

RECOMENDACIÓN UIT-R F.1093-1*

**EFFECTOS DE LA PROPAGACIÓN MULTITRAYECTO EN EL DISEÑO
Y FUNCIONAMIENTO DE LOS SISTEMAS DE RADIOENLACES DIGITALES
CON VISIBILIDAD DIRECTA**

(Cuestión UIT-R 122/9)

(1994-1997)

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT,

considerando

- a) que el desvanecimiento debido a propagación multitrayecto puede provocar distorsión y atenuación de las señales recibidas en trayectos con visibilidad directa y, por consiguiente, puede degradar la calidad de funcionamiento de los sistemas radioeléctricos;
- b) que existen diversas medidas preventivas disponibles tales como diversidad en recepción y ecualización adaptativa para disminuir los efectos del desvanecimiento multitrayecto en la calidad de funcionamiento del sistema;
- c) que para planificar los enlaces o comparar diversas alternativas de diseño se necesitan métodos para predecir los efectos del desvanecimiento multitrayecto en la característica de error de un sistema de radiocomunicaciones,

recomienda

- 1 que para mejorar la característica de error se incorporen en el diseño de los sistemas de radiocomunicaciones, cuando sea necesario, medidas contra el desvanecimiento multitrayecto;
- 2 que se utilicen los métodos de predicción descritos en el Anexo 1 como orientación en la planificación de los radioenlaces;
- 3 que en la elección de recepción con diversidad y ecualización adaptativa para los sistemas de radioenlaces digitales se incluyan las consideraciones señaladas en el Anexo 1; también debe tenerse en cuenta la Recomendación UIT-R F.752 – «Técnicas de diversidad para sistemas de relevadores radioeléctricos».

ANEXO 1

**Efectos de la propagación multitrayecto en el diseño
y funcionamiento de los sistemas de radioenlaces
digitales con visibilidad directa****1 Introducción**

El objeto del presente Anexo es proporcionar orientaciones sobre los aspectos del diseño y funcionamiento de los sistemas de radioenlaces digitales relativos a la propagación, a partir de la información contenida en los textos de la Comisión de Estudio 3 de Radiocomunicaciones y de las mediciones realizadas por las administraciones. La primera parte del Anexo explica el mecanismo del desvanecimiento multitrayecto como factor de propagación dominante en los sistemas de radioenlaces digitales que funcionan en frecuencias por debajo de unos 10 GHz. En los puntos siguientes se examina cómo las técnicas de diversidad y de ecualización adaptativa pueden reducir las degradaciones de los canales. Por último, se trata la predicción de la calidad de funcionamiento del sistema como resultado de los factores mencionados.

En el Manual sobre sistemas de radioenlaces digitales figura información más detallada sobre la aplicación de las directrices contenidas en este Anexo.

* Esta Recomendación debe señalarse a la atención de la Comisión de Estudio 3 de Radiocomunicaciones.

2 Consideraciones sobre la propagación

Los textos elaborados por la Comisión de Estudio 3 de Radiocomunicaciones contienen valiosa información sobre los fenómenos de propagación que deben tenerse en cuenta en el diseño y explotación de los sistemas de radioenlaces. En particular, la Recomendación UIT-R P.530 se refiere especialmente a los «datos de propagación y métodos de predicción requeridos para los sistemas de radioenlaces con visibilidad directa». En dicha Recomendación, se dispone la información de acuerdo con los efectos de propagación que deben considerarse. La información meteorológica pertinente relativa a los mecanismos de propagación aparece en otras Recomendaciones de la Serie P, principalmente las Recomendaciones UIT-R P.834 y UIT-R P.676.

Las condiciones de propagación varían de un mes a otro y de un año a otro y la probabilidad de que se den esas condiciones pueden variar hasta en varios órdenes de magnitud. Por consiguiente, es posible que transcurran entre 3 y 5 años antes de llegar a conclusiones adecuadas sobre los resultados de un experimento de propagación. No obstante, a efectos de la aplicación de sistemas, no se dispone a menudo de ese periodo de tiempo y de ahí que se hayan examinado en la Recomendación UIT-R P.841 algunos modelos de esa variabilidad de ciertos parámetros.

A partir de los datos de propagación se ha llegado a la conclusión de que en un trayecto bien diseñado no sometido al desvanecimiento por difracción o reflexiones en la superficie, la propagación multitrayecto es el factor dominante del desvanecimiento por debajo de 10 GHz. Por encima de esa frecuencia, los efectos de las precipitaciones tienden a determinar cada vez más la longitud del trayecto aceptable en función de los objetivos de interrupción del sistema. La reducción necesaria de la longitud del trayecto al aumentar la frecuencia, disminuye la importancia del desvanecimiento debido a la propagación multitrayecto. Estas dos causas principales del desvanecimiento suelen excluirse mutuamente. Dada la divergencia entre los objetivos de disponibilidad y característica de error, los efectos de la precipitación repercuten principalmente en la indisponibilidad y la propagación multitrayecto afecta fundamentalmente a la característica de error. Otro efecto de la precipitación, la retrodispersión debida a la lluvia, puede influir en la elección de la disposición de los radiocanales.

Los efectos de la propagación debidos a diversas formas de precipitación tienden a ser no dispersivos en frecuencia, mientras que los debidos a la propagación multitrayecto causada por capas troposféricas pueden serlo, lo que puede provocar una distorsión importante de las señales que llevan información. El rápido desarrollo de los sistemas de comunicaciones digitales ha exigido un mejor conocimiento de estos efectos y de los métodos para solventarlos.

3 Medidas preventivas contra los efectos de propagación

Hay dos medidas preventivas utilizadas normalmente contra la distorsión de la propagación, técnicas de diversidad y ecualizadores adaptativos de canal, que tratan de corregir las atenuaciones y distorsiones probadas por el medio de propagación. La eficacia de una medida preventiva contra el desvanecimiento suele expresarse en términos de un factor de mejora. En un solo trayecto de prueba, el factor de mejora es la relación entre la duración de las interrupciones observada para un sistema sin la medida preventiva y la observada con ella (véase la Nota 1). Dicho factor de mejora depende del umbral de duración de las interrupciones elegido.

NOTA 1 – La duración de las interrupciones es un término general que se refiere al tiempo durante el cual el sistema rebasa un valor umbral de proporción de bits erróneos (BER) determinado.

3.1 Técnicas de diversidad

Las técnicas de diversidad que se utilizan normalmente son las de diversidad de frecuencias y diversidad de espacio. En la Recomendación UIT-R F.752 figuran otras técnicas de diversidad.

3.1.1 Diversidad de espacio

La diversidad de espacio es uno de los métodos más eficaces para combatir el desvanecimiento multitrayecto. En el caso de sistemas de radiocomunicaciones digitales, donde los objetivos de calidad de funcionamiento pueden ser difíciles de cumplir debido a las distorsiones de onda provocadas por los efectos de trayectos multitrayecto, el diseño de los sistemas debe basarse a menudo en la utilización de diversidad de espacio.

En los sistemas con diversidad de espacio, las señales recibidas por dos antenas receptoras separadas verticalmente rara vez sufren un desvanecimiento intenso simultáneamente. El factor de mejora que puede lograr un sistema que utiliza estas dos señales depende de los factores de propagación y de la realización del sistema de radiocomunicaciones, es decir

su vulnerabilidad a la pérdida de potencia y a la distorsión de las señales multitrayecto y su método de procesarlas. Al evaluar las mejoras que pueden obtenerse con la diversidad de espacio, la práctica aceptada ha sido utilizar la formulación del factor de mejora del desvanecimiento a una sola frecuencia indicado en la Recomendación UIT-R P.530 o formulaciones similares verificadas para su aplicación regional, especialmente en consideraciones de ruido térmico al calcular las probabilidades de interrupción (véase el § 4).

Reduciendo la incidencia efectiva de la profundidad de desvanecimiento, la diversidad de espacio puede disminuir los efectos de diversos tipos de interferencia. En particular, la interferencia a corto plazo causada por los canales con polarización cruzada en la misma frecuencia o en frecuencias del canal adyacente, la interferencia procedente de otros sistemas y la interferencia causada por el propio sistema.

La dispersión de amplitud lineal (LAD) es una causa importante de la distorsión de la onda y de los efectos de diafonía en cuadratura; puede reducirse utilizando diversidad de espacio. Entre los métodos particularmente eficaces para combatir esta distorsión cabe citar el de combinación de diversidad, diseñado específicamente para minimizar la LAD (véase la Recomendación UIT-R F.752).

La mejora obtenida por la diversidad de espacio dependerá de la forma de procesar las dos señales en el receptor. Dos ejemplos de técnicas son la conmutación sin transición brusca y la combinación de fase variable (véase la Recomendación UIT-R F.752). El conmutador sin transición brusca conmuta al receptor que tiene la mayor abertura del diagrama en ojo o la menor proporción de errores y los combinadores utilizan la dispersión cofásica o diversos tipos de dispersión que minimizan los algoritmos de control. La conmutación sin transición brusca y la combinación cofásica proporcionan factores de mejora muy parecidos.

3.1.2 Diversidad de frecuencias

La mejora por diversidad de frecuencias en un vano de radiocomunicaciones digitales con una configuración 1 + 1 depende de la correlación de las degradaciones (por ejemplo, profundidad de desvanecimiento, dispersión de amplitud y retardo de grupo) en los dos radiocanales. Algunos resultados experimentales revelan una baja correlación de la dispersión de amplitud entre dos canales con anchura de 30 MHz separados por una banda de 60 MHz. El factor de mejora más importante por diversidad de frecuencias se logra normalmente utilizando diversidad de frecuencias en banda cruzada.

En los sistemas $N + 1$ el factor de mejora debido a la diversidad de frecuencias aplicable a un canal en servicio decrece a medida que aumenta el número de canales. Al considerar el empleo de la diversidad de frecuencias con una sección de conmutación de múltiples saltos, debe tenerse en cuenta que el factor de mejora debido a la diversidad de frecuencias depende tanto de la correlación de la degradación entre los radiocanales en un mismo tramo como de la de los tramos de la misma sección de conmutación.

Para lograr la mejora prevista de la diversidad de frecuencias en los sistemas de radiocomunicaciones digitales, el sistema de conmutación debe funcionar en modo sin transiciones bruscas. Además, el procedimiento de conmutación global debe completarse antes de que aparezca una degradación significativa en el canal de tráfico. A esos efectos conviene lograr un tiempo de respuesta de unos 10 ms o menos.

3.2 Ecuación adaptativa de los canales

Normalmente, el radiocanal necesita algún tipo de ecuación en recepción. El ecualizador debe controlarse de forma adaptativa para seguir las variaciones de las características de transmisión a medida que varían las condiciones de propagación. Las técnicas de ecuación utilizadas pueden clasificarse en dos grupos, dependiendo de que su modo de funcionamiento se describa de forma más natural en el dominio de la frecuencia o en el dominio del tiempo: «ecuación en el dominio de la frecuencia» y «ecuación en el dominio del tiempo».

3.2.1 Ecuación en el dominio de la frecuencia

Este tipo de ecualizador comprende una o más redes lineales diseñadas para producir respuestas de amplitud y de retardo de grupo que compensen las degradaciones de transmisión que se considera que provocarán más probablemente una degradación de la calidad de funcionamiento del sistema durante periodos de desvanecimiento multitrayecto. Se han propuesto diversas estructuras; siguiendo los modelos alternativos del canal de propagación multitrayecto presentados en el § 4 (véase el Cuadro 1).

CUADRO 1

Tipo genérico	Descripción del ecualizador		Complejidad de la realización	Características del desvanecimiento y situación de la atenuación máxima			
				Fase mínima		Fase no mínima	
				Fuera de banda	En banda	Fuera de banda	En banda
Ecualizadores en el dominio de la frecuencia	F1	Inclinaciones de la amplitud	Sencilla	2	1	2	1
	F2	F1 + amplitud parabólica	Sencilla	2	2	2	2
	F3	F2 + inclinación del retardo de grupo	Compleja (moderadamente compleja)	3	2	3(1)	2(1)
	F4	F3 + retardo de grupo parabólico (para F3 y F4 las evaluaciones entre paréntesis se aplican a hipótesis de control de «fase mínima»)	Compleja (moderadamente compleja)	3	3	3(1)	3(0)
	F5	Circuito de sintonía única («ranura ágil»)	Sencilla	3	3	1	0
Ecualizadores en el dominio del tiempo	T1	Ecualizador transversal lineal bidimensional	Moderadamente compleja/compleja	3	2	3	2
	T2	Ecualizador de realimentación de decisión con acoplamiento cruzado	Moderadamente compleja	3	3	2	1
	T3	T1 + T2 ecualización completa en el dominio del tiempo	Compleja	3	3	3	2

Eficacia de la ecualización:

- 3: produce una respuesta bien ecualizada
- 2: produce una respuesta moderadamente ecualizada
- 1: produce una respuesta parcialmente ecualizada
- 0: no es eficaz.

3.2.2 Ecualización en el dominio del tiempo

Para los sistemas digitales, el procesamiento de la señal en el dominio del tiempo puede considerarse la técnica de ecualización más natural, puesto que trata de combatir directamente la interferencia entre símbolos. La información de control se obtiene correlacionando la interferencia que aparece en el instante de la decisión con los diversos símbolos adyacentes que la producen, y se utiliza para ajustar redes de línea de retardo con tomas a fin de proporcionar señales de supresión apropiadas. Este tipo de ecualizador tiene la capacidad de tratar simultánea e independientemente las distorsiones producidas por las desviaciones de amplitud y de retardo de grupo en el canal con desvanecimiento, proporcionando así compensación para las características de fase mínima o de fase no mínima (véase el Cuadro 1).

En los sistemas que emplean modulación en cuadratura, se sabe que los efectos destructivos importantes del desvanecimiento están asociados con la diafonía generada por asimetrías de canal. En consecuencia, para ser útil, un ecualizador en el dominio del tiempo debe ser capaz de proporcionar los medios para compensar la distorsión en cuadratura.

3.2.3 Factores que permiten mejorar la calidad de funcionamiento

Las interrupciones de los sistemas radioeléctricos digitales vienen causadas por una combinación de tres degradaciones principales: interferencia, ruido térmico y distorsión de la onda. Normalmente la ecualización sólo es eficaz contra la última de estas degradaciones. En consecuencia, al considerar las mejoras de la calidad de funcionamiento asociadas con la utilización de ecualizadores adaptativos, es evidente que las mayores reducciones del tiempo de interrupción se producirán en tramos en los que se sabe que la causa principal del fallo del sistema es la distorsión de la señal.

En el Cuadro 1 se resume la calidad de funcionamiento de las diversas clases de ecualizadores adaptativos considerados en este punto. Se trata la complejidad de realización así como la eficacia de la ecualización y se evalúan las características de desvanecimiento de fase mínima y de fase no mínima.

3.3 Ecuación adaptativa en combinación con la diversidad de espacio

Combinando la ecuación adaptativa de canal con la diversidad de espacio pueden lograrse reducciones espectaculares de la interrupción multitrayecto. La mejora en el tiempo de interrupción total medida normalmente rebasa el producto de las mejoras individuales correspondientes obtenidas por separado con la diversidad de espacio y la ecuación, lo que demuestra que se realiza una importante interacción sinérgica.

La mejora con la diversidad de espacio junto con la ecuación es aproximadamente igual al producto de la mejora lograda con la diversidad de espacio por el cuadrado de la mejora obtenida con el ecuador. Esto es especialmente cierto en el caso de diversidad conmutada.

3.4 Consideraciones en el diseño del sistema en presencia de conductos de propagación

Se sabe que existen conductos en ciertas zonas geográficas con elevaciones de 1 000 m y superiores. Cuando se conoce la existencia de conductos y deben explotarse sistemas de radioenlaces digitales por microondas, debe prestarse la debida atención a los siguientes factores en el diseño del sistema:

- puntería y posición de la antena,
- anchura de haz de la antena necesaria para minimizar la cantidad de energía radiada hacia las capas de reflexión y la cantidad de energía recibida de dichas capas y de la superficie,
- tipo de modulación utilizada para aumentar la duración de símbolo,
- geometría del trayecto necesaria para minimizar la probabilidad de aparición de reflexiones destructivas.

4 Cálculo de la probabilidad de interrupción

En los sistemas digitales, las interrupciones están causadas por distorsión de la onda debida al desvanecimiento selectivo en frecuencia, a la interferencia y al ruido térmico. El tiempo total de interrupción dependerá de estos tres factores. En este punto se examinan brevemente diversos métodos para calcular el tiempo de interrupción en los sistemas digitales. Los parámetros típicos de partida para la aplicación de estos métodos son los siguientes:

- longitud del trayecto,
- frecuencia de funcionamiento,
- diagrama de radiación de la antena,
- parámetros de diversidad,
- irregularidad de la superficie,
- despejamiento del trayecto,
- zona climática.

Otro dato de partida para algunos de los métodos de predicción es un modelo de propagación multitrayecto. Entre los modelos que se han utilizado cabe citar:

- a) Modelos de rayos:
 - modelo de eco múltiple,
 - modelo general de tres rayos,
 - modelo de dos rayos con desplazamiento de fase y atenuación plana (denominado también «modelo de tres rayos simplificado»),
 - caracterización conjunta de un par de canales con diversidad de espacio con el modelo de tres rayos simplificado,
 - modelo de dos rayos mejorado con retardo aleatorio, atenuación plana y amplitud de eco aleatoria,
 - modelo de dos rayos normalizado.
- b) Modelos polinómicos en el dominio de la frecuencia:
 - polinomios complejos,
 - polinomios reales de amplitud y retardo de grupo.
- c) Modelos paramétricos:
 - métodos de dos puntos con separación fija de frecuencias.

El método convencional de calcular los tiempos de interrupción en los sistemas analógicos se basa en el concepto de desvanecimientos a una sola frecuencia y, por consiguiente, no se puede aplicar directamente a sistemas de radioenlaces digitales de alta capacidad. Un aumento en el margen de desvanecimiento, que en los sistemas analógicos tenderá a reducir el efecto del ruido térmico, no mejorará la calidad de funcionamiento de los sistemas digitales si el desvanecimiento multitrayecto ya ha colapsado la amplitud del diagrama en ojo al valor cero. En consecuencia no puede utilizarse el aumento de la potencia del transmisor como el único medio para lograr que los sistemas radioeléctricos digitales satisfagan sus requisitos de interrupción.

En la elaboración de métodos de predicción de interrupciones se han aplicado tres enfoques generales: los métodos de margen contra los desvanecimientos, los métodos de las curvas de firmas y los métodos que utilizan la LAD. Aún no se dispone de datos suficientes para determinar si uno de los enfoques es claramente superior a los otros. No obstante, en la Recomendación UIT-R P.530 se presentan paso a paso una serie de métodos para sistemas con y sin protección (espacio, frecuencia y ángulo de diversidad), incluidos los sistemas cocanal de doble polarización. La disminución de calidad de funcionamiento debida a la distorsión se calcula mediante el enfoque de medición de firmas. Se recomiendan los métodos de la Recomendación UIT-R P.530, a menos que se disponga en la región considerada de otros métodos más precisos.

Con objeto de aclarar los enfoques generales y las numerosas variaciones disponibles en diversos países y regiones, se ofrece una descripción de ellos en los puntos siguientes.

4.1 Métodos de margen contra los desvanecimientos

La utilización de márgenes contra el desvanecimiento como característica del sistema se deriva de la bien conocida ley para el desvanecimiento multitrayecto en una sola frecuencia. El tiempo, T , en un mes de desvanecimientos intensos en que el nivel de la tensión recibida es igual o inferior a L , con respecto al valor unidad en el espacio libre, viene dado por la expresión $T = AL^2$, siendo A una constante de proporcionalidad determinada por el número de segundos en un mes y por las características del trayecto.

La calidad de funcionamiento de los sistemas radioeléctricos digitales no viene determinada únicamente por el margen de desvanecimiento térmico; debe utilizarse el concepto de margen de desvanecimiento «neto» o «efectivo» para los sistemas digitales. Sustituyendo el margen de desvanecimiento neto por el margen de desvanecimiento térmico, el tiempo de interrupción en el tramo puede obtenerse aproximadamente a partir de la Recomendación UIT-R P.530. El margen de desvanecimiento «neto» se define como la profundidad de desvanecimiento (dB) a una sola frecuencia rebasada durante el mismo número de segundos que una BER de, por ejemplo, 1×10^{-3} .

El método de margen de desvanecimiento compuesto tiene en cuenta la dispersión del desvanecimiento en un tramo utilizando las relaciones de dispersión que pueden emplearse como parámetro a fin de comparar la dispersión en los diferentes tramos con relación al desvanecimiento a una sola frecuencia. El margen de desvanecimiento neto se considera como una combinación de los efectos del ruido térmico, la interferencia entre símbolos debida a la dispersión multitrayecto y la interferencia provocada por otros sistemas radioeléctricos. Durante los desvanecimientos, en el detector de un receptor radioeléctrico aparecen tres componentes de tensión procedentes de estas tres fuentes; estas componentes se suman en potencia puesto que son independientes. De este modo, la interrupción total es la suma de las contribuciones debidas al desvanecimiento a una sola frecuencia, a la dispersión y a la interferencia.

El margen de desvanecimiento dispersivo (DFM) puede determinarse a partir del margen de desvanecimiento neto medido, modificado si es necesario para tener en cuenta cualquier contribución de interferencia o ruido térmico. Como el DFM refleja la influencia de la dispersión multitrayecto en el sistema radioeléctrico, su valor debe depender del desvanecimiento y de los equipos radioeléctricos. El primer paso consiste en determinar el DFM de un sistema radioeléctrico en un trayecto con una relación de dispersión conocida de DR_0 . Este valor (dB) se toma como margen de desvanecimiento dispersivo de referencia (DFMR). Por consiguiente, el margen de desvanecimiento dispersivo medido o previsto en un trayecto con una relación de dispersión de DR viene dado por:

$$DFM = DFMR - 10 \log (DR/DR_0) \quad (1)$$

Los cálculos basados en este procedimiento han mostrado una buena concordancia con la calidad de funcionamiento radioeléctrica medida en servicio en presencia de interferencia, así como con estimaciones detalladas basadas en modelos de propagación.

DR viene dada por la siguiente relación:

$$DR = \frac{T_{IBPD}}{T_{SFF} \cdot BF^2} \quad (2)$$

siendo:

T_{IBPD} : cantidad de tiempo que se rebasa un valor determinado de la diferencia de potencia dentro de la banda (IBPD) (es decir, la cantidad de dispersión en un tramo)

T_{SFF} : cantidad de tiempo que se rebasa un valor escogido de desvanecimiento a una sola frecuencia

BF : factor de corrección de anchura de banda, que es la relación entre 22 MHz y el valor de la anchura de banda de medición.

Los sistemas radioeléctricos digitales modernos (por ejemplo, MAQ-64) provistos con ecualizadores adaptativos en el dominio del tiempo experimentan interrupciones (es decir, $BER > 1 \times 10^{-3}$) debido a la distorsión de IBPD cuando ésta es de 10 a 15 dB. Por consiguiente, un umbral adecuado para comparar la dispersión sería 10 dB. Los valores de relación de dispersión medidos en un cierto número de tramos en América del Norte y en Europa se encuentran entre 0,09 y 8,1 para longitudes de tramo comprendidas entre 38 y 112 km. Se basan en un valor de 10 dB y 30 dB para IBPD y desvanecimiento a una sola frecuencia, respectivamente.

4.2 Métodos de las curvas de firmas

Las firmas pueden utilizarse para calcular las interrupciones y comparar la sensibilidad relativa de los distintos sistemas radioeléctricos digitales con respecto a los efectos del desvanecimiento selectivo en frecuencia.

4.2.1 Medición de firmas

Las firmas pueden medirse aproximando los desvanecimientos reales mediante un simulador de dos rayos. El modelo de tres rayos simplificado tiene la siguiente función de transferencia:

$$H(\omega) = a \left[1 - b \exp(-j(\omega - \omega_0)\tau) \right] \quad (3)$$

donde se supone un rayo directo de amplitud unitaria y un rayo de amplitud b , retardado en τ , siendo « a » un factor de proporcionalidad. El punto más bajo de este desvanecimiento está a una distancia f_0 de la frecuencia central del canal y tiene una profundidad $B = -20 \log \lambda$, siendo $\lambda = 1 - b$. La firma es entonces la curva del valor crítico B_c , en función de f_0 para la proporción de errores que causa interrupción. Aunque algunas administraciones han utilizado para τ un valor de 6,3 ns y las distribuciones estadísticas asociadas para b y f_0 han sido determinadas a partir del estudio de un gran número de casos de desvanecimiento, a veces se miden las firmas para otros valores de τ . Los desvanecimientos de fase no mínima pueden tenerse en cuenta a través de la ecuación (3) por medio de valores negativos del retardo τ .

Algunos métodos de cálculo de la interrupción suponen que τ es una variable aleatoria continua. Por consiguiente, en esos casos se necesitan reglas de proporcionalidad para estimar la variación de $b_c(\tau)$ con τ . Se han propuesto reglas de proporcionalidad distintas para $b_c(\tau)$. La regla lineal, aplicable únicamente a retardos pequeños, establece que la altura en longitud de onda (λ) es proporcional al retardo τ . También pueden aplicarse reglas de proporcionalidad más precisas.

La anchura de la firma $W(f_0)$ permanece prácticamente constante en función del retardo, salvo cuando éste se aproxima a cero, en cuyo caso se duplica cuando el retardo se reduce a la mitad.

4.2.2 Cálculo de las interrupciones utilizando las firmas

La probabilidad de interrupción provocada por el desvanecimiento multirrayecto, P , puede calcularse a partir de la probabilidad de interrupción debida al desvanecimiento selectivo, P_s , y a la probabilidad de interrupción debida al ruido térmico, P_f , utilizando la siguiente fórmula:

$$P = \left(P_s^{\alpha/2} + P_f^{\alpha/2} \right)^{2/\alpha} \quad \text{siendo } \alpha = 1,5 \dots 2 \quad (4)$$

P_f es igual a la probabilidad de que el margen de desvanecimiento plano del sistema se rebase y puede calcularse de acuerdo con la Recomendación UIT-R P.530. El efecto de las señales interferentes puede considerarse equivalente a una reducción del margen.

Se han publicado varios métodos que utilizan el concepto de firmas para calcular P_s . En este punto se examinan cuatro de ellos, denominados Método A, Método B, Método C y Método D. (El método recomendado en la Recomendación UIT-R P.530 está basado en el Método B.) En estos métodos, P_s viene dado como el producto de la probabilidad del desvanecimiento multitrayecto, η y la probabilidad de interrupción por interferencia entre símbolos durante el desvanecimiento multitrayecto, $P_{s/mp}$:

$$P_s = \eta \cdot P_{s/mp} \quad (5)$$

Para calcular $P_{s/mp}$, se supone un modelo de desvanecimiento de un solo eco tomando como parámetros aleatorios la amplitud del eco relativa, b , el retardo del eco, τ , y el desplazamiento de la frecuencia de ranura, f_0 . El efecto de las características de los equipos sobre la probabilidad de interrupción se expresa por las firmas del sistema.

Las diferencias entre los Métodos de predicción de interrupciones A, B, C y D radican en el valor de α en la ecuación (4), el valor de η en la ecuación (5), las funciones de densidad de probabilidad (pdf) para b , τ y f_0 y la realización de las firmas del sistema en el método. En algunos de los métodos las pdf para b y τ se eligen de forma que las apariciones relativas de desvanecimientos de fase mínima y de fase no mínima se tienen en cuenta.

- α : el factor α determina, de acuerdo con la ecuación (4), si la probabilidad de interrupción total es igual a la suma sencilla de $P_s + P_f$ (es decir, $\alpha = 2$) o si se obtiene un valor más conservador ($\alpha = 1,5$). Los Métodos B y D suponen un valor de $\alpha = 2$ y el Método C un valor de $\alpha = 1,5$.
- η : el parámetro de propagación η de la ecuación (5) puede relacionarse teóricamente con el factor de aparición de desvanecimiento profundo, P_0 (Recomendación UIT-R P.530). En el método C, η está relacionado con el valor medio y la desviación típica de los desvanecimientos lentos coincidentes. En el Método B se aplica una regla empírica simplificada, que también se ha adoptado en el Método D:

$$\eta = 1 - \exp\left[-0,2 \cdot P_0^{3/4}\right] \quad (6)$$

- $p_b(b)$: se han propuesto diversas suposiciones para la función de densidad de probabilidad de la amplitud relativa del eco B: uniforme (Método A), exponencial (Método B), Weibull (Método C) y Rayleigh sobre Rayleigh (Método D).
- $p_\tau(\tau)$: se suponen dos distribuciones de retardo del eco distintas. En el primer caso, el retardo del eco, τ , presenta una distribución exponencial negativa cuyo valor medio, τ_m , depende de la longitud del trayecto D . Para trayectos sin reflexiones en la superficie significativos, se utiliza la siguiente relación empírica entre τ_m (ns) y D (km):

$$\tau_m = \tau_{m0} \cdot (D / 50)^n \quad (7)$$

estando comprendida n entre 1,3 y 1,5 y siendo τ_{m0} el retardo relativo medio para un trayecto normalizado de 50 km. El valor de τ_m caracteriza la importancia del desvanecimiento.

Con los Métodos A, B y C, que suponen retardos con distribución exponencial, se obtienen valores de $\tau_{m0} = 1,0$ ns (Método A), 0,7 ns (Método B) y 0,5 ns (Método C). En el segundo caso, se supone una distribución gaussiana de media μ y varianza v^2 . Estos parámetros pueden elegirse independientemente, lo que permite una adaptación más precisa a las funciones de densidad medidas (o calculadas) para tramos individuales que lo que permite el único parámetro de la densidad exponencial. En ausencia de información relativa a los tramos, el modelo supone:

$$\begin{aligned} \mu &= 0,70 \cdot (D / 50) & \text{ns} \\ v^2 &= 0,49 \cdot (D / 50) & \text{ns}^2 \end{aligned} \quad (8)$$

La distribución gaussiana supone retardos positivos y negativos.

- $p_{f_0}(f_0)$: f_0 presenta una distribución uniforme en los cuatro métodos.
- Desvanecimiento de fase mínima/desvanecimiento de fase no mínima: deben tenerse en cuenta las apariciones relativas a las condiciones de fase mínima y no mínima calculando la probabilidad de interrupción por separado cuando las firmas para la fase mínima y no mínima son distintas. Los Métodos C y D permiten identificar las probabilidades de aparición relativas de los desvanecimientos de fase mínima y no mínima: para desvanecimientos profundos, las probabilidades tienden a ser iguales y para desvanecimientos ligeros suele predominar el caso de fase mínima.
- Firmas: los cuatro métodos utilizan firmas para expresar los efectos de las características de los equipos (tales como tipo de modulación, factor de reducción y ecualización) sobre la probabilidad de interrupción, pero la forma en que se aplican estas firmas es distinta para cada método.

En el Método D, la influencia de las características de los equipos se expresa directamente por el cociente entre el área de la firma medida (o calculada) a un retardo de referencia arbitrario y dicho retardo. Al evaluar el área de la firma se tienen en cuenta las condiciones de fase mínima y no mínima. En los Métodos A y B el efecto de las características de los equipos se expresa mediante los valores del parámetro del sistema normalizado K_n , evaluando este parámetro a partir de las firmas medidas del sistema. Desde el punto de vista teórico puede considerarse que los parámetros del sistema normalizados se evalúan a partir de una «firma del sistema normalizada». Si se establece una proporcionalidad entre la firma del sistema con el periodo de símbolos especificado (1 ns) y el retardo de eco relativo (1 ns), esas firmas de sistema proporcionalizadas, conocidas como «firmas normalizadas», constituyen unas características de los parámetros del sistema, como el método de modulación, el factor de reducción y el tipo de ecualizador. Utilizando una aproximación rectangular para la firma, K_n viene dado por la expresión:

$$K_n = (T^2 \cdot W \cdot \lambda_a) / \tau_r \tag{9}$$

donde:

T : periodo del símbolo (ns)

W : anchura de la firma (GHz)

λ_a : valor medio de la firma (lineal) $\lambda_c(f) = 1 - b_c(f)$

τ_r : retardo de referencia para λ_a (ns).

En el Cuadro 2 figuran los valores de K_n para receptores sin ecualización adaptativa. La utilización de ecualizadores transversales adaptativos en banda base mejora la calidad de funcionamiento del sistema de forma que las cifras para la zona de firma normalizada K_n se reducen normalmente a 1/10, aproximadamente, de los valores señalados en el Cuadro 2.

CUADRO 2

Valores de K_n para diversos métodos de modulación cuando no se utiliza ecualizador

Método de modulación	K_n
MAQ-64	15,4
MAQ-16	5,5
MDP-8	7,0
MDP-4	1,0

En el Cuadro 3 se resumen las propiedades principales de los cuatro métodos.

CUADRO 3

Cuatro métodos para calcular la probabilidad de interrupción P utilizando firmas

	A	B	C	D
$p_b(b)$	Uniforme	Exponencial	Weibull	Rayleigh sobre Rayleigh
$p_\tau(\tau)$	Exponencial	Exponencial	Exponencial	Gaussiana
$p_{f_0}(f_0)$	Uniforme	Uniforme	Uniforme	Uniforme
Desvanecimiento de fase mínima/desvanecimiento de fase no mínima	No	No	Sí	Sí
Signaturas	K_n	K_n	K_n , o el valor medido	Área dividida por τ_r
η	–	$1 - \exp\left(-0,2 P_0^{3/4}\right)$	A partir de μ y σ de desvanecimientos lentos coincidentes	Como en el Método B
α	–	2	1,5	2

Cuando se utilizan firmas normalizadas, todos los métodos conducen a las mismas conclusiones, que pueden resumirse de acuerdo con la siguiente relación:

$$P_{s/mp} = C \cdot p_b(1) \cdot K_n \cdot \langle \tau^2 \rangle / T^2 \quad (10)$$

siendo T y K_n las magnitudes indicadas anteriormente, y

$\langle \tau^2 \rangle$: momento de segundo orden de $p_\tau(\tau)$ (ns^2). Para retardos con distribución exponencial, $\langle \tau^2 \rangle$ es igual a $2 \cdot \tau_m^2$, y para retardos con distribución gaussiana $\langle \tau^2 \rangle = \mu^2 + \nu^2$

$p_b(1)$: valor de $p_b(b)$ para $b = 1$

C : factor constante.

Los Métodos A, B y C, ofrecen los mismos resultados si $C \cdot p_b(1)$ toma el valor 1,0 en el Método A, el valor 2,16 en el Método B y el valor 4,0 en el Método C. En el Método D, no se utiliza K_n para calcular $P_{s/mp}$, pero este método lleva a una aproximación para $P_{s/mp}$ similar a la fórmula (10):

$$P_{s/mp} = p_b(1) \cdot \langle \tau^2 \rangle \cdot W \cdot (b_{cN} - b_{cM}) / \tau_r \quad (11)$$

siendo $b_{cN/M}$, el valor medio de las amplitudes de eco críticas para condiciones de fase no mínima/mínima con el retardo de referencia τ_r .

Para evaluar la validez y gama de aplicación de los métodos, conviene comparar el tiempo de interrupción total calculado. En Europa se ha realizado una comparación eficaz basándose en enlaces ficticios definidos por un conjunto de tramos y de parámetros de sistemas. Esta comparación ha demostrado que aunque los métodos utilizados divergen en su forma de calcular la interrupción, las predicciones coinciden generalmente dentro de un orden de magnitud para un canal sin proteger siempre que se supongan las mismas estadísticas de profundidad de desvanecimiento sencillo. La relación entre los tiempos de interrupción observado y previsto nunca es superior a dos cuando se aplica a uno de los métodos la distribución de profundidad del desvanecimiento medida de un tramo real.

4.2.3 Cálculo de la interrupción en presencia de diversidad

Los métodos de predicción de la interrupción indicados en el § 4.2.2 se han ampliado a sistemas que utilizan algún tipo de diversidad como medida preventiva contra el desvanecimiento (diversidad de espacio, diversidad en frecuencias dentro de la banda y en banda cruzada), y emplean combinación de bits en banda base (conmutación sin transición brusca) o combinación en fase. Los resultados pueden resumirse en la siguiente relación:

$$P_{sdiv/MP} = (P_{s/MP})^2 / \Delta_{sel} \quad (12)$$

siendo Δ_{sel} un factor que tiene en cuenta la correlación entre los canales con diversidad. Esta ley se ha verificado de forma experimental.

Cuando predominan los efectos de frecuencia selectiva, el valor de P_{sdiv} indicado anteriormente se aproxima a la probabilidad de interrupción real del sistema, P_{div} ; sin embargo, cuando predomina el ruido térmico:

$$P_{div} = P_{fdiv} \quad (13)$$

$$P_{fdiv} = P_f^2 / \Delta_{flat} \quad (14)$$

siendo:

P_f : probabilidad de interrupción debida al ruido térmico

Δ_{flat} : factor que tiene en cuenta la correlación entre los canales con diversidad.

4.3 Cálculo de las interrupciones utilizando las estadísticas de dispersión de amplitud lineal (LAD)

La distorsión de la propagación consiste en una distorsión de la amplitud y del retardo. La distorsión provocada por un desvanecimiento en dos trayectos tiene una forma compleja y no puede estar formada completamente por la LAD ni por la distorsión cuadrática. Sin embargo, predomina la LAD. Los efectos de otras distorsiones sobre las interrupciones, tales como distorsión de retardo o distorsión de amplitud de mayor grado, se describen exacta y adecuadamente por la LAD umbral. Ello significa que la probabilidad de interrupción causada por el desvanecimiento selectivo en frecuencia puede calcularse si se ha determinado la LAD equivalente y se conoce la frecuencia de aparición de la LAD. Se han realizado estudios detallados sobre la probabilidad de aparición de la LAD y se ha establecido un método para calcular dicha probabilidad de aparición, teniendo en cuenta las características del perfil del trayecto.

En el caso del desvanecimiento de Rayleigh, la probabilidad de interrupción cuando la LAD rebasa un valor umbral, Z , viene dada por:

$$P_d = 2\alpha, \text{ en recepción sencilla} \quad (15)$$

$$\alpha = 0,5 \left(1 - \frac{1 - Z^2}{\sqrt{(1 + Z^2)^2 - 4r Z^2}} \right) \quad (16)$$

siendo r el coeficiente de correlación de la frecuencia.

Puede aplicarse el mismo método para calcular la interrupción cuando se utiliza un combinador de diversidad de espacio de potencia máxima. Puede demostrarse que:

$$P_{ds} = 6\alpha^2 - 4\alpha^3 \quad (\text{diversidad de espacio}) \quad (17)$$

Para estimar la interrupción del sistema completo, debe aclararse la probabilidad de interrupciones causadas por la interferencia entre símbolos, el ruido térmico y los efectos sinérgicos. Como el margen de desvanecimiento térmico se determina fácilmente, la probabilidad de interrupción debida al ruido térmico y a la interferencia puede calcularse utilizando los métodos de predicción de distribución del desvanecimiento debido a la propagación multitrayecto y mecanismos correspondientes que figuran en la Recomendación UIT-R P.530.

A continuación se expone un método de cálculo de la probabilidad de interrupción:

- Utilizando valores medios de b y τ basados en un perfil de trayecto particular, se calcula el coeficiente de correlación de frecuencia entre dos frecuencias diferentes cualesquiera.
- Cuando se trata de una onda transmitida caracterizada por el factor de reducción, la velocidad de los símbolos o el método de modulación, la LAD que provoca interrupciones (Z) se determina mediante cálculo o de forma experimental. La probabilidad de interrupción, P_d , causada por la distorsión de la onda puede obtenerse mediante las ecuaciones (15) o (17).

- La probabilidad de interrupción, P_n , causada por la interferencia y el ruido térmico puede estimarse calculando la probabilidad de aparición del margen de desvanecimiento térmico del sistema, F_s , durante el desvanecimiento Rayleigh.
- La probabilidad de interrupción total, P_0 , viene dada por:

$$P_0 = P_r (1 + \eta) (P_d + P_n) \quad (18)$$

siendo:

P_r : Probabilidad de aparición del desvanecimiento Rayleigh

η : efecto sinérgico.

Esta fórmula puede simplificarse como sigue:

$$P_0 = P_r \cdot \xi \cdot \max(P_d, P_n) \approx \begin{cases} P_d + P_n & \text{(recepción sencilla)} \\ \left(\sqrt{P_{ds}} + \sqrt{P_n} \right)^2 & \text{(diversidad de espacio)} \end{cases} \quad (19)$$

siendo ξ un coeficiente de correlación y $\max(P_d, P_n)$, el mayor valor de P_d y P_n . El margen de desvanecimiento neto para el sistema viene dado por el valor del desvanecimiento, que indica la probabilidad, P_0 , durante el desvanecimiento Rayleigh. Este método de estimación puede aplicarse también a la recepción con diversidad de espacio.
