

---

## Capítulo 4 Enlaces Satelitales

Los enlaces entre estaciones terrenas y los satélites o entre satélites están constituidos por radiación electromagnética dirigida en forma de haces, similares en algunas de sus características a los enlaces entre estaciones ubicadas sobre la superficie terrestre.

Existen tres tipos de enlaces:

- Enlace de subida de las estaciones terrenas a los satélites
- Enlace de bajada de los satélites a las bases terrenas
- Enlace intersatelital

Los enlaces de subida y de bajada consisten en portadoras de RF moduladas, mientras que los enlaces satelitales pueden ser tanto RF, como ópticas. Las portadoras son moduladas por señales de banda base por lo general cuando se trata de información para propósitos de comunicación. Las conexiones entre usuarios finales requieren de enlaces de bajada, enlaces de subida y posiblemente uno o varios enlaces satelitales.

Para lograr que los enlaces por satélite cumplan con los requisitos de una determinada red de comunicación deben considerarse las características del equipo de las estaciones terrenas y los transpondedores de los satélites que forman parte de la misma, las del medio de propagación y los efectos de radiaciones no deseadas de origen externo. La banda de frecuencia en que opere una red determinada hace que algunos de los factores mencionados tengan una importancia menor o mayor en el diseño de los enlaces.

El diseño correcto de un enlace satelital asegura la recepción de una señal de buena calidad, evitando el desperdicio de recursos técnicos y económicos, y optimizando la capacidad del satélite y estaciones terrenas.

La señal emitida por la estación transmisora debe llegar a la receptora con la potencia suficiente para garantizar la calidad esperada de la comunicación, a pesar de las pérdidas y el ruido introducidos en su propagación y recepción, de tal forma que en el punto de destino la relación de la potencia de la portadora al ruido acumulado que se simboliza por  $C/N$ , incluyendo todas las fuentes de interferencia, que tenga el valor requerido para la red considerada. La relación  $C/N$  mínima útil depende del tipo de información, su acondicionamiento, su modulación y si está codificada o no.

De hecho, la finalidad última del diseño de un enlace completo, incluyendo los tramos de subida y de bajada, es cumplir con el valor específico de  $C/N$  requerido, o con otra relación equivalente que en el caso de señales digitales es frecuentemente  $E_b/N_0$  o energía por Bit de información transmitido entre la densidad de ruido.

Este proceso desglosado se explica de la siguiente manera:

En la estación terrena transmisora importan el amplificador de potencia y la antena que radia la señal portadora amplificada. Cuando la señal llega al satélite, hay que considerar las características de la antena receptora y del preamplificador de bajo ruido conectado después de ella. En el trayecto de subida, la señal portadora sufrirá atenuación por propagación en el espacio libre, por

---

absorción en la atmósfera, por lluvia, por despolarización, y por apuntamiento o desalineación de los ejes de las antenas de transmisión y recepción. Asimismo, dentro de su propio ancho de banda, tal vez recibirá interferencias de RF y, sin lugar a dudas, la introducción de ruido. Si se le descuentan las atenuaciones a la señal de RF original que sale de la antena transmisora de la base terrena y se le añade la ganancia de la antena receptora del satélite se obtiene C. El ruido acumulado se puede englobar como un ruido total equivalente N, que se toma después de la antena receptora. Conociendo la potencia C y la potencia de ruido total N, se obtiene el cociente  $(C/N)_s$ ; el subíndice s indica que corresponde a un enlace de subida.

La señal portadora, junto con todo el ruido acumulado, es procesada en el interior del satélite, y poco antes de partir de regreso hacia la Tierra, es amplificada en el transpondedor que le corresponde, por su propio amplificador de potencia. Si hay más de una sola portadora dentro del amplificador, irremediablemente se producirá ruido de intermodulación. A mayor de salida del amplificador, habrá mayor ruido de intermodulación, por lo que, a bordo del satélite, se define un cociente de potencia de la portadora sobre el ruido de intermodulación, designado como  $(C/N)_i$ . el índice i indica la etapa de intermodulación, y el valor del cociente de potencias lo especifica, por medio de tablas y gráficas, el propio fabricante del satélite.

Como tercera y última etapa se tiene al enlace de bajada. Aquí sucede lo mismo que con el enlace de subida. La señal portadora parte revitalizada de la antena transmisora del satélite, después de haber sido amplificada por el amplificador de potencia del transpondedor y la ganancia directiva de la antena del satélite. Conforme desciende, se atenúa por las mismas razones que en el enlace de subida, y al llegar a la estación receptora, después de ser amplificada por la antena, queda “algo” de potencia inmediatamente antes de la entrada del amplificador de bajo ruido. Se introducirá ruido de diversas fuentes dentro del ancho de banda de RF de la señal portadora, y se puede calcular otro cociente de potencias  $(C/N)_b$ , en donde b indica que se trata del enlace de bajada. Se debe recordar que la frecuencia de la portadora en el enlace de bajada es diferente a la del enlace de subida, de modo que los niveles de atenuación y de ruido también son diferentes.

Como se puede ver, para el cálculo del cociente  $(C/N)_{\text{Total}}$ , es necesario tomar en cuenta muchas variables y características del medio, por lo que, antes de explicar cómo se calcula un enlace, es importante conocer ciertos conceptos que serán utilizados antes de explicar el procedimiento correspondiente.

## 4.1 Potencia radiada

Ya se explicó las características de las antenas, en las estaciones terrenas y en los satélites, por lo que se sabe que éstas tienen una ganancia máxima que depende de su área efectiva y la longitud de onda de operación.

Si la antena transmisora no fuera directiva, sino isotrópica, entonces la potencia de transmisión  $P_T$  se distribuiría de manera uniforme en un frente de onda esférico, a una distancia o radio r desde la antena, la superficie esférica sobre la que dicha potencia estaría distribuida tendría un área igual a  $4\pi r^2$ , y por cada unidad de superficie habría una cierta densidad de flujo de potencia (nivel de iluminación),  $F_d$ , igual a:

$$F_d = \frac{P_T}{4\pi r^2} \text{ [W/m}^2\text{]}$$

Sin embargo, la antena transmisora no es isotrónica, sino directiva, con una ganancia  $G_T$ , que es máxima en la dirección hacia el satélite, siempre y cuando esté bien orientada. Esta ganancia aumenta la densidad de flujo de potencia, por lo que, en la dirección hacia el satélite realmente es igual a:

$$F_d = \left( \frac{P_T}{4\pi r^2} \right) G_T \text{ [W/m}^2\text{]}$$

Como ya se sabe, el PIRE, potencia isotrónica radiada efectiva, es la potencia efectiva que es radiada inicialmente, y es calculada con el producto:

$$PIRE = P_T G_T \text{ [W]}$$

Suele ser representada en decibeles siendo:

$$[PIRE]_{dBW} = 10 \log P_T + 10 \log G_T \text{ [dBW]}$$

Conociendo la ganancia de la antena en decibeles suele ser  $10 \log G_T = [G_T]_{dBi}$

Ahora, al colocar una antena con área efectiva de recepción  $A_{ef}$  frente a la onda viajera con una densidad de flujo de potencia  $F_d$ , se obtiene la potencia capturada por la antena receptora:

$$\text{Potencia interceptada o recibida} = (F_d) (A_{ef}) \text{ [W]}$$

Utilizando los conceptos de antenas vistos anteriormente, considerando a la antena receptora con una ganancia  $G_R$  y cambiando a la potencia interceptada o recibida por  $C$ , siendo la señal portadora transmitida desde la base terrena, tenemos que:

$$C = (F_d)(A_{ef}) = \left( \frac{P_T G_T}{4\pi r^2} \right) \left( \frac{G_R \lambda^2}{4\pi} \right) = (PIRE)(G_R) \left[ \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 r^2} \right] \text{ [W]}$$

Al tercer término de la ecuación se le conoce como ganancia debido a la propagación en el espacio libre y como se puede ver es muy pequeña debido a la longitud de onda y el valor  $r$  que es de miles de kilómetros.

Las pérdidas de potencia más grandes en un enlace satelital ascendente o descendente se deben a la enorme distancia que hay entre el satélite y las estaciones terrenas. Aunque su valor exacto depende de la frecuencia, tales pérdidas son del orden de 200 dB en la subida y otros 200 dB en la bajada para satélites geoestacionarios. A dicha disminución de potencia debida a la distancia viajada por una señal portadora se le refiere como atenuación por propagación en el espacio libre (FSPL). Siendo la atenuación el inverso de la ganancia, tenemos que:

$$FSLP = \left( \frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2$$

Por lo tanto:

$$C = \frac{(PIRE)(G_R)}{FSLP} \text{ [W]}$$

En decibeles quedaría:

$$[C_{dBW}]_{subida} = [PIRE]_{dBW} + [G_R]_{dBi} - [FSLP]_{dB}$$

Para el caso del enlace de bajada, se tienen los mismos parámetros. Ahora el satélite tiene un PIRE, igual al producto de la potencia de salida del amplificador de cierto transpondedor por la ganancia de su antena transmisora:

$$PIRE_{satélite} = (P_{Ttranspondedor}) (G_T)_{satélite}$$

Las pérdidas por propagación en el descenso se calculan usando la frecuencia de bajada, y la potencia de la portadora recibida por la estación terrena:

$$[C_{dBW}]_{bajada} = [PIRE_{satélite}]_{dBW} + [G_{Estación\ terrena}]_{dBi} - [FSLP]_{dB}$$

Para efectos prácticos, el FSLP se expresa como:

$$FSLP = \left( \frac{4\pi r f}{c} \right)^2$$

Debido a que se acostumbra calcular un enlace a una frecuencia de operación determinada y no a cierta longitud de onda.

El rango satelital, es la distancia  $r$  que hay entre una estación terrena y un satélite. Esta distancia se calcula geoméricamente utilizando el ángulo de elevación  $\theta$ , las coordenadas geográficas de la base terrena y la posición del satélite geoestacionario.

Primero se obtiene el ángulo de cobertura  $\theta'$ :

$$\theta' = \arccos [\cos \ell \cos \Delta L]$$

Con este ángulo se calcula el rango satelital  $S$ :

$$S = 35,786 \sqrt{1.4199 - 0.4199 \cos \theta'} \quad [km]$$

Para mayor exactitud, habría que tomar en cuenta la altitud de la estación sobre el nivel del mar. Sin embargo, la diferencia que se obtiene en el rango  $S$  es muy pequeña y generalmente se desprecia en los cálculos de niveles de potencia. En cambio, para los cálculos de atenuación por lluvia sí es muy importante considerar dicha altitud.

## 4.2 Pérdidas y efectos de la propagación

Además de las pérdidas en la propagación por el espacio libre, existen otras causas que provocan una atenuación en las señales transmitidas entre una estación terrena y un satélite. Las principales son:

- Pérdidas por desapuntamiento
- Pérdidas por conectores
- Atenuación atmosférica
- Centelleo
- Desacoplo de polarización
- Rotación de Faraday

La atenuación atmosférica comprende efectos como la absorción, la atenuación por lluvia, nieve, granizo, niebla, etc.

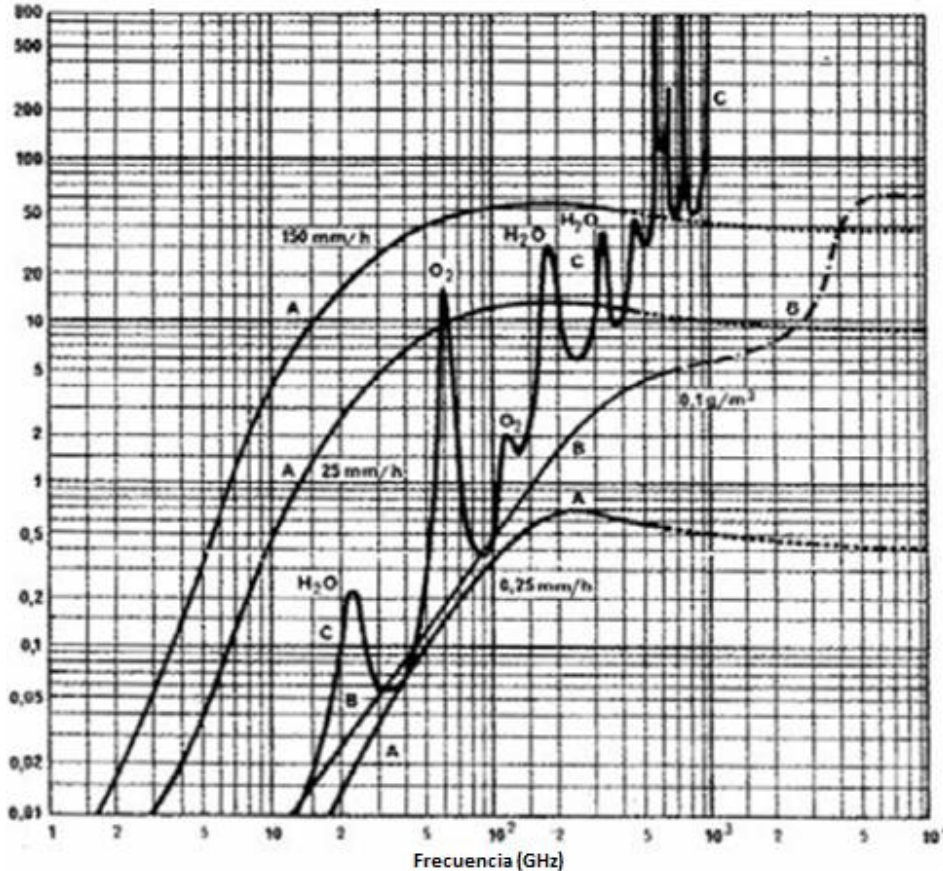


Figura 4-1: Efectos de atenuación en la atmósfera vs frecuencia. A) Lluvia, B) Niebla y C) Componentes Gaseosos.

En la parte baja de la atmósfera se produce absorción de las ondas de radio, la cual depende de los parámetros que pueden ser fijos, como la frecuencia de la portadora, el ángulo de elevación de la antena y la altura de cada estación terrena sobre el nivel del mar, y variables como la densidad del vapor contenido en el aire y la temperatura al nivel del terreno. El factor más inestable es la densidad del vapor, que puede tener fluctuaciones de efecto considerable.

La absorción en la atmósfera está siempre presente y es parte de las condiciones de propagación a cielo despejado que se encuentra en ausencia de fenómenos hidrometeorológicos. Las pérdidas por esta causa son bajas a los ángulos usuales de elevación de la trayectoria de un enlace, a los cuales pueden ignorarse a frecuencias hasta de 10 GHz y alcanzan menos de 0.5 dB hasta 15 GHz. Sin embargo, a bandas de frecuencias alrededor de 22.2 y de 57 MHz ocurren las primeras resonancias del vapor de agua y del oxígeno, respectivamente, en las que la absorción atmosférica puede ser muy alta, por lo que no se usan para enlaces ascendentes o descendentes, pero pueden emplearse para enlaces intersatelitales.

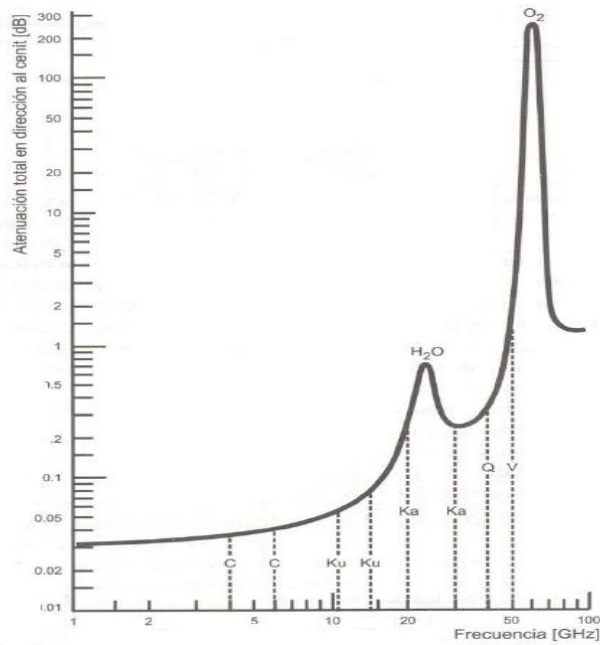


Figura 4-2: Absorción atmosférica vs frecuencia.

La degradación ocasional más importante de la relación C/N se debe a la pérdida de potencia originada por la lluvia. Las atenuaciones por lluvia (Figura 4-3) a las frecuencias altas son función obviamente de su intensidad, crecen en forma muy rápida con la frecuencia hasta 50 GHz y son mayores a ángulos bajos de elevación de las antenas de las estaciones terrenas.

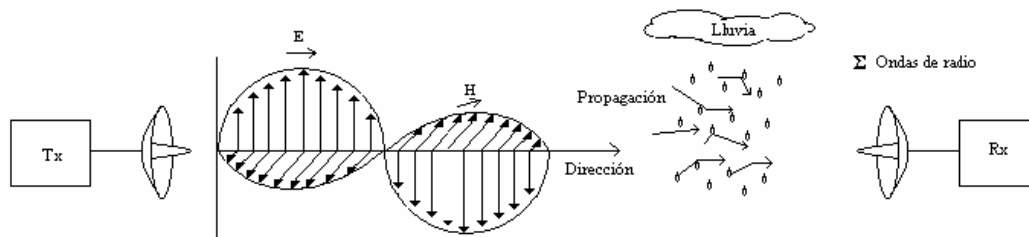


Figura 4-3: Efecto de Atenuación por Lluvia.

Existen complejos modelos de predicción para calcular la atenuación debida a la lluvia. El problema reside en que no se utilizan en suficiente medida pluviómetros capaces de medir y registrar la precipitación en lapsos de 1.5 o 10 minutos, esto no permite obtener datos estadísticos fiables sobre la atenuación a largo plazo que se hayan medido en un ángulo de elevación y en una frecuencia determinada siguiendo un modelo general de predicción.

A menudo el operador de cada sistema nacional de satélites comerciales proporciona a los usuarios de capacidad satelital la información sobre márgenes de potencia necesarios, por cada ciudad o zona del país del que se trate, para lograr los objetivos de disponibilidad de tiempo de comunicación en un año medio elegidos al planificar sus redes.

La lluvia produce, además de la atenuación de la señal útil, otros dos efectos de deterioro de enlaces: aumenta la llamada temperatura de ruido en las antenas receptoras y hace girar en cierta medida la polarización de las ondas cuya consecuencia más notable es la interferencia en la polarización cruzada por transpolarización cuando se emplea reutilización de frecuencias mediante dos

---

polarizaciones lineales en la misma banda, a este último efecto se le conoce como desacople de polarización.

El desacople de polarización es de poca consideración para las polarizaciones lineales horizontal y vertical, al compararlo con el causado en la polarización circular o en la polarización lineal a otros ángulos. La recepción de la portadora en que ocurre la despolarización tiene una pérdida que es despreciable hasta  $10^\circ$  o más de giro, pero la interferencia en la polarización ortogonal puede ser importante con solo  $2^\circ$  o menos.

La variación de la densidad de la atmósfera con la altura y sus variaciones por discontinuidades y turbulencias produce refracción de las ondas, con el resultado de que la trayectoria de propagación se desvía levemente en su recorrido, produciendo múltiples trayectorias que llegan a un punto de recepción con diferencias menores de longitud del trayecto y en la fase. Como resultado de la suma vectorial de las ondas recibidas de distintas trayectorias puede producirse reforzamiento o cancelación parcial de la señal en forma de desvanecimientos o fluctuaciones rápidas conocidas como centelleo.

Este efecto depende de diversos parámetros y se da tanto en la tropósfera como en la ionósfera. Es mayor en las frecuencias altas y en ángulos de elevación bajos. También es mayor en las regiones tropicales, en verano y en tiempo nublado.

En frecuencias alrededor de 11 GHz, puede haber variaciones de la amplitud de la señal de 0.3dB el 1% del tiempo y en 20 GHz las variaciones cresta a cresta son generalmente menores de 1 dB para ángulos superiores a  $10^\circ$ .

En el caso del centelleo en la ionosfera, capa inestable de partículas ionizadas a más de 150 km de altura, varía considerablemente con la fase del ciclo de las manchas solares, con la hora del día y con otros factores. En este caso, el mayor efecto se produce en bandas muy bajas, con menor intensidad entre 1 y 6 GHz y excepcionalmente a mayores.

Tanto el centelleo troposférico como el ionosférico tienen en común su bajo valor durante la mayor parte del tiempo en los ángulos de elevación más comunes y duraciones muy cortas en las ocasiones en que alcanzan mayor intensidad. Por tanto, es usual que en condiciones de cielo despejado los enlaces queden protegidos para este propósito a las frecuencias altas con los márgenes de potencia reservados para las condiciones de lluvia.

Otro efecto importante en la ionósfera es la rotación de Faraday o rotación de la polarización. Este efecto es importante a frecuencias inferiores a 1 GHz, por lo que a dichas frecuencias es preferible emplear redes de polarización circular. La rotación de Faraday es inversamente proporcional al cuadrado de la frecuencia y proporcional a la integral del producto de la densidad de electrones en la ionósfera por el componente del campo magnético terrestre en la dirección del trayecto de propagación. Su valor mediano presenta variaciones diurnas, estacionales y de ciclo solar sumamente regulares que pueden predecirse, aunque durante breves lapsos se pueden presentar desviaciones irregulares muy notables. Las variaciones regulares del valor mediano, si las circunstancias lo hacen conveniente, pueden ser compensadas por medio de ajustes de la polarización en la estación terrena receptora.

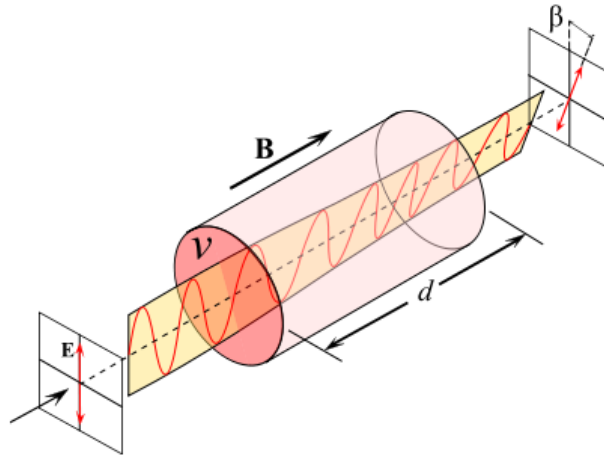


Figura 4-4: Rotación de Faraday.

#### 4.2.1 Pérdidas por desapuntamiento

Las antenas, como es bien sabido, siguen un principio de reciprocidad, por lo que la ganancia de una antena es igual tanto para recibir como para transmitir, al igual que lo es su patrón de radiación. De modo que, bajo la óptima condición ideal en que dos antenas de un enlace satelital, por lo general antenas parabólicas, estuviesen frente a frente, con sus ejes de máxima variación alineados, se dice que los ejes de las antenas están alineados y, por lo tanto, las ganancias máximas de ambos extremos del enlace son aprovechadas.

Sin embargo, esta orientación coaxial casi nunca se logra en la práctica, además de que los movimientos del satélite en su ventana de posicionamiento y pequeños errores de orientación de las antenas terrestres causan que en cada enlace se pierda algo de ganancia con relación a la idónea. Estas pérdidas por desapuntamiento pueden ser calculadas con las expresiones:

$$L_{Transmisor} = L_T = 12 \left( \frac{\alpha_T}{\theta_{-3dB}_T} \right)^2 [dB]$$

$$L_{Receptor} = L_R = 12 \left( \frac{\alpha_R}{\theta_{-3dB}_R} \right)^2 [dB]$$

$$\left( 0^\circ \leq \alpha \leq \frac{\theta_{-3dB}}{2} \right)$$

En donde  $\alpha_T$  es el ángulo en grados entre los ejes de la antena terrestre transmisora y la antena del satélite;  $\alpha_R$  es el ángulo entre los ejes de la antena terrestre receptora y la antena del satélite; y  $\theta_{-3dB}$  es el ángulo entre los dos puntos de media potencia del lóbulo principal del patrón de radiación de la estación terrena.

Usando estas expresiones se puede obtener el valor de la ganancia de la antena en una cierta dirección desviada  $\alpha$  grados con relación a la dirección de ganancia máxima, es decir:

$$[G_\alpha]_{dBi} = [G_{m\acute{a}x}]_{dBi} - 12 \left( \frac{\alpha}{\theta_{-3dB}} \right)^2 [dBi]$$



---

Esto nos indica que las pérdidas de ganancia deben ser restadas a la potencia de una señal portadora al hacer los cálculos de enlace en RF. Si uno tuviera que calcular las pérdidas por desapuntamiento en transmisión y recepción para cientos de estaciones de una red, sería muy tedioso, además de que antes habría que obtener con precisión todos los ángulos de desapuntamiento. Afortunadamente, toda esta información ya está incluida en los contornos de PIRE y G/T. Lo único que no está incluido en dichos contornos son los errores manuales de orientación o desviaciones debidas al viento en los platos terrestres, así como desapuntamientos de las antenas del satélite debidos a ligeras alteraciones de su estabilidad y orientación. Estas pérdidas son del orden de unas cuantas décimas de dB.

#### 4.2.2 Pérdidas en los conectores

Cuando una estación terrena transmite hacia un satélite, o cuando un satélite transmite hacia la Tierra, la señal es atenuada por la línea que une al amplificador de microondas con el alimentador de la antena. Por lo tanto, la línea y los conectores asociados añaden una pérdida de potencia  $L$ , que depende de la frecuencia, el tipo de cable o guía de ondas, la longitud de la línea, los conectores y el material del que estén hechos. En recepción, así se trate de un satélite o de una estación terrena, lo anterior también aplica, ya que hay líneas y conectores entre la antena receptora y el preamplificador de bajo ruido. De modo que hay pérdidas tanto en el tramo ascendente como en el descendente, y deben ser tomadas en consideración al diseñar un enlace completo. Por cada tramo de guía y sus conectores es típico considerar entre 0.5 y 1 dB de pérdidas para realizar cálculos preliminares. Estos a su vez producen ruido que se superpone a las señales transmitidas.

#### 4.3 Ruido en un enlace satelital

Ruido es cualquier señal no deseada que tiene frecuencias o armónicas dentro de la misma banda útil de un sistema de comunicaciones, que tiende a enmascarar a la señal deseada, pues sus potencias se superponen. Si la señal deseada no es lo suficientemente alta o fuerte que el ruido, el simple hecho de que el receptor amplifique no servirá para nada, ya que dicho aparato amplifica por igual tanto a la señal deseada como al ruido; la proporción de potencias entre ambos seguiría siendo la misma o aún peor, ya que todo equipo electrónico añade ruido interno al sistema de comunicaciones. Por lo que un enlace satelital bien diseñado debe garantizar que la proporción de potencias entre la señal deseada o portadora y el ruido sea mayor o igual que cierto valor de umbral, de tal modo que la señal recuperada sea útil.

La principal fuente de ruido eléctrico en el equipo receptor y en los amplificadores que le sigan es debida al movimiento térmico aleatorio de los electrones en su interior. A dicho ruido aleatorio se le da el nombre de ruido térmico. La potencia  $N$  del ruido producido por una fuente de ruido térmico puede ser calculada con:

$$N = kTB \quad [W]$$

En donde  $k$  es la constante de Boltzmann e igual a  $1.38 \times 10^{-23}$  J/K,  $T$  es la temperatura de ruido equivalente, y  $B$  es el ancho de banda del ruido. La característica más importante de este ruido térmico es que tiene una distribución plana en el espectro de frecuencias. Esta propiedad hace que se le conozca como ruido blanco y permite definir una cantidad muy útil, que facilita los cálculos de los enlaces satelitales, conocida como densidad espectral de potencia de ruido. Se le representa como  $N_0$  y es igual a:

$$N_0 = \frac{N}{B} = kT \quad \left[ \text{Joules o } \frac{W}{Hz} \right]$$

---

Esto indica que, la densidad de ruido es la potencia de ruido que hay en un ancho de banda unitario, es decir, en un Hertz.

La temperatura de ruido equivalente se define por medio de dos experimentos:

Primero, se toma una resistencia que forma parte de un circuito eléctrico. El movimiento aleatorio de los electrones en la resistencia genera energía que se manifiesta con un voltaje que fluctúa aleatoriamente entre sus terminales; por lo tanto, dicha resistencia es un generador de ruido, de potencia  $N$ . Ahora bien, un amplificador puede ser representado por una resistencia equivalente que genere la misma cantidad de potencia de ruido. En resumen, el problema se reduce a sustituir o modelar al amplificador real (generador de ruido) por un amplificador ideal (que no genera ruido) con una resistencia en serie a la entrada (Figura 4-5).

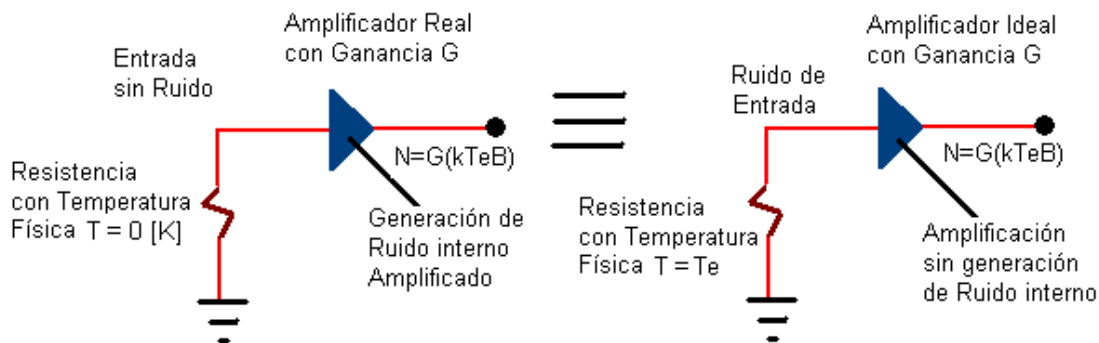


Figura 4-5: Principio de equivalencia de la temperatura de ruido a la entrada de un sistema amplificador.

La temperatura de ruido equivalente ( $T_e$ ) es aquella temperatura que genera la misma potencia de ruido a la salida del amplificador ideal que la generada por el amplificador real cuando éste no tiene ruido a la entrada.

Al hablar de temperatura de ruido en un sistema, es importante mencionar que se deben de establecer puntos de referencia desde los cuales se miden o suman todas las temperaturas; no tiene sentido medir en todos los puntos de un sistema la temperatura de ruido. Para un sistema de comunicaciones satelitales se tienen dos puntos. Los puntos de referencia, deben de ser en la entrada del LNA para calcular todo el ruido presentado tanto en el enlace de subida como en el enlace de bajada.

Cuando un amplificador trabaja en la banda C, su fabricante por lo general aporta como dato la temperatura de ruido equivalente ( $T_e$ ), que permite calcular rápidamente el ruido térmico referido a la entrada del amplificador. Sin embargo en las bandas Ku y Ka es más común que el fabricante indique la figura o factor de ruido del amplificador.

La figura de ruido se define como un cociente de potencias de ruido. En el numerador se tiene la potencia total de ruido a la salida del amplificador, y en el denominador está la componente o porción de dicha potencia que es producida por un ruido ya existente a la entrada del amplificador, asumiendo a la entrada una temperatura de ruido  $T_0$  igual a la temperatura ambiente de referencia de 290 K. Es decir, ahora se toma en cuenta la situación más realista en la práctica, en la que ya hay cierto ruido a la entrada del amplificador, y que éste será amplificado junto con el rui-

do generado internamente, que referido al punto de entrada se calcula con la temperatura de ruido equivalente  $T_e$ .

Para obtener la expresión de la figura de ruido, de acuerdo a la definición, tenemos a la potencia total del ruido a la salida del amplificador, y en el denominador está la potencia que es producida por un ruido ya existente a la entrada del amplificador (ruido externo):

$$F = \frac{N_{salida\ amplificador}}{N_{exterior}} = \frac{G(kT_0B) + G(kT_eB)}{G(kT_0B)} = \frac{T_0 + T_e}{T_0} = 1 + \frac{T_e}{T_0}$$

$$T_e = T_0(F - 1)$$

Esta expresión nos indica que, mientras F sea cercana a 1 (0 dB), mejor será el amplificador, pues  $T_e$  disminuye. Por lo general, los preamplificadores de bajo ruido comerciales tienen una figura de ruido entre 1 y 5 dB, según la banda de operación.

Es común que un sistema de recepción consista en varios componentes electrónicos conectados en serie. Tomando un ejemplo sencillo de 2 componentes (Figura 4-6).

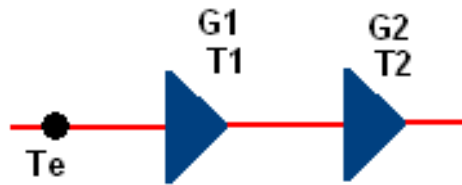


Figura 4-6: Dos amplificadores en cascada y temperatura de ruido equivalente del conjunto referida a la entrada del primer amplificador.

A la salida de la pareja, el ruido total del amplificador tiene una temperatura de ruido igual a:

$$T_{sal2} = (T_1G_1)G_2 + T_2G_2$$

Ahora si la temperatura de ruido total a la entrada de la pareja igual, considerada como un bloque, es  $T_e$ , entonces a la salida del bloque se tiene:

$$T_{sal2} = T_e(G_1G_2)$$

Igualando ambas ecuaciones se obtiene:

$$T_e = T_1 + \frac{T_2}{G_1}$$

Para el caso de n amplificadores en cascada, tanto para  $T_e$  como para F, se tienen las expresiones generales:

$$T_e = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1G_2} + \frac{T_4}{G_1G_2G_3} + \dots + \frac{T_n}{G_1G_2 \dots G_{n-1}}$$

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1G_2G_3} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1G_2 \dots G_{n-1}}$$

---

De esto es importante concluir que la principal contribución a la temperatura de ruido equivalente o efectivo del bloque proviene del primer amplificador, y que las contribuciones de las etapas siguientes son cada vez más pequeñas o despreciables. Por tal razón, siempre se procura que la primera etapa de amplificación del equipo de recepción produzca el mínimo ruido posible, y de allí el uso de un preamplificador de bajo ruido.

Un elemento que atenúa consiste solamente en componentes pasivos, que pueden ser considerados como resistencias. En esta categoría entran las líneas de transmisión o las guías de ondas y los conectores de las antenas, así como la lluvia. La temperatura de estas resistencias depende del grado de atenuación y de la temperatura ambiente o temperatura física que tengan.

La temperatura física es igual a la temperatura ambiente del elemento atenuador; para objetos en la superficie terrestre se considera, por lo general, igual a 290 K, para las nubes es de 270 K, y para la lluvia unos 280 K.

El ruido que la antena de una estación terrena captura a través del lóbulo principal y los lóbulos secundarios de su patrón de radiación, con diferentes intensidades y desde diversas direcciones, puede provenir de varias fuentes.

En general, las interferencias que se podrían introducir a través de los lóbulos laterales y el lóbulo posterior pueden ser minimizadas si la antena está bien diseñada; pero si el ángulo de elevación es muy bajo, las interferencias terrestres pueden ser significativas. Para evitar esto, siempre se busca un sitio de baja interferencia local para instalar la antena y, de preferencia, con algún tipo de blindaje natural o artificial. Esto ayuda a reducir el ruido que pudiera introducirse por los lóbulos laterales debido al bajo ángulo de elevación.

Fuente de ruido	Temperatura de ruido (K)
<b>Ruido cósmico y galáctico</b>	2.76 - 10
<b>Atmósfera (tropósfera)</b>	10
<b>Lluvia</b>	30
<b>Tierra</b>	10 – 50
<b>Solar y lunar</b>	Despreciable
<b>Interferencia de enlaces terrestres</b>	Variable

Tabla 1: Fuentes de ruido para una antena terrestre.

La temperatura de ruido depende de muchos factores y existen diversos métodos para calcularla. En realidad, la única forma de saber con exactitud la temperatura de ruido de una antena determinada es midiéndola, para diferentes ángulos de elevación, y que muy probablemente el dato medido cambie un poco día a día, en especial si el ángulo de elevación es muy bajo.

El cálculo de la temperatura de ruido de una antena receptora en el enlace de subida, es decir de la antena de un satélite, es mucho más simple y directo que para un enlace de bajada. Las antenas de los satélites apuntan hacia la Tierra y su haz principal de radiación generalmente es menos ancho que el disco terrestre visto desde la órbita geoestacionaria; por lo tanto, reciben toda la radiación térmica de la Tierra y entonces su temperatura equivalente de ruido es muy próxima a los 290 K. Esta temperatura no es precisamente igual para todos los satélites, porque depende de la frecuencia y del tipo de masa hacia donde la antena está orientada; por ejemplo, los continentes

radian más ruido que los océanos. Sin embargo, a menos que se tengan fuentes de datos más precisas, basta con suponer  $T_A = 290$  K para todos los casos.

La presencia de lluvia en la Tierra no afecta mucho a la calidad del enlace de subida, porque la antena del satélite siempre está viendo hacia una “Tierra caliente” de 290 K, y esto más la alta temperatura de ruido del equipo receptor resulta en una temperatura de ruido tan alta que prácticamente enmascara cualquier ruido adicional que pudiese originarse por lluvia. En todo caso, si se detecta alguna degradación importante en la señal portadora recibida en su estación terrena de destino, debida a atenuación por lluvia en la subida, se le puede pedir a la estación transmisora que aumente el volumen al amplificador de potencia, por un rato, para compensar el desvanecimiento de la señal. Es importante hacerlo en coordinación con una estación central de control del sistema satelital.

Por último es conveniente recordar que difícilmente estará lloviendo al mismo tiempo en toda la zona de cobertura de un satélite. Esto quiere decir que solo algunas estaciones transmisoras tendrían que aumentar la potencia de subida bajo fuertes condiciones de lluvia.

#### 4.4 Figura de merito o factor de calidad (G/T)

La figura de mérito o factor de calidad del satélite se define y calcula como:

$$\left[ \left( \frac{G}{T} \right)_{satelite} \right]_{\frac{dB}{K}} = \left[ \frac{(G_R)_{max}}{T_s} \right] - \text{Pérdidas por desapuntamiento y conectores en el extremo receptor}$$

El valor del G/T para cada satélite en particular depende de las características de su antena (ganancia y patrón de radiación), del número de transpondedores y demás elementos del subsistema de comunicaciones, así como de la posición de la estación terrena transmisora dentro de la huella de iluminación del satélite. De allí que para unos casos el G/T es cerca de 0 dB/K o negativo, o ligeramente positivo pero nunca demasiado grande. Por lo tanto, usando el factor de mérito y la densidad de ruido ( $N_0$ ) tenemos:

$$\left( \frac{C}{N_0} \right)_{subida} = PIRE - FSLP + \left( \frac{G}{T} \right)_{satelite} - 10 \log k$$

En la práctica, si se tienen disponibles los contornos de G/T del satélite, no es necesario conocer las características de la antena, los conectores, el amplificador de bajo ruido y transpondedores del mismo. Simplemente se interpola entre los contornos más cercanos a la ubicación de la estación terrena.

El cociente de potencias para el enlace de bajada quedaría así:

$$\left( \frac{C}{N_0} \right)_{bajada} = PIRE - FSLP + \left( \frac{G}{T} \right)_{estación\ terrena} - 10 \log k$$

Los cálculos se simplifican si dicho cociente G/T es conocido para cada estación en particular, de acuerdo con la información del fabricante. Con este dato, ya no es necesario preocuparse en los cálculos por la temperatura de ruido de la antena o del amplificador de bajo ruido, ni lo de los conectores. Generalmente, cada operador de un satélite recomienda determinados valores de G/T

---

para las estaciones terrenas de sus clientes o usuarios, según el tipo de tráfico que deseen conducir, dentro de un rango de ángulos de elevación.

#### 4.5 Contornos de PIRE

En general, no es imperativo conocer cuánta atenuación producen los conectores, guías de ondas y otros elementos que haya entre cada amplificador del satélite y la antena transmisora, porque el fabricante proporciona los mapas de contornos de PIRE con los niveles de dBW que son radiados hacia diferentes puntos de la zona de cobertura. Estos contornos ya incluyen las pérdidas mencionadas, así como el desapuntamiento, y esto facilita en gran medida los cálculos de enlace. Los satélites más poderosos de la actualidad radian fácilmente con un PIRE de orden de 60 dBW, pero también hay otros con menor PIRE, según las necesidades del dueño y los servicios que desee prestar.

Como se sabe, varios amplificadores o transpondedores están conectados con una misma antena. La potencia de salida máxima de cada amplificador, menos las pérdidas entre conectores, más la ganancia de la antena transmisora en diversas direcciones, dan el valor del PIRE. Como hay amplificadores con diferentes niveles de potencia de salida máxima, según su ancho de banda y frecuencia de trabajo, destinados para dar servicio en ciertas regiones específicas, es normal que un satélite moderno tenga varias huellas diferentes de PIRE.

Teniendo claro los datos para el cálculo de un enlace, solo hace falta conocer el procedimiento para el cálculo del cociente de potencias total.

#### 4.6 Relación total de potencias e interferencias de un enlace satelital.

La potencia del ruido que se suma a una portadora en todo el trayecto del enlace proviene de varias fuentes. Para poder sumar todas las contribuciones hay que hacerlo empleando valores absolutos, usando un proceso similar al obtener el equivalente de varias resistencias en paralelo. El procedimiento a seguir es:

- 1) Convertir las relaciones parciales  $(C/N_0)$  de decibeles a valores absolutos.
- 2) Obtener sus recíprocos.
- 3) Sumar los recíprocos.
- 4) Obtener el recíproco de la suma anterior.
- 5) Convertir el resultado a decibeles.

Tomando en cuenta si hubiese algún grado de interferencia debida a enlaces de microondas terrestres o a satélites cercanos, además de intermodulación de la estación terrena y del transpondedor, la expresión quedaría de la siguiente manera:

$$\frac{1}{(C/N_0)_{total}} = \frac{1}{(C/N_0)_{intermodulación\ base\ terrena}} + \frac{1}{(C/N_0)_{subida}} + \frac{1}{(C/N_0)_{intermodulación\ transpondedor}} + \frac{1}{(C/N_0)_{interferencias}} + \frac{1}{(C/N_0)_{bajada}}$$

---

#### 4.6.1 Relación de Interferencias

Como se mencionó anteriormente, en los enlaces satelitales el parámetro más importante está dado por el cociente C/N total, sin embargo, es necesario tomar en cuenta aquellas señales que interfieren con la portadora, considerando además al siempre presente ruido blanco.

Siendo las interferencias el elemento de interés, se considera lo siguiente:

$$\frac{1}{(C/N_0)_{total}} = \frac{1}{(C/N_0)_{subida}} + \frac{1}{(C/N_0)_{interferencias}} + \frac{1}{(C/N_0)_{bajada}}$$

Para trabajar con esta expresión, se asume que todas las señales interferentes, incluyendo el ruido en el enlace, son estadísticamente independientes. Por esto, para un enlace de subida se considera la suma tanto de las interferencias  $i_{1,subida}(t)$   $i_{2,subida}(t)$  ...  $i_{m,subida}(t)$  como del ruido  $n_{subida}(t)$ , expresados de la siguiente forma:

$$\mathcal{N}_{subida} = E \left\{ \left[ n_{subida}(t) + \sum_{k=1}^m i_{k,subida}(t) \right]^2 \right\}$$

$$\mathcal{N}_{subida} = N_{0,subida} + \sum_{k=1}^m I_{k,subida}$$

Donde:

$N_{0,subida}$  es la potencia del ruido y  $\sum_{k=1}^m I_{k,subida}$  es la suma de las potencias de las señales interferentes en el enlace de subida.

Obteniendo el cociente de potencias se llega a lo siguiente:

$$\frac{1}{(C/N)_{subida}} = \frac{1}{(C/N_0)_{subida}} + \sum_{k=1}^m \frac{1}{(C/I_k)_{subida}}$$

Considerando:

$$\frac{1}{(C/I)_{subida}} = \sum_{k=1}^m \frac{1}{(C/I_k)_{subida}}$$

Por lo tanto:

$$\frac{1}{(C/N)_{subida}} = \frac{1}{(C/N_0)_{subida}} + \frac{1}{(C/I)_{subida}}$$

Esta expresión es igual tanto para un enlace de subida como para un enlace de bajada debido, con la diferencia de que el número de señales interferentes puede variar, por lo tanto se considera que:

$$\frac{1}{(C/I)_{bajada}} = \sum_{k=1}^p \frac{1}{(C/I_k)_{bajada}}$$


---

Homólogo al enlace de subida se obtiene:

$$\frac{1}{(C/N)_{bajada}} = \frac{1}{(C/N_0)_{bajada}} + \sum_{k=1}^p \frac{1}{(C/I_k)_{bajada}} = \frac{1}{(C/N_0)_{bajada}} + \frac{1}{(C/I)_{bajada}}$$

Con estas expresiones se puede concluir que, para el cociente C/N, incluyendo las señales interferentes, se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\left(\frac{C}{N}\right)_{total}} &= \frac{1}{\left(\frac{C}{N_0}\right)_{subida}} + \frac{1}{\left(\frac{C}{I}\right)_{subida}} + \frac{1}{\left(\frac{C}{N_0}\right)_{bajada}} + \frac{1}{\left(\frac{C}{I}\right)_{bajada}} = \\ &= \frac{1}{(C/N)_{subida}} + \frac{1}{(C/N)_{bajada}} = \frac{1}{(C/N_0)_{total}} + \frac{1}{(C/I)_{total}} \end{aligned}$$

Donde:

$$\frac{1}{(C/I)_{total}} = \frac{1}{(C/I)_{subida}} + \frac{1}{(C/I)_{bajada}}$$

La expresión para el  $\left(\frac{C}{N}\right)_{total}$  es muy utilizada en la ingeniería de sistemas satelitales. Una vez que se escoge el tipo de modulación a utilizar, la razón portadora a ruido más interferencia o  $\left(\frac{C}{N}\right)_{total}$  se utiliza para predecir el desempeño de un enlace.

Si existen señales interferentes no Gaussianas, el resultado podría no ser el correcto. Para estos casos se deben seguir ciertas condiciones. Cuando se tienen este tipo de interferencias y no tienen un efecto dominante, su función de densidad de probabilidad conjunta se aproxima a la función de densidad Gaussiana y una varianza igual a la suma de las varianzas individuales usando el teorema del límite central. Su efecto es aproximado al de un proceso de ruido blanco el cual produce el mismo cociente C/I.

Para el caso de un enlace satelital digital, la expresión con interferencias no Gaussianas es válida para un C/I grande (más de 20 dB) y la condición:

$$C/I > C/N$$

Donde C/I debe ser 3 dB mayor que C/N como mínimo. Siendo este un enlace con ruido dominante. Por el contrario, cuando C/I es menor que C/N, se dice que el enlace tiene interferencia dominante.

En la Figura 4-7, se observa que para obtener cierta probabilidad de bit en error, a mayor C/I se requiere menor C/N, siendo a 20 dB el punto mínimo de C/I para tener una buena probabilidad. Esto es para el caso de una sola señal interferente.



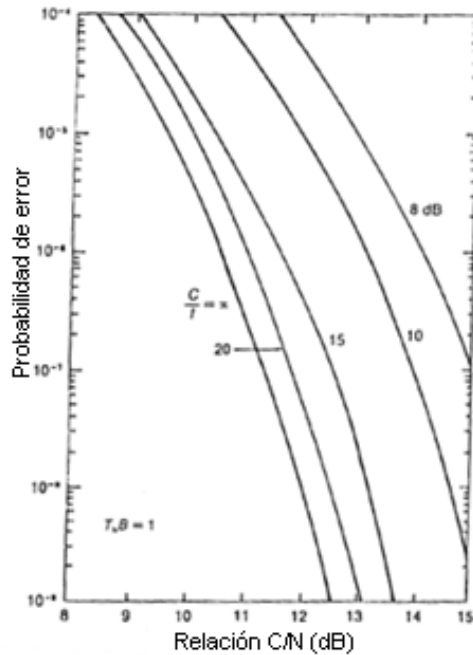


Figura 4-7: Probabilidad promedio de bit en error para PSK con una señal PSK interferente.

En el caso de la Figura 4-8, se muestra la probabilidad de bit en error para el caso de una portadora QPSK en presencia de ruido blanco y cuatro señales QPSK interferentes de igual amplitud. En ésta se muestra el C/I total de las cuatro interferencias. Se observa como las cuatro interferencias degradan más el desempeño del sistema que cuando se tiene una sola interferencia. La degradación es mayor cuando se tiene bajo C/I. Algo que ocurre frecuentemente cuando hay una severa atenuación por lluvias que provoca una reducción en la potencia de la portadora de manera considerable.

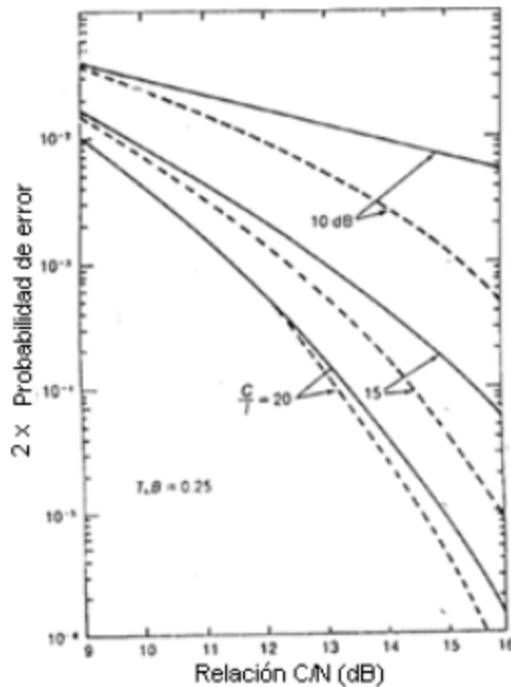


Figura 4-8: Probabilidad de bit en error para QPSK con una (líneas punteadas) y cuatro (líneas continuas) señales QPSK interferentes.

Existen distintas fuentes de interferencias que pueden afectar a un enlace satelital, ya sea provocadas por satélites adyacentes o por estaciones terrenas que operan con satélites cercanos, o inclusive con enlaces terrestres de microondas.

Como ejemplo de las interferencias que pueden presentarse se consideran dos sistemas satelitales A y B (Figura 4-9).

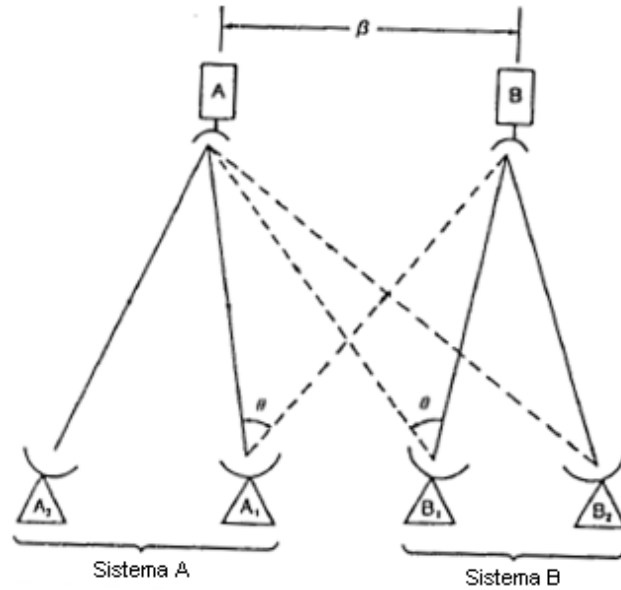


Figura 4-9: Interferencias entre sistemas satelitales (líneas punteadas).

Siendo A un sistema satelital existente y B un sistema satelital propuesto, entonces el enlace satelital entre las estaciones terrenas  $A_1$  y  $A_2$  es afectado por dos fuentes interferentes: la señal interferente de subida de las estaciones terrenas del sistema propuesto B, y las señales interferentes de bajada provenientes del satélite B. Teniendo en cuenta esto se puede obtener el  $\left(\frac{C}{I}\right)_{total}$  debido a estas dos señales interferentes que representan las interferencias generadas por el sistema satelital B en el sistema satelital adyacente A.

Haciendo el análisis de la potencia de la señal interferente se tiene:

$$I_s = (PIRE') \left( \frac{c}{4\pi f'_s d'_s} \right)^2 G'_s$$

Donde  $PIRE'$  = PIRE de la señal interferente en dirección del satélite A interferido.

$f'_s$  = Frecuencia de la interferencia de subida.

$d'_s$  = Rango satelital entre el satélite interferido A y la estación terrena interferente  $B_1$ .

$G'_s$  = Ganancia de la antena del satélite A en dirección de la estación terrena  $B_1$

Considerando que tanto la frecuencia como el rango satelital de la portadora y la interferencia son iguales, se obtiene:

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = \frac{C_s}{I_s} = \left(\frac{PIRE}{PIRE'}\right) \left(\frac{f'_s d'_s}{f_s d_s}\right)^2 \left(\frac{G_s}{G'_s}\right) \approx \left(\frac{PIRE}{PIRE'}\right) \left(\frac{G_s}{G'_s}\right)$$

---

Esto se puede expresar en decibeles:

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s = PIRE(dBW) - PIRE'(dBW) + G_s(dB) - G'_s(dB)$$

Asumiendo el nivel requerido para los lóbulos laterales, cumpliendo con lo que especifica la FFC, se tiene:

$$PIRE' = PIRE^*(dBW) - G_1(dB) + 29 - 25 \log\theta$$

Donde  $PIRE^*$  = PIRE de la señal interferente en dirección del satélite interferente B

$G_1$  = Ganancia de la antena transmisora de la estación terrena B<sub>1</sub>

Teniendo esto en cuenta se obtiene:

$$\left(\frac{C}{I}\right)_s \approx PIRE(dBW) - PIRE^*(dBW) + G_1(dB) - (29 - 25 \log\theta) + G_s(dB) - G'_s(dB)$$

Análogamente, para el caso del enlace de bajada, es decir, entre el satélite interferente B y la estación terrena interferida A<sub>1</sub> se deduce:

$$\left(\frac{C}{I}\right)_b \approx PIRE_1(dBW) - PIRE^*_1(dBW) + G(dB) - (29 - 25 \log\theta)$$

Donde  $PIRE_1$  = PIRE del satélite interferido A en dirección de la estación terrena interferida A<sub>1</sub>

$PIRE^*_1$  = PIRE del satélite interferente B en dirección de la estación terrena interferida A<sub>1</sub>

G = Ganancia de la antena receptora de la estación A<sub>1</sub> en dirección al satélite B

Con esto para las interferencias totales entre sistemas satelitales se tiene:

$$\frac{1}{(C/I)_{total}} = \frac{1}{(C/I)_s} + \frac{1}{(C/I)_b}$$