

# 7. Planificación de Frecuencias

La planificación de un sistema de microondas incluye asegurarse que transportará el tráfico con el nivel de calidad deseado. Se discute extensamente la comprensión de los mecanismos de desvanecimiento para asegurar que el sistema de microondas se diseñe de modo que sobrelleve estos efectos no deseados. Un efecto que se ha ignorado hasta ahora es la interferencia. La planificación de frecuencias es un aspecto muy importante en el diseño de enlaces que se le ha dedicado un capítulo entero para ello.

## 7.1 ¿Qué es la Interferencia?

Interferencia es cualquier señal no deseada que estaría presente en la sección de recepción de un enlace para demodulación. Puede ser una copia retardada de la propia señal de los enlaces, una señal de un canal adyacente que viaja sobre el mismo enlace, o una señal desde otro enlace de microondas o fuente de RF.

## 7.2 Causas de Interferencia

Se puede dividir las causas de interferencia en dos categorías: interna y externa.

### 7.2.1 Causas Internas

Las causas internas son aquellas que se relacionan al propio equipamiento. Esto incluye parámetros de equipo de microondas, tales como los osciladores locales de transmisión y recepción (LOs) y selectividades de los filtros. También incluye aspectos internos del diseño del sistema, tales como las reflexiones del sistema de antena/alimentación, el espaciamiento transmisor/receptor (TX/RX), la relación F/B de las antenas en una estación repetidora, e interferencia co-canal y de canal adyacente desde el propio sistema. Estos factores están básicamente bajo el control del diseñador del sistema. Se requiere buen equipamiento con osciladores estables y buenas respuestas de los filtros. Además, se debe escoger planes de canalización de frecuencias que incorporen limitaciones estrictas para evitar la interferencia. Finalmente, se debe escoger antenas que cumplan los requerimientos contra la interferencia.

### 7.2.2 Causas Externas

Las causas externas son resultado de fuentes que raramente están bajo control de los diseñadores. Estas incluyen la interferencia desde otros sistemas que ya están instalados e interferencia desde otros servicios tales como los satélites. También incluye interferencia de un sitio distante que forma parte de la misma ruta; este último aspecto puede ser controlado por el diseñador del sistema.

## 7.3 Tipos de Interferencia

Hay dos tipos de señales interferentes. Unas con una C/I variable, otras con una C/I constante.

### 7.3.1 C/I Variable

En este caso la señal interferente es constante pero el nivel de portadora varía debido a desvanecimiento sobre el trayecto. Se asume que el desvanecimiento que la portadora experimenta es independiente del desvanecimiento experimentado por la señal interferente. Esto provoca que la C/I varíe con el desvanecimiento. Los efectos son por tanto analizados en el umbral del receptor (alto BER).

### 7.3.2 C/I Constante

En este caso tanto la portadora como la señal interferente están afectadas por la misma cantidad de desvanecimiento. Este es el caso en el que las señales viajan sobre un mismo trayecto. Los niveles absolutos de la señal deseada y la interferente pueden cambiar, pero la relación entre ambas se mantiene igual. Estos efectos se analizan para una señal de recepción fuerte donde el ruido térmico no es un problema y la principal preocupación es la interferencia intersimbólica.

## 7.4 Efectos de la Interferencia

El efecto de la interferencia en un sistema analógico es completamente diferente que aquella en un sistema digital.

### 7.4.1 Efecto en Receptores Analógicos

En sistemas analógicos, la interferencia aumenta el ruido de fondo y de banda base, que tienen un efecto directo sobre la calidad. Esto lleva a una generación de IMP que degrada aún más la calidad de la señal. Estos productos interfieren con la frecuencia de la portadora y sus bandas laterales. Esto provoca los que se denomina interferencia de batido de portadora. El segundo tipo de interferencia es causado por las bandas laterales del canal adyacente, que provocan batido con las bandas laterales de la víctima, lo que resulta en interferencia de batido de bandas laterales. Estos efectos de interferencia analógicos se muestran en la Figura 7.1.

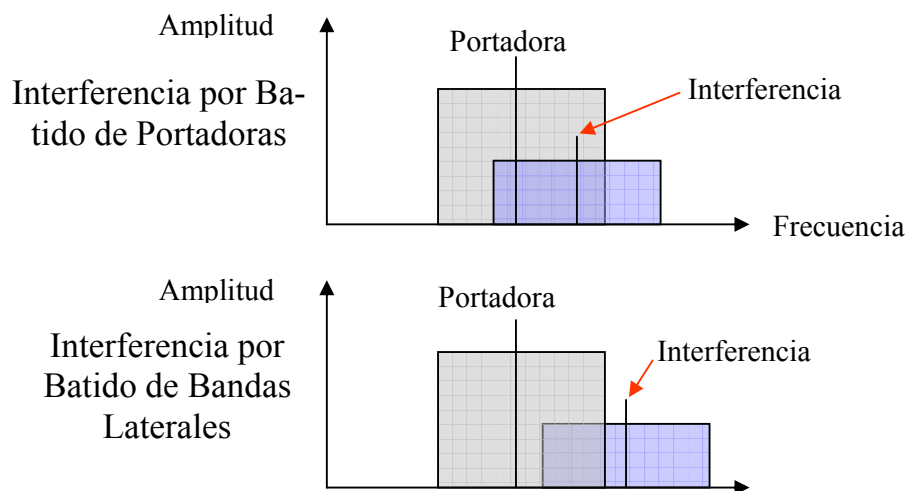


Figura 7.1 Interferencia por batido de portadoras y bandas laterales

La interferencia también aumenta el piso (límite inferior) del ruido térmico del receptor. El ruido térmico de fondo ( $P_n$ ) se puede cuantificar como

$$P_n = KTB \quad (7.1)$$

donde  $K$  es la constante de Boltzman ( $1,38 \times 10^{-23}$  J/K),  $T$  es la temperatura del receptor (en °Kelvins), y  $B$  es el ancho de banda del receptor en Hertz.

Se puede expresar el umbral del receptor  $P_T$  en dBm

$$P_T = S/N_{BB} + F_{dB} + N_i + KTB \quad (7.2)$$

donde  $S/N_{BB}$  es la relación  $S/N$  en la entrada del demodulador,  $F_{dB}$  es la figura de ruido a la entrada del receptor, y  $N_i$  es el ruido de la interferencia. Esto provoca un incremento en el ruido de fondo de banda base y degrada la relación  $S/N$  en el punto de silenciamiento de RF (squelch), disminuyendo el margen de desvanecimiento. Este efecto es despreciable en comparación con los efectos previos en sistemas analógicos.

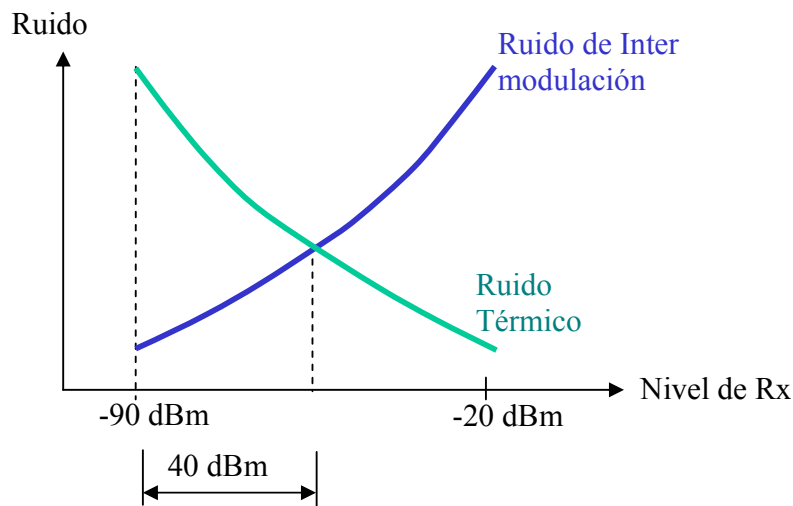


Figura 7.2 Ruido en Sistemas Analógicos

En la Figura 7.2 se muestra el efecto de incremento de ruido debido al ruido térmico e intermodulación. Es interesante notar que el punto de cruce es el punto de operación deseado, razón por la cual la mayoría de sistemas analógicos se diseñaban para alcanzar un margen de desvanecimiento específico (usualmente 40 dB) sin importar las condiciones del enlace.

En resumen, se puede decir que el principal efecto en los sistemas analógicos se debe al incremento de ruido e IMPs en condición de no-desvanecimiento.

#### 7.4.2 Efecto en Receptores Digitales

Es una condición de no-desvanecimiento, los receptores digitales son muy robustos frente a los mecanismos de interferencia. A diferencia de los sistemas analógicos, sin embargo, el principal problema de interferencia ocurre en una condición de desvanecimiento en la cual los niveles de señal se acercan a los valores de umbral de silenciamiento del receptor (threshold). Niveles de señal por debajo del límite de umbral del receptor pueden causar problemas al proceso de demodulación. El efecto de interferencia, por

tanto, no está en términos de su amplitud de señal absoluta, sino en términos de la relación entre la señal deseada (portadora) y la señal no deseada (interferencia), expresada como  $C/I$ . Si la cantidad se expresa con relación al nivel umbral, se le denomina umbral-a-interferencia, o  $T/I$ . La relación  $C/I$  es a veces denominada deseada-a-no deseada, denotada como  $W/U$ . Los dos términos se pueden intercambiar.

#### 7.4.2.1 Interferencia Co-canal

En los sistemas digitales, debido al efecto de umbral de los receptores digitales que se ilustra en la Figura 7.3, la interferencia de bajo nivel tiene poco o ningún efecto en la calidad de la señal en la condición de no-desvanecimiento. El efecto en la BER es despreciable para pequeñas variaciones alrededor del nivel nominal de recepción. Sólo cuando uno se acerca al punto de inflexión del área de umbral, las variaciones en el nivel de recepción tienen un efecto dramático en la calidad. Es interesante notar que debido al efecto umbral, no es esencial que se opere con un margen de desvanecimiento específico, por ejemplo, 40 dB. Uno puede calcular el margen de desvanecimiento real requerido para un enlace específico, siempre que se mantenga un margen de desvanecimiento mínimo tal que la señal quede fuera de la porción de umbral de la curva.

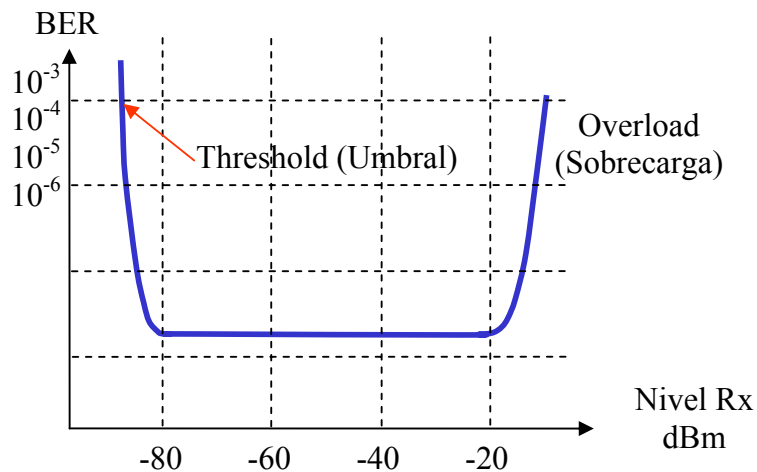


Figura 7.3 Efecto del “Threshold” en sistemas digitales

Recuerde de la ec. (7.2) que la interferencia  $N_i$  se añade al límite inferior de ruido térmico del receptor. Sí el nivel umbral sin interferencia era -100 dBm y la señal de interferencia tenía una amplitud ( $N_i$ ) de -100 dBm, el umbral se degradaría en 3 dB. Esto significa que un margen de desvanecimiento de 40 dB se degradará sólo hasta 37 dB, lo cual tiene un efecto significativo en el rendimiento general del enlace.

En un sistema digital hay una cierta relación  $C/I$  mínima ( $C/I_{\min}$ ) sobre la cual la BER es constante, y debajo del cual el rendimiento se hace rápidamente inaceptable. Esto depende mucho del esquema de modulación: un sistema simple 4 PSK requiere sólo 15 dB, mientras que un sistema 128 QAM requiere al menos 30 dB. La señal digital debe mantener esta relación incluso en una condición de desvanecimiento. Esto significa que la  $C/I$  debe ser mayor que la  $C/I_{\min}$  más el margen de desvanecimiento mínimo calculado para cumplir el objetivo de rendimiento; por tanto

$$C/I = C/I_{\min} + FM_{\min} \quad (7.3)$$

En la práctica, la situación de interferencia en un sitio nodal mejora si los niveles de recepción son de igual magnitud. Los niveles de recepción son afectados por los tamaños de antena utilizados en los respectivos tramos. Este requerimiento debe balancearse con los objetivos de rendimiento que dictan tamaños específicos de antena para cumplir con un margen de desvanecimiento requerido. Esto se ilustra más adelante en este capítulo con un ejemplo típico.

Los fabricantes de equipos usualmente producen una serie de curvas que muestran las degradaciones de umbral para diversas razones  $C/I$ . Se muestra un ejemplo en la Figura 7.4.

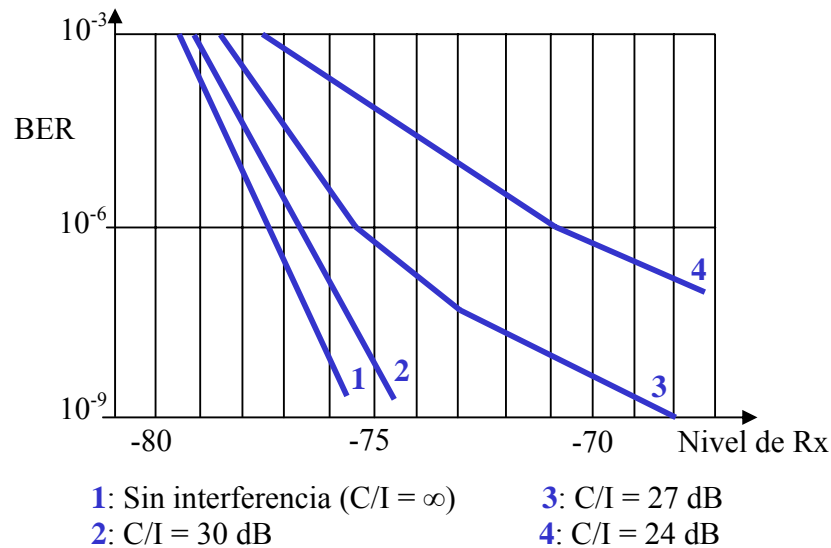


Figura 7.4 Ejemplo de la curva  $C/I$

La degradación de umbral debe incluirse en las predicciones de desvanecimiento. El valor total del margen de desvanecimiento es una combinación de desvanecimiento plano, desvanecimiento selectivo e interferencia. El margen de desvanecimiento calculado en los capítulos previos necesita ser reducido por el valor de la degradación del umbral para obtener el valor total.

#### 7.4.2.2 Interferencia de Canal Adyacente

Para simplificar el análisis, la discriminación del filtro, denominada discriminación neta del filtro (NFD – Net Filter Discrimination, o factor de reducción de interferencia (IRF)), se utiliza para convertir la interferencia de canal adyacente en un valor cocanal equivalente. Este valor es una función de la selectividad del propio receptor y, por tanto, debe obtenerse de las especificaciones del fabricante para cada tipo de equipo de receptor. Un ejemplo se muestra en la Figura 7.5. Utilizando el concepto de NFD, se puede usar el mismo análisis para señales de interferencia cocanal y de canal adyacente. La ecuación puede expresarse como

$$C/I (\text{cocanal}) = C/I (\text{adyacente}) + \text{NFD} \quad (7.4)$$

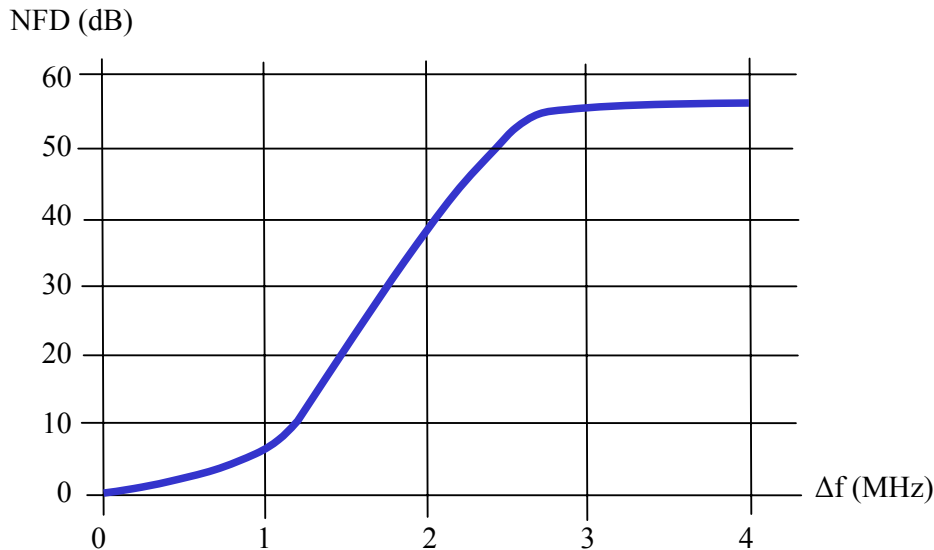


Figura 7.5 Curva típica NFD (Net Filter Discrimination)

## 7.5 Condiciones de Interferencia

Los planes de canalizaciones para sistemas analógicos han estado en uso durante muchos años. Con la introducción de nuevos sistemas digitales y, específicamente, con la introducción de sistemas de microondas SDH, el desafío es adecuar los nuevos servicios dentro del mismo espectro. Esto se ha hecho utilizando esquemas de modulación más complejos y con operación de polarización doble sobre el mismo canal. Esto lleva a tres condiciones de interferencia: digital a digital, analógico a digital, y digital a analógico.

### 7.5.1 Digital a Digital

En un sistema digital se puede analizar el efecto de una señal interferente utilizando las curvas  $C/I$  provistas por los fabricantes de los equipos. Estas curvas asumen que la señal cocanal interferente es del mismo tipo que su propia señal deseada (portadora), utilizando el mismo esquema de modulación. Usualmente se suministra una familia de curvas que empiezan con una relación  $C/I$  infinita (sin interferencia) hasta un nivel donde el sistema se vuelve inutilizable ( $C/I_{\min}$ ). Usualmente sólo se muestran las curvas sobre la región umbral, pero pueden suministrarse para el rango total de niveles de recepción, incluyendo niveles de recepción fuertes (sobrecarga). Se puede calcular la interferencia de canal adyacente usando el concepto de NFD. Los niveles de señal de la portadora e interferencia deben calcularse tomando en cuenta la discriminación de antena para señales fuera de apuntamiento, polarización cruzada, y cualquier otra pérdida por difracción. En otras palabras, son los niveles reales de señal recibidos por la antena.

### 7.5.2 Analógico a Digital

Los sistemas analógicos tienden a tener un ancho de banda más estrecho que los sistemas digitales equivalentes; por tanto, la interferencia de un sistema analógico sobre uno digital es menos severa que en el caso inverso. La situación de interferencia cocanal puede considerarse como similar a los análisis de digital a digital empeorando los resultados ligenramente (aproximadamente 1 dB) para tomar en cuenta el hecho de que

el espectro de la señal analógica FM interferente, se puede considerar que no está modulada.

La señal de canal adyacente resultante son usualmente mejores en el caso digital-a-digital debido al ancho de banda más estrecho de la señal analógica. La selectividad del receptor atenúa la concentrada señal analógica más que la señal del sistema digital de banda ancha.

### 7.5.3 Digital a Analógico

Esta la situación más seria de interferencia. En otras palabras, el sistema digital Interferente a sistemas analógico tiene un peor efecto sobre éste, que el producido en el caso inverso sobre todo si el sistema digital es nuevo. Afortunadamente, en la mayoría de los casos los nuevos sistemas digitales están reemplazando a los analógicos, de modo que las degradaciones en el rendimiento se pueden tolerar durante el periodo de cambio. No se cubrirá en detalle los cálculos de rendimiento porque la mayoría de sistemas analógicos son ahora obsoletos. Como se mencionó anteriormente, la interferencia resulta en un aumento del ruido. Este es normalmente referenciado al peor canal FDM, el cual es el que tiene la banda base de frecuencia más alta. El cálculo de interferencia debe tomar en cuenta la principal interferencia digital, el ruido secundario que proviene del espectro PCM batiéndose con la portadora FDM, y el más serio ruido de IMP, causado por los productos de IM resultantes de los dos grupos de espectros.

## 7.6 Planeamiento para la Canalización de Frecuencias

El sector de Microondascomunicaciones de la UIT hace recomendaciones especificando los canales individuales de microondas. Estas Recomendaciones de la UIT-R especifican la frecuencia central de la banda, el espaciamiento TX/RX, el espaciamiento de canal adyacente (copolar y polarización cruzada), y el número de canales.

### 7.6.1 Asignaciones Básicas de la UIT

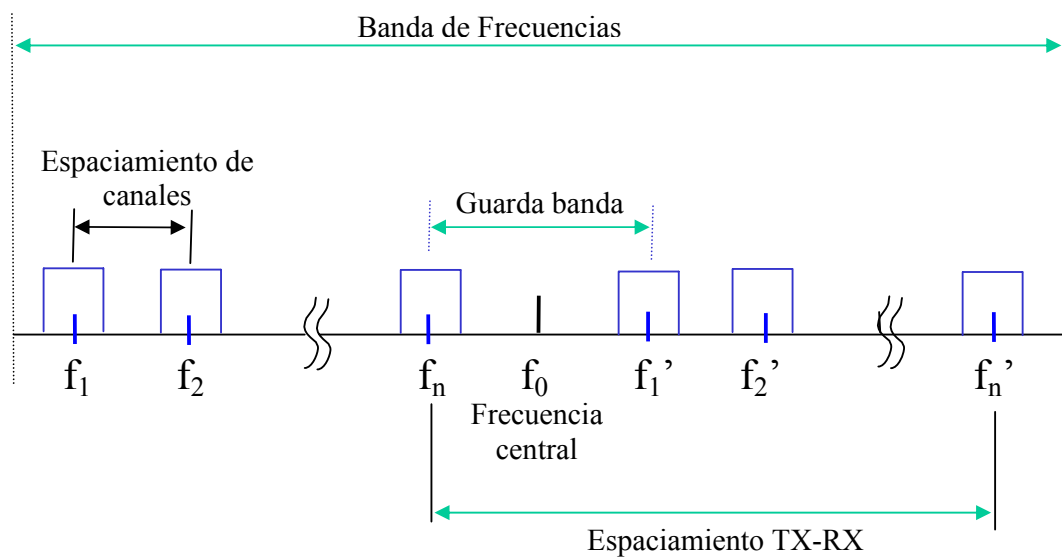
La asignación básica de frecuencias especificado por la UIT-R se muestra en la Fig. 7.6.

La frecuencia central ( $f_0$ ) es la frecuencia de banda media alrededor de la cual se arreglan los canales. Se identifica un número de canales con un espaciamiento de canal específico a lo largo de la banda de frecuencia de ese plan específico.

Algunas veces se da el espaciamiento entre canales con polarizaciones alternadas. Por tanto, uno debe ser cuidadoso, al especificar los requerimientos de espaciamiento de canal, haciendo referencia si el espaciamiento es co-polar o de polarización cruzada. También se especifica una franja de seguridad (brecha central) entre la frecuencia superior de las frecuencias bajas usadas para transmisión y la frecuencia inferior de las frecuencias altas de recepción.

Usualmente, los planes UIT-R se dan con la configuración básica mostrando la frecuencia central  $f_0$ ; el espaciamiento del canal, el espaciamiento TX/RX, y la banda de frecuencias empleadas en general ( $f_{\max}$  y  $f_{\min}$ ). Luego se brinda una fórmula con la cual se calculaban las frecuencias reales. Las frecuencias reales para una conexión internacional están dentro de la banda de frecuencias desde 7425 MHz a 7725 MHz, utilizando una  $f_0$  de 7575 Mhz.

$$f_n = f_0 - 154 + 7n \quad y \quad f_{n'} = f_0 + 7 + 7n \quad (7.a)$$



**Figura 7-6 Esquema del Plan de Frecuencias según la ITU-R**

Por tanto,

$$\begin{aligned} f_1 &= 7575 \text{ MHz} - 154 + 7 \times 1 = 7428 \text{ MHz} \\ f_2 &= 7575 \text{ MHz} - 154 + 7 \times 2 = 7435 \text{ MHz} \\ f_1' &= 7575 \text{ MHz} + 7 + 7 \times 1 = 7589 \text{ MHz} \end{aligned} \quad (7.b)$$

Se puede ver que el espaciamento entre canales es  $(7435 - 7428) = 7$  MHz y el espaciamento TX/RX es  $(7589 - 7428) = 161$  MHz. Usualmente los duplexores del equipo de microondas sólo soportarán un espaciamento TX/RX. Por lo tanto, el diseñador debe especificar el espaciamento TX/RX del plan de frecuencias cuando ordene el equipo.

### 7.6.2 Sitios A y B (Distribución Alto/Bajo)

Para los enlaces de microondas siempre se trabaja con pares de canales. Se transmite una señal desde el Sitio **a** hasta el Sitio **b** con una determinada frecuencia de transmisión, y la frecuencia de recepción del Sitio **a** es la frecuencia de transmisión desde el Sitio **b**. A esto se denomina canales de ida y vuelta. Los canales de ida transmiten en la mitad inferior del plan, y algunas veces se les denomina "transmisión baja" ["transmit low"]; se designan como  $f_n$ , donde  $n$  es el número de canal. Las frecuencias de retorno transmiten en la porción superior de la banda, son denominadas a veces de transmisión alta, y se designan como  $f_n'$ .

Esta es una consideración muy importante cuando se hace la coordinación de frecuencias en un sitio. Para una banda de frecuencia específica, todos los enlaces deben transmitir alto o bajo; de lo contrario una de ellas puede acabar en una situación donde la señal transmisión "fuerte" se introduzca en el receptor del enlace adyacente, el cual

puede no tener la adecuada capacidad para filtrarla. Sitios de transmisión bajos son llamados Sitios A y los sitios de transmisión altos son llamados Sitios B. Es posible tener un Sitio

Es necesario ser muy cuidadoso con las bandas de frecuencia adyacentes porque los canales de retorno desde la banda inferior son adyacentes a los canales de ida de la banda superior. Por ello es imperativo que sí el sitio es de tipo B para la banda inferior, lo sea de tipo A para la banda superior. Esto se ilustra en el ejemplo mostrado en la Figura 7.7. Se debe planificar cuidadosamente las rutas de microondas en forma de anillos para evitar una colisión A/B. En este caso puede ser necesario utilizar otra banda de frecuencia en el bucle para romper la cadena de frecuencia. El principal problema con una colisión A/B es que el transmisor en ese sitio puede interferir con su propio receptor. Se debe maximizar la separación de frecuencia entre transmisión y recepción. Para hacer esto, los canales en este sitio problemático debe escogerse en los extremos de la banda. Por ejemplo, con un plan de canalización de ocho canales, sí en una dirección se utiliza el canal N° 1, trate de usar el canal N° 8 en la otra dirección. De esta forma, el espaciamiento TX/RX es sólo la "distancia de la brecha central" más corto que el espaciamiento TX/RX usual asegurado por canalización. Para ilustrar estos principios, considere que la Figura 7.7 representa una red de cinco saltos. Asuma que las frecuencias de salto para los canales N°s 1 al 3 son como se indican en la Tabla 7.3.



Figura 7.7 Ilustración frecuencias alto/bajo

Tabla 7.3 Frecuencias disponibles para el ejemplo alto/bajo

Canal (CH)	Baja Frecuencia Low (MHz)	Alta Frecuencia High (MHz)
1	7750	8050
2	7780	8080
3	7810	8110

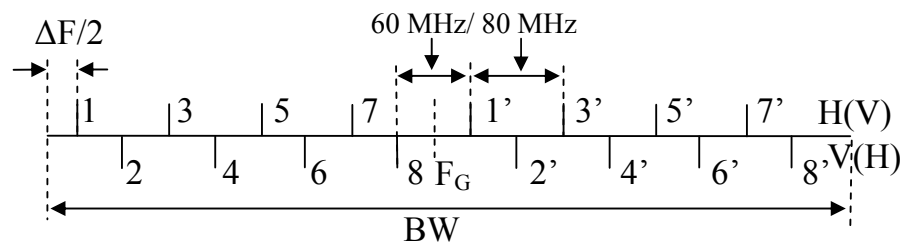
Dado que el sitio **a** tiene una frecuencia de transmisión de 7750, queda como un sitio A (transmisión baja). Por tanto, el sitio **b** es un sitio B (transmisión alta). Transmitirá a 8050 MHz hacia el sitio **a**, y a 8080 MHz hacia el sitio **c**. El sitio **c** debe ser un sitio A (transmisión baja), lo cual deja a los sitios **d** y **e** como sitios B (transmisión alta). Por tanto el sitio **c** transmitirá a 7780 Mhz hacia **b**, 7750 MHz hacia **d**, y 7810 MHz hacia **e**.

Ahora asuma que se añade un nuevo sitio **f** con frecuencias de 7400 MHz y 7700 MHz. Para ubicar las frecuencias, necesitamos decidir cuál extremo es A y cuál es B. El sitio **b** ya es un sitio B de acuerdo al plan de canalización previo, lo que significa que recibe en 7750 MHz. Si mantenemos la asignación A/B igual para este plan, la frecuencia de transmisión desde el sitio **b** sería 7700 ("transmisión alta"), que está a sólo 50 MHz aparte de la frecuencia de recepción del otro enlace. El aislamiento del duplexor probablemente no pueda manejar esto; por tanto, es mejor invertir las asignaciones. Es-

te es siempre el caso de las frecuencias en los límites de sus respectivas bandas, es decir, cuando dos planes son mutuamente adyacentes. Por tanto, la solución es designar al sitio **b** como un sitio A ( $f_{TX} = 7400$ ) y al Sitio **f** como un sitio B ( $f_{TX} = 7700$ ). No sería aconsejable cerrar el lazo entre **e** y **d** en el mismo plan porque ello provocaría una colisión A/B. Es preferible implementar uno de los enlaces en una banda diferente. Por ejemplo, si la distancia entre **e** y **d** fuese menor que 20 Km, probablemente podría enlazarse en una frecuencia superior a los 10 GHz. Sí no hay bandas de frecuencia alternativas y no hay otra forma de hacer la ruta, entonces se debe escoger frecuencias en los bordes de la banda; es decir, con el Enlace **c - e** en el canal 3 y el Enlace **c - d** en el canal N° 1, se debería escoger el canal N° 8 para el Enlace **e - d**, asumiendo que plan de frecuencias de 8 canales. El aislamiento TX/RX entre los canales N°s 3 y 8 debe verificarse con relación al aislamiento del duplexor. Si es insuficiente, se puede investigar con un filtro de canal; si esto no es práctico entonces no es posible instalar el enlace. Asignar los extremos superior/inferior es siempre el primer paso en la asignación de canales durante la fase de planificación de frecuencias en el diseño de enlaces.

### 7.6.3 Polarización alterna

En rutas completamente desarrolladas, se utilizan polarizaciones alternas con una antena de doble polarización. En la Figura 7.8 se muestra una configuración típica con el plan de frecuencias y el diagrama de conexión de antena.



$\Delta F$  = Espaciamento de canal de RF (Co-polar)

BW = Ancho de banda de RF

$F_G$  = Centro de la brecha

Figura 7-8a Plan de doble polarización

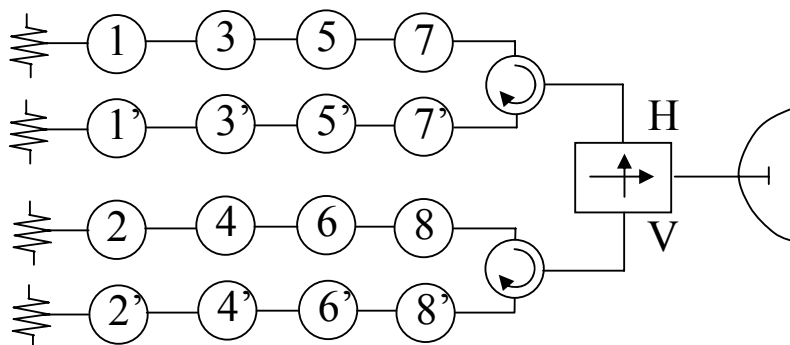


Figura 7-8b Conexiones de antena

### 7.6.4 Ubicaciones con diversidad de frecuencia

En algunos casos, para cumplir los objetivos de rendimiento especificados para una ruta, se requiere canal de protección. El concepto es que, cuando hay actividad de desvanecimiento sobre el tramo, el efecto sobre una frecuencia es diferente del de una frecuencia adyacente debido a la diferencia de longitud de onda entre ambas. Si durante el desvanecimiento se conmuta el tráfico, se utiliza un conmutador, desviando el tráfico hacia el canal de soporte, evitando la pérdida de éste. Cuanto mayor sea la separación entre las dos frecuencias, la correlación será menor y mejorará el rendimiento respecto del desvanecimiento Raleigh. La parcial falta de correlación entre dos canales en modo de diversidad de frecuencia se muestra en la figura 7.9

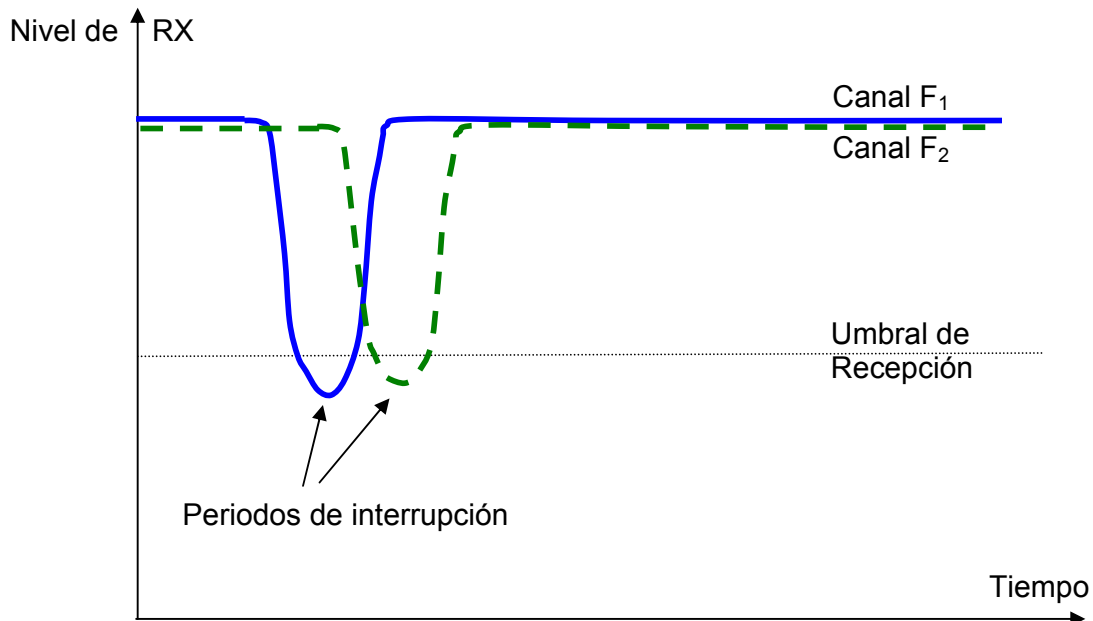


Figura 7-9 Mejora por uso de diversidad de frecuencia contra el desvanecimiento

Para desvanecimiento selectivo la situación es la opuesta. La probabilidad de que ocurra un profundo desvanecimiento simultáneamente en canales de frecuencia, separados por una gran distancia espectral, es mayor que si ellos fueran menos espaciados. Sin embargo, con los modernos sistemas de microondas, la distorsión de ranura se ecualiza con ecualizadores de respuesta rápida, de modo que la interrupción por desvanecimiento dominante es aún de tipo Raleigh. Típicamente sólo el 10 % de la interrupción puede ser atribuida al desvanecimiento selectivo. Por tanto, al asignar frecuencias de debe procurar la mayor separación. En un sistema 1 + 1, se necesita considerar que cada canal utilizado debe tener un igual rendimiento; por tanto, la separación nunca es más grande que la mitad del número de canales. Por ejemplo, si hay ocho canales en una banda y la banda entera fuese a ser usada, la diversidad debería ser asignada como 1, 5 y 2, 6 para el ejemplo. Si se usa diversidad  $n + 1$ , implica que los “ $n$ ” canales tienen un sólo canal de soporte. Es imposible que cada canal tenga igual rendimiento; por tanto, si hay ocho canales disponibles, se puede escoger arbitrariamente el canal 8 como canal de protección. Con esta configuración se colocaría el tráfico prioritario en el canal 1 para asegurar la máxima separación entre los canales de tráfico y de respaldo.

### 7.6.5 Interpolación de canales

En algunos casos en los que el espaciamiento de canal excede el ancho de la portadora modulada, se puede interpolar canales adicionales en las "brechas" ["gaps"], tal como se muestra en la Figura 7.10.

Un ejemplo de aplicación para los canales interpolados está en los sitios nodales. Es importante darse cuenta que no es posible utilizar las frecuencias interpoladas simultáneamente con el plan principal sobre una ruta completamente desarrollada. La interferencia de canal adyacente está limitada en los sitios nodales porque a que las señales no son paralelas pero son discriminadas por los patrones de antena.

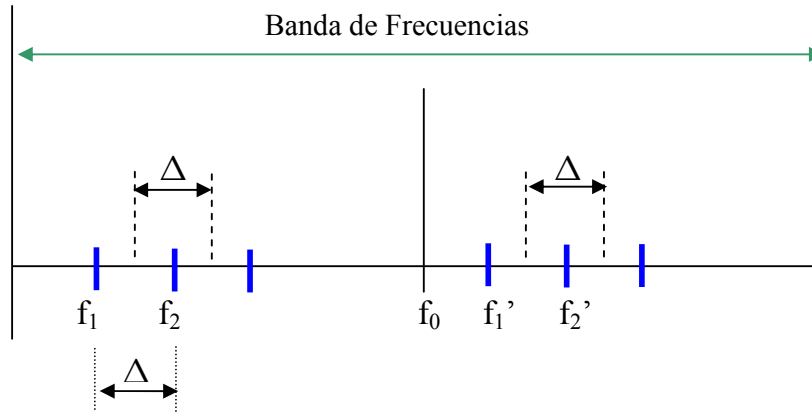


Figura 7-10 Canales Intercalados

### 7.6.6 Eficiencia espectral

A menudo el ancho de banda del equipamiento de microondas debe ser adaptado para adecuarse dentro de planes de frecuencia específicos. Se utilizan esquemas complejos de modulación para reducir el ancho de banda de modo que el espaciamiento de los canales este de acuerdo con los planes de la UIT. El equipamiento debe cumplir con la eficiencia espectral requerida para cada plan. La eficiencia espectral ( $E$ ) es la relación entre la tasa de bits de información y el ancho de banda RF. Se define como

$$E = \text{Número de canales de RF} \times \text{Máxima tasa de bits} / \text{mitad de BW de RF} \quad (7.5)$$

Por ejemplo, un ancho de banda de 500 MHz, con ocho pares de canales RF (ida y vuelta) y equipamiento operando a 140 Mbit/s, requerirá una eficiencia espectral de

$$\begin{aligned} E &= 8 \times 140 / (500/2) \\ &= 4.48 \text{ bits/s/Hz} \end{aligned} \quad (7.6)$$

Tiene influencia el tipo de esquema de modulación utilizado.

Se puede calcular la eficiencia que alcanzan los diferentes esquemas de modulación de la siguiente manera: Asuma una situación ideal en la que los filtros de banda base están limitados al ancho de banda de Nyquist. En otras palabras, el ancho de banda del filtro es la mitad de la tasa de símbolos ( $T_s$ ). Si asumimos que  $B$  es el número de bits por símbolo RF, entonces la relación de empaquetamiento o bits por Hertz de capa-

cidad de ancho de banda de RF ( $C$ ) es igual a  $B$ . En un sistema QAM  $M$ -ario,  $B$  se puede expresar como

$$B = 2 \log_2 M \quad (7.7)$$

Esto significa que para el caso de un filtro ideal,  $C = 2 \log_2 M$ . Para un sistema 4 PSK,  $C = 2$ . Para un sistema 16 QAM,  $C = 4$ . Para un sistema 32 QAM,  $C = 5$ .

En el ejemplo discutido al comienzo de esta sección, se puede ver a partir del resultado de (7.6), que se requeriría un mínimo de 32 QAM para que este sistema se adecue a este plan de banda de frecuencias.

## 7.7 Reuso de Frecuencias

El reuso de frecuencia se refiere a una situación en la que el mismo par de frecuencias se reutiliza en una ruta. Con el interés en una buena administración del espectro, al empezar el planeamiento de frecuencias uno debe partir de la presunción de que las frecuencias se pueden reutilizar.

### 7.7.1 Plan de Dos Frecuencias (Un Par)

El plan de reuso más eficiente es aquel en el que sólo se usa un par de frecuencias para toda la ruta. Se necesita considerar la interferencia desde dos perspectivas: la interferencia en el sitio del repetidor (nodal) y el problema en sitios más alejados pero dentro de la misma ruta (overshoot).

#### 7.7.1.1 Sitios Nodales

Considere un caso en el que en un sitio A hay dos enlaces en la misma frecuencia que transmiten en dos direcciones opuestas. Llamemos Enlace x al de mano izquierda y Enlace y al de mano derecha. La situación es tal como se muestra en la Figura 7.11.

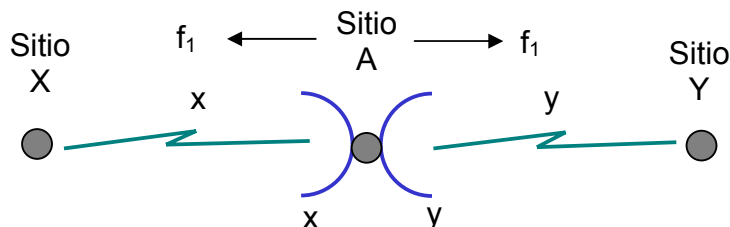


Figura 7-11 Ejemplo de interferencia nodal

El sitio A está transmitiendo la frecuencia  $f_1$  en dos direcciones opuestas. Por tanto el sitio X está transmitiendo en la frecuencia  $f_1'$ . En el sitio A, la antena (X), orientada hacia el enlace "x", recibirá la señal en la frecuencia  $f_1'$ . La Antena (Y) orientada hacia el enlace "y", también recibirá esta señal desde x, pero atenuada por la relación F/B de la antena Y. Para re-usar la misma frecuencia  $f_1$  en el enlace "y", la relación portadora a interferencia deberá ser mínima en el receptor del sitio Y, (la portadora es la señal  $f_1'$  desde el Enlace y la interferencia es la señal  $f_1'$  desde el Enlace x, atenuada por la relación F/B de Y). Si la señal interferente es muy alta, se deberá aumentar la relación F/B de la antena Y. Cambiar la polarización del enlace "y" no ayudará porque la discriminación de polarización alrededor de la parte posterior de la antena es despreciable. Incrementando la señal deseada en Y del enlace "y" puede ayudar, pero podría causar pro-

blemas al enlace “x”. El mejor escenario contra la interferencia es tener los dos niveles de señal balanceados en el Sitio A, si los cálculos de rendimiento lo permiten. En resumen, la única forma real de lograr el re-uso de frecuencias es utilizar antenas de alto rendimiento con una buena relación F/B.

### 7.7.1.2 Sobrepasarse por encima del salto (Overshoot)

Reutilizar la misma frecuencia no sólo tiene implicaciones en un sitio nodal, sino que también debe ser considerado desde el punto de vista de sobrepasarse por encima del punto deseado (overshoot). Considere el diagrama mostrado en la figura 7.12.

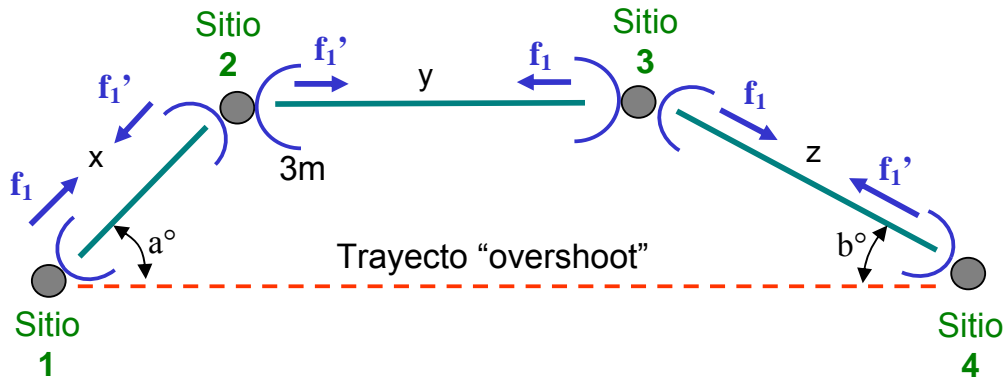


Figura 7-12 Interferencia tipo “overshoot”

Asuma que tenemos cuatro sitios con tres enlaces en el mismo grupo de frecuencia. En el Sitio 1, el Enlace “x” transmitirá la frecuencia  $f_1$ . Esta no será recibida en el Sitio 3 puesto que éste es también un sitio de recepción alta (A). El trayecto de overshoot está, por tanto, hacia el Sitio 4 en el Enlace “z”. El trayecto de interferencia es atenuado por las discriminaciones de las dos antenas. La señal interferente de transmisión es reducida por la discriminación de la antena con el ángulo  $\alpha$  (Enlace “x”) y en la antena de recepción se reduce por la discriminación de la antena con el ángulo  $\theta$  (Enlace “z”).

La señal recibida es atenuada sobre el salto por la atenuación de espacio libre (FSL: Free Space Loss), que puede ser expresada como:

$$\text{FSL} = 92,4 \text{ dB} + 20 \log f \text{ (GHz)} + 20 \log d \text{ (km)} \quad (7.8)$$

La distancia por sí misma no brinda mucha protección al salto puesto que una duplicación de la distancia sólo resulta en una pérdida de 6 dB en el nivel de la señal. En otras palabras, para un salto de 50 Km. de longitud, una señal interferente alejada 100 km sólo es atenuada 6 dB debido a la longitud del trayecto. Una a 400 km se atenúa en 18 dB. Considerando que pueden ocurrir desvanecimientos mayores a los 40 dB debido al desvanecimiento multitrayecto, una señal interferente atenuada en sólo 18 dB no es despreciable y debe de tenerse en cuenta.

Afortunadamente, la topología de la Tierra bloquea a menudo las señales interferentes emanadas por transmisores distantes. Se puede incluir la pérdida adicional por cualquier obstrucción potencial del terreno intermedio. Esto debe analizarse asumiendo una Tierra 'plana'. En otras palabras, el peor escenario de interferencia es aquel con una condición de un valor alto de  $k$ . La pérdida por difracción debe calcularse para  $k = \text{infinito}$ . La implicación es que incluso si la obstrucción está físicamente bloqueando el trayecto de un enlace con línea de vista, puede no tener efecto desde un punto de vista de in-

terferencia puesto que el haz de microondas se curva sobre la obstrucción en una condición de un alto valor de  $k$ . Una señal propagada sobre una Tierra plana sin colinas, no sería bloqueada por la “panza” de la tierra para un valor de  $k = \text{infinito}$ , porque para este  $k$  la señal viaja paralela a la superficie de la Tierra. A pesar de esto, hay casos en los que, incluso en una condición de  $k$  alta, el terreno intermedio añade una pérdida por obstrucción (difracción) al trayecto. Por tanto, se debe añadir esta pérdida a la FSL para calcular el nivel de la señal interferente.

Sí la señal interferente es problemática, la única forma práctica para mejorar la situación, asumiendo que se están utilizando antenas con buena supresión de lóbulo lateral, es cambiar la polarización de uno de los dos trayectos, esto es, el Enlace “x” o el Enlace “z”. De esta manera la señal interferente experimenta la discriminación de polarización cruzada de la antena, la cual es significativa. Por esta razón, los problemas de extralimitación se solucionan alternando la polarización cada dos saltos. Este plan se muestra en la Figura 7.13.

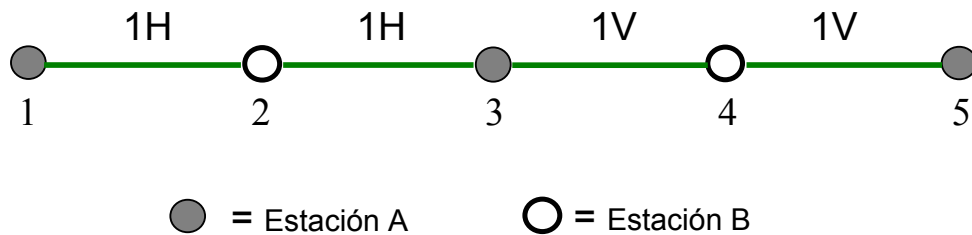


Figura 7-13 Plan de dos frecuencias Polarización cruzada (Cross-Pol)

### 7.7.2 Plan de Cuatro Frecuencias (Dos Pares de Frecuencias)

Si la discriminación de polarización cruzada de las antenas es insuficiente para solucionar el problema de pasarse por encima (overshoot) utilizando un solo par de frecuencias, se requiere un segundo par de frecuencias. En este caso, la frecuencia y polarización deben alternarse cada segundo salto. Esto resulta en que el trayecto de sobrepasarse y que llega al tercer salto, tenga una frecuencia diferente; y la polarización opuesta asegura que la interferencia de canal adyacente sea minimizada. Esto se ilustra en la Figura 7.14.

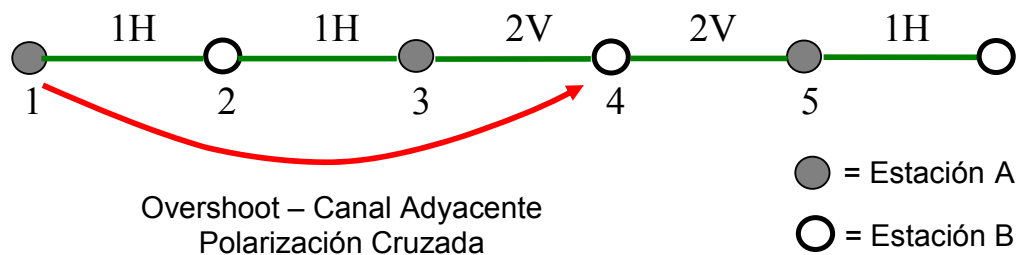


Figura 7-14 Plan de 4 frecuencias con Polarización alternada

Sí el segundo par de frecuencias es requerido para compensar las antenas con relación F/B insuficiente, las frecuencias deben alternarse cada salto y la polarización cada tercer salto. La misma polarización cada segundo nodo no es un problema en lo que se refiere a la relación F/B puesto que virtualmente no hay discriminación de polarización en la parte posterior de las antenas. El cambio de polarización en el tercer salto se requiere para protección contra el overshoot. Esto se ilustra en la Figura 7.15.

Con este plan de cuatro frecuencias, normalmente no se requerirá antenas de alto rendimiento en los sitios alternos donde se estén utilizando dos pares de frecuencias.

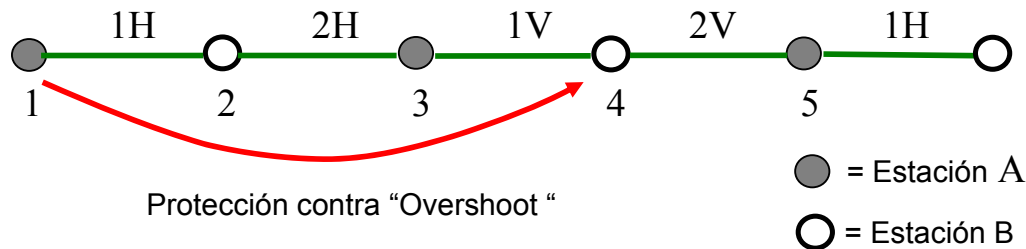


Figura 7-15 Plan de 4 frecuencias con frecuencias alternadas

### 7.7.3 Plan de Seis Frecuencias (Tres Pares)

Sí ambos la F/B y el overshoot no puede resolverse con los planes previos, entonces se requerirá un par de frecuencias adicionales. Estas se asignarán como pares de frecuencias 1, 2 y 3 con una polarización, luego 1, 2 y 3 con la polarización alterna, y así en adelante.

### 7.7.4 Interferencia - Ejemplo Práctico

Los principios del análisis de interferencia se ilustran mejor con ejemplos desarrollados. Los tutoriales de esta sección se incluyen para demostrar los principios básicos del reuso de frecuencias.

#### 7.7.4.1 Ejemplo de Interferencia Nodal

Considere un nodo típico en una ruta de microondas, como se muestra en la Figura 7.16.

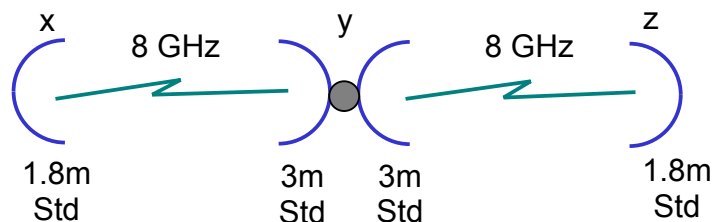


Figura 7-16 Ejemplo de interferencia nodal

### 1er Problema Tipo (Tutorial)

Asuma que el nivel de recepción nominal (Rx) en Y proveniente del transmisor X [TX(X)] se designa como  $C_{YX}$ .  $C_{YX}$  es de  $-40$  dBm. Asuma que el nivel de Rx nominal en Y proveniente de del TX(Z) es  $C_{YZ} = -45$  dBm. Asuma que las antenas en Y son ambas platos parabólicos estándares (STD) de 3 m de diámetro (8 GHz) con una relación F/B de 52 dB y ganancia de antena ( $A_c$ ) de 45 dBi. Asuma que las antenas en X y Z son ambas antenas parabólicas de un diámetro de 1,8 m STD (8 GHz) con una relación F/B de 48 dB y ganancia de antena ( $A_c$ ) de 40 dBi. Asuma que el margen de desvanecimiento requerido para cumplir los objetivos de rendimiento es de 40 dB y que la mínima relación C/I requerida por el módem ( $C/I_{\min}$ ) es 15 dB. El objetivo de este problema tipo es determinar si se puede reutilizar el mismo par de frecuencias; en otras palabras, determinar si la frecuencia utilizada en el salto XY se puede reutilizar en el salto YZ.

### Solución Desarrollada del Problema Tipo (Tutorial)

Primero considere el nivel de recepción en Y proveniente del transmisor X. El nivel de portadora  $C_{YX}$  se da como  $C_{YX}$  (sin desvanecimiento) =  $-40$  dBm. Por tanto el nivel en desvanecimiento se puede calcular utilizando

$$\begin{aligned} C_{YX} \text{ (desvanecido)} &= \text{Nivel de recepción nominal} - \text{margen de desvanecimiento} \\ &= -40 \text{ dBm} - 40 \text{ dB} \\ &= -80 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (7.9)$$

La señal interferente en Y causado por Z ( $I_{YZ}$ ) puede derivarse

$$\begin{aligned} I_{YZ} &= C_{YZ} - F/B \text{ (antena Y a X)} \\ &= -45 \text{ dBm} - 52 \text{ dB} \\ &= -97 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (7.10)$$

Utilizando los resultados de (7.9) y (7.10), la relación portadora ( $C_{YX}$ ) a interferencia ( $I_{YZ}$ ) se muestra por

$$\begin{aligned} C/I \text{ (desvanecido)} &= C_{YX} \text{ (desvanecido)} / I_{YZ} \\ &= -80 - (-97 \text{ dBm}) \\ &= 17 \text{ dB} \end{aligned} \quad (7.11)$$

En segundo lugar, considere el nivel de recepción en Y proveniente del transmisor en Z. El nivel de portadora  $C_{YZ}$  se da como  $C_{YZ}$  (sin desvanecimiento) =  $-45$  dBm. Utilizando (7.9) podemos calcular  $C_{YZ}$  (desvanecido)

$$\begin{aligned} C_{YZ} \text{ (desvanecido)} &= -45 \text{ dBm} - 40 \text{ dB} \\ &= -85 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (7.12)$$

La señal interferente en Y proveniente de X ( $I_{YX}$ ) puede calcularse utilizando (7.10)

$$\begin{aligned} I_{YX} &= C_{YX} - F/B \text{ (antena Y a Z)} \\ &= -40 \text{ dBm} - 52 \text{ dB} \\ &= -92 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (7.13)$$

La relación portadora ( $C_{YZ}$ ) a interferencia ( $I_{YX}$ ) es

$$\begin{aligned} C/I \text{ (con desvanecimiento)} &= -85 - (-92 \text{ dBm}) \\ &= 7 \text{ dB (insuficiente)} \end{aligned} \quad (7.14)$$

El resultado de (7.14) muestra que la interferencia es inaceptablemente alta. Para mejorar la situación primero intentemos balancear los niveles de recepción en Y. Primero, aumente el diámetro de la antena en el sitio Z a un plato de 3 m (la ganancia  $A_c$  aumenta en 5 dB). El nivel de portadora sin desvanecimiento no cambia, puesto que  $C_{YX}$  (sin desvanecimiento) = -40 dBm. Utilizando (7.9) podemos calcular la portadora con desvanecimiento, luego

$$\begin{aligned} C_{YX} \text{ (con desvanecimiento)} &= -40 \text{ dBm} - 40 \text{ dB} \\ &= -80 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (7.c)$$

Ahora considere la señal interferente en Y proveniente de Z. Ahora  $C_{YZ}$  aumenta en 5 dB debido al plato de 3 m, por tanto  $C_{YZ} = -40$  dBm. Usando (7.10) podemos calcular el nuevo nivel de interferencia

$$\begin{aligned} I_{YZ} &= C_{YZ} - F/B \text{ (antena Y a X)} \\ &= -40 \text{ dBm} - 52 \text{ dB} \\ &= -92 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (7.15)$$

La nueva relación portadora ( $C_{YX}$ ) a interferencia ( $I_{YZ}$ ) es

$$\begin{aligned} C/I \text{ (con desvanecimiento)} &= -80 - (-92 \text{ dBm}) \\ &= 12 \text{ dB (insuficiente)} \end{aligned} \quad (7.16)$$

El resultado de (7.16) muestra que la relación C/I es aún insuficiente puesto que se requiere un mínimo de 15 dB. Para determinar la interferencia del otro tramo, consideremos, de nuevo, el nivel de recepción en Y proveniente del transmisor en Z. El nivel de portadora ha aumentado a  $C_{YZ}$  (sin desvanecimiento) de -40 dBm, como se muestra en (7.15). Usando (7.9) podemos derivar el nivel de portadora. Por tanto,

$$\begin{aligned} C_{YZ} \text{ (con desvanecimiento)} &= -40 \text{ dBm} - 40 \text{ dB} \\ &= -80 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (7.d)$$

La señal interferente en Y desde X es tal como se deriva en (7.13). Por tanto,  $I_{YX} = -92$  dBm. La relación portadora ( $C_{YZ}$ ) a interferencia ( $I_{YX}$ ) es

$$\begin{aligned} C/I \text{ (con desvanecimiento)} &= -80 - (-92 \text{ dBm}) \\ &= 12 \text{ dB (mejor, pero aún insuficiente)} \end{aligned} \quad (7.17)$$

Esto ha balanceado las relaciones C/I [compare los resultados de (7.16) y (7.17)] con interferencia en Y desde X, muy mejorada (7 dB a 12 dB), pero aún no es lo suficientemente bueno. Usualmente se cree que el balance de los niveles de recepción es la panacea para todos los problemas de planificación de frecuencia, pero el ejemplo precedente nos muestra que no soluciona todos los problemas. En opinión del autor, su popularidad se debe principalmente a que simplifica los cálculos. En el aspecto negativo, puede conducir a antenas mucho más grandes que las que se requerirían con una pers-

pectiva de desvanecimiento, que puede influir dramáticamente en los costos del proyecto.

Ahora mejoramos la situación utilizando la configuración original y cambiando únicamente la antena Y en la dirección Z con una antena de alto rendimiento de 3 m, con un F/B de 70 dB y la misma ganancia (45 dBi). El nivel de recepción en Y proveniente del transmisor X y la señal interferente en Y proveniente de Z se mantienen sin cambios como se obtuvieron en (7.11). La portadora ( $C_{YX}$ ) a interferencia ( $I_{YZ}$ ) es entonces

$$C/I \text{ (con desvanecimiento)} = -80 - (-97 \text{ dBm}) = 17 \text{ dB} \quad (7.e)$$

El nivel de recepción en Y proveniente del transmisor en Z se mantiene sin cambios utilizando (7.12), por tanto

$$C_{YZ} \text{ (con desvanecimiento)} = -45 \text{ dBm} - 40 \text{ dB} = -85 \text{ dBm} \quad (7.f)$$

Ahora consideremos la señal interferente en Y desde X, con el plato de alto rendimiento utilizando (7.13), por tanto

$$\begin{aligned} I_{YX} &= C_{YX} - F/B \text{ (antena de alto rendimiento en Y hacia Z)} \\ &= -40 \text{ dBm} - 70 \text{ dB} \\ &= -110 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (7.g)$$

La relación de portadora ( $C_{YZ}$ ) a interferencia ( $I_{YX}$ ) con el plato parabólico de alto rendimiento es entonces:

$$\begin{aligned} C/I \text{ (con desvanecimiento)} &= -85 - (-110 \text{ dBm}) \\ &= 25 \text{ dB} \end{aligned} \quad (7.h)$$

Esta una gran mejora dentro del requerimiento de 15 dB, lo cual prueba que el mejor enfoque ante los problemas de interferencia es el uso de antenas de alto rendimiento.

#### 7.7.4.2 Ejemplo de Interferencia Overshoot

Considere una ruta de microondas típica donde es posible el overshoot, tal como se muestra en la Figura 7.17.

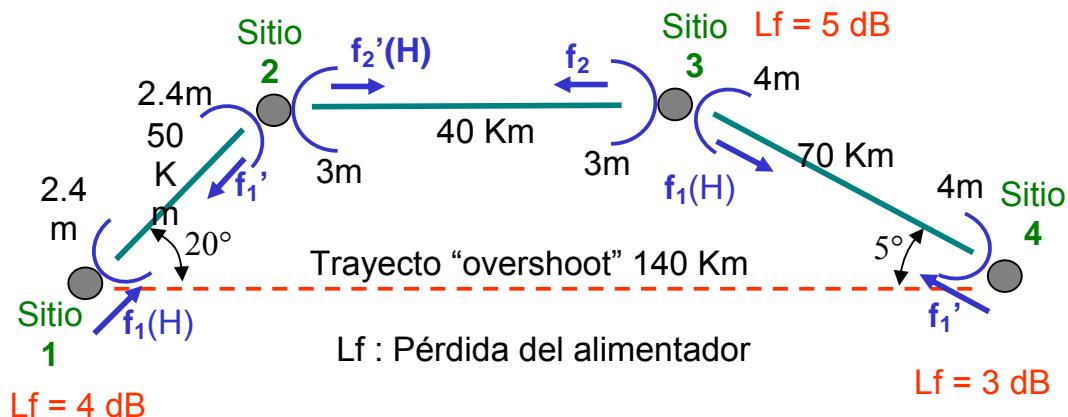


Figura 7-17 Interferencia debido al "overshoot"

## 2do. Problema Tipo (Tutorial)

Asuma que la potencia de salida de transmisión es +30 dBm, el umbral del receptor es de – 80 dBm, y la mínima relación portadora a interferencia ( $C/I_{\min}$ ) es 15 dB. También asuma que todas las antenas son de rejilla. Se dan RPEs (Patrones de Radiación) típicos para platos parabólicos de 3 m y 4 m en las Figuras 7.18 y 7.19. El objetivo de este tutorial es determinar es la relación C/I sin desvanecimiento en el sitio 4 en la entrada al cable de alimentación detrás del plato. En segundo lugar, se analiza el efecto de desvanecimiento en 30 dB en el salto 3-4. Finalmente, asuma que desea duplicar la capacidad del salto 3-4 sin cambiar equipamiento o bandas de frecuencia. Ud. deberá decidir si reemplaza las antenas de rejilla por platos sólidos con alimentación dual (doble polarización). Asuma los mismos parámetros eléctricos (para los fines de este ejemplo) y determine la relación C/I en el sitio 4, ignore cualquier overshoot desde los otros sitios.

### Solución Desarrollada del 2do Problema Tipo (Tutorial)

El nivel de portadora de recepción (sin desvanecimiento) en el sitio 4 ( $C_{RX4}$ ) se puede expresar como:

$$C_{RX4} \text{ (sin desvanecimiento)} = TX_3 - L_3 + A_{e3}(0^\circ) - FSL_{(70 \text{ km})} + A_{e4}(0^\circ) \quad (7.18)$$

donde  $TX_3$  es la potencia de transmisión en el sitio 3,  $L_3$  es la pérdida del alimentador en el sitio 3,  $A_{e3}(0^\circ)$  es la ganancia de la antena en el sitio 3 en el eje de la antena,  $A_{e4}(0^\circ)$  es la ganancia de antena en el sitio 4 en el eje de la antena, y FSL denota la pérdida de espacio libre ( $FSL = 92,4 \text{ dB} + 20 \log f_{\text{GHz}} + 20 \log d_{\text{km}}$ ).

Utilizando los valores del 1er *Problema Tipo (Tutorial)* en (7.18) se obtiene

$$\begin{aligned} C_{RX4} &= +30 \text{ dBm} - 5 \text{ dB} + 35,4 \text{ dBi} - 134,4 + 35,4 \text{ dBi} & (7.i) \\ &= - 38,6 \text{ dBm (sin desvanecimiento)} \end{aligned}$$

El nivel de interferencia en el sitio 4 ( $I_{RX4}$ ) puede expresarse como

$$I_{RX4} = TX_1 - L_1 + A_{e1}(20^\circ)_{CO} - FSL_{(140 \text{ Km})} + A_{e4}(5^\circ)_{CO} \quad (7.19)$$

donde  $TX_1$  es la potencia de salida de transmisión en el sitio 1;  $L_1$  es la pérdida del alimentador en el sitio 1;  $A_{e1}(20^\circ)$  es la ganancia de antena en el sitio,  $20^\circ$  fuera del eje de la antena, en copolar;  $A_{e4}(0^\circ)$  es la ganancia de antena en el sitio 4,  $5^\circ$  fuera del eje de la antena, en copolar; y  $FSL = 92,4 \text{ dB} + 20 \log f_{\text{GHz}} + 20 \log d_{\text{Km}}$ .

Utilizando los valores del tutorial en (7.19) se obtiene

$$\begin{aligned} I_{RX4} &= 30 \text{ dBm} - 4 + (32,5 - 26) - 140,4 + (35,4 - 9) & (7.j) \\ &= - 81,5 \text{ dBm} \end{aligned}$$

La relación portadora ( $C_{RX4}$ ) a interferencia ( $I_{RX4}$ ) (copolar) en una condición sin desvanecimiento es:

$$\begin{aligned} C/I_{CO} &= - 38,6 - (- 81,5) & (7.k) \\ &= 42,9 \text{ dB} \end{aligned}$$

Si el salto 3-4 se desvanece en 30 dB, el nivel de recepción de portadora en 4 sería

$$\begin{aligned} C_{RX4} &= - 38,6 \text{ dBm (sin desvanecimiento)} - 30 \text{ dB} & (7.20) \\ &= - 68,6 \text{ dBm (con desvanecimiento)} \end{aligned}$$

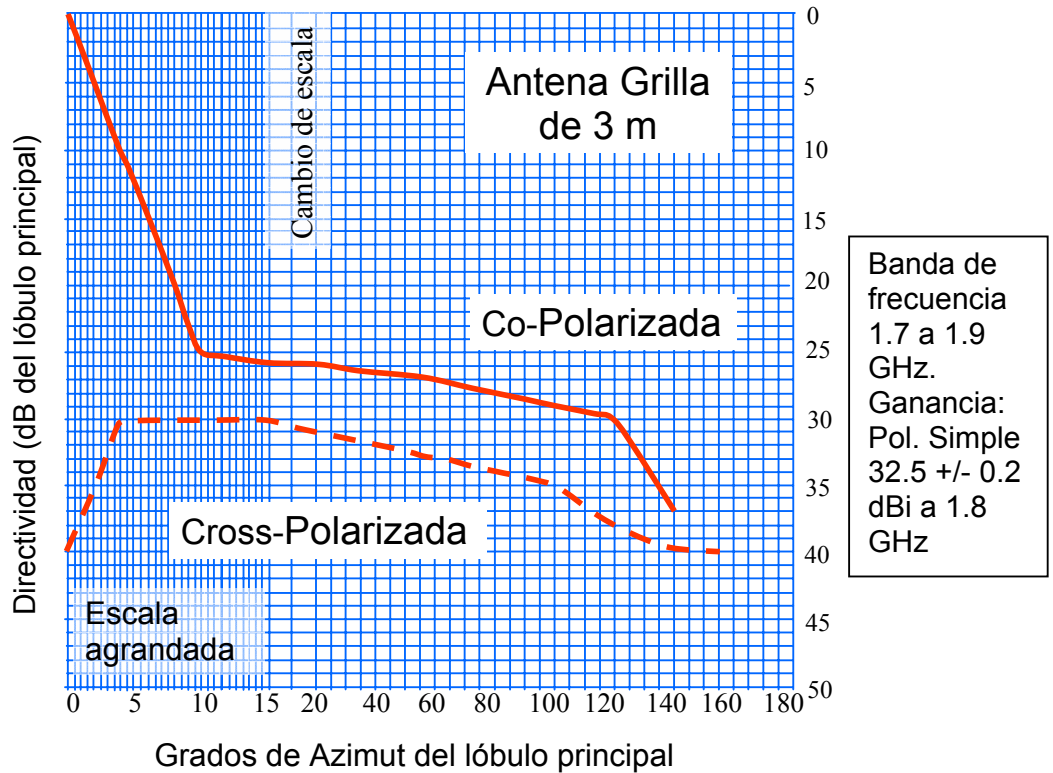


Figura 7.18 Patrón de Radiación Típico para antena de rejilla de 3 m de diámetro

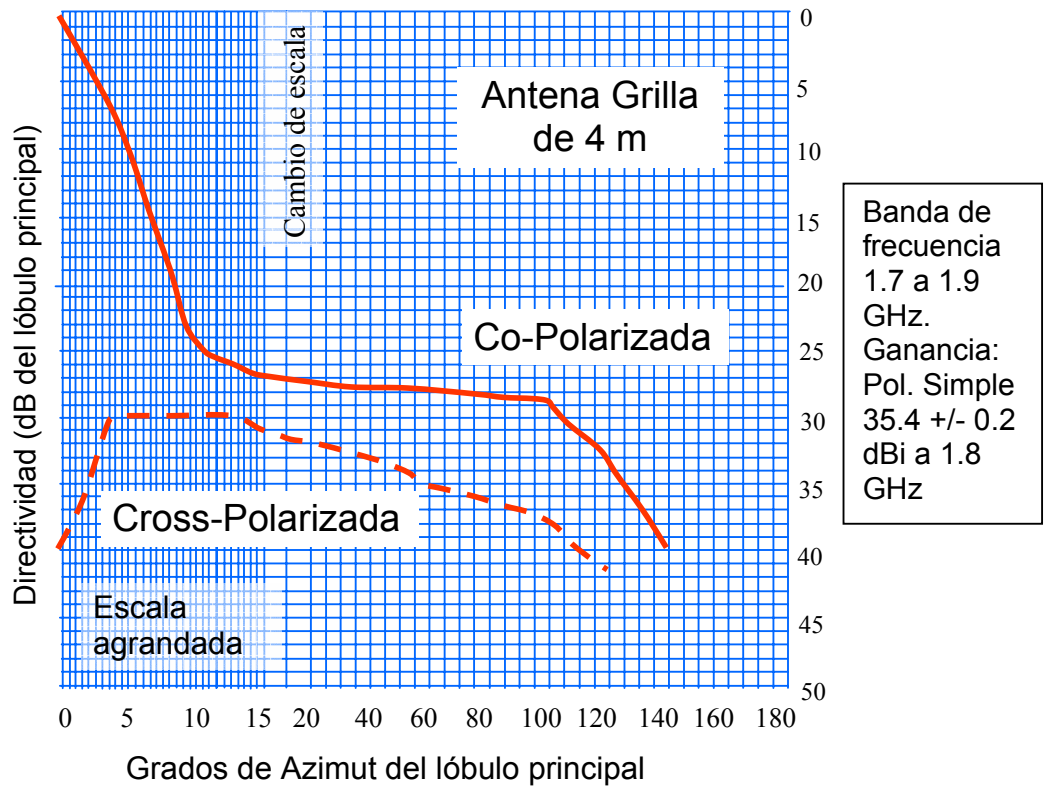


Figura 7.19 Patrón de Radiación Típico para antena de rejilla de 4 m de diámetro

En la práctica, para trayectos casi paralelos, existiría algo de correlación de desvanecimiento; sin embargo, para el peor escenario posible asumimos que la señal interferente no es afectada por el desvanecimiento, por tanto

$$I_{RX4} = -81,5 \text{ dBm} \quad (7.l)$$

La relación copolar de portadora ( $C_{RX4}$ ) a interferencia ( $I_{RX4}$ ) con desvanecimiento es

$$\begin{aligned} C/I_{CO} \text{ (con desvanecimiento)} &= -68,6 - (-81,5) \\ &= 12,9 \text{ dB (insuficiente)} \end{aligned} \quad (7.m)$$

Esto es menor que 15 dB, lo cual es insuficiente. Para mejorarlo, necesitamos cambiar la polarización. Reasignamos el salto 3-4 a polarización vertical. El nivel deseado de portadora en 4 en una condición de desvanecimiento no cambia, como lo muestra (7.20), por tanto

$$C_{RX4} = -68,6 \text{ dBm (con desvanecimiento)} \quad (7.n)$$

El nivel de interferencia en el sitio 4 ( $I_{RX4}$ ) puede expresarse ahora como la suma de los componentes horizontales y verticales

$$I_{RX4} = 10 \log \{ [I_{RX4}(H)/10] + 10 \log_{10} \{ I_{RX4}(V)/10 \} \} \quad (7.21)$$

Cada uno (H/V) puede expresarse como

$$I_{RX4} (H/V) = TX_1 - L_1 + A_{e1}(20^\circ)_{CO/XPOL} - FSL (140 \text{ km}) + A_{e4}(5^\circ)_{XPOL/CO} \quad (7.22)$$

donde  $TX_1$  es la potencia de salida de transmisión en el sitio 1,  $L_1$  es la pérdida de alimentación en el sitio 1,

$$\begin{aligned} A_{c1}(20^\circ)_{CO/XPOL} &= \text{Ganancia de antena (sitio 1) @ } 20^\circ - \text{Copolar/cruzada} \\ &= \text{Ganancia de antena (0}^\circ) - \text{Discriminación de antena (20}^\circ) \end{aligned} \quad (7.0a)$$

lo cual se lee a partir de las curvas del patrón de radiación de la antena (RPE),

$$\begin{aligned} A_{c4}(5^\circ)_{XPOL/CO} &= \text{Ganancia de antena (sitio 4) @ } 5^\circ - \text{Cruzada/copolar} \\ &= \text{Ganancia de antena (0}^\circ) - \text{Discriminación de antena (5}^\circ) \end{aligned} \quad (7.0b)$$

que también se lee de las curvas de antena RPE, y

$$FSL = 92,4 \text{ dB} + 20 \log f_{\text{GHz}} + 20 \log d_{\text{km}} \quad (7.0c)$$

Utilizando (7.22) podemos derivar la componente horizontal de la interferencia en el sitio 4

$$\begin{aligned} I_{RX4} (H) &= TX_1 - L_1 + A_{e1}(20^\circ)_{CO} - FSL_{(140 \text{ km})} + A_{e4}(5^\circ)_{XPOL} \\ &= +30 \text{ dBm} - 4 + (32,5 - 26) - 140,4 + (35,4 - 30) \\ &= -102,5 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (7.23)$$

Utilizando (7.22) también podemos derivar el componente vertical de la interferencia en el sitio 4

$$\begin{aligned} I_{RX4} (V) &= TX_1 - L_1 + A_{e1}(20^\circ)_{XPOL} - FSL_{(140 \text{ km})} + A_{e4}(5^\circ)_{CO} \\ &= +30\text{dBm} - 4 + (32,5 - 31) - 140,4 + (35,4 - 9) \\ &= - 86,39 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (7.24)$$

La interferencia total es la suma de las dos  $I_{RX4} (H)$  e  $I_{RX4}(V)$

$$\begin{aligned} I_{RX4} &= 10 \times \log(10^{-86,5/10} + 10^{-102,5/10}) \\ &= - 86,39 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (7.25)$$

Como puede verse, la interferencia total se determina por la componente vertical (en comparación la horizontal es despreciable). La C/I total es la relación de la portadora ( $C_{RX4}$ ) y la interferencia ( $I_{RX4}$ ), luego

$$\begin{aligned} C/I &= - 68,6 - (- 86,39 \text{ dB}) \\ &= 17,8 \text{ dB} \end{aligned} \quad (7.p)$$

Se puede ver que haciendo que el enlace sea de polarización cruzada, la interferencia es ahora aceptable porque está sobre el requerimiento mínimo de 15 dB para este equipamiento. Note, sin embargo, que la máxima protección con polarización cruzada ocurre en eje de la antena y se deteriora progresivamente hasta que virtualmente desaparece en la parte posterior de la antena. La parte final de este ejemplo es evaluar el efecto de duplicar la capacidad cambiando las antenas de rejilla por platos parabólicos sólidos de polarización dual y utilizando ambas polarizaciones.

El nivel de portadora se mantiene igual para ambas polarizaciones, luego

$$\begin{aligned} C_{RX4} (\text{sin desvanecimiento}) &= - 38,6 \text{ dBm} \\ C_{RX4} (\text{con desvanecimiento}) &= - 68,6 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (7.q)$$

La interferencia en el receptor  $C_{RX4} (H \text{ y } V)$  desde la portadora polarizada opuestamente, es apenas atenuada por la discriminación de polarización cruzada de la antena

$$\begin{aligned} I &= C (\text{sin desvanecimiento}) - XPD \\ &= C (\text{sin desvanecimiento}) - 40 \\ &= - 38,6 \text{ dBm} - 40 \text{ dB} \\ &= - 78,6 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (7.26)$$

La relación portadora ( $C_{RX4}$ ) a interferencia ( $I$ ) es entonces sólo el valor de la discriminación de polarización cruzada

$$\begin{aligned} C/I (\text{sin desvanecimiento}) &= 40 \text{ dB} \\ &= XPD \end{aligned} \quad (7.r)$$

Incluyendo el desvanecimiento,

$$\begin{aligned} I &= C (\text{sin desvanecimiento}) - \text{margen de desvanecimiento} - XPD \\ &= C (\text{con desvanecimiento}) - 40 \text{ dB} \\ &= -68,6 \text{ dBm} - - 40 \text{ dB} \end{aligned} \quad (7.27)$$

La relación C/I en una condición de desvanecimiento es

$$\begin{aligned} C/I &= C \text{ (con desvanecimiento)} - I \\ &= C \text{ (con desvanecimiento)} - [C \text{ (con desvanecimiento)} - 40 \text{ dB}] \quad (7.s) \\ &= 40 \text{ dB} \end{aligned}$$

La C/I es entonces aún 40 dB, que es el valor de la XPD. Se puede ver que en ambos casos la relación C/I es igual a la XPD de la antena. Puesto que el trayecto de interferencia está sobre el mismo salto que la portadora, el nivel de desvanecimiento es el mismo. El único efecto del desvanecimiento es rotar ligeramente las portadoras, degradando por tanto la XPD. Los equipos modernos emplean XPICs (Cross-Polarization Interference Cancellation ó Cancelación de Interferencia por Polarización Cruzada) para reducir este efecto.

### 7.7.5 Overshoot en Sistemas de Antena Back-to-Back (Repetidores)

Los sistemas de antena back-to-back son muy fáciles de diseñar desde el punto de vista del rendimiento del enlace, puesto que meramente representan una pérdida de inserción adicional en la estimación de la potencia del trayecto; sin embargo, sufren problemas de interferencia por trayectos de overshoot si el trayecto global difractado no está completamente bloqueado en todas las condiciones de k. El nivel de interferencia experimentado no es intuitivo, de modo que es fácil asumir que no existirán problemas sólo para encontrar posteriormente que la interferencia es más mayor que la esperada. Simplemente tener los tramos pasivos fuera de línea, u operar estos enlaces con polarizaciones opuestas, no necesariamente resolverá el problema, como se ilustró en los ejemplos desarrollados en esta sección. Se recomienda al diseñador de enlaces de microondas a considerar cuidadosamente los ejemplos presentados en esta sección antes de instalar un repetidor back-to-back.

#### 7.7.5.1 Interferencia Back-to-Back

Considere un enlace back-to-back, con los dos trayectos operando en polarizaciones opuestas, con el sitio ubicado directamente en línea para así maximizar la XPD de las antenas. La situación se representa en el diagrama de la Figura 7.20.

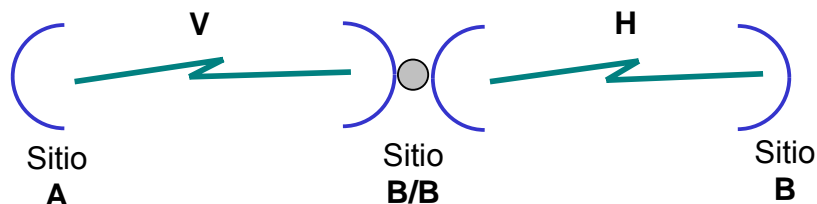


Figura 7-20 Interferencia Back to Back

Asuma que la XPD es 30 dB. El primer trayecto (deseado) es el trayecto a través del sistema de antena back-to-back. Experimenta dos FSL, menos la ganancia de antena back-to-back. Típicamente la pérdida de inserción total es de 10 a 20 dB más que la FSL de extremo a extremo del trayecto. El trayecto de overshoot (no deseado) experi-

menta la FSL de extremo a extremo más la pérdida por difracción la pérdida de XPD (30 dB). Si la pérdida de difracción es pequeña, esto significa que la C/I es sólo de 10 a 20 dB, la cual en muchos casos es inadecuada.

El intentar reducir la interferencia de overshoot quitando el sitio pasivo del trayecto directo introduce nuevos problemas. Primero, resulta en un incremento de la longitud de trayecto. Esto aumenta la FSL, las cuales ya son muy altas. Segundo, aunque uno obtiene discriminación de lóbulo lateral en las antenas, la XPD se reduce dramáticamente.

En balance, a pesar de los problemas asociados con colocar un repetidor pasivo fuera del trayecto directo, esta es la solución preferida. Esto será demostrado detalladamente en el siguiente ejemplo.

### 7.7.5.2 Enlace Pasivo En Línea

Asuma que el sitio pasivo se ha escogido en línea para minimizar las longitudes de salto y maximizar la XPD en las antenas de los extremos del trayecto. Asuma que la distancia de extremo a extremo es de 10 km y que el repetidor pasivo está centrado en medio del trayecto. Asuma que no hay línea de vista (LOS Line Of Sight) entre los puntos de extremo. Además, asuma que el enlace opera a 2 GHz, se utilizan antenas de tamaño máximo (4 m) con ganancia de 35,4 dBi, y que la XPD en el eje de la antena es de 30 dB. En la Figura 7.21 se muestra una vista lateral del esquema del trayecto.

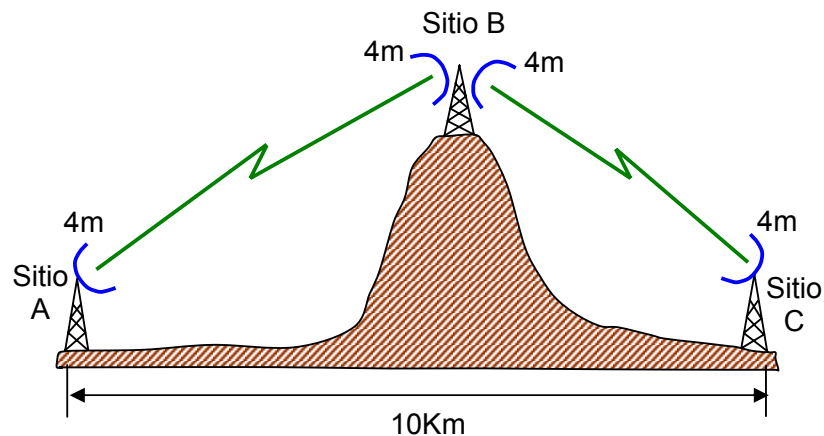


Figura 7-21 Enlace Back to Back

Considere la situación desde el Sitio A al Sitio C. Se puede calcular la FSL a partir de (7.8). Las FSL general sobre el trayecto A-C, utilizando (7.8), son entonces

$$FSL_{AC (10 \text{ km})} = 118,4 \text{ dB} \quad (7.t)$$

La FSL sobre los dos trayectos pasivos es, usando (7.8),

$$FSL_{AB (5 \text{ km})} = FSL_{BC} = 112,4 \text{ dB} \quad (7.u)$$

Los parámetros comunes no necesitan ser considerados en los cálculos de C/I. Por tanto, la potencia de transmisión es irrelevante. La señal de recepción deseada en C, ignorando parámetros comunes, es

$$C = A_e \times 4 - (FSL_{AB} + FSL_{BC})$$

$$\begin{aligned}
 &= 35,4 \text{ dBi} \times 4 - (\text{FSL}_{\text{AB}} + \text{FSL}_{\text{BC}}) \\
 &= -83,2
 \end{aligned} \tag{7.28}$$

El nivel de interferencia en C puede derivarse de

$$I_C = 10 \log \{ [I_C(\text{H})/10] + 10 \log [I_C(\text{V})/10] \} \tag{7.29}$$

Cada una (H/V) puede expresarse como

$$I_C (\text{V/H}) = A_A (0^\circ)_{\text{CO/XPOL}} - \text{FSL}_{\text{AC} (10 \text{ km})} - \text{DL} + A_C(0^\circ)_{\text{XPOL/CO}} \tag{7.30}$$

donde DL denota la pérdida de difracción. La componente vertical de la interferencia en el Sitio C puede derivarse de (7.30) como sigue

$$\begin{aligned}
 I_C (\text{V}) &= A_A (0^\circ)_{\text{CO}} - \text{FSL}_{\text{AC} (10 \text{ km})} - \text{DL} + A_C(0^\circ)_{\text{XPOL}} \\
 &= (35,4) - 118,4 - \text{DL} + (35,4 - 30) \\
 &= -77,6 - \text{DL}
 \end{aligned} \tag{7.31}$$

La componente horizontal de la interferencia en el Sitio C también puede derivarse de (7.30)

$$\begin{aligned}
 I_C (\text{H}) &= (35,4 - 30) - 118,4 - \text{DL} + 35,4 \\
 &= -77,6 - \text{DL}
 \end{aligned} \tag{7.32}$$

La interferencia total es por tanto la suma de las componentes horizontal y vertical

$$\begin{aligned}
 I_C &= 10 \times \log(10^{(-77,6-\text{DL})/10} + 10^{(-77,6-\text{DL})/10}) \\
 &= -74,6 - \text{DL}
 \end{aligned} \tag{7.33}$$

La relación portadora (C) a interferencia (I) es por tanto

$$\begin{aligned}
 \text{C/I} &= -83,2 - (-74,6 - \text{DL}) \\
 &= -8,6 + \text{DL}
 \end{aligned} \tag{7.v}$$

Alcanzar una  $\text{C/I}_{\text{min}}$  de 30 dB implica que se requiere cerca de 40 dB de pérdida por difracción. Esto también se requiere para un valor alto de  $k$ , tal como 5 en lugar del tradicional 2/3. Para alcanzar esto, el trayecto debe estar completamente bloqueado. También se puede ver que los 30 dB de XPD no tienen efecto en la C/I.

### 7.7.5.3 Enlace Pasivo Ortogonal

Asumamos que ahora encontramos un sitio a 90 grados al otro extremo. Esto aumenta un brazo de 11,2 km. La geometría del sitio se muestra en la Figura 7.22.

Considere de nuevo la situación desde el sitio A al sitio C. La FSL se puede calcular a partir de (7.8). La FSL general sobre el trayecto A-C es

$$\text{FSL}_{\text{AC} (10 \text{ km})} = 118,4 \text{ dB} \tag{7.w}$$

Las FSL sobre los trayectos A-B y B-C, respectivamente, son

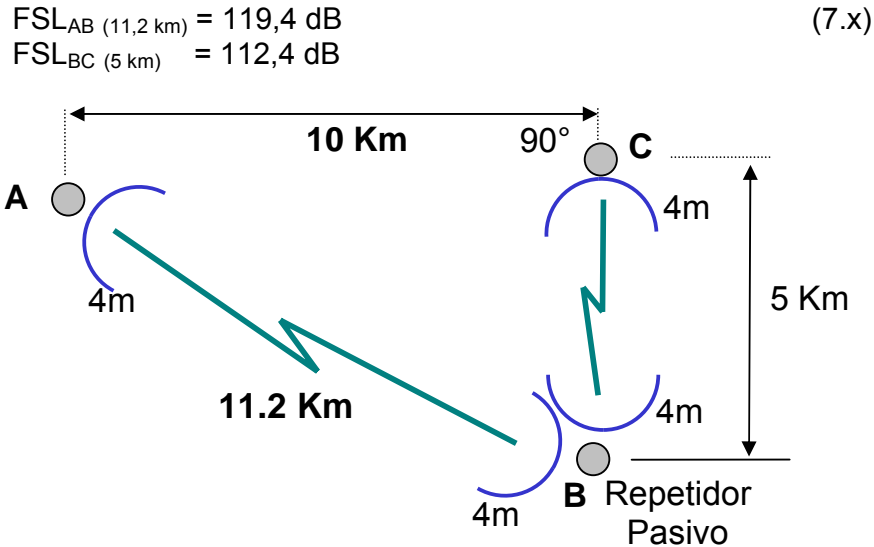


Figura 7-22 Geometría de un repetidor pasivo

La señal deseada de recepción en C, ignorando parámetros comunes, puede derivarse de (7.28). Por tanto

$$\begin{aligned} C &= 35,4 \text{ dBi} \times 4 - (\text{FSL}_{AB} + \text{FSL}_{BC}) \\ &= 141,6 - (119,4 + 112,4) \\ &= -90,2 \end{aligned}$$

El nivel de interferencia en C puede calcularse de (7.29). Cada uno (H o V) puede derivarse de (7.30). Ignorando parámetros comunes obtenemos:

$$I_C (V/H) = A_A (27^\circ)_{\text{CO}/\text{XPOL}} - \text{FSL}_{AC} (10 \text{ km}) - \text{DL} + A_C (90^\circ)_{\text{XPOL}/\text{CO}} \quad (7.34)$$

donde DL es la pérdida de difracción. La componente vertical de la interferencia en el sitio C también se obtiene de (7.31)

$$I_C (V) = A_A (27^\circ)_{\text{CO}} - \text{FSL}_{AC} (10 \text{ km}) - \text{DL} + A_C (90^\circ)_{\text{XPOL}} \quad (7.35)$$

Las discriminaciones de las antenas CO y XPOL se obtienen de las figuras 7.20 y 7.21. Por tanto:

$$\begin{aligned} I_C (V) &= (35,4 - 27,5) - 118,4 - \text{DL} + (35,4 - 37) \\ &= -112,1 - \text{DL} \end{aligned} \quad (7.z)$$

La componente horizontal de la interferencia en el sitio C también puede derivarse de (7.31)

$$\begin{aligned} I_C (H) &= (35,4 - 37) - 118,4 - \text{DL} + 35,4 - 27,5 \\ &= -112,1 - \text{DL} \end{aligned} \quad (7.36)$$

La interferencia total es la suma de las componentes horizontal y vertical

$$I_C = 10 \times \log (10^{(-112,1 - DL)/10} + 10^{(-112,1 - DL)/10}) \quad (7.37)$$

$$= -109 - DL$$

La relación portadora (C) a interferencia (I) es:

$$C/I = -90,2 - (-109 - DL) \quad (7.AA)$$

$$= 18,8 + DL$$

Alcanzar una  $C/I_{\min}$  de 30 dB aún implica que se requiere más de 10 dB de pérdida de difracción para valores altos de  $k$ , tal como 5. La situación ha mejorado, pero el trayecto debería aún ser totalmente bloqueado.

## 7.8 Consideraciones sobre las Antenas

La elección de la antena es crítica en el análisis de interferencia en las rutas de microondas. Para el re-uso de frecuencia el parámetro crítico es la relación F/B, y para protección de overshoot son importantes los aspectos de discriminación de lóbulo lateral y discriminación de polarización cruzada. La relación F/B se define como la relación de la ganancia en la dirección deseada respecto y ganancia en la dirección opuesta en la parte posterior de la antena. Las antenas de alto rendimiento tienen razones F/B excelentes, típicamente entre 10 a 20 dB más que las antenas estándares. Sin embargo, las antenas de alto rendimiento son significativamente más costosas, y añaden complejidad y costo en su instalación. También puede necesitarse que las torres sean más fuertes para soportar el peso adicional y resistencia que puedan presentar al viento. Por tanto los requerimientos de reuso de frecuencia deben balancearse con los otros requerimientos del proyecto.

## 7.9 Productos de Intermodulación

Un problema adicional de interferencia que es significativo en frecuencias de VHF y UHF es causado por los productos de intermodulación ó IMPs. Aa dos frecuencias a las que se les permita mezclarse (batirse) en un dispositivo no lineal, generarán un conjunto adicional de frecuencias. Estas frecuencias adicionales son denominadas IMPs. Si estos productos caen dentro del paso de banda del receptor, existe un problema de IMP.

La primera fuente de IMPs es generada por el propio transmisor (incluyendo espurios y armónicos) y es causada por la no-linealidad del transmisor (las etapas finales o PAs). Pueden reducirse mediante filtros en la salida del transmisor. Los productos de intermodulación que normalmente se consideran son aquellos generados internamente en el equipamiento. Según las recomendaciones de la UIT para los planes de frecuencias, deben asegurarse que las frecuencias escogidas minimicen este efecto, pero diferentes sistemas en un sitio pueden resultar en problemas de IMP.

La segunda fuente de productos de intermodulación se genera dentro de la etapa de entrada del receptor debido, por ejemplo, a la no-linealidad de los mezcladores. Dos frecuencias que estén fuera de un determinado canal, pueden mezclarse en el receptor y producir un IMP que corresponde a la frecuencia de recepción deseada. Este efecto puede reducirse mediante buenos filtros a la entrada del receptor.

Finalmente, los IMPs pueden generarse por cualquier dispositivo físico no lineal en sitio, tales como torres o cercas oxidadas. A esto se denomina el "efecto de perno oxidado". Las superficies metálicas oxidadas se comportan de manera no lineal, como

un diodo. La estructura de metal puede convertirse en un dispositivo radiante (antena), provocando IMPs.

Si uno mezcla (modula) una frecuencia (A) con otra (B), se producen bandas laterales inferiores y superiores:  $nA + mB$  y  $nA - mB$ . Ejemplos de esto son  $A + B$ ,  $A - B$ ,  $2A + B$ ,  $2A - B$ .

El orden de estos productos está determinado por  $n + m$ . Por tanto, si  $n + m = 2$ , son de segundo orden, y si  $n + m = 3$ , de tercer orden. Los productos de segundo orden (y los otros pares) no son problemáticos porque la frecuencia resultante queda fuera de la frecuencia del receptor. Por ejemplo, si las dos frecuencias de portadora 402 MHz y 407 MHz se mezclan, el resultado es  $(402 + 407 = 809 \text{ MHz})$  y  $(407 - 402 = 5 \text{ MHz})$ . Los productos de tercer orden (y otras de orden impar) pueden causar problemas porque la nueva frecuencia puede caer dentro del paso de banda del receptor. Por ejemplo,  $2 \times 402 - 407 = 397 \text{ MHz}$ , que está a sólo 5 MHz de 402 MHz.

Se debe tener cuidado para evitar los productos de tercer y quinto orden en el sitio en el que se asignan las frecuencias. Se debe mantener estricta adhesión a los planes de frecuencia de UIT en tanto esto sea posible, puesto que estos planes de asignación de frecuencias están diseñados para mínima interferencia de IMP

## Referencias

- [1] UIT-R F.385-6, Ginebra, 1994

**NOTAS:**