

8. Diseño de Enlaces

8.1 Introducción:

En los Capítulos previos estudiamos los mecanismos de desvanecimiento (desvanecimiento) debido a anomalías en la propagación, efectos de interferencia, y características de antena y equipo. En este capítulo aplicaremos este conocimiento para llevar a cabo los cálculos de diseño para un enlace de radio. Los **Interrupciones** (*Interrupciones*) que son calculadas necesitan ser comparados con los objetivos de calidad que estudiamos anteriormente. En ese capítulo aprendimos que los requerimientos de disponibilidad se refieren a eventos que duran por más de 10 **seg** cuando por el contrario los requerimientos de funcionamiento se refieren a eventos que duran menos. Porque el **entubamiento** (*entubamiento*), desvanecimiento por difracción, y desvanecimiento por lluvia son eventos lentos (por ejemplo: duran mucho más que 10 **seg** – usualmente algunas horas o más) que necesitan ser considerados desde el punto de vista de disponibilidad. **Multitrayecto Desvanecimiento**, sin embargo, es un evento rápido y necesita ser considerado desde el punto de vista de funcionamiento. Comenzaremos analizando las **interrupciones por desvanecimiento por multitrayecto** la cual puede ser comparada con las normas de funcionamiento como G.821 o G.826.

8.2 Mecanismos del Desvanecimiento por Trayectoria Múltiple (Multitrayecto Desvanecimiento): **Multitrayecto Desvanecimiento** es un mecanismo de desvanecimiento complejo, especialmente en sistemas de Banda Ancha. Así es difícil visualizar el problema por ello nos valemos de las matemáticas para ilustrarlo.

8.2.1 Función de Transferencia del Canal multitrayecto.

El primer paso en analizar el problema es derivar la función de transferencia de la atmósfera bajo condiciones multitrayecto. La Función de transferencia es un concepto matemático usado para analizar el efecto de una señal a través de una red. Es representada por la salida de la señal dividida por la entrada.

En una condición de multitrayecto ingresamos una señal de microondas dentro de un canal y la salida consiste de una señal directa y una señal retrasada que ha sido reflejada o refractada. Asume que el rayo directo es representado por:

$$a_{1(t)} = a_1 e^{j\omega t} \quad (8.1)$$

donde a_1 es la amplitud de la onda directa y $\omega = 2\pi f$, donde f es la frecuencia.

Ahora la señal retrasada tiene un retardo τ , y una fase ϕ , donde τ representa el tiempo de retardo del eco, y ϕ representa la rotación de la fase de la señal. Luego:

$$a_{2(t)} = a_2 e^{j\omega(t-\tau)-\phi} \quad (8.2)$$

donde a_2 es la amplitud de la onda retrasada. La suma de éstas dos en el receptor de la antena es representada por $x(t)$:

$$x_{(t)} = a_{1(t)} + a_{2(t)} \quad (8.3)$$

La Función de Transferencia $H(\omega)$ es representada por la salida encima de la entrada, dividiendo ambas ecuaciones tenemos que:

$$H_{(\omega)} = x_{(t)} / a_{1(t)} = 1 + (a_2 / a_1) e^{-j(\omega\tau + \phi)} \quad (8.4 \text{ y } 8.5)$$

Si consideramos la diferencia de amplitud relativa entre el eco y la onda directa como “b”, tendremos:

$$H_{(\omega)} = 1 + b e^{-j(\omega\tau + \phi)} \quad (8.6)$$

Donde “b” es la amplitud del eco relativo a la onda directa siendo siempre mayor que cero excepto para el caso donde el eco tiene una amplitud mayor que la onda directa y este valor es mucho mayor que la unidad. τ es el valor de retardo del eco. Aunque esto es normalmente positivo, si el eco llega antes que la señal principal su valor es negativo.

La ecuación anterior describe la Función de Transferencia del Canal usando interferencia de 2 rayos, sin embargo, también se sabe que el nivel de señal global es atenuado en un canal real. En ciertos momentos el desvanecimiento produce una atenuación plana a través de la banda de frecuencia de interés, y esto puede ser representado por un factor de atenuación α que es independiente de la frecuencia. Luego $H(\omega)$ puede ser escrito como:

$$H_{(\omega)} = \alpha (1 + b e^{-j(\omega\tau + \phi)}) \quad (8.7)$$

Podemos convertir esta representación compleja en una representación cartesiana mediante la siguiente conversión genérica:

$$Z = |Z| e^{j\varphi} = a + jb = |z| \cos \varphi + j |z| \sin \varphi \quad (8.8)$$

Donde “ φ ” es la fase de la señal. Luego la representación cartesiana de $H_{(\omega)}$ es:

$$H_{(\omega)} = \alpha [(1 + b \cos(\omega\tau + \phi)) - j(b \sin(\omega\tau + \phi))] \quad (8.9)$$

Para determinar la respuesta de la amplitud versus la frecuencia del canal de Transferencia necesitamos determinar la magnitud de la ecuación anterior, su respuesta en frecuencia es mostrada en la figura 8.1 y es derivada de:

$$|H_{(\omega)}| = \alpha \sqrt{(1 + b^2 + 2b \cos(\omega\tau + \phi))} \quad (8.10)$$

8.2.2 Respuesta en Frecuencia.

La ecuación anterior es una función periódica que se hace mínima cuando $\cos(\omega\tau + \phi) = -1$. Así:

$$(\omega\tau + \phi) = \pi \pm 2\pi n \quad \text{para } n = 0, 1, 2, \dots \quad (8.a)$$

La diferencia entre 2 muescas puede ser derivada como sigue:

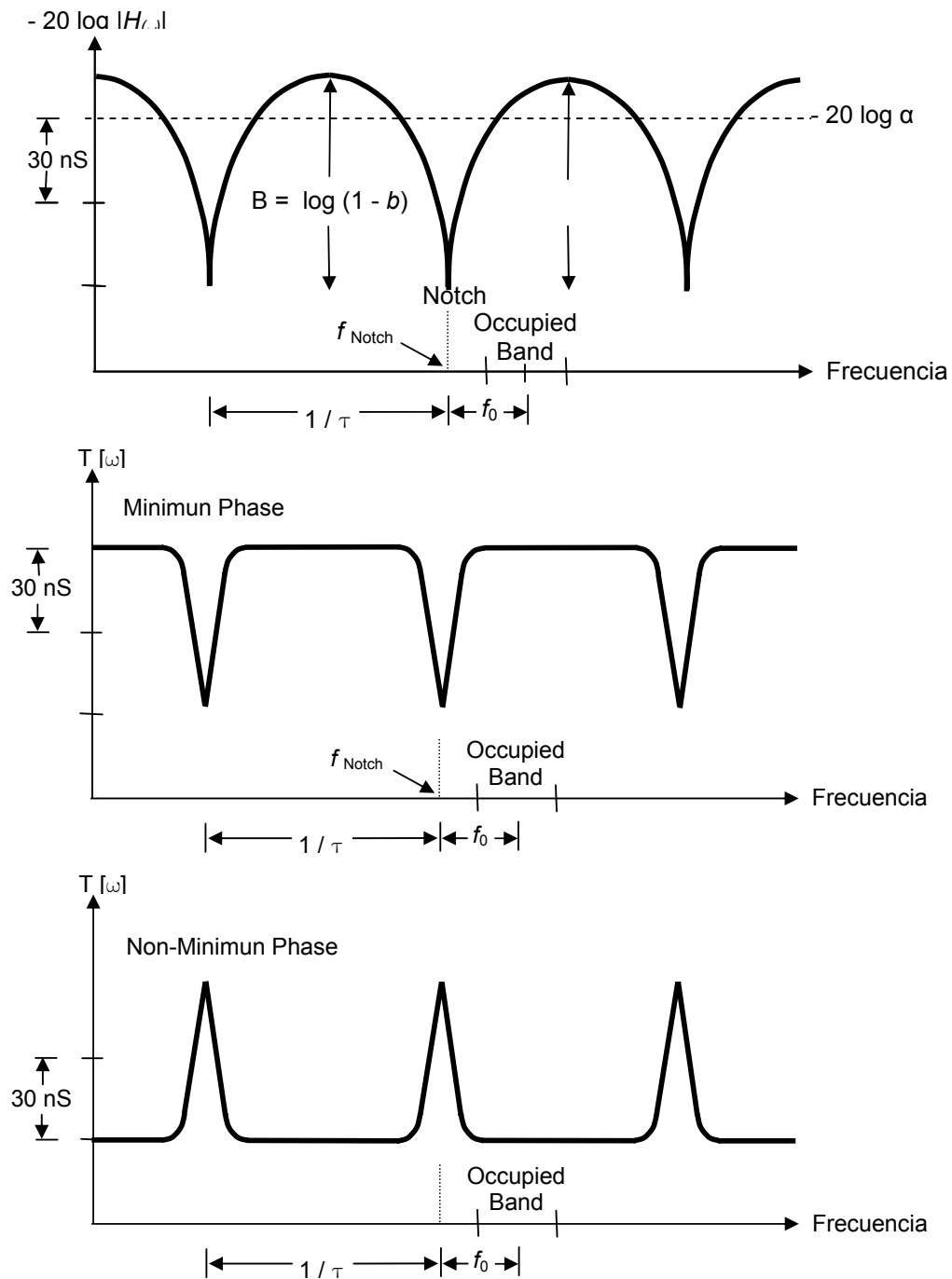


Figura 8.1 Respuesta en Frecuencia y Grupo de Retardo de un Canal Multitrayecto

$$\omega\tau = \begin{cases} \pi - \phi & \text{para } n = 0 \\ 3\pi - \phi & \text{para } n = 1 \end{cases} \quad (8.b)$$

Finalmente la diferencia entre 2 muescas es:

$$\omega_1\tau - \omega_0\tau = 2\pi \quad (8.11)$$

Considerando que $\omega = 2\pi f$, podemos reorganizar la ecuación anterior para derivar la ecuación muy importante:

$$\Delta f = 1/\tau \quad (8.12)$$

En otras palabras la diferencia en frecuencia entre 2 mínimos (muescas) es igual a la inversa del retardo del eco causada por esa muesca, como se muestra en la figura 8.1. Si el retardo varía con el tiempo encima de un canal multitrayecto como es el caso de un enlace de microondas durante condiciones de **entubamiento**, la muesca se moverá a través del ancho de banda del receptor.

8.2.3 Condiciones de Fase Mínimas y no Mínimas.

El canal multitrayecto es una función de ambos el retardo de la señal secundaria (τ) y su valor de amplitud relativo (b). La combinación de estos 2 valores resulta en condiciones diferentes.

Cuando la amplitud relativa del eco es menor que el haz principal y la señal retardada ocurre después de la señal principal o cuando la amplitud relativa del eco es mayor que el haz principal y la señal retardada ocurre antes de la señal principal, la condición es conocida como una *Condición de Fase Mínima*. Bajo circunstancias opuestas esto es conocido como una *Condición de Fase no Mínima*. Esto es resumido en la **Tabla 8.1**.

La referencia a la fase mínima y la fase no mínima relaciona a la teoría de circuitos donde la Función de Transferencia es trazada (vía la Transformada de Laplace) en el plano "S". Máximos y Mínimos en este caso son representados por polos y ceros, respectivamente. La Función de Transferencia de un Canal Multitrayecto puede ser trazado en el plano "S" como una serie infinita de ceros (correspondiente a la muesca mínima), como mostramos en la figura 8.2.

Puede verse de la figura 8.2 que para cualquier frecuencia w dada, la fase " τ " siempre es menor en la *Condición de Fase Mínima* (mano del lado izquierdo), de aquí su nombre. Como uno incrementa la frecuencia, la fase incrementa para las *Condiciones de Fase Mínima* pero decrece para las *Condiciones de Fase no Mínima*, lo cual significa que la respuesta de Amplitud para los 2 casos es idéntica pero la respuesta retardada del grupo es invertida (por ejemplo, uno es la imagen espejo del otro). El máximo valor posible es $\alpha*(1 + b)$ y el mínimo valor posible es $\alpha*(1 - b)$. En otras palabras el "b" es cercano a la unidad cuanto más profundo es la muesca. La relación de los valores mínimos a máximos expresados en dB es:

$$HdB = 20\log\left[\frac{(1-b)}{(1+b)}\right] \quad (8.13)$$

Además, puesto que los mínimos son separados por $(1/\tau)$, cuanto más largo sea el retraso más juntos estarán las muescas en el dominio de la frecuencia.

Tabla 8.1

Condiciones de fase mínima y no mínima

Fase mínima	$\tau > 0$	$0 < b < 1$
	$\tau < 0$	$b > 1$
Fase no mínima	$\tau > 0$	$b > 1$
	$\tau < 0$	$0 < b < 1$

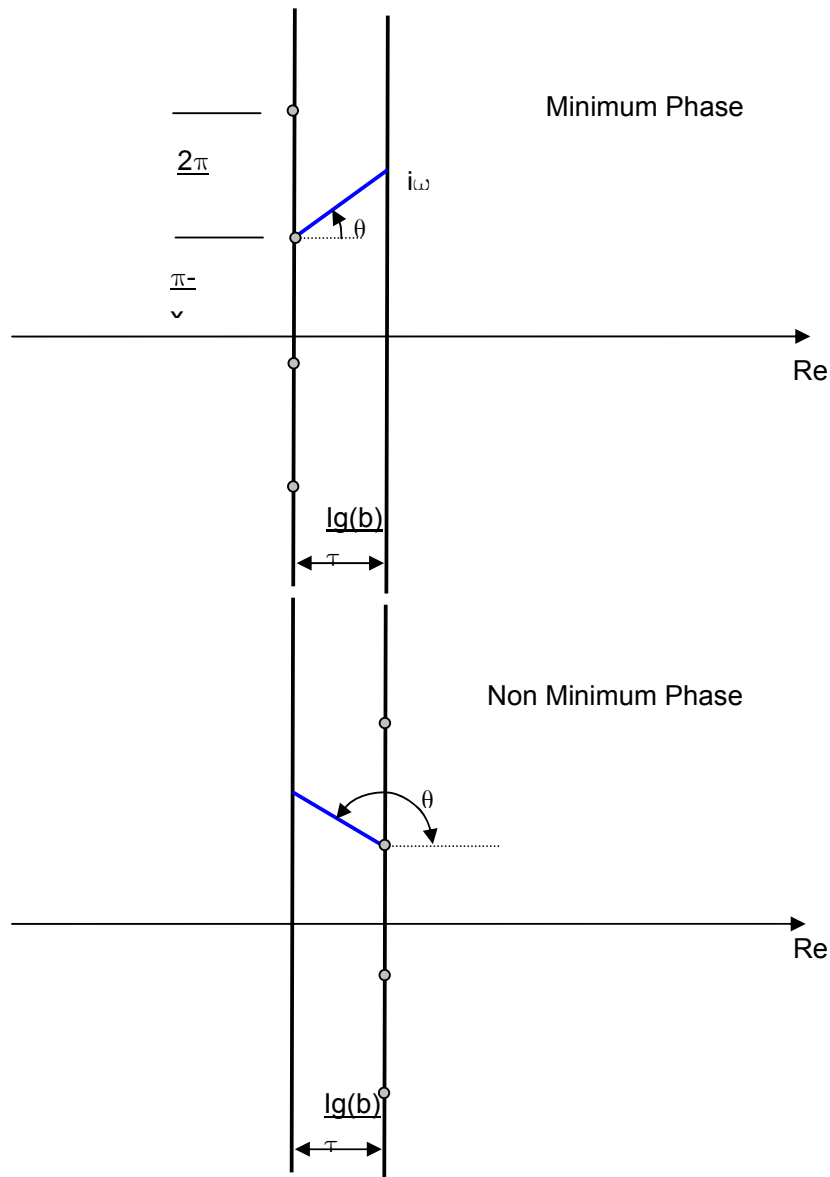


Figura 8.2 Diagrama de Polos y Ceros de una Condición de Fase

8.2.4 Retardo de Grupo.

La Respuesta en Fase puede ser derivada de la ecuación (8.9) como:

$$\varphi = \arctan \left\{ b \cdot \sin(\omega\tau + \phi) / [1 + b \cos(\omega\tau + \phi)] \right\} \quad (8.14)$$

El Retardo de Grupo es definido como la velocidad de cambio de Fase con la frecuencia, aquí que puede derivarse de la ecuación anterior con respecto a la frecuencia:

$$T(\omega) = d\phi / d\omega \quad (8.15)$$

Si uno realiza esta derivada y gráfica la respuesta uno obtiene la curva para la Fase Mínima y no Mínima, respectivamente, como se muestra en la figura 8.1. La Respuesta de Amplitud es idéntica para ambos casos.

8.2.5 Modelos Matemáticos.

Como previamente mencionamos la Función de Transferencia del canal Multitrayecto es dependiente de 4 variables: α es el factor de atenuación constante a través del ancho de banda del receptor, b es la amplitud relativa de la señal retardada respecto a la señal principal, τ es el retardo de propagación del eco, y ϕ es el cambio de fase del eco.

Hasta donde estos parámetros están involucrados, sólo son conocidos en términos estadísticos de las mediciones de Campo. Porque una respuesta en frecuencia puede ser reconstruida en muchas combinaciones diferentes de estos 4 parámetros, una descripción matemática que esta basada en realidad física es casi imposible. El único método que se ha usado para analizar el problema es producir un modelo matemático que asuma una de las variables como una constante.

En realidad, tantos como 11 rayos pueden ser presentados en una situación multitrayecto atmosférica. El número de rayos siempre será un número impar, como el mostrado en la figura 8.3.

Para aplicaciones prácticas el número de rayos debe ser reducido a tres o menos. Específicamente, todos los modelos matemáticos están usualmente basados en el Modelo de 3 Rayos de una simplificación de eso. En este modelo tenemos una onda directa y dos ondas reflejadas o refractadas. Una de estas ondas retrasadas tiene un tiempo de retardo que es suficientemente pequeño para asumir que su contribución es coherente y, así, representa un desvanecimiento plano en lugar de un desvanecimiento de frecuencia selectiva. Ahora, como ya hemos dicho necesitamos reducir el número de parámetros de 4 a 3 para propósitos de análisis. Para hacer esto necesitamos asumir uno de los cuatro parámetros como constante. Un modelo semejante asume que el retardo es constante y esta basado en el trabajo hecho por **William Rummler** de los laboratorios Bell [2]. Usando los datos de la propagación de un 26.4 cerca de Atlanta, Georgia (USA), el modelo fue confirmado en 1977.

Fue encontrado que para un canal con un ancho de banda de 30 MHz, un modelo con 6.3 ns de retraso produjeron resultados exactos para todas las condiciones del canal.

Otro modelo asume el factor de atenuación como constante. Este es probablemente el modelo físico más representativo porque los receptores de radio son capaces vía su **AGC** de compensar desvanecimientos planos. Esto es referido como un modelo de dos rayos porque el efecto del tercer rayo que produce la atenuación plana se elimina.

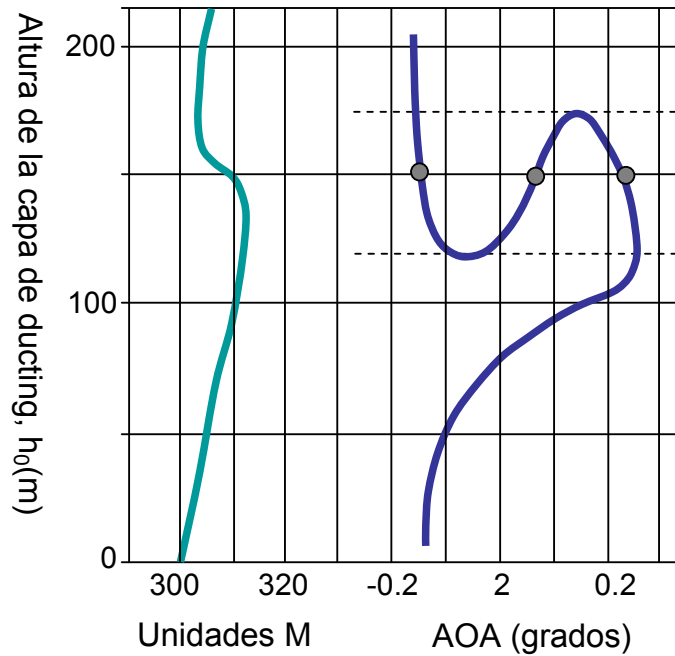


Figura 8.3 Efecto de un Ducto en el frente de Onda

8.3 Interrupciones en el Desvanecimiento Multitrayecto:

Las interrupciones debidas a desvanecimientos de multitrayecto dependen de parámetros como la frecuencia, longitud de salto, asperezas y tipo de terreno, condiciones climáticas y claridad de ruta. Varios modelos semiempíricos desarrollados para predecir interrupciones todos usan estos parámetros para algunas extensiones. Cada país tiene parámetros únicos; asimismo, ningún modelo mundial se ha encontrado que modele con precisión los efectos para todos los saltos. Investigadores están continuamente ajustando la fórmula para emparejar los saltos que están supervisándose con mayor precisión.

Algunos de éstos resultados pueden ser trazados realizando cambios en fórmulas dadas en varias versiones de la ITU 530. Redondeando fuera de las ordenadas usadas en las fórmulas, la mayoría de los resultados muestran que los **Interrupciones** son aproximadamente proporcionales a la frecuencia, la distancia cúbica, y un factor geoclimático determinado del salto del terreno y la zona climática.

8.3.1 Interrupción de Desvanecimiento Plano.

En el contexto de las microondas, un desvanecimiento plano es causado por condiciones multitrayecto donde los efectos de la distorsión de señal pueden ser ignorados. Este es el caso típico para sistemas debajo de los 8 Mbps, con tal de que la longitud de salto sea pequeña (menor que 50 Km.). El efecto de una atenuación plana puede verse fácilmente graficando la atenuación versus el BER. Puede verse en un sistema digital que cuando la atenuación de la señal es incrementada, el BER es inicialmente inalterado hasta ubicarse cerca al umbral del receptor donde el BER incrementa empinadamente, como mostramos en la figura 8.4. Este es llamado el Efecto Umbral (Threshold Effect).

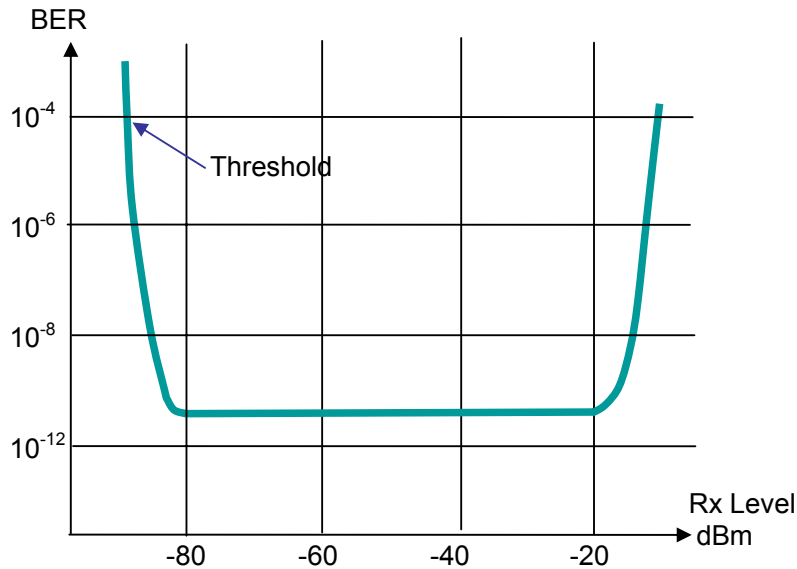


Figura 8.4 BER versus el Nivel de Recepción

Este corresponde al nivel de ruido térmico crítico en la entrada del receptor. Desvanecimiento Multitrayecto causa una rápida y profunda atenuación de la señal que puede causar un **Interrupción** si el margen de desvanecimiento es excedido. Cuando diseñamos un enlace de radio es importante conocer la probabilidad de ocurrencia de éste evento relativo a la profundidad de desvanecimiento. Cada enlace tiene una probabilidad inherente diferente que será adversamente afectada por desvanecimientos atmosféricos dependiendo de la longitud del enlace, la frecuencia a la cual opera, el Perfil Topográfico y las condiciones climáticas.

Años de prueba en enlaces de radio (análogos y digitales) muestran que la curva de distribución de Probabilidad sigue una distribución “Raleigh” para desvanecimientos profundos, lo cual significa que por cada 10 dB de desvanecimiento, la probabilidad de ocurrencia decrece décuplo. Así, hay diez veces más desvanecimientos de 10 dB que desvanecimientos de 20 dB. Esta realidad significa que la naturaleza del desvanecimiento es conocida por cualquier “salto”, esto es justo el nivel absoluto del “desvanecimiento” que necesita ser determinado. Uno puede expresar la fórmula de desvanecimiento de Raleigh como:

$$p(F < M) = P_0 \cdot 10^{-M/10} \quad (8.16)$$

En otras palabras, la probabilidad de que el “fade” exceda un margen de fade ajustado “M” es proporcional a un factor de ocurrencia de desvanecimiento multitrayecto ajustado “P₀”. Esta curva puede ser físicamente trazada supervisando el nivel de **AGC** de un receptor de radio. Un analizador de Desvanecimiento registra el número de veces que una señal cae a un nivel específico. La curva de Raleigh puede luego ser determinado graficando la profundidad de desvanecimiento en el receptor en decibeles versus la probabilidad que la ordenada este excedida. La curva de Raleigh es mostrada en la figura 8.5, donde se verá que en los primeros 15 dB o para desvanecimientos poco profundos muestran una distribución Gaussiana con la porción lineal de la curva de Raleigh ocurriendo para desvanecimientos profundos.

Desvanecimientos muy profundos serán además desviados de la curva teórica de Raleigh porque el número de valores a esta profundidad es con frecuencia insuficiente para ser fiable estadísticamente. Por extrapolación de la curva de Raleigh para interceptar con profundidad de desvanecimiento cero, el valor de $P_{o(r)}$ puede ser obtenido. Puesto que no es a menudo práctico medir este valor, un valor teórico es requerido. Un número como resultado de una fórmula semi-empírica existe, como la fórmula de Vigants-Barnett y las fórmulas presentadas en la ITU-R F.530.

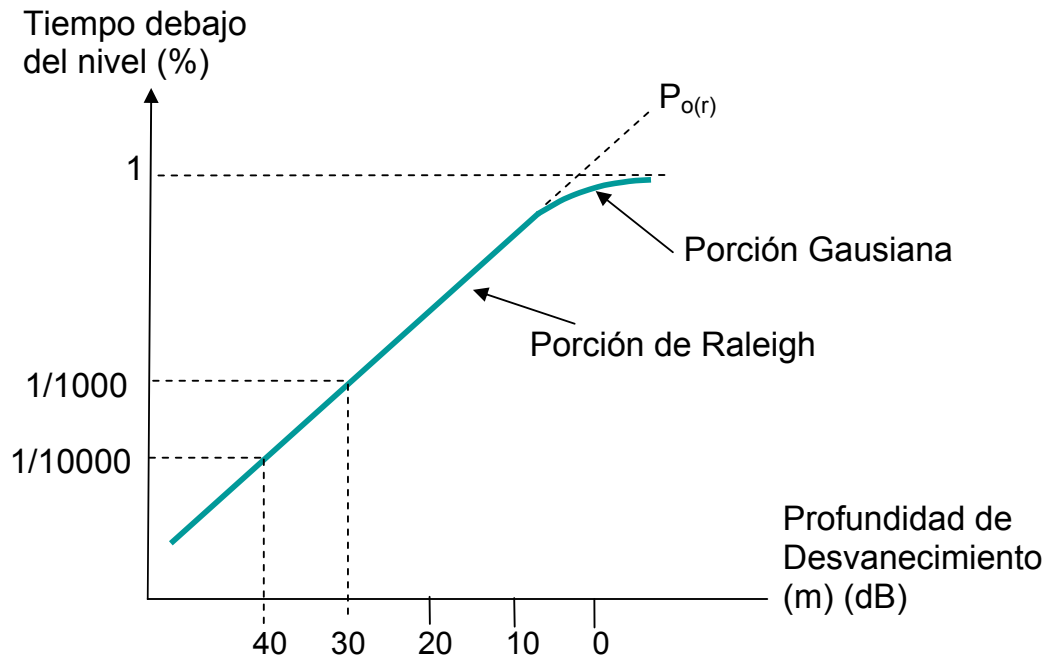


Figura 8.5 Distribucion Raleigh

8.3.2 Predicciones de Interrupciones: Modelo de Vigants-Barnett.

Una fórmula genérica de **Interrupción** por desvanecimiento [3] es:

$$P(W) = KQ(W/W_0)f^B d^C \% \quad (8.17)$$

Donde $P(W)$ representa el porcentaje de tiempo que la potencia W del receptor no es excedida, f es la frecuencia en GHz., d es la longitud de la ruta en Km., K es el efecto de la tierra y las geodésicas sobre el clima, Q denota el factor para las variables otra cosa que aquellos dependen de d y f , y W_0 es la potencia en el receptor en condiciones de desvanecimiento nulas. Usando las ordenadas de Vigants-Barnett, tenemos:

$$P(W) = KQ(W/W_0)fd^3 \quad (8.18)$$

Donde: $KQ = A10^{-3} / S_1^{1.3}$ para $A = \begin{cases} 4.1 & \text{para áreas costeras} \\ 3.1 & \text{para subtropicales} \\ 2.1 & \text{para terreno promedio (plano)} \\ 1.0 & \text{para zona montañosa} \end{cases} \quad (8.c)$

Y S_1 es la aspereza del terreno medido por la desviación normal de las elevaciones del terreno medida a intervalos de 1 Km y excluyendo las alturas de ubicación de radio ($6m < S_1 < 42m$).

Para sistemas de Banda Angosta podemos escribir:

$$(W / W_0) = 10^{-M/10} \quad (8.19)$$

donde “ M ” denota el margen de desvanecimiento plano en decibeles. Aquí, el método de Vigants-Barnett para determinar la probabilidad de exceder un cierto margen de desvanecimiento M es:

$$p(F < M) = P_0 10^{-M/10} \quad (8.20)$$

$$\text{donde: } P_0 = Afd^3 10^{-3} / S_1^{1.3}$$

8.3.3 Predicciones de Interrupciones: Método de la ITU 530-7.

Varias fórmulas se han desarrollado y presentado por la ITU [4]. Las fórmulas y métodos presentados son un intento para definir modelos de predicción que permitan predecir en forma acertada el tiempo de **Interrupción** para cualquier salto dado. Porque el desvanecimiento es causado por multitrayecto, uno trata de predecir la probabilidad de múltiples rutas existentes. Multitrayecto es causada por reflexiones en la tierra y refracciones atmosféricas bajo “**entubamiento**” o cerca a condiciones de “**entubamiento**”. La probabilidad del gradiente de refractividad excede $100 \cdot N$ unidades por Km. (PL) es así relevante. El ángulo que una reflexión de tierra no **especular** tendría fuera del perfil promedio, o el ángulo de rozamiento, es además relevante. Es además conocido que si la ruta corta a través del **ducto** en lugar de ir paralelo al ducto, el efecto del ducto es reducido. La inclinación de la ruta es así relevante. Los factores geoclimáticos son también relevantes, porque ellos tendrán un efecto sobre la cantidad de multitrayectos inherentes de desvanecimiento que un camino podría tener. En los últimos métodos [4] el factor geoclimático K es calculado como una función de la ubicación del sitio (latitud y longitud), y probabilidad de **entubamiento** (PL). Ignorando la Latitud o la Longitud, este puede ser expresado como:

$$K = 5 \times 10^{-7} \times 10^{-0.1(C_0)} P_L^{1.5} \quad (8.21)$$

Donde C_0 es el coeficiente de elevación del terreno y toma los siguientes valores:

$$C_0 = \begin{cases} 1.7 & \text{de 0 a 400m (m.s.n.m.)} \\ 4.2 & \text{de 400 a 700m} \\ 8.0 & \text{por encima de 700m} \end{cases} \quad (8-d)$$

La inclinación del trayecto puede ser calculada de:

$$\varepsilon_p = |h_r - h_e| / d \quad (8.22)$$

donde “hr” y “he” son los tamaños de las antenas receptoras y transmisoras por encima del nivel del mar y “d” es la longitud de salto en Km. La peor probabilidad promedio mensual de desvanecimiento, P_w , puede ser expresada como:

$$P_w = K \cdot d^{3.6} \cdot f^{0.89} (1 + \epsilon_p)^{-1.4} \cdot 10^{-A/10} \% \quad (8.23)$$

Donde K denota el factor geoclimático (el peor mes), “d” es la longitud de la ruta en kilómetros, “f” es la frecuencia en GHz., ϵ_p es la inclinación de la ruta en **millirad** (valor máximo: 24), y A denota el margen de desvanecimiento en dB. La dependencia en el Perfil Topográfico expresado como un factor de aspereza (S1) o ángulo de rozamiento “ ϕ ” en versiones previas se ha dejado caer en éste método.

8.3.4 Desvanecimiento Interrupción Selectivo

En enlaces relativamente cortos (menos que 30Km) y de baja capacidad (2,4 y 8Mb/s), el ancho de banda del receptor, relativo al inverso del tiempo de retardo de las rayos adicionales causados por las condiciones de multitrayecto, es suficientemente pequeña que la distorsión de la señal (causada por la frecuencia selectiva natural del desvanecimiento) puede ser ignorado. En enlaces de capacidad media y alta (por ejemplo, 34 a 155Mb/s), esto no lo es tanto. En efecto la fuente primaria de Interrupción en sistemas de alta capacidad es debido a las distorsiones de la señal, el cual resulta en varias Interferencias InterSímbolos (ISI). Debido a que el demodulador de un receptor de radio está diseñado de acuerdo al principio de Nyquist en que la decisión de los puntos ocurren cuando los extremos de un pulso previo están al mínimo, resulta un ISI en estado cerrado del diagrama de ojo y una condición de Interrupción ($BER > 10^{-3}$). Incrementando el nivel de la señal en el receptor, por ejemplo aumentando el margen de desvanecimiento, no ayuda la situación debido a que el estado cerrado del ojo no es causado por ruido térmico pero por distorsiones de la amplitud y distorsión de grupo a través del ancho de banda del receptor.

8.3.4.1 “Signatura” del Sistema

Hay varios métodos para predecir los tiempos de interrupción tal como usar una distorsión de amplitud lineal (LAD) aproximado, un dominio de tiempo de multieco aproximado, firmas normalizadas, y métodos de margen de desvanecimiento compuesto. La firma normalizadas y el margen de desvanecimiento compuesto aproximados serán discutidos después. Estos métodos proveen predicciones de interrupción basados en el conocimiento de como el equipo de radio responde a la distorsión en banda causada por interferencia de rayos múltiples. Fue mostrado más antes que si la interferencia de dos rayos es ploteado con la frecuencia, ocurre una muesca. Esta muesca fue mostrada para un valor de retardo específico del rayo secundario. En un canal de desvanecimiento dinámico, los cambios instantáneos en gradientes refractivos significarían que cada rayo recorrería un camino ligeramente diferente al próximo rayo si es ploteado en el mismo dominio del tiempo. Si uno imagina que el retardo del rayo secundario incrementadamente aumentado, la muesca entonces se movería a través del canal. En la práctica esto es lo que precisamente sucede. El efecto de desvanecimiento es debido a la muesca de la frecuencia que se extiende a través del canal. El interrupción es enteramente dependiente en como el equipo de radio responde a este evento de distorsión dinámico.

La medida de la respuesta del equipo es llamada curva de signatura. El método de signatura normalizada y los métodos de margen de desvanecimiento compuesto confían en

tener una curva de signatura demoduladora precisa para el equipo de radio. La medida de la señal es dada por la colocación de un banco de prueba, el cual simula la señal de eco retardado. Un atenuador es introducido para simular desvanecimientos planos que afectarían la trayectoria directa y el eco. Luego la señal es dividida hacia un trayecto principal y un camino retardado. El trayecto retardado bajo un retardo constante usando una longitud adecuada de guía de onda y la fase y la amplitud de eco es controlado en tal forma que la muesca puede ser visualizada en un analizador de espectro.

El cambio de frecuencia de la muesca es lograda por variación de fase del eco. Más específicamente el cambio de frecuencia puede ser escrito como:

$$Af_{NOTCH} = \Delta\phi / 2\pi\tau \quad (8.24)$$

Para un retardo adecuado ($\tau = 6.3$ ns), este cambio debería ser aproximadamente 0.441 MHz por grado. La amplitud del eco, el cual causaría un interrupción, puede ser verificado por variación de amplitud del eco (α) hasta una cierta condición de BER, como BER = 10^{-3} . Esta amplitud α puede ser convertida hacia una atenuación de muesca de frecuencia B, por:

$$b = -20 \log_{10}(1-b) \text{ dB} \quad (8.25)$$

Donde b denota el valor de amplitud de la señal retardada asumiendo que la señal principal tiene como valor la unidad.

La signatura es entonces medida colocando la fase en tal forma que la muesca tiene una cierta distancia desde el centro de la banda, representado por f_0 , luego variando la amplitud requerida para causar una condición de interrupción (por ejemplo 10^{-3}). (Note que la condición BER = 10^{-6} puede ser además usada.) Este es luego repetida para varias condiciones de muesca a través del ancho de banda del receptor tal que la curva de signatura es producida como la mostrada en la Fig. 8.6.

8.3.4.2 Método de Interrupción de Signatura Normalizada

El método de signatura de sistema normalizado asume que el interrupción es igual para el área bajo el promedio de las curvas de signatura de fase mínima y no mínima.

Este puede ser aproximado por un área rectangular dado como:

$$K_n = T^2 \cdot W \cdot \lambda a / \tau_i \quad (8.26)$$

Donde T es el periodo baudio del sistema (nanosegundos), que es símbolo de tiempo; W es el ancho de la signatura (Gigahertz), λa es el promedio de la longitud de la signatura ($1-bc$), y τ_i es el retardo de referencia para λa (nanosegundos).

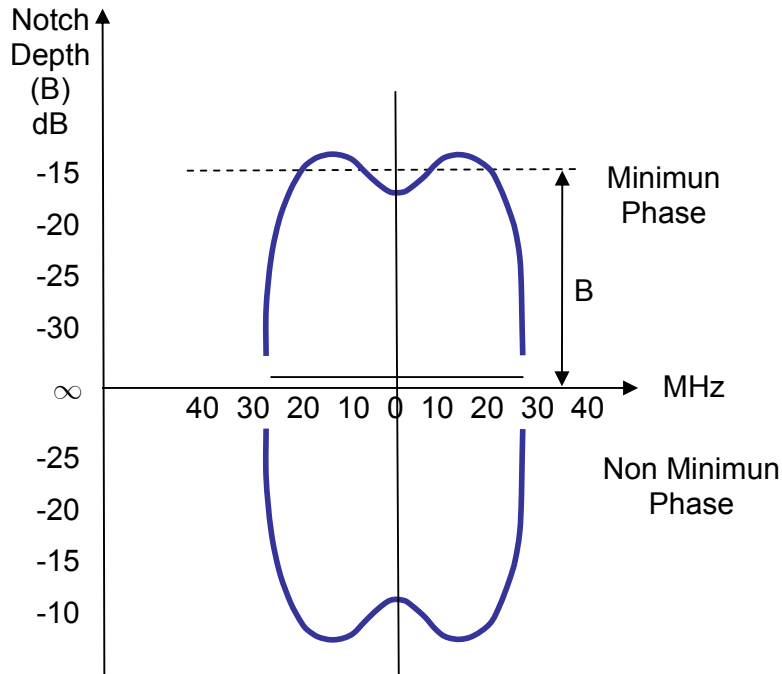


Figura 8.6 Curva Signatura típica

8.3.4.3 Método de Margen de Desvanecimiento Compuesto

Fue mencionado anteriormente que el desvanecimiento dispersivo no está relacionado al nivel de potencia recibida (ruido térmico) pero es el desvanecimiento adicional que produjo errores debido a la distorsión. Si uno conoce el interrupción por desvanecimiento plano exacto y ha determinado la natural dispersión de la trayectoria, entonces las dispersiones de las características del equipo pueden ser determinadas desde mediciones. El margen de desvanecimiento dispersivo esta dado como [5]:

$$DFM = DFMR - 10 \log(DR / DR_0) \text{ dB} \quad (8.27)$$

Donde $DFMR$ es la referencia DFM , DR_0 es la razón dispersiva de referencia, y DR es la conocida razón dispersivo de trayectoria.

Usando el modelo de Rummler, los Laboratorios Bell en los Estados Unidos ha desarrollado una fórmula para derivar el DFM desde la curva de signatura.

$$DFM = 17.6 - [10 \ln(S_w / 158.4)] \text{ dB} \quad (8.28)$$

Donde $S_w = e^{-B_{(dB)}/3.8} \Delta f \text{ MHz}$.

8.4 Desvanecimiento Interrupción por Lluvia

Los aspectos de propagación de desvanecimiento de lluvia fueron discutidos en la sección previa. Para calcular el interrupción por lluvia uno necesita determinar la tasa de lluvia requerida para atenuar el trayecto tal que el margen de desvanecimiento es excedido y entonces y luego determina cuan frecuente ocurre esta tasa de lluvia para el área geográfica bajo consideración. La ITU ha producido un mapa mundial donde las regiones

de lluvia han sido definidas de acuerdo a la tasa de lluvia. La Región A tiene la mínima tasa de caída de lluvia y la Región P tiene la más alta. La atenuación del trayecto que corresponde a una tasa de caída de lluvia que es solo excedido por 0.01% del tiempo es expresado como

$$A_{0.01\%} = \gamma_R \cdot d \cdot r \text{ dB} \quad (8.29)$$

Donde γ_R es la atenuación específica en dB/Km, d es la longitud del enlace en kilómetros, y r es el factor de distancia.

La tasa de caída de lluvia muy alta tiende a cubrir un área geográfica mas pequeño, por tanto la caída de lluvia no afectará el total de la longitud del enlace igualmente. La distancia del enlace efectivo es calculado como el producto de la longitud del enlace real d y el factor de distancia r .

$$r = 1 / (1 + d / d_0) \quad (8.30)$$

Donde $d_0 = 35e^{-0.015R_{(0.01\%)}}$ para tasas de lluvia debajo de 100 mm/hr.

La atenuación específica puede ser derivada desde la tasa de lluvia R (mm/hr) usando

$$\gamma_R = kR^\alpha \quad (8.31)$$

Las constantes de regresión k y α pueden ser obtenidos desde las referencias ITU [6]. Por ejemplo, a 15 GHz, ignorando la inclinación de la trayectoria y la inclinación de la polarización, los factores para la polarización vertical son $k = 0.0335$ y $\alpha = 1.128$.

El método de diseño sería incrementar el tamaño de la antena hasta que el margen de desvanecimiento esté igualado o excedido a la atenuación de la trayectoria A calculado previamente. Por ejemplo, para un interrupción real disponible de 99.99% ($u = 0.01\%$) en región de lluvia E ($R_{0.01\%} = 42$ mm/hr) en un enlace de 10 Km a 15 GHz, la atenuación de la trayectoria puede ser calculado usando (8.299 y (8.31), entonces

$$\begin{aligned} A_{(0.01\%)} &= \gamma_R \cdot d \cdot r \text{ dB} \\ &= kR^\alpha d \cdot r \end{aligned} \quad (8.e)$$

Sustituyendo valores actuales para R^α obtenemos:

$$R_\alpha = 42^{1.128} = 67.8 \quad (8.f)$$

y

$$\begin{aligned} r &= 1 / (1 + d / d_0) = 1 / (1 + d / 35e^{-0.015R_{(0.01\%)}}) \\ &= 1 / (1 + 10 / 35 \cdot e^{-0.015 \cdot 42}) = 0.65 \end{aligned} \quad (8.g)$$

Por lo tanto,

$$\begin{aligned} A_{(0.01\%)} &= kR^\alpha d \cdot r \\ &= 0.0335 \times 67.8 \times 10 \times 0.65 = 15 \text{ dB} \end{aligned} \quad (8.h)$$

Un margen de desvanecimiento de 15 dB es por tanto requerido para encontrar el interrumpción real de 99.99%. Este margen de desvanecimiento es perfectamente adecuado para este enlace; sin embargo en la práctica uno puede considerar usando una banda de frecuencia más alta como 23 GHz para este enlace, en el cual en este caso sería requerido un margen de desvanecimiento más alto.

Para otros porcentajes no disponibles (p) entre 0.001% y 1% la atenuación de la trayectoria es

$$Ap = A_{(0.01\%)} \times 0.12 p^{-(0.546+0.043 \log p)} \quad (8.32)$$

8.5 Interrupción Total

Para determinar el interrupción de todo el performance uno debe combinar la probabilidad de interrupción debido al desvanecimiento selectivo y plano. Hay varios modos en que uno puede hacer esto, pero el más común es usar el margen de desvanecimiento compuesto y luego usar este valor con las fórmulas desarrolladas para desvanecimientos en bandas estrechas que son incluidas en la recomendación ITU 530-7. Por tanto, la probabilidad de tener una interrupción (o más generalmente, de exceder un cierto BER umbral) puede ser representado por

$$P_{(BER > 10^{-n})} = P_0 \cdot 10^{-M/10} \quad (8.33)$$

Donde M representa el margen de desvanecimiento compuesto. M es el margen de desvanecimiento compuesto, el cual es la suma del margen de desvanecimiento plano térmico (FFM) y el margen de desvanecimiento dispersivo derivado de la curva de signatura (DFM), expresado en decibeles y normalmente se asume sin interferencia. Si la interferencia está presente uno debería cambiar el umbral acordado, como fue discutido en el capítulo 7.

La disponibilidad del interrupción es aún tratada separadamente por la ITU, sin embargo no es fuera de lo común convertir la performance del interrupción hacia dos modos de figura anual y adicionar esto para la disponibilidad del interrupción. Un método de convertir desde los promedios de las figuras de los peores meses hasta promedios de figura anual es dado en [4]. Un factor de conversión geoclimática logarítmica ΔG es usado para calcular p (interrupción anual) desde P_w (peor interrupción mensual).

$$p = 10^{-\Delta G/10} P_w \quad (8.34)$$

Sin embargo esto es por tanto posible para calcular una interrupción combinada, no hay interrupción de la ITU reales contrarios para comparar el resultado. En los Estados Unidos los estándares Bellcore definen un objetivo formal que es la combinación de performance y disponibilidad objetivas [7].

8.6 Contramedidas

Las contramedidas contra los efectos del desvanecimiento pueden ser vistas en tres categorías: técnicas de sistema, técnicas de no diversidad y técnicas de diversidad.

8.6.1 Técnicas de Sistema

Para desvanecimientos planos es suficiente incrementar el margen de desvanecimiento disponible. Este puede tomar la forma de incrementar la ganancia del sistema para usar las antenas más largas, incrementando la potencia de salida del transmisor, o incrementando el nivel de umbral del receptor. Todos esto tienen sus límites: Las antenas son fabricadas a un cierto tamaño máximo; la potencia de salida del transmisor es limitada debido a problemas de distorsión, y el umbral del receptor es limitado por el ruido térmico de fondo residual, el cual es proporcional al ancho de banda (el mayor ancho de banda del más grande ruido térmico y el menor del umbral receptor.) Una vez que estos factores han alcanzado sus límites, diversamente es la única opción para incrementar la performance. Para desvanecimiento selectivo el problema no es la fuerza del campo del receptor pero si la distorsión, y además la ecualización es el sistema principal de medida de contorno que puede ser empleado. Por este complejo problema que es principalmente un problema del diseñador del equipo tanto como un problema de ingeniería de sistemas, esto no será discutido en detalle pero será discutido brevemente los principios. La ecualización puede ser afectada a niveles bandabase o IF.

El principio del ecualizador IF es linealizar la respuesta de frecuencia adaptivamente creando una función de transferencia complementaria a la actual función de transferencia del canal. Este puede solo directamente afectar la respuesta de amplitud, y por lo tanto su performance contrario al desvanecimiento de fase mínima y fase no mínima es substancialmente diferente.

Esto no es por tanto capaz de ser una buena medida del contorno suficiente para el desvanecimiento selectivo. El circuito físico normalmente toma la forma de un ecualizador de inclinación o de tope. Los filtros son usados a diferentes frecuencias para muestrear los niveles de amplitud y, por acción del circuito de realimentación, la respuesta es linealizada.

En otras palabras, una respuesta en frecuencia con una inclinación positiva es contrarrestada con un ecualizador de inclinación negativa y una respuesta de frecuencia con una muesca es compensada para con un tope complementario.

El más eficiente sistema de medida de contorno contrario al desvanecimiento selectivo es el ecualizador de banda base en el dominio del tiempo. En el estado no distorsionado los extremos de la forma de onda pulso $[\text{sen}(x)/x]$, como visto por el circuito detector (diagrama de ojo del demodulador), corresponde con un mínimo, en línea con el criterio de Nyquist. Cuando la distorsión está presente este componente no es un cero largo y ocurre ISI. El objetivo es sustraer el componente de interferencia desde la señal.

Esto es logrado monitoreando los postcursos (esos extremos desde el pulso anterior) y precursos (los extremos desde el pulso sucesivo) y aplicando los tiempos de retardo necesarios para asegurar que los extremos son llevados a cero en el punto de lectura. La figura 8.7 muestra la mejora en la signatura usando varios ecualizadores.

8.6.2 Técnicas de no diversidad

Debido a las implicaciones financieras de las técnicas de diversidad y de no diversidad deberían ser consideradas primero: una de tales técnicas depende en el hecho que solo rayos arrojados en aproximadamente 0.5 grados desde la horizontal están sujetos a duc-

tos. Para colocar la antena mucho más alta a uno extremo que el otro, un arreglo alto-bajo puede ser obtenido donde el desvanecimiento es grandemente reducido [8].

Otra técnica es inclinar la antena lentamente hacia arriba, causando una ligera pérdida de señal bajo condiciones normales pero reduciendo el rayo reflejado terrestre (y por tanto el interrupción debido al multitrayecto) bajo condiciones de desvanecimiento [9].

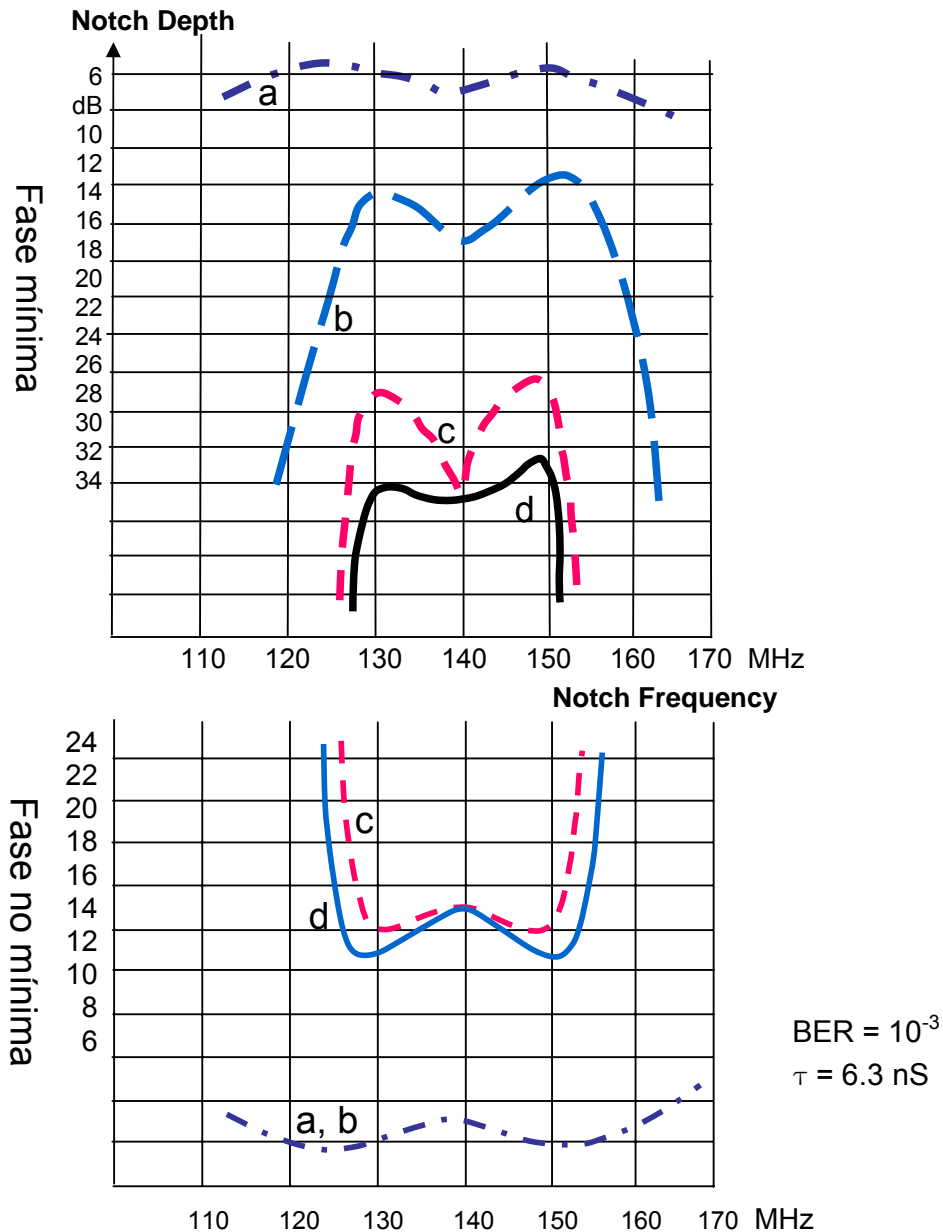


Figura 8.7 Mejora de la signatura usando ecualizador

Algunas direcciones de la posición de la antena baja, permitiendo una pérdida de difracción bajo condiciones normales pero al mismo tiempo asegurando que el rayo reflejado es bloqueado. Este es un método arriesgado como fue discutido en algún lugar en este libro debido a que los enlaces difractados pueden sufrir diversas interrupciones debido a

bajos valores de K . Finalmente, una antena antirrefleora puede ser posicionada tal que las reflexiones son canceladas. La desventaja de este método es que viene a ser caro. Sistemas de antenas antirreflectoras además tienden a tener una carga de antena alta debido a los pesados mecanismos requeridos para optimizar el espacio. Esta técnica hace, sin embargo, ofrecer considerables ventajas para un problema de reflexión specular.

8.6.3 Técnicas de Diversidad

8.6.3.1 Comparación de Métodos

Varias formas de diversidad son disponibles para diseñar el trayecto. La ITU [10] provee algo de información útil en esquemas de diversidad diferentes. Los esquemas de diversidad que pueden ser usados en enlaces de microondas punto a punto incluye:

- Diversidad de ángulo;
- Diversidad de espacio con combinadores RF o IF, los cuales pueden ser dispersión mínima o potencia máxima;
- Diversidad de espacio con bandabase conmutada;
- Diversidad de frecuencia (en la banda o banda cruce; $1 + 1$, o $n + 1$);
- Diversidad híbrida (diversidad de espacio y diversidad de frecuencia con dos o cuatro receptores).

La diversidad de ángulo ha sido citada en algunas literaturas como performance buena contrario al desvanecimiento selectivo, sin embargo, este es ampliamente implementado aún porque no ha sido concluyentemente provisto para ser efectivo en la práctica.

La diversidad de frecuencia en banda cruce es un método muy eficiente desde el punto de vista de propagación pero no es muy eficiente en espectro porque este requiere que dos bandas de frecuencia sean disponibles. Uno podría usar una banda de alta frecuencia tal como 18 GHz mientras el canal de protección asumiendo que cuando la lluvia afecta a esta banda no hay desvanecimiento por multitrayecto en la menor banda de frecuencia, por decir 6 GHz (las condiciones turbulentas asociadas con la lluvia no favorecen el multitrayecto). Esto permitiría solo usar la banda de más alta frecuencia sobre distancias muy grandes que las usuales. Sin embargo esto puede sonar interesante en la teoría, es improbable para ser usado en la práctica porque este es además desperdiciado del valor del espectro de frecuencia.

La diversidad de frecuencia en la banda es la forma más común de diversidad porque cuando un sistema $n + 1$ es configurado, uno de los canales puede ser usado para protección. Un canal de protección dedicado tal como un sistema $1 + 1$ no es eficiente en frecuencia pero proporciona un alto nivel de protección. Solo puede poner el menor tráfico de prioridad en el canal de protección que puede ser dejado cuando la conmutación toma lugar, por tanto mejorando la eficiencia espectral. La diversidad de frecuencia no está permitida en muchos países debido al uso de espectro extra.

La diversidad de espacio es muy eficiente en espectro y provee excelente performance contraria al desvanecimiento por multitrayecto pero es caro. El concepto es separar las dos antenas en el plano vertical tal que cuando hay cancelación de fase en el trayecto principal debido al desvanecimiento por multitrayecto, la diversidad de trayectos no es afectada debido a la longitud del trayecto extra. Típicamente, con tal que exista un mí-

nimo de doscientos longitudes de onda de separación entre las antenas los dos trayectos no serán correlacionadas. Los detalles del equipo de diversidad de espacio y el arreglo de la sección son mostrados en el capítulo 4, donde puede ser visto que dos antenas y alimentadores son requeridos a cada extremo. El costo del equipo adicional es hecho peor por el hecho que las torres más altas y más fuertes frecuentemente son requeridas. Otra desventaja de la diversidad de espacio es que no ofrece un canal stand-by separado para propósitos de mantenimiento como lo hace la diversidad de frecuencia. El grado de progreso cuando usando alguna de las opciones de diversidad depende de la cantidad de no correlación entre el canal principal y el canal de diversidad.

8.6.3.2 Interrupción con Diversidad de Frecuencia

Para diversidad de frecuencia el factor de mejora es directamente proporcional a la separación de frecuencia. El factor de mejora [4] es dado por

$$I_{FD} = 0.8 / fd \cdot (\Delta f / f) \cdot 10^{F/10} \quad (8.35)$$

Donde Δf es la frecuencia de separación en Gigahertz, f es la frecuencia portadora, d denota la distancia de enlace en kilómetros y F es el margen de desvanecimiento en decibeles.

El interrupción P con la diversidad de frecuencia es dado por

$$P_{FD} = P / I_{FD} \quad (8.36)$$

8.6.3.3 Interrupción con Diversidad de Espacio

Para diversidad de espacio usando conmutación de bandabase el factor de mejora es [11]

$$I_{sd} = 1.2 \times 10^{-3} (f / d) \cdot s^2 \gamma^2 \cdot 10^{A/10} \quad (8.37)$$

Donde s denota la separación de antena en metros, γ_{dB} es la diferencia entre los niveles de recepción principal y de diversidad en decibeles ($20\log(\gamma)$), f es la frecuencia en gigahertz y d es la longitud del trayecto en kilómetros.

El interrupción P con la diversidad de espacio está dado por

$$P_{SD} = P / I_{SD} \quad (8.38)$$

La ITU [4] provee un método para calcular un factor de mejora para sistemas usando un combinador de fase. La predicción de métodos para sistemas de 2 y 4 receptores son además dados.

La diversidad de espacio generalmente provee una mejor mejora en la práctica. Si uno iguala los factores de correlación para propósitos de comparación uno puede determinar que a, por ejemplo 2 GHz, 10 metros de diversidad de espacio colocado es equivalente a 14 MHz de separación de frecuencia. A 7 GHz, el mismo espacio es equivalente a 610 MHz de espacio. Uno puede ver por tanto que la diversidad de frecuencia en banda (de quien el espacio de frecuencia está limitado por los planes de canal ITU-R.) es más eficiente a las frecuencias más bajas. La altura de la torre, en el otro caso, puede ser un factor de limitación para la diversidad de espacio; y en el final una solución necesita ser

hallada dependiendo de la mejor situación particular que por las reglas. A pesar de esto, puede generalmente ser establecido que a las frecuencias más altas la diversidad de espacio es más eficiente que la diversidad de frecuencia en banda con tal que el espacio no sea limitado como mostrado previamente. Como una regla, el espacio de las antenas debería estar separado por 200 longitudes de onda para asegurar que las dos señales no estén correlacionadas.

8.6.3.4 Diversidad Híbrida

Un muy eficiente y efectivo costo método para sistemas 1 + 1 es diversidad híbrida, donde el conmutador de diversidad de frecuencia es usada para conmutar dos canales separados espacialmente sobre el enlace. Para lograr esto, son empleadas solo al final dos antenas, cada una conectada a sus respectivos transmisores y receptores principales y stand-by. A lejos del final es usada una antena pero los receptores son conmutados por el conmutador de diversidad de frecuencia. Diversidad de frecuencia y espacio son entonces logrados en ambas direcciones de propagación. Estas configuraciones fueron cubiertas en detalle en la sección 4.7.

8.7 Análisis de la Reflexión

El desvanecimiento por multitrayecto es causado predominantemente por reflexiones en la tierra interfiriendo con la señal principal atenuada durante condiciones de entubamiento. La condición de reflexión no es estable, por tanto el desvanecimiento intenso ocurre para cada periodo corto, típicamente milisegundos. Las reflexiones en la tierra llegan a ser más serio si el frente de onda total es reflejado en fase, así llamada reflexión specular. Para este acontecer el plano de reflexión necesita cubrir un área suficientemente grande, típicamente el área de tierra cubierta por la primera zona de Fresnel. Para que el frente de onda sea reflejado en fase, la tierra necesita ser plano comparado con la longitud de onda de la señal. La divergencia del haz debido a la curvatura de la Tierra debe ser además tomada en cuenta. Si las variaciones del terreno son menos que uno a cuatro longitudes de onda la tierra es considerada llana. Una superficie rugosa causaría que la señal se disperse y la reflexión podría causar desvanecimiento por multitrayecto pero no una depresión mediana estable de la señal. A las más altas frecuencias de microondas de radio solo una superficie por ejemplo de agua o tierra plana es bastante llana para causar una reflexión specular.

La geometría de la trayectoria de la reflexión es crítica. Cuando se analiza trayectorias para reflexiones uno necesita determinar donde está el punto de reflexión. El hecho que la trayectoria va sobre el agua no es garantía que una reflexión ocurrirá. Puede ser visto de la figura 8.8 que el punto de reflexión en el caso B no está sobre el agua y por tanto no puede haber un problema.

Los físicos dicen que el ángulo de incidencia y de reflexión en el punto de reflexión deben ser iguales. Uno necesita definir el plano reflectivo y luego identificar los puntos de reflexión. Este es dado por el trazo de planos tangentes lejos del perfil y considerando que rayos tiene el ángulo de incidencia igual al ángulo de reflexión. El ángulo de reflexión es conocido como el ángulo razante. El más pequeño ángulo razante aparece en la superficie más llana, igual como con la luz del sol en una pista se puede ver reflejos si son vistos desde un ángulo bastante bajo.

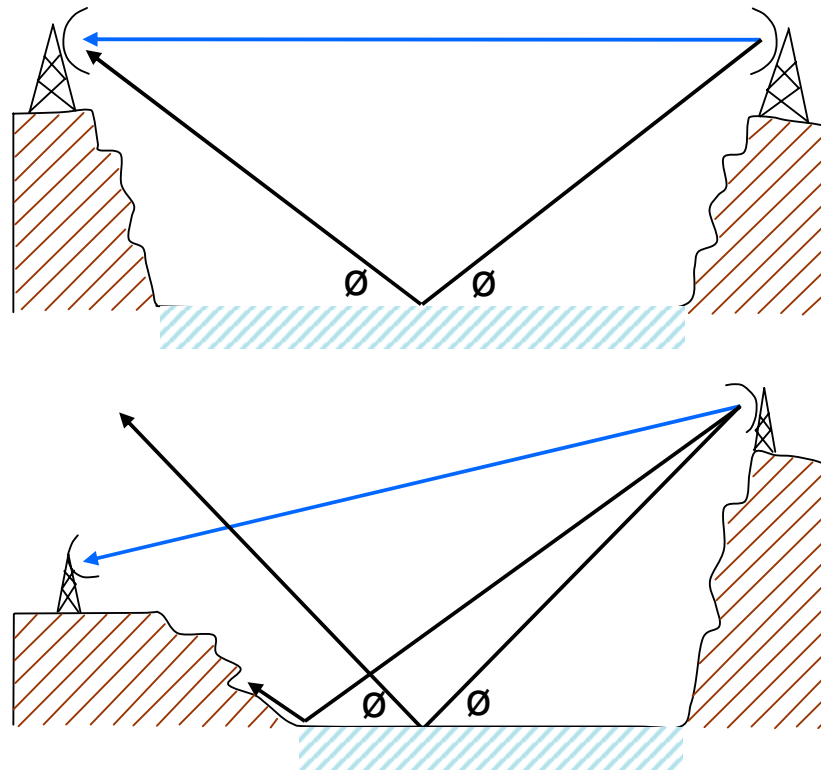


Figura 8.8 Geometría de la Reflexión

El efecto en los sistemas de radio además depende del retardo de la fase intermedia de la señal. Un retardo largo puede causar ISI. Si el retardo es bastante corto la señal reflejada puede actualmente llegar sin el periodo símbolo de la señal y tener un efecto de interferencia constructiva. En sistemas de banda angosta una reflexión causa una reducción en el margen de desvanecimiento térmico. En sistemas de banda ancha una reflexión puede tener el mismo efecto como el desvanecimiento dispersivo. En otras palabras, la distorsión en banda puede llevar a errores cuando los retardos son largos a menos que la amplitud de la señal reflejada es grandemente atenuada por una obstrucción, o divergencia o efectos de rugosidad.

Cuando se hace el análisis de reflexión uno debe recordar que el punto de reflexión cambiará cuando cambie el factor k . Es posible con un cuidadoso posicionamiento de las alturas de las antenas minimizar el efecto de la reflexión. La posición de antena debería ser escogida para minimizar la atenuación para la condición promedio de k , mientras se asegure que la atenuación aceptable sea pequeña, para valores bajos y altos de k . Cuando esto no se pueda conseguir, se va a tener que usar diversidad de espacio. La posición de las antenas para la diversidad debería ser tal que experimente una buena señal bajo las condiciones donde la antena principal esté experimentando una recepción de señal nula. Esto deber ser verificado para todos los valores esperados de k .

Referencias:

- [1] Reporte CCIR 718-3, Ginebra, 1990
- [2] Rummler, W.D. A New Selective Fading Model: Application to Propagation Data, Bell Laboratorios, 1978
- [3] Reporte CCIR 338-6, Ginebra, 1990
- [4] ITU-R P.530-7, Ginebra, 1997
- [5] ITU-R F.1093, Ginebra, 1994
- [6] ITU-R P.838, Ginebra, 1992
- [7] TR-TSY-000752/499, Bellcore Standard
- [8] Fabbri, F., S. Giaconia, and L.F.Mojoli, The Red Sea Microwave Project. Teletra, June 1980
- [9] Hartman, W.J., and D.Smith, Tilting Antennas to Reduce Line-of-Sight Microwave Fading, Jly 1976
- [10] ITU-R F.752-1, Ginebra, 1994
- [11] Vigants, A., "Space Diversity Engineering". Bell System Technical J., 1975