas de las dos señales incidentes de la ecuación (7) en el puerto de recepción con RHCP son:

$$\begin{aligned} v_{Hr} &= \mathbf{h}_r \cdot \mathbf{e}_H \\ &= \sqrt{\frac{g}{2}} e_H + j\sqrt{\frac{g}{2}} e_{HX} e^{j\delta_H} + \sqrt{\frac{g_x}{2}} e_H e^{j\delta} - j\sqrt{\frac{g_x}{2}} e_{HX} e^{j(\delta + \delta_H)} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} v_{Vr} &= \mathbf{h}_r \cdot \mathbf{e}_V \\ &= j\sqrt{\frac{g}{2}} e_V + \sqrt{\frac{g}{2}} e_{VX} e^{j\delta_V} - j\sqrt{\frac{g_x}{2}} e_V e^{j\delta} + \sqrt{\frac{g_x}{2}} e_{VX} e^{j(\delta + \delta_V)} \end{aligned} \quad (10)$$

La potencia recibida en el puerto con RHCP es proporcional a la suma de las tensiones al cuadrado (despreciando los términos de contrapolarización de orden mayor que dos):

$$\begin{aligned} |v_{Hr}|^2 + |v_{Vr}|^2 &= \frac{g}{2} (e_H^2 + e_V^2 + e_{HX}^2 + e_{VX}^2) + \frac{g_x}{2} (e_H^2 + e_V^2) - \\ &\quad g(e_H e_{HX} \sin \delta_H - e_V e_{VX} \sin \delta_V) + \sqrt{gg_x} (e_H^2 - e_V^2) \cos \delta + \\ &\quad 2\sqrt{gg_x} (e_H e_{HX} \cos \delta_H + e_V e_{VX} \cos \delta_V) \sin \delta \end{aligned} \quad (11)$$

Análogamente, la potencia en el puerto de recepción con LHCP es proporcional a:

$$\begin{aligned} |v_{Hl}|^2 + |v_{Vl}|^2 &= \frac{g}{2} (e_H^2 + e_V^2 + e_{HX}^2 + e_{VX}^2) + \frac{g_x}{2} (e_H^2 + e_V^2) + \\ &\quad g(e_H e_{HX} \sin \delta_H - e_V e_{VX} \sin \delta_V) + \sqrt{gg_x} (e_H^2 - e_V^2) \cos \delta - \\ &\quad 2\sqrt{gg_x} (e_H e_{HX} \cos \delta_H + e_V e_{VX} \cos \delta_V) \sin \delta \end{aligned} \quad (12)$$

2.3 Interferencia de sistemas de antenas linealmente polarizadas a sistemas de antenas linealmente polarizadas

En este punto consideramos la interferencia entre dos sistemas con polarización lineal doble que pueden tener distintos ángulos de alineación de polarización⁴. Obtenemos las expresiones de:

- Un satélite con polarización lineal doble ilumina una estación terrena linealmente polarizada.
- Una estación terrena con polarización lineal doble ilumina un satélite linealmente polarizado.

El campo incidente en la ubicación de la antena de recepción es, para cada polarización de la antena de transmisión linealmente polarizada,

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_H &= e_H (\cos \psi \mathbf{h} + \sin \psi \mathbf{v}) + e_{HX} (-\sin \psi \mathbf{h} + \cos \psi \mathbf{v}) e^{j\delta_H} \\ \mathbf{e}_V &= e_V (-\sin \psi \mathbf{h} + \cos \psi \mathbf{v}) + e_{VX} (\cos \psi \mathbf{h} + \sin \psi \mathbf{v}) e^{j\delta_V} \end{aligned} \quad (13)$$

donde:

- $\mathbf{e}_H, \mathbf{e}_V$: vectores de campo eléctrico incidente de las señales horizontal y verticalmente polarizadas
- e_H, e_{HX} : amplitudes de campo copolarizado y contrapolarizado de la señal horizontalmente polarizada
- e_V, e_{VX} : amplitudes de campo copolarizado y contrapolarizado de la señal verticalmente polarizada
- \mathbf{h}, \mathbf{v} : vectores unitarios horizontal y vertical en la ubicación de la antena de recepción
- ψ : ángulo de polarización diferencial entre las antenas de transmisión y de recepción
- δ_H, δ_V : fases desconocidas del campo contrapolar con relación al campo copolarizado para las señales vertical y horizontalmente polarizadas.

La ecuación (2) caracteriza las propiedades de los puertos con polarización horizontal y vertical de la antena de recepción. Las tensiones recibidas para las dos señales incidentes de la ecuación (13) en el puerto de recepción con polarización horizontal son:

$$\begin{aligned} v_{Hh} &= \mathbf{h}_h \cdot \mathbf{e}_H \\ &= \sqrt{g} e_H \cos \psi - \sqrt{g} e_{HX} \sin \psi e^{j\delta_H} + \sqrt{g_x} e_H \sin \psi e^{j\delta} + \sqrt{g_x} e_{HX} \cos \psi e^{j(\delta + \delta_H)} \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} v_{Vh} &= \mathbf{h}_h \cdot \mathbf{e}_V \\ &= -\sqrt{g} e_V \sin \psi + \sqrt{g} e_{VX} \cos \psi e^{j\delta_V} + \sqrt{g_x} e_V \cos \psi e^{j\delta} + \sqrt{g_x} e_{VX} \sin \psi e^{j(\delta + \delta_V)} \end{aligned} \quad (15)$$

La potencia recibida en el puerto con polarización horizontal es proporcional a la suma de las tensiones al cuadrado (despreciando los productos de contrapolarización de orden mayor que dos),

⁴ Los satélites con la misma alineación de polarización, por ejemplo, la definida por el plano ecuatorial, pero funcionando desde diferentes posiciones a lo largo del arco geoestacionario, parecerán tener orientaciones de polarización ligeramente diferentes en una estación terrena. Para los segmentos del arco geoestacionario menores que aproximadamente $\pm 6^\circ$, la diferencia de alineación de polarización con respecto al satélite central será menor que aproximadamente 1° .

$$\begin{aligned}
 |v_{Hh}|^2 + |v_{Vh}|^2 = & g(e_H^2 \cos^2 \psi + e_V^2 \sin^2 \psi + e_{HX}^2 \sin^2 \psi + e_{VX}^2 \cos^2 \psi) + g_x(e_H^2 \sin^2 \psi + e_V^2 \cos^2 \psi) - \\
 & g \sin 2\psi(e_H e_{HX} \cos \delta_H + e_V e_{VX} \cos \delta_V) + \sqrt{gg_x} \sin 2\psi(e_H^2 - e_V^2) \cos \delta + \\
 & 2\sqrt{gg_x} \cos^2 \psi(e_H e_{HX} \cos(\delta + \delta_H) + e_V e_{VX} \cos(\delta - \delta_V)) - \\
 & 2\sqrt{gg_x} \sin^2 \psi(e_H e_{HX} \cos(\delta - \delta_H) + e_V e_{VX} \cos(\delta + \delta_V))
 \end{aligned} \tag{16}$$

Análogamente, la potencia en el puerto de recepción con polarización vertical es proporcional a:

$$\begin{aligned}
 |v_{Hh}|^2 + |v_{Vh}|^2 = & g(e_H^2 \sin^2 \psi + e_V^2 \cos^2 \psi + e_{HX}^2 \cos^2 \psi + e_{VX}^2 \sin^2 \psi) + g_x(e_H^2 \cos^2 \psi + e_V^2 \sin^2 \psi) - \\
 & g \sin 2\psi(e_H e_{HX} \cos \delta_H + e_V e_{VX} \cos \delta_V) + \sqrt{gg_x} \sin 2\psi(e_H^2 - e_V^2) \cos \delta + \\
 & 2\sqrt{gg_x} \sin^2 \psi(e_H e_{HX} \cos(\delta + \delta_H) + e_V e_{VX} \cos(\delta - \delta_V)) - \\
 & 2\sqrt{gg_x} \cos^2 \psi(e_H e_{HX} \cos(\delta - \delta_H) + e_V e_{VX} \cos(\delta + \delta_V))
 \end{aligned} \tag{17}$$

3 Resumen del análisis de enlace descendente y de enlace ascendente para señales interferentes con polarización doble de igual amplitud

El análisis contenido en este Anexo se basa en un tratamiento riguroso del campo en los puertos de salida de una antena de recepción con polarización doble (PL o PC) utilizando una representación completa de la señal incidente (PC o PL, respectivamente) en términos de sus dos componentes ortogonalmente polarizadas. Este análisis es igualmente aplicable a los trayectos de transmisión de enlace ascendente y de enlace descendente. En este Anexo se supone que es igual la magnitud de las dos señales interferentes ortogonalmente polarizadas.

El análisis utiliza las ecuaciones vectoriales genéricas determinadas en el § 2 y se presentan versiones simplificadas de enlace ascendente y de enlace descendente. Se han utilizado distintas combinaciones de los ángulos de fase desconocidos, δ_R , δ_L , δ_H , δ_V y δ para obtener los resultados del caso más desfavorable, caso promedio y del caso más favorable. Se ofrecen análisis resumidos separados de los casos de enlace ascendente y de enlace descendente de:

- una red con PC doble interfiere a una red PL;
- una red con PL doble interfiere a una red PC;
- una red con PL doble interfiere a una red PL.

Habiendo tratado el caso de una red PC que interfiere a una red PL, el análisis se ocupa entonces de la interferencia en sentido opuesto – de una red PL que interfiere a una red PC.

Un objetivo importante del análisis es comprender la repercusión relativa de la utilización de distintos tipos de polarización en satélites adyacentes (PC en una red y PL en la otra red) en comparación con el caso en que ambas redes utilizan solamente un tipo de polarización (PL en ambas redes o PC en ambas redes). Por tanto, los resultados se presentan en forma de una « Δ » en comparación con el caso de polarización parecida. Con objeto de obtener una comparación verdadera, se utilizó el mismo tipo de análisis para determinar la situación de referencia en la que redes adyacentes funcionan ambas utilizando PL.

Los resultados de la comparación se indican en el § 5 de este Anexo. Estos resultados muestran los niveles de interferencia del caso más desfavorable que resultan de determinadas combinaciones de los ángulos de fase relativa desconocidos, δ_R , δ_L , δ_H , δ_V y δ . Estos niveles de interferencia del caso más desfavorable se dan con relación a la situación a menudo supuesta de que las señales copolares y contrapolares no están correlacionadas, y por consiguiente se suman en potencia para determinar

el nivel de interferencia combinada (o nivel medio). La discrepancia resultante entre el análisis de interferencia riguroso del caso más desfavorable entre redes PL adyacentes, en comparación con el método simplista de la suma de potencias, está entre 0,05 dB y 0,47 dB. Este resultado debe tenerse en cuenta cuando se evalúa la repercusión total de redes PC interferentes que interfieren a redes PL adyacentes (y viceversa). El método sencillo de suma de potencias proporcionará un nivel de interferencia media. Esta interferencia media es independiente de la polarización de las redes. La máxima desviación posible de la interferencia del caso más desfavorable con respecto a la interferencia media es ligeramente mayor cuando las dos redes adyacentes tienen tipos de polarización distintos que cuando tienen el mismo tipo de polarización.

Las conclusiones de este análisis son que cuando se supone igual la magnitud de las dos señales interferentes ortogonalmente polarizadas, la interferencia de enlace descendente combinada del caso más desfavorable a un sistema PL causada por un sistema PC adyacente es comparable a la causada por un sistema PL adyacente, ya que las contribuciones de interferencia de la contrapolarización de la antena de estación terrena se cancelan en los puertos de recepción de la antena de estación terrena. La interferencia de enlace ascendente combinada del caso más desfavorable causada al sistema PL por el sistema PC adyacente es mayor que la causada por el sistema PL adyacente. El nivel de interferencia depende de la relación de fase entre las componentes copolarizada y contrapolarizada de la antena de estación terrena y de la antena de satélite. Si se aumenta la interferencia causada al puerto de recepción de la antena de satélite, la interferencia al puerto de recepción de la antena de satélite ortogonal causada por la misma estación terrena disminuirá en una cantidad similar. Mejorar la calidad de funcionamiento fuera del eje de la estación terrena mejorará la interferencia combinada del caso más desfavorable. La interferencia media causada a sistemas con PL doble por sistemas con PC dobles (o viceversa) es idéntica a la interferencia media entre sistemas con PL doble adyacentes o entre sistemas PC doble adyacentes.

La interferencia de enlace descendente y de enlace ascendente combinada causada a un sistema PC por un sistema PL adyacente es idéntica a la interferencia causada a un sistema PL por un sistema PC adyacente.

3.1 De satélite PC a estación terrena PL

Suponemos:

- a) La amplitud de la señal para cada polarización es la misma, es decir $e_R = e_L = e^*$.
- b) La contrapolarización del satélite viene definida por la XPD, es decir $e_{RX} = e_{LX} = e/\sqrt{xpd}$ **. XPD es la diferencia entre los valores de ganancia copolar y contrapolar de una antena. En general se expresa en dB, a pesar de que en las ecuaciones de esta nota xpd en minúsculas indica una relación de potencia lineal.

* Puede resultar indeseable un desequilibrio entre los niveles de copolarización producidos por el satélite ya que puede generar alguna interferencia -véase el cuarto término de las ecuaciones (5) y (6). Sin embargo, el primer término dominante será menor en el caso con desequilibrio debido al factor 1/2. La cancelación de la contribución de contrapolarización de la estación terrena dominante parece ser única en el caso de interferencia de enlace descendente. La cancelación se produce si las dos polarizaciones se transmiten desde un satélite único o desde satélites coubicados. En otro caso, ésta sería una contribución de enlace descendente significativa para $\delta = \pm 90^\circ$.

** Es una hipótesis muy pesimista que las crestas de contrapolarización se produzcan en la misma ubicación y frecuencia en ambos sentidos de la PC del satélite. Este tema se discute nuevamente en el § 5 de este Anexo.

- c) La ganancia de copolarización y contrapolarización de la antena de estación terrena viene definida por las envolventes de ganancia G y G_x . Valores típicos de la envolvente G_x serían $19 - 25 \log(\theta)$, 10 dB menor que la envolvente G típica de $29 - 25 \log(\theta)$. g y g_x en minúsculas indican los valores numéricos correspondientes.

La XPD de satélite suele ser del orden de 27-30 dB mientras que la XPD de estación terrena fuera del eje cerca del haz principal puede suponerse de 10 dB. Lejos del haz principal, será menor. Por tanto, se cree que la contrapolarización de estación terrena contribuirá más a la interferencia de satélite adyacente total que la contrapolarización de satélite.

La sustitución de esta hipótesis en las ecuaciones (5) y (6) arroja expresiones de la potencia recibida por los dos puertos de antena de estación terrena como funciones de las diferencias de fase δ_R , δ_L y δ . Estas diferencias de fase desconocidas generalmente no se consideran por lo general en el diseño de la antena. Sin embargo, son significativas para la interferencia combinada. Aquí solamente delimitamos la interferencia para cualesquiera diferencias de fase y proporcionamos la interferencia del caso más desfavorable y del caso más favorable:

$$|v_R|^2 + |v_L|^2_{desfav/fav} = (g + g_x)e^2 \pm 2\sqrt{\frac{g(g + 4g_x)}{xpd}} e^2 + \frac{g}{xpd} e^2 \quad (18)$$

El signo superior se aplica al caso más desfavorable y el inferior al caso más favorable. La interferencia media es la suma del primer y tercer términos de la ecuación (18). La interferencia del caso más desfavorable en el puerto con polarización horizontal se produce para ángulos de fase δ , δ_R y δ_L próximos a 0. Análogamente, el caso más favorable se produce para ángulos de fase δ , δ_R y δ_L cercanos a 180°. Estas dos condiciones son el caso más favorable y el caso más desfavorable, respectivamente, para el puerto con polarización vertical. Es importante señalar que:

- En promedio no existe degradación en comparación con los sistemas PL.
- Si se degrada un puerto con polarización en recepción, la calidad de funcionamiento del otro puerto será mejor que en el caso medio.

3.2 De estación terrena PC a satélite PL

Suponemos:

- La amplitud de la señal para cada polarización es la misma, es decir, $e_R = e_L = e$.
- La contrapolarización del satélite viene definida por la XPD. Si la ganancia de antena de satélite copolar es g_{sat} , la ganancia de antena de satélite contrapolar es $g_{sat,x} = g_{sat}/xpd$.
- La ganancia de copolarización y de contrapolarización de la antena de estación terrena viene definida por las envolventes de ganancia G y G_x . Entonces, la contrapolarización de estación terrena es $e_{RX} = e_{LX} = e\sqrt{g_x/g}$.

La interferencia del caso más desfavorable y del caso más favorable es en el caso de enlace ascendente:

$$|v_R|^2 + |v_L|^2_{desfav/fav} = (g + g_x)e^2 \pm 2\sqrt{\frac{g g_x(xpd + 4)}{xpd}} e^2 + \frac{g}{xpd} e^2 \quad (19)$$

La interferencia del caso más desfavorable se produce en el puerto con polarización horizontal para δ , δ_L y δ_R próximos a 0 como en el caso de enlace descendente. Como la XPD de satélite será grande en general, la degradación del caso más desfavorable será más grande en el caso de enlace descendente que en el caso de enlace ascendente.

3.3 De satélite PL a estación terrena PC

Suponemos:

- La amplitud de la señal para cada polarización es la misma, es decir $e_H = e_V = e$.
- La contrapolarización del satélite viene definida por la XPD, es decir $e_{HX} = e_{VX} = e/\sqrt{xpd}$.
- La ganancia de copolarización y contrapolarización de la antena de estación terrena viene definida por las envolventes de ganancia G y G_x .

La sustitución en las ecuaciones (11) y (12) arroja resultados similares a los de la interferencia de un satélite PC a una estación terrena PL. La interferencia del caso más desfavorable (media y del caso más favorable) es idéntica a la interferencia del caso más desfavorable (media y del caso más favorable) de un satélite PC a una estación terrena PL dada por la ecuación (18). La diferencia principal es que la interferencia del caso más desfavorable en el puerto con RHCP (y el caso más favorable en el puerto con LHCP) se produce para $\delta = 90^\circ$ y $\delta_V = -\delta_H \approx 90^\circ$. Cambiando los signos de los ángulos de fase se intercambia la calidad de funcionamiento de los puertos de antena de recepción. Obviamente, los ángulos de fase del caso más desfavorable son los que maximizan la transferencia de potencia de los campos incidentes del satélite adyacente de las ecuaciones (1) y (7) a los puertos de antena de recepción caracterizados por las ecuaciones (2) y (8).

3.4 De estación terrena PL a satélite PC

Suponemos:

- La amplitud de señal para cada polarización es la misma, es decir $e_H = e_V = e$.
- La contrapolarización del satélite viene definida por la XPD. Si la ganancia de antena de satélite copolar es g_{sat} , la ganancia de antena de satélite contrapolar es $g_{sat,x} = g_{sat}/xpd$.
- La ganancia de copolarización y de contrapolarización de la antena de estación terrena viene definida por las envolventes de ganancia G y G_x . Entonces, la contrapolarización de estación terrena es $e_{HX} = e_{VX} = e\sqrt{g_x/g}$.

Nuevamente, la interferencia es idéntica a la interferencia similar de un sistema PC a un sistema PL. Por tanto, la interferencia del caso más desfavorable (y del caso más favorable) de una estación terrena con PL doble a un satélite PC viene dada por la ecuación (19) y la dependencia con respecto a los ángulos de fase es como en el caso de enlace descendente.

3.5 De satélite PL a estación terrena PL

Suponemos:

- La amplitud de la señal para cada polarización es la misma, es decir $e_H = e_V = e$.
- La contrapolarización del satélite viene definida por la XPD, es decir $e_{HX} = e_{VX} = e/\sqrt{xpd}$.
- La ganancia de copolarización y contrapolarización de la antena de estación terrena viene definida por las envolventes de ganancia G y G_x .

La sustitución en las ecuaciones (16) y (17) revela que la potencia recibida por una estación terrena PL de un satélite con PL doble es proporcional a:

$$|v_H|^2 + |v_V|^2 = (g + g_x) e^2 \mp \frac{g}{\sqrt{xpd}} \operatorname{sen} 2\psi (\cos \delta_H + \cos \delta_V) e^2 + 2\sqrt{\frac{g g_x}{xpd}} (\cos 2\psi (\cos \delta_H + \cos \delta_V) \cos \delta \mp (\operatorname{sen} \delta_H - \operatorname{sen} \delta_V) \operatorname{sen} \delta) e^2 + \frac{g}{xpd} e^2 \quad (20)$$

El signo superior se aplica al puerto con polarización horizontal y el inferior al puerto con polarización vertical. El segundo término, que es la contribución de contrapolarización de antena de satélite de orden más pequeño, desaparece con una alineación de contrapolarización perfecta, $\psi = 0$. En otro caso, los términos de interferencia de contrapolarización dependen de 2ψ , dos veces el ángulo de desalineación de polarización. La interferencia del caso más desfavorable (y del caso más favorable) dada por la ecuación (24) es para $\psi = 0$

$$|v_H|^2 + |v_V|^2_{\text{desfav/fav}, \psi=0} = (g + g_x) e^2 \pm 4\sqrt{\frac{g g_x}{xpd}} e^2 + \frac{g}{xpd} e^2 \quad (21)$$

La interferencia del caso más desfavorable se produce en el puerto con polarización horizontal para $\delta_V = -\delta_H = \delta$. La ecuación (21) se aplica también a la interferencia de un satélite PC a una estación terrena PC. Para $\psi = 45^\circ$, la interferencia resulta idéntica a la de un sistema PC doble en un sistema PL.

3.6 De estación terrena PL a satélite PL

Suponemos:

- La amplitud de la señal para cada polarización es la misma, es decir $e_H = e_V = e$.
- La ganancia de la antena de satélite copolar es g_{sat} , la ganancia de antena de satélite contrapolar es $g_{sat, x} = g_{sat}/xpd$.
- La contrapolarización de la antena de estación terrena es $e_{HX} = e_{VX} = e\sqrt{g_x/g}$.

La sustitución en las ecuaciones (16) y (17) revela que la potencia recibida por un satélite PL de una estación terrena con PL doble es proporcional a:

$$|v_H|^2 + |v_V|^2 = (g + g_x) e^2 \mp \sqrt{g g_x} \operatorname{sen} 2\psi (\cos \delta_H + \cos \delta_V) e^2 + 2\sqrt{\frac{g g_x}{xpd}} (\cos 2\psi (\cos \delta_H + \cos \delta_V) \cos \delta \mp (\operatorname{sen} \delta_H - \operatorname{sen} \delta_V) \operatorname{sen} \delta) e^2 + \frac{g}{xpd} e^2 \quad (22)$$

El signo superior se aplica al puerto con polarización horizontal y el inferior al puerto con polarización vertical. El segundo término, que es la contribución de contrapolarización de antena de estación terrena de orden más pequeño, desaparece con una alineación de polarización perfecta, $\psi = 0$. Los otros términos son idénticos a los de la ecuación (20). Por consiguiente, para una alineación de polarización perfecta, $\psi = 0$, la calidad de funcionamiento de enlace descendente del caso más desfavorable viene dada por la ecuación (21). La repercusión de una desalineación del ángulo de polarización de 1° es aumentar la interferencia del caso más desfavorable en aproximadamente 0,1 dB.

4 Discusión de los resultados

4.1 Interferencia de un sistema PC hacia un sistema PL

El Cuadro 1 resume la interferencia incremental de enlace descendente y ascendente del caso más desfavorable de un sistema PC adyacente interferente a un sistema PL en comparación con la de un sistema PL interferente a otro sistema PL en función de la XPD de la antena de satélite y de la contrapolarización fuera del eje de la estación terrena.

CUADRO 1

Niveles en dB de incremento en el caso más desfavorable de la interferencia de enlace descendente y ascendente de un sistema PL a un sistema PC adyacente (o viceversa) en relación con los de un sistema PL adyacente en función de la XPD de la antena de satélite y la contrapolarización G_x , fuera del eje de la estación terrena, $\psi = 0$

G_x	$G - 10$ dB			$G - 15$ dB			$G - 20$ dB		
XPD (dB)	20	25	30	20	25	30	20	25	30
Enlace descendente	0,31	0,19	0,11	0,52	0,31	0,18	0,62	0,38	0,22
Enlace ascendente	1,50	1,70	1,81	1,01	1,12	1,19	0,62	0,70	0,74

Con una XPD de la antena de satélite del orden de 30 dB, la ganancia contrapolar fuera del eje de la antena de estación terrena será en estos casos el efecto de contrapolarización dominante. Controla esencialmente la interferencia contrapolar entre dos redes de satélites adyacentes independientemente de que estén funcionando con PL o PC.

El incremento de la interferencia de enlace descendente en el caso más desfavorable es esencialmente despreciable para bajos niveles de contrapolarización del satélite. Además, no se consideró ninguna degradación adicional del sistema PL que interfiere en el otro sistema PL debido a la desalineación de polarización, efectos de guñada de antena, rotación de Faraday, etc.

El incremento de la interferencia de enlace ascendente en el caso más desfavorable es mayor y se presenta debido a la supuesta mediocre contrapolarización de la antena de estación terrena fuera del eje. Aun cuando la contrapolarización del satélite y de la estación terrena son bajas, el incremento de la interferencia de enlace ascendente en el caso más desfavorable puede no ser despreciable, pero en ese caso la interferencia media será baja.

El caso más desfavorable se presenta cuando la contrapolarización está en fase con la copolarización (y una cresta de contrapolarización coincide con una cresta de copolarización) simultáneamente para ambas polarizaciones de la estación terrena. En estas condiciones, las tensiones de interferencia de copolarización y de contrapolarización se añadirán en fase en el puerto de polarización de la antena de satélite. Este evento se considera sumamente improbable. En otros casos, la interferencia puede ser menor que la existente entre sistemas PL. Además, la interferencia media de un sistema PC a un sistema PL es igual a la interferencia media entre sistemas PL. La física del diseño de antena naturalmente puede constreñir la relación de fase entre la contrapolarización y la copolarización de la estación terrena. Por ejemplo, la contrapolarización generada por difracción en los bordes del reflector suele estar en cuadratura de fase con la

copolarización, lo cual haría desaparecer algunos términos para contribuciones con $\delta_R = \delta_L = \pm 90^\circ$. Los efectos de las contribuciones del polarizador, alimentador, bloqueo del subreflector y tirantes, sobre las relaciones de fase de las componentes copolar y contrapolar, también pueden contribuir pero esto requiere nuevos estudios y se trata en el Anexo 2. Además, es poco probable que las crestas de contrapolarización se presenten en la ubicación de las crestas de copolarización (véase el Apéndice 1) ya que la contrapolarización generada por la difracción en el borde del reflector suele tener crestas en los nulos de copolarización.

4.2 Interferencia de un sistema PL a un sistema PC

La interferencia de un sistema PL a un sistema PC es idéntica a la interferencia de un sistema PC a un sistema PL. Solamente difiere la dependencia con respecto a las diferencias de fase entre la copolarización y la contrapolarización de la antena de estación terrena y de la antena de satélite.

5 Conclusiones

Las conclusiones de este análisis son que cuando se supone que es igual la magnitud de las dos señales interferentes ortogonalmente polarizadas, la interferencia de enlace descendente combinada en el caso más desfavorable causada a un sistema PL por un sistema PC adyacente, es comparable a la producida por un sistema PL adyacente ya que las contribuciones de interferencia de la contrapolarización de la antena de estación terrena se cancelan en los puertos de polarización de la antena de estación terrena. Esta conclusión es válida independientemente de los ángulos de fase relativos, δ_R , δ_L y δ .

La interferencia de enlace ascendente combinada en el caso más desfavorable causada al sistema PL por el sistema PC adyacente es ligeramente mayor que la producida por el sistema PL adyacente. El nivel de interferencia depende de la relación de fase entre las componentes copolarizada y contrapolarizada de la antena de estación terrena y de la antena de satélite. La interferencia de enlace ascendente del caso más desfavorable se produce cuando la componente de señal contrapolar está en fase con la copolar, y cuando coincide una cresta de ganancia de antena contrapolar con una cresta de ganancia copolar, simultáneamente para ambas transmisiones de la señal deseada. La coincidencia de tantos factores se considera estadísticamente muy improbable. Debe señalarse que:

- Si aumenta la interferencia causada a un puerto de polarización de la antena de satélite, la interferencia al otro puerto de polarización de la antena de satélite producida por la misma estación terrena, disminuirá en una cantidad similar.
- En la práctica, es probable que la calidad de funcionamiento fuera del eje de la estación terrena sea mejor que la de las Recomendaciones UIT-R, por lo cual se reducirá el nivel de interferencia combinada del caso más desfavorable.
- La física del diseño de la antena constreñirá naturalmente la relación de fase entre la contrapolarización y la copolarización de la estación terrena, lo cual suele conducir al resultado de interferencia medio.
- Es improbable que las crestas de ganancia contrapolar de una antena real se produzcan en el mismo ángulo fuera del eje que las crestas de ganancia copolar, en particular para dos polarizaciones al mismo tiempo.

En resumen, a efectos prácticos utilizando antenas realistas, la interferencia combinada causada a sistemas con PL doble por sistemas con PC doble poco separados (o viceversa) es idéntica a la interferencia combinada entre sistemas con PL doble adyacentes o entre sistemas con PC doble adyacentes.

APÉNDICE 1

AL ANEXO 1

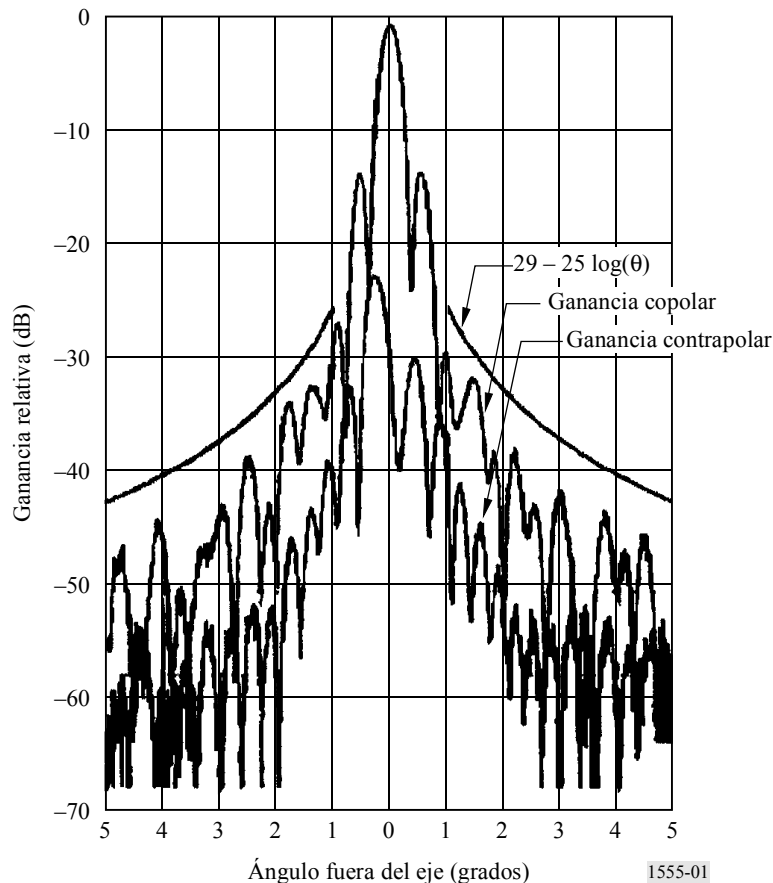
Ejemplo de datos de medición de la discriminación contrapolar de las antenas de estación terrena en la dirección de satélites adyacentes poco separados

1 Antena N.º 1

La Fig. 1 da la ganancia copolar y contrapolar medida para una antena de transmisión de 8,1 m a 6,4 GHz funcionando con PC. Se muestra también la máscara de $29 - 25 \log(\theta)$ para ángulos fuera del eje mayores que 1° . Obsérvese que la XPD es mayor que aproximadamente 15 dB (con relación a $29 - 25 \log(\theta)$) para ángulos fuera del eje entre 1° y 2° , mayor que aproximadamente 18 dB para ángulos fuera del eje entre 2° y 3° . El umbral mínimo de ruido de la medición no permite datos fiables en este caso más allá de 3° , aunque la XPD parece estar muy por encima de 10 dB hasta 5° fuera del eje.

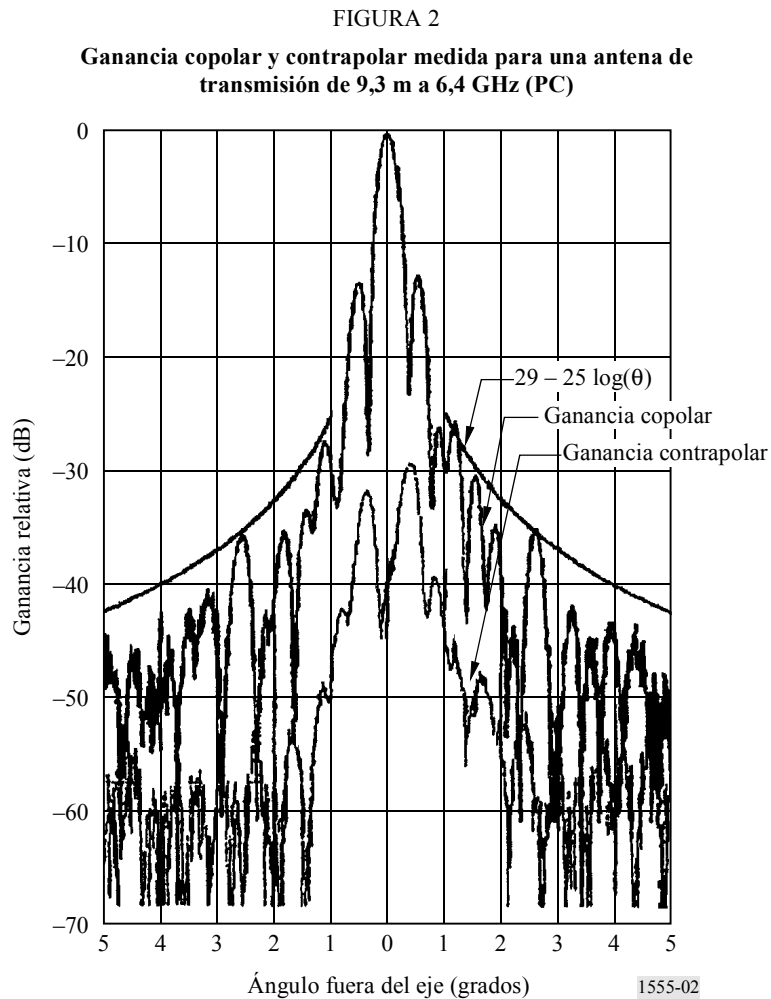
FIGURA 1

Ganancia copolar y contrapolar medida para una antena de transmisión de 8,1 m a 6,4 GHz (PC)



2 Antena N.º 2

La Fig. 2 da la ganancia copolar y contrapolar medida para una antena de transmisión de 9,3 m a 6,4 GHz funcionando con PC. Se muestra también la máscara de $29 - 25 \log(\theta)$ para ángulos fuera del eje mayores que 1° . Obsérvese que la XPD es mayor que aproximadamente 20 dB (con relación a $29 - 25 \log(\theta)$) para ángulos fuera del eje entre 1° y 5° .



ANEXO 2

Contrapolarización fuera del eje de antenas de estación terrena que funcionan en las bandas de frecuencias de 6/4 GHz**1 Introducción**

Este Anexo investiga con más detalle el diagrama de radiación de antena de estación terrena y los factores que contribuyen a la contrapolarización. La dispersión en los tirantes que soportan el subreflector se identifican como una fuente potencialmente dominante de contrapolarización en la región de 2° - 10° desde el eje de puntería. Esta dispersión sólo es significativa en pequeñas regiones de espacio. Esta contribución muestra que cuando se produce dispersión, ésta degradará principalmente los lóbulos laterales copolares de una antena linealmente polarizada y principalmente los lóbulos laterales contrapolares de una antena circularmente polarizada.

Muestra que en las antenas de estación terrena actualmente disponibles con tirantes en una configuración cuadrípode ubicados cerca de los planos de $\pm 45^{\circ}$ de la antena de estación terrena, es insignificante la dispersión copolarizada y contrapolarizada de los tirantes en el espacio alejado de estos planos. De hecho, la contrapolarización de los tirantes se cancela completamente en el plano de 0° (y 90°), que normalmente estaría alineado con el arco geoestacionario. En esta situación no existe diferencia entre el nivel de interferencia causado a un sistema PL por un sistema con PC doble adyacente en comparación con el de un sistema con PL doble coalineado adyacente. En los casos especiales en que la dispersión en los tirantes degrada significativamente la calidad de funcionamiento de contrapolarización de PC de la estación terrena, la interferencia de PC doble a PL no será peor que la de PL doble a PL.

2 Resumen del análisis**2.1 Medición de la relación de fase entre las componentes copolarizada y contrapolarizada**

La relación de fase entre las componentes copolarizada y contrapolarizada y la contrapolarización fuera del eje de la antena de estación terrena podría representar un papel en la diferencia entre el nivel de interferencia causado a un sistema PL por un sistema PC adyacente en comparación con el producido por un sistema PL perfectamente alineado.

Se expresaron opiniones de que las mediciones parecían apoyar la conclusión de que la interferencia combinada entre las redes debería suponerse idéntica a la que se produciría si ambas redes utilizaran los mismos tipos de polarización (es decir, ambas PL o ambas PC). Se ha analizado la posibilidad para medir la relación de fase entre las componentes copolarizada y contrapolarizada. Estos análisis concluyen que esta medición sería difícil si no imposible de efectuar. La pequeña longitud de onda y el gran tamaño de las antenas de la estación terrena que se utilizan en la banda de 6/4 GHz exigiría realizar mediciones a varios kilómetros de la ubicación de la antena. Las mediciones sufrirían entonces graves perturbaciones externas (por ejemplo, reflexión en el terreno). Los niveles de la señal de contrapolarización son bajos. La incertidumbre de las mediciones sería

grande, lo cual degradaría gravemente la exactitud obtenida. Por estas razones los estudios adicionales se han centrado en el método analítico. Este método da resultados exactos, más generales y fiables.

2.2 Definición de un modelo de diagrama de radiación de estación terrena

Para analizar con mayor detalle el importante papel representado por la contrapolarización fuera del eje de la antena de una estación terrena, se han llevado a cabo estudios detallados del diagrama de radiación de estación terrena. Esta contribución propone un modelo para el diagrama de radiación de sistemas de antena con doble reflector con alimentador centrado y de alta eficiencia típicamente empleados como estaciones terrenas terminales para comunicaciones por satélite. Este modelo se presenta en el Apéndice 1 al Anexo 2.

2.3 Efecto de los tirantes de la estación terrena

Los tirantes que soportan el subreflector se identifican como una fuente potencialmente dominante de contrapolarización en la región de 2° - 10° desde el eje de puntería. En la banda 6/4 GHz, la sección transversal del tirante es comparable a las longitudes de onda y se ha llevado a cabo una investigación especial. Se ha desarrollado un modelo de la dispersión en los tirantes que se presenta en el Apéndice 1 al Anexo 2.

La dispersión en los tirantes que soportan el subreflector se identifica como una fuente dominante de contrapolarización en la región de 2° - 10° desde el eje de puntería. Los diseños de antena de estación terrena actualmente disponibles utilizan tirantes en una configuración cuadrípode ubicada en los planos de $\pm 45^{\circ}$ de la antena de estación terrena para eliminar la dispersión del tirante copolarizada producida por el arco geoestacionario. Esta configuración cancela la contrapolarización en los planos del diagrama de radiación principal de la antena de estación terrena tanto para PL como para PC. Por tal razón, no se producirá el posible incremento de la interferencia de enlace ascendente causada por una red circularmente polarizada a una red linealmente polarizada en condiciones de funcionamiento normalizadas cuando ningún tirante está perpendicular al arco geoestacionario.

En caso de que una antena de estación terrena deba funcionar con un tirante perpendicular al arco geoestacionario, la interferencia de PC a PL no será peor que la de PL a PL.

2.4 Simulación y resultados

Se han llevado a cabo simulaciones y se han obtenido resultados numéricos. Los resultados se muestran en las Figs 3 a 7.

2.5 Antena de reflector con alimentador descentrado

Se ha considerado el caso de las antenas de reflector con alimentador descentrado, comúnmente utilizadas para los terminales de muy pequeña apertura (VSAT). Esas antenas de estación terrena se benefician de no tener bloqueo y tienen una contrapolarización muy reducida cuando se utilizan con PC. Por eso no se requieren nuevos análisis para mostrar que los escenarios PL y PC son idénticos.

FIGURA 3
Amplitud de campo lejano (izquierda) y de fase (derecha) para el reflector principal y el subreflector
($D = 9,5$ m, $d = 1,22$ m, $6,425$ GHz)

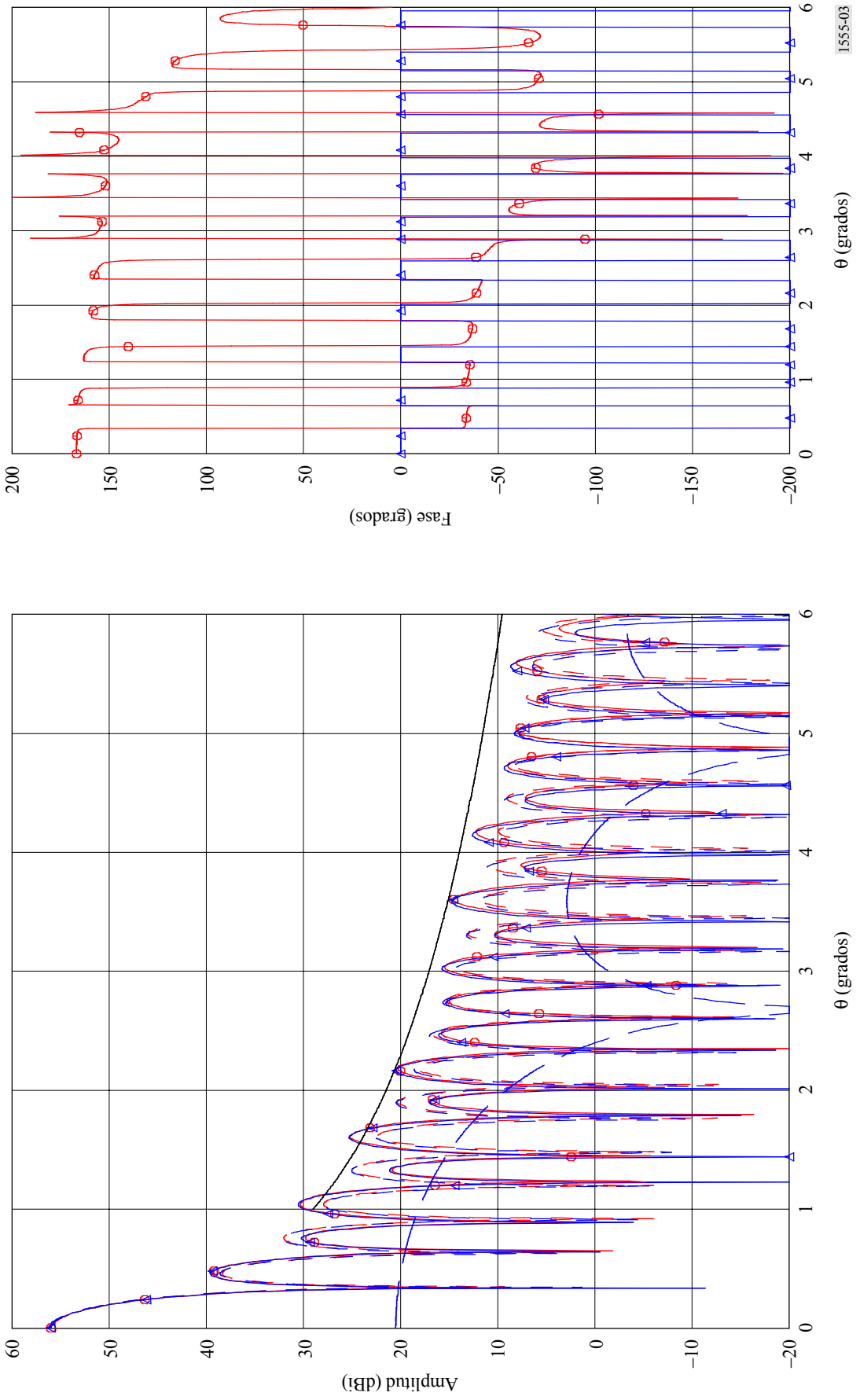


FIGURA 4

Diagrama de errores de tolerancia de superficie para r.m.s. de 0,5 mm y longitud de correlación $D/2$ a 6,425 GHz y 14,5 GHz
($D = 9,5$ m, $d = 1,22$ m)

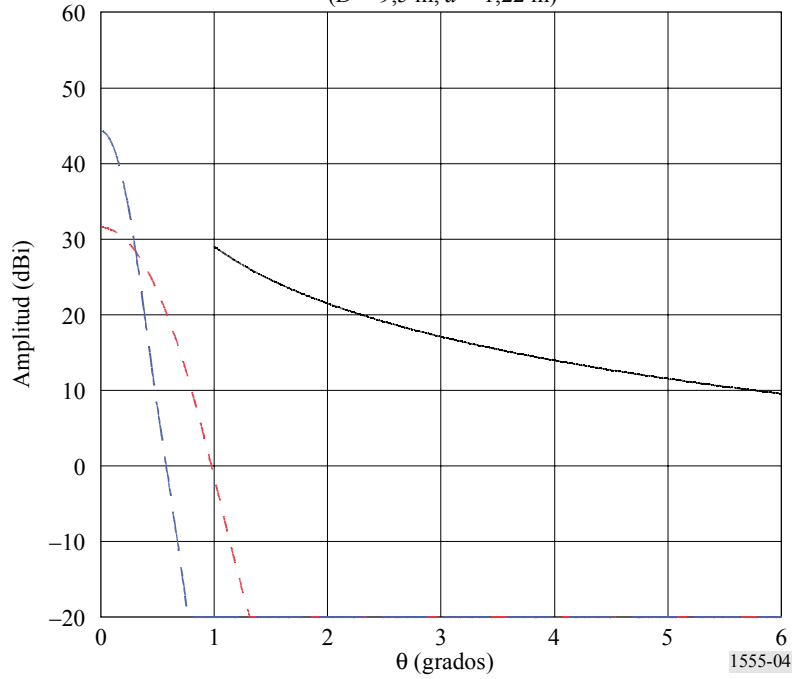


FIGURA 5

Componentes copolar y contrapolar producidas por tirantes circulares de 6 cm en el plano $\phi = 0^\circ$. El ángulo del tirante con el plano de apertura es $\alpha = 0^\circ$. Comparación entre el modelo sencillo y el programa informático general para antenas de reflector (círculos)
($D = 9,5$ m, $d = 1,22$ m, 6,425 GHz)

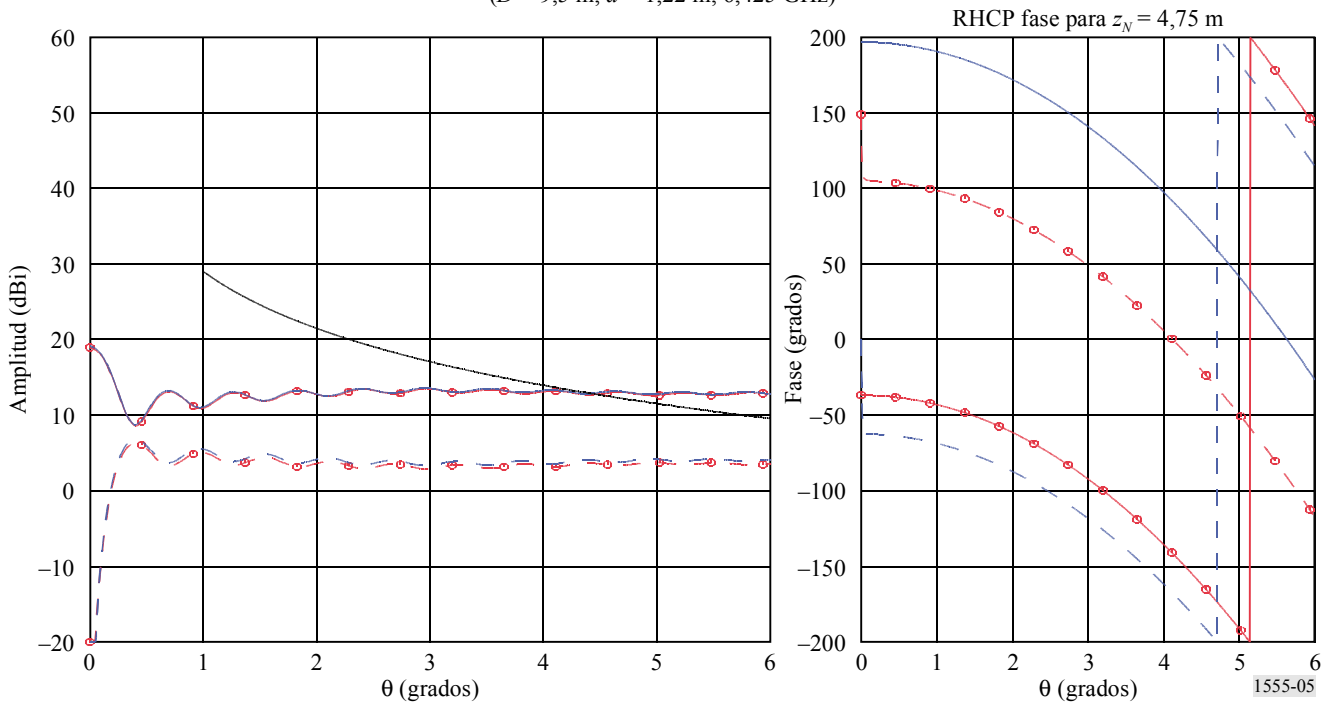


FIGURA 6

Las curvas de línea continua de la figura de la izquierda comparan el campo copolar total predicho por el modelo simple y por el programa informático general para antenas de reflector (círculos) producido por tirantes circulares de 6 cm en el plano $\phi = 0^\circ$. Las curvas de puntos/trazo interrumpido muestran el campo del reflector principal el campo del subreflector, y las componentes del tirante copolar y contrapolar predichas por el modelo sencillo. La figura de la derecha muestra la fase del campo copolar y del campo contrapolar total predicha por el programa informático general para antenas de reflector. El ángulo del tirante con el plano de apertura es $\alpha = 45^\circ$.

($D = 9,5$ m, $d = 1,22$ m, $6,425$ GHz)

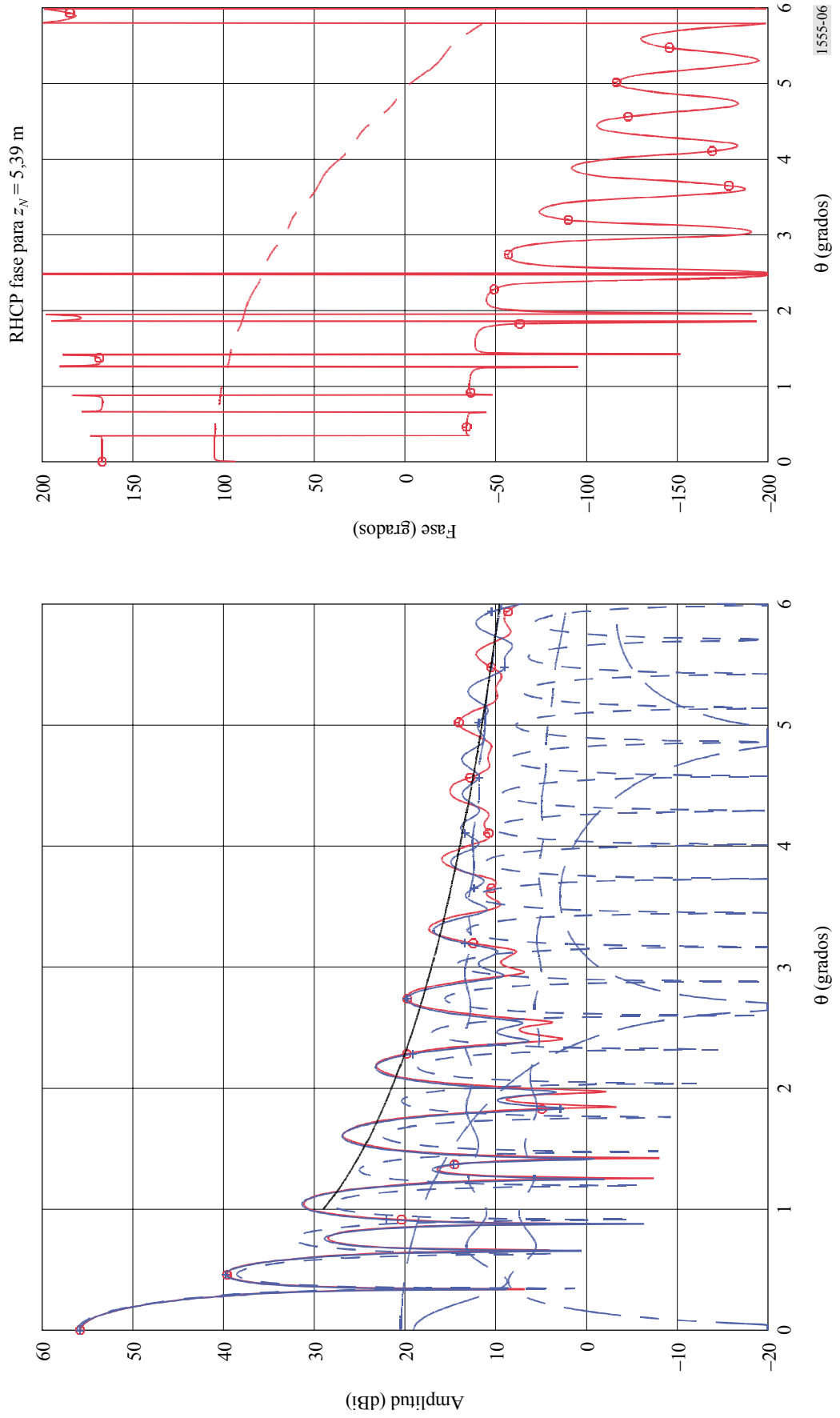
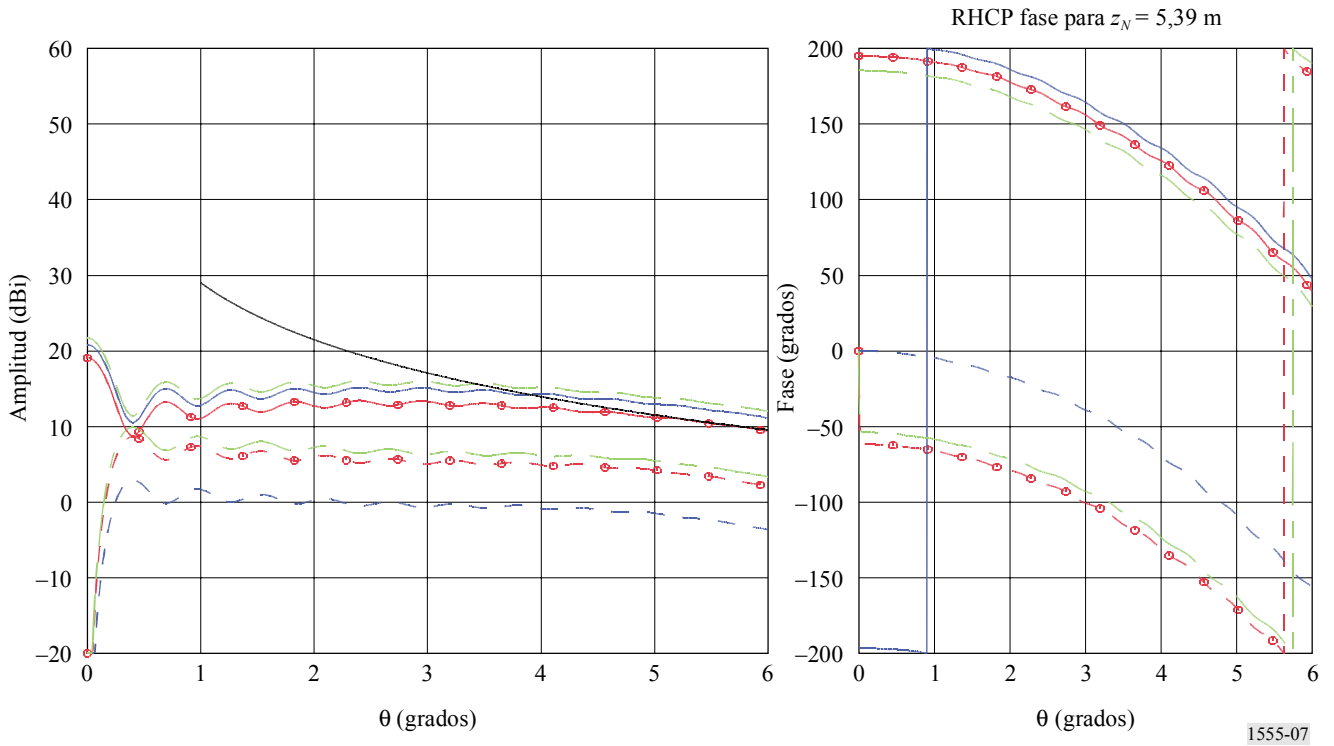


FIGURA 7

Componentes copolar y contrapolar de tirantes circulares de 6 cm, cuadrados de 6 cm y rectangulares de 6 cm/12 cm en el plano $\phi = 0^\circ$. El ángulo del tirante con el plano de apertura es $\alpha = 45^\circ$

($D = 9,5$ m, $d = 1,22$ m, 6,425 GHz)



1555-07

3 Conclusiones

El Apéndice 1 al Anexo 1 indica que la calidad de funcionamiento de contrapolarización de antena de enlace ascendente de la estación terrena podría aumentar ligeramente el nivel de interferencia causado a un sistema PL por un sistema con PC doble adyacente en comparación con aquella desde un sistema con PL doble coalineado adyacente. La contrapolarización fuera del eje de la antena de la estación terrena sería un factor dominante en esta posible diferencia.

Se ha analizado la utilidad de medir la relación de fase entre las componentes copolar y contrapolar, identificada como otro factor en la posible diferencia. Estos análisis concluyen que esta medición sería difícil si no imposible de efectuar. Los errores de medición degradarían gravemente la exactitud obtenida. Por esas razones los estudios adicionales se han centrado en el método analítico.

Este estudio investiga con más detalle el diagrama de radiación de antena de estación terrena. En particular se identifica la dispersión en los tirantes que soportan el subreflector como una fuente dominante de contrapolarización en la región de 2° - 10° desde el eje de puntería. Se ha desarrollado y validado un modelo sencillo para evaluar la dispersión de copolarización y contrapolarización de los tirantes que soportan el subreflector -incluyendo las propiedades de fase. Se implementa como un pequeño programa de simulación autónomo. Se han llevado a cabo simulaciones utilizando este modelo.

Se ha considerado también el caso de una antena de reflector con alimentador descentrado. Cuando se utilizan con PC, estas antenas tienen muy baja contrapolarización. Por eso no existe en este caso diferencia entre el nivel de interferencia causado por un sistema adyacente con PC doble a un sistema PL y el producido a un sistema con PL doble perfectamente coalineado.

Se han llevado a cabo extensos estudios sobre el diagrama de radiación de una antena de estación terrena y los efectos que podrían perturbar la calidad de funcionamiento de contrapolarización. En las antenas de estación terrena actualmente disponibles la calidad de funcionamiento de contrapolarización es suficientemente buena para descartar los efectos de la relación de fase entre las componentes copolarizada y contrapolarizada. Se demuestra también que las mediciones de esta relación de fase son impracticables, lo cual es también un aspecto del tema. Un factor igualmente importante es que la misma antena de estación terrena en funcionamiento con PL puede tener lóbulos laterales de copolarización más elevados en el caso más desfavorable que cuando funciona en PC. El posible aumento de los lóbulos laterales de copolarización con PL y el posible aumento de contrapolarización fuera del eje con PC son distintas manifestaciones del mismo problema de dispersión en los tirantes. La interferencia de enlace ascendente combinada no será peor para la PC que para la PL. Se han llevado a cabo todos los estudios necesarios sobre este tema y los resultados son concluyentes.

Los estudios concluyen que en redes de satélites adyacentes poco separados (hasta 6° de separación orbital) que funcionan en las bandas de frecuencias de 6/4 GHz con diferentes tipos de polarización (es decir PC en una red y PL en la otra), cuando las dos redes utilizan simultáneamente ambas polarizaciones ortogonales en la misma frecuencia y con igual cobertura, la interferencia de enlace ascendente combinada entre las redes puede suponerse idéntica a la interferencia combinada que se produciría si ambas redes utilizasen los mismos tipos de polarización (es decir ambas PL o ambas PC).

APÉNDICE 1

AL ANEXO 2

1 Modelo de diagrama de radiación de antena de estación terrena

Se ha desarrollado un modelo sencillo para sistemas de antena de doble reflector con alimentador centrado de alta eficiencia que suelen emplearse como terminales terrenos de comunicaciones por satélite⁵. Identifica y caracteriza las contribuciones individuales. El modelo incluye un análisis de difracción exacto del bloqueo del tirante y de todas las secciones transversales del diagrama de radiación. Esto es importante en la banda de 6/4 GHz, donde las dimensiones de las secciones transversales de los tirantes son comparables a la longitud de onda. Habrá otras contribuciones a la contrapolarización, pero generalmente estarán entre 20-30 dB o más por debajo de las correspondientes contribuciones copolares, por lo que serán despreciadas. Se efectúan comparaciones con análisis más exactos mediante programas informáticos generales de análisis de antenas de reflector.

⁵ El modelo es similar a modelos anteriores basados en la teoría del campo de apertura normalizada, pero se amplía con un análisis más exacto de los tirantes de soporte del subreflector utilizando la llamada relación de campo inducido (IFR, *induced field ratio*). El análisis de los tirantes se simplifica para proporcionar resultados concretos que sean válidos no demasiado lejos del eje de puntería de la antena de la estación terrena. El trabajo se amplía para proporcionar información del diagrama de radiación de fase y para las secciones transversales de los tirantes que se utilizan comúnmente. Las secciones transversales complicadas de los tirantes tales como estructuras de bastidores espaciales utilizados principal y exclusivamente por las grandes antenas de estación terrena, se excluyen de la investigación.

1.1 Reflector principal y subreflector

Esta contribución supone un sistema de antena con reflector de alta eficiencia en el cual el subreflector y el reflector principal se conforman para proporcionar una iluminación de campo de apertura uniforme. El diámetro del reflector principal y el diámetro del subreflector se denominan D y d , respectivamente.

La contribución del subreflector se calcula utilizando la aproximación normalizada en la cual el subreflector bloquea la parte central de la apertura del reflector principal. Con esta aproximación, la parte bloqueada de la apertura del reflector principal representa potencia perdida. En diseños prácticos de antenas de estación terrena, el subreflector se conforma frecuentemente para desviar esta potencia hacia las partes desbloqueadas del reflector principal tanto para mejorar la eficiencia como para reducir la desadaptación del alimentador. La Fig. 3 muestra la amplitud y la fase calculadas utilizando estas aproximaciones normalizadas. La Figura de la izquierda muestra los diagramas de amplitud de campo lejano de la apertura desbloqueada del reflector principal en línea de puntos, el diagrama de radiación de bloqueo del subreflector más ancho en línea de trazo interrumpido, y el campo combinado en línea de trazo continuo. Se muestra superpuesto el objetivo de diseño de lóbulos laterales de la antena de estación terrena, $G(\theta) = 29 - 25 \log(\theta)$ dBi. En la Figura de la derecha los lóbulos inferiores muestran la fase del diagrama de radiación combinado, a 0° ó 180° . Los lóbulos superiores muestran la fase del diagrama de radiación combinado calculado mediante un programa informático general para antenas de reflector. El análisis más exacto incluye un desplazamiento de fase fijo debido a la longitud del trayecto desde el alimentador al reflector principal y un cambio de fase en función del ángulo debido a la profundidad del reflector principal. El modelo sencillo supone un centro de fase perfecto ubicado en la cúspide del reflector principal. Generalmente, el diagrama de fase de la estación terrena no preocupa y nunca se mide. También se muestran en la Figura de la izquierda el diagrama de amplitud del reflector principal sin bloqueo y del campo combinado calculado mediante el programa informático general para antenas de reflector. Sin embargo es muy difícil distinguir entre sí los dos conjuntos de diagramas de amplitud.

1.2 Errores de tolerancia de superficie del reflector principal

La tolerancia de superficie del reflector puede ser un contribuyente potencial a las degradaciones de lóbulos laterales copolares, pero generalmente no para la contrapolarización. Los reflectores suelen tener errores de superficie que están correlacionados con las partes estructurales tales como paneles, estructura soporte y tirantes. Los paneles de sector angular son populares. Esto conduce a errores de superficie con una longitud de correlación que es comparable al diámetro del reflector. La teoría clásica de la tolerancia de superficie del reflector predice una reducción del diagrama de ganancia nominal $g(\theta, \varphi)$ que depende del error cuadrático medio de la superficie (r.m.s.) ϵ en longitudes de onda y de un diagrama de ganancia de error de superficie que depende del r.m.s. y de la longitud de correlación c . La Fig. 4 compara la magnitud de este diagrama de radiación de error de superficie para un error r.m.s. de 0,5 mm y una longitud de correlación de la mitad del diámetro D del reflector principal a 6,425 GHz en línea de puntos y a 14,5 GHz en línea de trazo interrumpido con la recomendación de lóbulo lateral. Las pérdidas de ganancia en la dirección del eje del haz correspondiente son 0,08 y 0,4 dB. Un r.m.s. de 0,5 mm es una gran exactitud para un diámetro de reflector de casi 10 m. Éste no provocará problemas significativos de lóbulos laterales en la banda de 6/4 GHz aun en el caso de que errores de superficie acimutales debidos a un gran número de paneles con sector radial tengan una longitud de correlación más pequeña y el diagrama de error de superficie se aleje del eje de puntería. La tendencia es a mejorar la exactitud de superficie de manera que no se requieran ajustes de la superficie del reflector en el propio terreno (al menos en la banda de 6/4 GHz).

2 Dispersión en los tirantes

Este Apéndice supone que cuatro tirantes en una disposición cuadrípode soportan el subreflector. La estructura cuadrípode no es una estructura simétrica circular y dispersará el campo de una manera complicada. En ciertas regiones de campo lejano, la dispersión de los tirantes es la componente de campo dominante, y puede generar una cantidad significativa de contrapolarización. En la banda de 6/4 GHz, en la cual la sección transversal de los tirantes puede ser comparable a la longitud de onda, no se puede utilizar la aproximación usual de campo nulo. En tales casos, se aplica la hipótesis de la IFR. Las corrientes en un tirante se estiman aproximadamente como las corrientes que fluirían sobre un cilindro infinito de la misma sección transversal del tirante e iluminada mediante una onda de plano infinito con la misma polarización y dirección de incidencia que el rayo incidente localmente sobre el tirante. El método IFR modifica las propiedades de dispersión hacia adelante de los tirantes e incluye efectos de polarización. Se considera que es una excelente aproximación hasta al menos 15°-20° del eje de puntería de la antena.

En esta región no demasiado apartada del eje de puntería de la antena, la dispersión hacia adelante en los tirantes puede expresarse esencialmente en una forma concreta utilizando un diagrama de radiación sencillo de dispersión hacia adelante por cada tirante con términos separados para las componentes del tirante copolarizada y contrapolarizada. En el caso de polarización lineal con el ángulo φ_p de alineación de polarización, las componentes copolarizada y contrapolarizada de la dispersión en los tirantes de N tirantes ubicados en los ángulos φ_n son:

$$f_{sN}^{LP,co}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N f_s(\theta, \varphi - \varphi_n) \exp(j\Phi(\theta, \varphi - \varphi_n)) \left[IFR_M + IFR_D \cos(2(\varphi_n - \varphi_p)) \right] \quad (23)$$

y

$$f_{sN}^{LP,contra}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N f_s(\theta, \varphi - \varphi_n) \exp(j\Phi(\theta, \varphi - \varphi_n)) IFR_D \sin(2(\varphi_n - \varphi_p)) \quad (24)$$

donde:

$$f_s(\theta, \varphi') = \frac{4w}{\pi D} \frac{\sin(k(D-d)(\sin\theta \cos\varphi' + (1-\cos\theta)\operatorname{tg}\alpha)/4)}{\sin\theta \cos\varphi' + (1-\cos\theta)\operatorname{tg}\alpha}, \quad (25)$$

$$\Phi(\theta, \varphi') = k \frac{D+d}{4} (\sin\theta \cos\varphi' + (1-\cos\theta)\operatorname{tg}\alpha) - k(1-\cos\theta) \left(z_N + \frac{d \operatorname{tg}\alpha}{2} \right), \quad (26)$$

$$IFR_M = \frac{IFR_E + IFR_H}{2} \quad (27)$$

y

$$IFR_D = \frac{IFR_E - IFR_H}{2} \quad (28)$$

y D es el diámetro del reflector principal, d el diámetro del subreflector, w el ancho del tirante, y $k = 2\pi/\lambda$ el número de onda. Las componentes copolarizada y contrapolarizada para los casos con polarización circular son:

$$f_{sN}^{CP,co}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N f_s(\theta, \varphi - \varphi_n) \exp(j\Phi(\theta, \varphi - \varphi_n)) IFR_M \quad (29)$$

y

$$f_{sN}^{CP,contra}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N f_s(\theta, \varphi - \varphi_n) \exp(j\Phi(\theta, \varphi - \varphi_n)) IFR_D \exp(\mp j2\varphi_n), \quad (30)$$

donde el signo superior se aplica a la RHCP y el signo inferior a la LHCP. Las expresiones PC son ligeramente más sencillas que las expresiones PL en las ecuaciones (23) y (24), y las diferencias se discuten en los puntos siguientes. El diagrama de radiación de los elementos del tirante en la ecuación (25) se determina como una integral a lo largo de la proyección del tirante en el plano de apertura del reflector principal. El diagrama de radiación tiene en cuenta el ángulo α que los tirantes soporte forman con el plano de apertura de manera que las crestas de los campos de los tirantes radiados aparecen en conos de difracción, uno para cada tirante.

El cono de difracción de un tirante tiene su eje a lo largo del tirante y el ángulo mitad es igual a α . Cerca del eje de puntería de la antena, el cono puede ser representado aproximadamente por el plano a través del eje de puntería perpendicular a la proyección del tirante, y se suma la dispersión de los dos tirantes opuestos. El ancho w del tirante se supone pequeño, de manera que la radiación desde el tirante es omnidireccional en el plano perpendicular no demasiado distante del eje de puntería. El diagrama de la dispersión del tirante es muy estrecho en el plano de un tirante, $\varphi = \varphi_n$, donde el ancho de primer nulo a primer nulo es solamente de unos pocos grados.

El primer término de la fase en la ecuación (26), diagrama de radiación de los elementos del tirante, puede variar muy rápidamente, pero comenzará a variar lentamente cerca de las crestas de dispersión del tirante y será igual a cero en la cresta. El parámetro z_N en el término de la segunda fase es la altura del accesorio del tirante hacia el armazón del subreflector desde el plano que contiene la cúspide del reflector principal. La media y la diferencia de la IFR, en las ecuaciones (27) y (28), reemplazan en las expresiones de campo PL y PC a la IFR_E para el vector de campo eléctrico paralelo al eje del tirante y a la IFR_H para el vector de campo magnético paralelo al eje del tirante. Existen soluciones exactas para las IFR en los cilindros circulares. En cualquier otro caso deben resolverse dos ecuaciones integrales dimensionales.

3 Discusión de la dispersión en los tirantes

Algunos diseños de antenas de estaciones terrenas consideran los tirantes soporte sujetos al reflector principal dentro de la armazón. Por consecuencia, la integración sobre las proyecciones de los tirantes en la apertura del reflector principal supuestas en la ecuación (25) no deberían extenderse a la armazón del reflector principal. Por otro lado, debe añadirse el bloqueo por los tirantes del campo del subreflector que ilumina el reflector principal. Este denominado bloqueo de onda esférica es más complicado de analizar con exactitud. La contribución dominante a esta dispersión es similar a la dispersión del tirante de onda plana calculada mediante las ecuaciones (23) a (30), con cambios que dependen de la geometría real de la antena. Para evitar esta complicación, se mantuvo la integración a lo largo de la armazón del reflector principal en la ecuación (25), combinando las contribuciones de dispersión de los tirantes de onda plana y de onda esférica. Una comparación de las expresiones PL de las ecuaciones (23) y (24) con las expresiones PC de las ecuaciones (29) y (30) muestra una diferencia importante entre PL y PC. Despreciando la influencia del diagrama de radiación de los elementos del tirante, la copolarización PL de la ecuación (23) tiene una variación

acimutal que depende de la diferencia de IFR_D entre las dos PL, mientras que la copolarización PC de la ecuación (29) depende solamente de la IFR_M media de las dos PL. En PC el término PL con variación acimutal de copolarización es parte de la contrapolarización de la ecuación (30). Por eso, la adición en campo de las contribuciones de interferencia, que se suprime para PC si los ángulos de fase δ_R y δ_L del Anexo 1 son iguales a $\pm 90^\circ$, es una propiedad inherente de la copolarización PL en la ecuación (23).

Los diseños de antenas de estaciones terrenas actualmente disponibles tienen sus tirantes alineados con los planos de $\pm 45^\circ$ donde son idénticos los diagramas de radiación de los elementos de los tirantes adyacentes en el arreglo cuadrípode, y se cancelan el término coseno de la ecuación (23) y ambas contrapolarizaciones PL y PC de las ecuaciones (24) y (30). De otra manera, en el caso PL con la polarización paralela o perpendicular a la proyección del tirante, los planos de $\pm 45^\circ$ serían los planos de la contrapolarización de cresta del tirante. En condiciones de funcionamiento normal, el arco geoestacionario debería estar alineado con el plano del diagrama de radiación de 0° favoreciendo considerablemente la disposición de los tirantes en disposición cuadrípode sobre la disposición trípode en la que un tirante solería estar perpendicular al arco geoestacionario.

El modelo aquí descrito se ha obtenido de campos proyectados hacia la apertura del reflector principal y predice variaciones de fase lentas de las importantes contribuciones al diagrama de radiación cerca del eje de puntería de la antena. Esto indica que la calidad de funcionamiento de la antena principal no será muy sensible a las tolerancias dimensionales que pueden ser inesperadas debido a las estructuras de antena muy grandes en términos de las longitudes de onda que suelen presentarse.

4 Ejemplos típicos en las bandas de frecuencias de 6/4 GHz incluyendo la dispersión en los tirantes

La Fig. 5 muestra la dispersión en una disposición cuadrípode de tirantes en el plano que contiene uno de los pares de tirantes. Las dimensiones del reflector son: diámetro del reflector principal $D = 9,5$ m, relación $f/D = 0,5$ y diámetro del subreflector $d = 1,22$ m. El diámetro de los tirantes circulares es 6 cm, la polarización es circular, y la frecuencia 6,425 GHz. Se supone que los tirantes se ubican en un plano de apertura a través del foco primario. Los tirantes de una antena de estación terrena real pueden tener un grosor mayor que 6 cm ⁶. La Figura de la izquierda muestra la amplitud de la dispersión del tirante copolar y contrapolar calculada mediante las ecuaciones (29) y (30), y mediante un programa informático general para antenas de reflector. El programa informático utiliza también la aproximación IFR, pero calcula más exactamente el campo incidente en los tirantes e integra numéricamente las corrientes de los tirantes a lo largo de cada uno de ellos, conforme se ubican en el espacio. Los círculos pequeños indican los resultados obtenidos con el programa informático general. No existe una diferencia significativa entre los dos conjuntos de campos copolares mostrados en línea continua y los campos contrapolares mostrados en línea de puntos. Se indica como referencia la plantilla de lóbulos laterales recomendada. La dispersión del tirante copolar intersecta la plantilla en aproximadamente $\theta = 4^\circ$. Debería tenerse en cuenta que fuera del plano de la Fig. 5, la dispersión del tirante caerá a niveles mucho más bajos, en una gama menor que 1° . No obstante, la Fig. 5 ilustra que aun para secciones transversales pequeñas de los tirantes existen regiones del espacio cercanas al haz principal donde la dispersión de los tirantes es la contribución de campo dominante. En estas regiones limitadas de espacio, puede no ser posible cumplir la envolvente de lóbulos laterales recomendada, y, como se mostrará en el siguiente punto,

⁶ Las antenas grandes para estaciones terrenas pueden tener tirantes enormes: se sabe de una antena Cassegrain de 34 m que tiene 3 tirantes de 10 cm por 76 cm incluyendo un techo triangular y una placa con dientes de sierra para dispersar la radiación del tirante de amplio ángulo. Una antena Cassegrain más grande de 36,6 m con un subreflector de 2,8 m tiene cuatro tirantes de 12,7 cm por 53,3 cm.

los sistemas con PL doble serán más gravemente afectados que los sistemas con PC doble. La representación de la derecha muestra las fases del diagrama de radiación correspondientes. Como en la Fig. 3, existe una compensación de fase fija debido a que el modelo sencillo despreja la longitud del trayecto kf desde el alimentador hacia la cúspide del reflector principal. Tanto con el modelo sencillo como con el programa informático general, la dispersión del tirante contrapolar aventaja a la dispersión del tirante copolar en aproximadamente 130° cuando hubieran sido deseables $\pm 90^\circ$.

La Fig. 6 es una repetición de la Fig. 5, excepto que los tirantes ahora forman ángulos α de 45° con la apertura del reflector principal y se sujetan a la armazón del subreflector en la ubicación del foco primario. Los tirantes tienen una intersección con la superficie del reflector principal dentro de la armazón pero se permite que continúen con objeto de tener en cuenta la dispersión en los tirantes de onda esférica. Los resultados son muy similares a aquellos de la Fig. 5 que admiten el comentario al final del § 3 de que el modelo no es muy sensible a las ubicaciones precisas de los tirantes. El ángulo de inclinación de los tirantes provoca una separación de la dispersión desde el par de tirantes perpendicular al plano del papel en dos conos separados de manera que la dispersión de los tirantes disminuye lentamente a medida que θ aumenta y permanece por debajo de la plantilla de lóbulos laterales. La variación de fase es ligeramente menor que la de la Fig. 3, pero se mantiene el adelanto de fase de 130° .

La representación de la izquierda de la Fig. 6 muestra con trazo continuo el campo total calculado por el modelo y en línea continua con pequeños círculos el calculado con el programa informático general para antenas de reflector. En beneficio del programa informático general para antenas de reflector, los tirantes se desplazaron ligeramente hacia adelante de manera que no intersectasen la superficie del reflector principal. El campo del reflector principal, el diagrama de bloqueo del subreflector, y la copolarización y contrapolarización de los tirantes se indican mediante diversas líneas de puntos y de trazo interrumpido. Existe buen acuerdo entre los dos campos totales en la línea continua hasta aproximadamente $\theta = 4^\circ$ en que ya no es válida la hipótesis de un reflector principal plano implícito en el modelo de apertura. Para ángulos θ más grandes, la radiación del reflector principal parece emanar de la región de la armazón que se ubica aproximadamente a 1,2 m por encima de la cúspide del reflector principal. La representación de la derecha compara la fase del campo total calculado y la contrapolarización de los tirantes calculada mediante el programa informático general para antena de reflector. Más allá de $\theta = 4^\circ$ las crestas de radiación del reflector principal y la radiación de los tirantes copolar son comparables en magnitud y en cuadratura de fase de manera que se llenan completamente los nulos del diagrama de radiación. Los diagramas de radiación como éste son típicos para reflectores con tirantes en el plano (E-) perpendicular a un tirante. La solución preferida es el funcionamiento de la antena de la estación terrena sin ningún tirante perpendicular al arco geostacionario. El problema se evita así completamente. La Fig. 7 compara la copolarización y contrapolarización de los tirantes en el plano más desfavorable para disposiciones cuadrípode con tres secciones transversales de tirante distintas:

- tirantes circulares con diámetro de 6 cm (líneas continua y de puntos con pequeños círculos);
- tirantes cuadrados con una anchura de 6 cm (líneas continua y de puntos con pequeños círculos), y
- tirantes rectangulares de 6 cm por 12 cm con el lado estrecho encarando al reflector principal (líneas interrumpida e interrumpida con puntos).

Los tirantes cuadrados y rectangulares tienen una dispersión más elevada que los tirantes circulares. Sin embargo, sería una comparación más justa entre tirantes de la misma área de sección transversal. La sección transversal cuadrada tiene la contrapolarización más baja, pero su fase es menos deseable. A medida que aumenta la altura de los tirantes rectangulares, aumenta también el

nivel de contrapolarización. Existe alguna indicación de que los tirantes triangulares – en particular con la base apuntada hacia el reflector principal – pueden tener excelentes propiedades de RF en cuanto a contrapolarización y a temperatura de antena.

4.1 Comparación del caso más desfavorable entre la interferencia de tirantes de enlace ascendente de sistemas con PL doble y sistemas con PC doble

Consideramos una disposición cuadrípode de los tirantes con la alineación más desfavorable posible con el arco geoestacionario. Suponemos tirantes circulares con un diámetro de 6 cm, una frecuencia de 6,4 GHz y que la dispersión de los tirantes en el par vertical de tirantes es la contribución dominante. Los valores aproximados de las IFR son $IFR_E = -1,22 + j 0,22$ e $IFR_H = -0,78 - j 0,22$.

En el caso de PL doble, se supone que los vectores de campo eléctrico incidente están alineados con los tirantes y los campos de dispersión serán proporcionales a IFR_H e IFR_E , es decir, $E_{HH} \propto IFR_H$, $E_{HV} = 0$, $E_{VV} \propto IFR_E$ y $E_{VH} = 0$. La dispersión desde los tirantes de la estación terrena causada a los puertos de polarización horizontal y vertical de satélite son pues proporcionales a $|E_{HH}|^2 + |E_{VH}|^2 \propto |IFR_H|^2 = 0,66$ y $|E_{VV}|^2 + |E_{HV}|^2 \propto |IFR_E|^2 = 1,54$.

En el caso de PC doble, los campos correspondientes dispersos en los tirantes son proporcionales a $E_{RH} \propto 1/\sqrt{2} IFR_H$, $E_{RV} = -j/\sqrt{2} IFR_V$, $E_{LH} \propto 1/\sqrt{2} IFR_H$ y $E_{LV} = j/\sqrt{2} IFR_H$. La dispersión de los tirantes de la estación terrena causada a los puertos de polarización horizontal y vertical de satélite son pues proporcionales a $|E_{RH}|^2 + |E_{LH}|^2 = |E_{RH}|^2 + |E_{LH}|^2 \propto 1/2 |IFR_H|^2 + 1/2 |IFR_E|^2 = 1,10$.

La dispersión de los tirantes de la estación terrena con PC doble aporta una interferencia idéntica a los dos puertos de la antena de satélite PL. La dispersión de los tirantes de estación terrena con PL doble causada al satélite PL produce un puerto de recepción de la antena de satélite del caso más desfavorable y del caso favorable. La interferencia media de los tirantes es igual a aquella del sistema con PC doble adyacente. La degradación del puerto del caso más desfavorable causada por un sistema con PL doble adyacente es 1,46 dB en comparación con la interferencia media. Se presenta el problema del sistema con PL doble adyacente debido a que la dispersión de los tirantes en el caso considerado afecta solamente a los campos copolares, donde se suma a nivel de campo y no a nivel de potencia. En los casos considerados en el Anexo 1, la adición de campos se produce solamente para combinaciones adversas de los diagramas de fase de antena con copolarización y contrapolarización.

5 Posibilidad de medición de la relación de fase entre las componentes copolarizadas y contrapolarizadas

Los niveles de contrapolarización que tendrían que medirse son bajos comparados con el nivel copolar máximo de la antena. La antena es grande físicamente y en términos de la longitud de onda. Se requeriría una distancia de medición grande, al menos de $2D^2/\lambda$ o aproximadamente 3,5 km para una antena de 9 m a 6,4 GHz. Los errores de medición tales como las reflexiones en el terreno degradarían gravemente la exactitud exigible en determinadas mediciones de fase. No hay fácilmente disponible una gama de campo cercano apropiada del tamaño requerido. No parece práctico utilizar un satélite para las mediciones de diagramas de fase. Deberían desarrollarse nuevas técnicas de medición precisas de diagramas de fase, para sistemas de antenas grandes. Por esas razones, se prefirió el método analítico seleccionado, que también se esperaba que produjese una mejor comprensión de la naturaleza física del efecto.

Se consideró que un programa de mediciones autónomo podría generar más dudas que respuestas. Los resultados obtenidos podrían ser específicos para las antenas medidas y no ser de validez general.

6 Otros tipos de antenas de estación terrena (antenas de reflector con alimentador descentrado)

Los grandes terminales terrenos de satélite son generalmente sistemas de antenas de doble reflector con alimentador centrado. Los terminales VSAT utilizan sistemas más pequeños de antenas de reflector con alimentador descentrado. Esas antenas se benefician de no tener bloqueo y de no padecer los posibles problemas antes referidos. Con PL, la geometría de alimentador descentrado degrada la XPD. No se presentan degradaciones de contrapolarización con PC, pero el haz se desvía hacia la derecha con la RHCP y hacia la izquierda con la LHCP.

Se presenta en cierta medida la situación opuesta en las antenas de reflector con alimentador centrado con tirantes estrechos y en las antenas de reflector con alimentador descentrado en cuanto a la PL y a la PC:

- El reflector con alimentador centrado no padece degradaciones de contrapolarización con PL perpendicular o paralela a los tirantes, pero se degrada la calidad de funcionamiento copolarizada cuando la polarización es paralela a un tirante. Con PC y con PL cuando el vector de polarización forma un ángulo oblicuo con un tirante, se degradan la copolarización y la contrapolarización.
- El reflector con alimentador descentrado no padece degradaciones de contrapolarización con PC, pero el haz de copolarización se desvía en direcciones opuestas para los dos sentidos de PC. Con PL, se degrada la calidad de funcionamiento de contrapolarización.

Estas antenas tienen muy baja contrapolarización en el caso de PC. Por eso, no puede haber un aumento del nivel de interferencia combinada causada a un sistema PL por un sistema PC adyacente en comparación con el de un sistema PL perfectamente alineado.

ANEXO 3

Interferencia entre redes de satélites con polarización doble poco separados que funcionan en las bandas de frecuencias de 6/4 GHz cuando no es igual la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de las redes interferida y/o interferente («caso desequilibrado»)

1 Alcance

Este Anexo detalla los resultados de simulaciones llevadas a cabo para evaluar la diferencia entre los niveles de interferencia causados a una red con PL doble por una red con PL doble adyacente y una red con PC doble adyacente cuando no es igual la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de las redes interferida y/o interferente (caso desequilibrado). El caso desequilibrado puede presentarse en la práctica cuando la red interferida y/o la red interferente transmiten portadoras de alta densidad de potencia en una polarización y portadoras de baja densidad de potencia en la otra polarización.

2 Análisis

Se han utilizado las ecuaciones vectoriales genéricas definidas en el Anexo 1 de esta Recomendación para evaluar el nivel de los vectores del campo eléctrico incidente en los puertos de salida de antena de enlaces ascendente y descendente. Se han considerado diversos casos de diferencia de magnitud de las señales de las redes interferida y/o interferente. Las hipótesis utilizadas en estas simulaciones corresponden a los valores típicos de estaciones terrenas y satélites que funcionan en las bandas de 6/4 GHz y se resumen en el Cuadro 2.

CUADRO 2

Parámetros del análisis

Separación orbital del vehículo espacial ⁽¹⁾ (grados)	2
Frecuencia central de enlace ascendente (GHz)	6,175
Frecuencia central de enlace descendente (GHz)	3,950
Diámetro de la antena de estación terrena (m)	4,5
Ganancia de la antena de estación terrena (dB)	$[20 \log_{10}(\pi D/\lambda)] - 1,5$
XPD (combinación de las antenas de transmisión y de recepción) (dB)	28
Diagrama de lóbulos laterales de copolarización de la antena terrena (dBi)	$29 - 25 \log \theta$
Diagrama de lóbulos laterales de contrapolarización de la antena terrena (dBi)	$19 - 25 \log \theta$

⁽¹⁾ La separación orbital topocéntrica real entre las estaciones espaciales vista desde la estación terrena se consideró de 2,2°.

Se consideraron dos casos:

- Primero, el caso en que no es igual la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de la red interferida y de la red interferente.
- Segundo, el caso en que solamente no es igual la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de la red interferida.

En ambos casos, se supuso lineal la polarización de la red interferida y los niveles de interferencia se calcularon para una red interferente con PL doble y para una red interferente con PC doble. Se ha evaluado el nivel de interferencia con respecto a la señal de magnitud más baja de la red interferida. Cuando se ha supuesto que no es igual la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de las redes interferida e interferente y se ha considerado que la polarización de ambas redes es lineal, se ha supuesto que la señal de magnitud más baja estaba en la misma polarización en ambas redes. El nivel de interferencia para el enlace ascendente y el enlace descendente se ha calculado en forma separada.

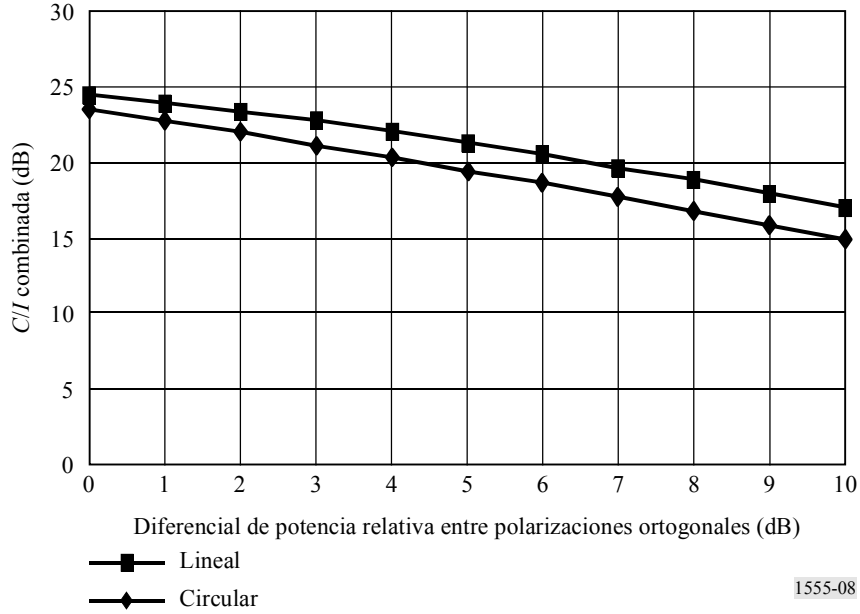
3 Resultados

Los resultados de la simulación se muestran gráficamente en las Figs. 8 a 11.

FIGURA 8

Relaciones portadora/interferencia (C/I) de enlace ascendente combinadas producidas a una red con PL doble por una red con PL doble adyacente y una red con PC doble adyacente cuando no es igual la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de las redes interferida e interferente

(Redes de enlace ascendente deseada e interferente desequilibradas)

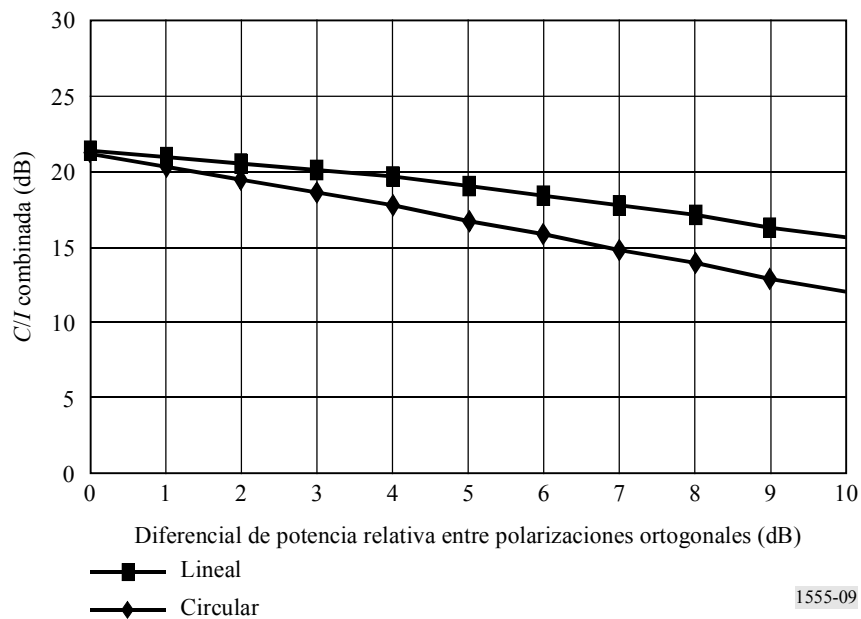


1555-08

FIGURA 9

Relaciones C/I de enlace descendente combinadas producidas a una red con PL doble por una red con PL doble adyacente y una red con PC doble adyacente cuando no es igual la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de las redes interferida e interferente

(Redes de enlace descendente deseada e interferente desequilibradas)

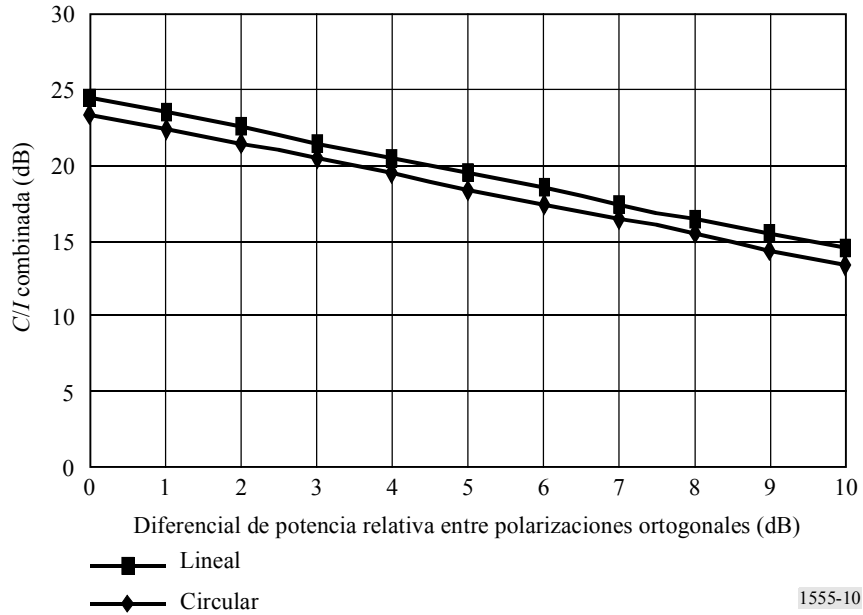


1555-09

FIGURA 10

Relaciones C/I de enlace ascendente combinadas producidas a una red con PL doble por una red con PL doble adyacente y una red con PC doble adyacente cuando es igual la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de la red interferente y no es igual la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de la red interferida

(Sólo niveles deseados desequilibrados de enlace ascendente)

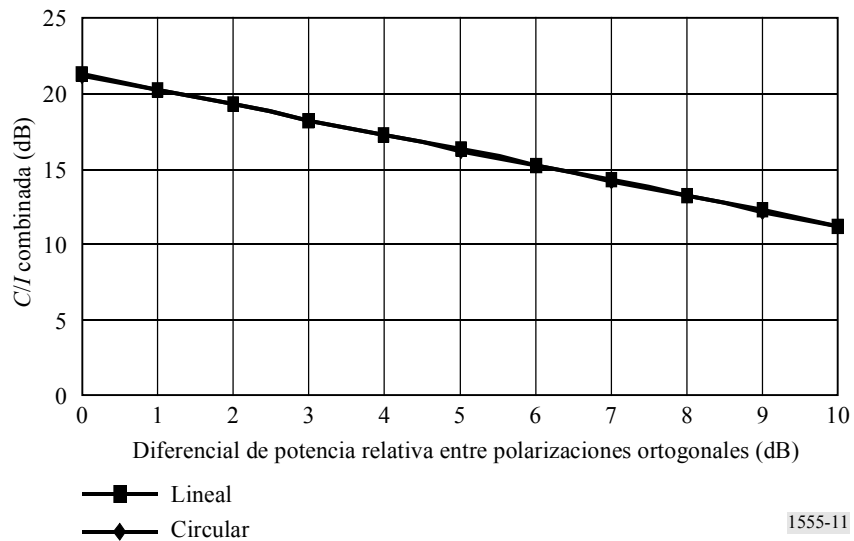


1555-10

FIGURA 11

Relaciones C/I de enlace descendente combinadas producidas a una red con PL doble por una red con PL doble adyacente y una red con PC doble adyacente cuando es igual la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de la red interferente y no es igual la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de la red interferida

(Sólo niveles deseados desequilibrados en el enlace descendente)



1555-11

La inspección de los resultados implica lo siguiente:

- Para el enlace ascendente, no existe en todos los casos considerados una diferencia significativa entre los niveles de interferencia combinados causados a una red linealmente polarizada por una red linealmente polarizada adyacente o una red circularmente polarizada adyacente.
- Para el enlace descendente no existe una diferencia significativa entre los niveles de interferencia combinados causados a una red linealmente polarizada por una red linealmente polarizada adyacente o una red circularmente polarizada adyacente, cuando es igual la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de la red interferente. Esto es independiente de la magnitud relativa de las dos señales ortogonalmente polarizadas de la red interferida.
- Para el enlace descendente, cuando existe una diferencia en la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de la red interferente y de la red interferida, existe una diferencia entre el nivel de interferencia combinado causado a una red linealmente polarizada por una red linealmente polarizada adyacente y una red circularmente polarizada adyacente. El nivel de interferencia combinado causado a la señal de potencia inferior en la red linealmente polarizada deseada por una red circularmente polarizada adyacente sería más alta que la causada por una red linealmente polarizada.

En este último caso, se han llevado a cabo nuevas simulaciones para evaluar cómo se podría compensar esta diferencia. Se redujo la potencia de transmisión de la red circularmente polarizada interferente para causar el mismo nivel de interferencia en la red deseada que para una red interferente con PL doble. Esto se enfocó de dos maneras. Primero se redujo la magnitud de las dos señales ortogonalmente polarizadas de la red interferente circularmente polarizada manteniendo el mismo diferencial de potencia relativa de las dos polarizaciones en la red interferida. Segundo, se redujo igualmente la magnitud de ambas señales en la red interferente, manteniendo el mismo nivel de potencia en ambas polarizaciones. En la Fig. 12 se muestra gráficamente la reducción requerida de la potencia de transmisión en función del diferencial de potencia relativa de las dos señales ortogonalmente polarizadas.

4 Conclusión

Aplicando las ecuaciones desarrolladas previamente, se ha evaluado la interferencia relativa causada por una red interferente con PC doble y PL doble a una red con PL doble. En todos los casos, excepto para el enlace descendente cuando ambas redes, la deseada y la interferente, funcionan con potencias diferenciales entre sus dos polarizaciones ortogonales, se ha demostrado que existe poca o ninguna diferencia con el nivel de interferencia causado. En ese caso particular se ha demostrado que la interferencia causada por una red circularmente polarizada puede restablecerse al mismo nivel que para una red interferente linealmente polarizada reduciendo la potencia de transmisión de las dos señales de la red interferente. Esta reducción puede aplicarse mientras se mantiene el mismo diferencial de potencia relativa entre las dos señales ortogonalmente polarizadas de la red interferente que para la red interferida, o con potencias iguales en las dos polarizaciones de la red interferente.

FIGURA 12

Reducción requerida de la potencia de transmisión en función del diferencial de potencia relativa de las dos señales ortogonalmente polarizadas para causar el mismo nivel de interferencia en la red deseada que en una red interferente con PL doble

