

Contenido

INTRODUCCIÓN	iv
TEMA I. INTRODUCCION A LOS SISTEMAS DE TELECOMUNICACIONES	1
<i>COMUNICACIÓN POR MICROONDAS</i>	1
<i>SISTEMAS DE MICROONDAS POR LDV</i>	1
<i>REQUERIMIENTOS DE TRANSMISIÓN</i>	3
<i>MULTICANALIZACIÓN Y TÉCNICAS DE MODULACIÓN</i>	3
<i>PROPIEDADES ÓPTICAS DE LAS ONDAS DE RADIO</i>	4
<i>Refracción</i>	4
<i>Reflexión</i>	6
<i>Difracción</i>	8
<i>Interferencia</i>	11
TEMA II. INTRODUCCION A LA RADIO PROPAGACION	13
<i>INTRODUCCIÓN</i>	13
<i>CARACTERÍSTICAS DE PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS DE RADIO</i>	13
<i>Ondas de Tierra</i>	13
<i>Ondas Espaciales</i>	14
<i>Ondas de Cielo</i>	14
<i>CARACTERÍSTICAS DE PROPAGACIÓN DE ACUERDO A LA BANDA UTILIZADA</i>	14
<i>HORIZONTE ÓPTICO Y HORIZONTE DE RADIO</i>	16
TEMA III. COMUNICACIONES POR MICROONDAS	18
<i>INTRODUCCIÓN</i>	18
<i>COMPOSICIÓN DE LA ATMÓSFERA</i>	18
<i>EL FENÓMENO DE DISPERSIÓN TROPOSFÉRICA</i>	20
<i>Teoría de dispersión por turbulencias</i>	21
<i>Teoría de reflexión en capas</i>	22
<i>COMPARACIÓN DEL SISTEMA DE DISPERSIÓN TROPOSFÉRICA CON EL SISTEMA DE MICROONDAS POR LDV</i>	23
<i>EL ÍNDICE DE REFRACCIÓN DE LA ATMÓSFERA</i>	23
<i>ESTRATIFICACIONES DE LA ATMÓSFERA</i>	25
<i>Análisis en el caso de estratificación plana</i>	25
<i>Análisis en el caso de estratificación esférica</i>	26
<i>ECUACIÓN DE TRAYECTORIA PARA ESTRATIFICACIÓN ESFÉRICA</i>	27
<i>RADIO DE CURVATURA DE LAS TRAYECTORIAS</i>	28
<i>RADIO EQUIVALENTE DE LA TIERRA</i>	30

TEMA IV. Estaciones terminales y estaciones repetidoras para sistemas de comunicaciones por LDV	32
INTRODUCCIÓN	32
ESTACIONES TERMINALES	32
<i>Multicanalizador (Mux)-Demulticanalizador (Demux)</i>	32
<i>Sección de banda base</i>	32
<i>Sección de modulación/demodulación</i>	33
<i>Sección de IF</i>	34
<i>Sección de RF</i>	35
En el transmisor y el receptor.....	35
Red de combinación de canales	35
<i>Antena y red de alimentación</i>	36
Antenas parabólicas	36
Antena Cassegrain	37
Otros tipos de antenas	37
ESTACIONES REPETIDORAS	38
<i>Repetidor directo</i>	38
<i>Repetidor heterodino</i>	38
<i>Repetidor terminal o de BB</i>	39
<i>Comparación entre los tipos de repetidores</i>	40
SISTEMAS ALTO-BAJO (HIGH-LOW SYSTEMS)	43
TEMA V. RADIOENLACES ANALOGICOS	45
ZONAS DE FRESNEL	45
DEDUCCIÓN DEL RADIO DE LAS ZONAS DE FRESNEL	49
EL DESPEJE	50
REFLEXIONES EN EL TERRENO.....	54
CÁLCULO DE LA UBICACIÓN DEL PUNTO DE REFLEXIÓN	55
TIPOS DE RUIDO EN UN SISTEMA DE COMUNICACIONES POR MICROONDAS	58
<i>Ruido fijo</i>	58
<i>Ruido esperado</i>	58
<i>Desvanecimiento lento</i>	58
<i>Desvanecimiento rápido</i>	59
TÉCNICAS DE DIVERSIDAD	59
a.1) <i>Diversidad de espacio</i>	59
b.1) <i>Diversidad de frecuencia</i>	60
c.1) <i>Diversidad de tiempo</i>	60
d.1) <i>Diversidad de polarización</i>	60
a.2) <i>Diversidad por selección</i>	60
b.2) <i>Diversidad por realimentación</i>	61

<i>c.2) Combinación de razón máxima</i>	61
<i>d.2) Combinación de ganancia constante</i>	62
<i>SEPARACIÓN MÍNIMA ENTRE LAS ANTENAS EN LA DIVERSIDAD DE ESPACIO</i>	62
<i>SEPARACIÓN ENTRE LAS PORTADORAS EN LA DIVERSIDAD EN FRECUENCIA</i>	63
<i>SEPARACIÓN ENTRE LAS PORTADORAS Y LAS ANTENAS EN UN SISTEMA MIXTO DE DIVERSIDAD DE ESPACIO Y FRECUENCIA</i>	64
<i>TIPO DE MEDICIONES EN UN SISTEMA DE COMUNICACIONES POR MICROONDAS</i>	65
<i>DISEÑO DE UN RADIOENLACE</i>	68
<i>Pasos para diseñar un radio enlace</i>	68
<i>Recomendaciones del CCITT-CCIR frente al ruido</i>	74
<i>Análisis de los estándares de desempeño del CCIR</i>	74
<i>Resumen del procedimiento para evaluar el enlace respecto a las recomendaciones del CCIR-CCITT</i>	80
Primera recomendación.....	80
Segunda recomendación	80
Tercera recomendación	81
Ejemplo de diseño de un radioenlace.....	82
REFERENCIAS.....	99

INTRODUCCIÓN

El propósito de este trabajo es proporcionar al lector a los fundamentos teóricos indispensables para la comprensión del funcionamiento, el análisis y el diseño de radioenlaces. Está dirigido principalmente a lectores con conocimiento de electrónica, de propagación, de antenas y de los principios básicos de los sistemas de comunicaciones, tales como multicanalización, modulación y líneas de transmisión; es además conveniente poseer cierto dominio de la geometría, de la trigonometría, del cálculo diferencial y de series; sin embargo, el dominio de estos tópicos no es limitativo, ya que los temas estudiados se han discutido abundantemente a lo largo del texto, haciendo hincapié en el significado físico de los fenómenos y modelos matemáticos y enfatizando las aplicaciones de los conceptos en situaciones prácticas, por lo que este material puede ser útil tanto a personas que deseen introducirse en el estudio formal de los fenómenos, equipos y métodos de diseño de los sistemas de comunicaciones como para las personas interesadas en mejorar su comprensión de temas estudiados previamente.

En el tema uno se da una breve introducción a los sistemas de telecomunicaciones y a las propiedades ópticas de las ondas de radio de alta frecuencia, que serán utilizadas a lo largo del texto. En el tema dos se introducen las características de propagación de las ondas de radio clasificadas de acuerdo al medio por donde se transmiten, ya sea en la troposfera, la ionosfera o la superficie terrestre. De igual forma se describen las propiedades de las ondas de radio de acuerdo a la banda utilizada, comparándolas entre ellas. En el tema tres se mencionan las características de las diferentes capas que componen la atmósfera terrestre, se discuten las teorías que justifican la propagación por dispersión troposférica y se comparan los sistemas de dispersión troposférica con los sistemas por línea de vista (LDV). Mas adelante se estudia el comportamiento del índice de refracción para distintos tipos de atmósfera definidas por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU) y se modela la atmósfera mediante estratificaciones planas y esféricas del índice de refracción, modelos que servirán luego para encontrar las ecuaciones de trayectoria del haz principal de la señal transmitida, y para el caso de estratificación esférica, para deducir la expresión del radio de la curvatura de las trayectorias y del radio equivalente de la tierra. Por último se discute el significado físico del concepto de radio equivalente de la tierra y su uso en el diseño de sistemas de comunicaciones punto a punto por LDV.

El tema cuatro trata sobre la estructura de las estaciones terminales y repetidoras de los sistemas de comunicaciones por microondas, detallando la constitución de los diferentes bloques que las componen y describe el funcionamiento de los distintos tipos de repetidores. Por último se introducen los conceptos de sistema alto-bajo y de plan de frecuencia. En el tema cinco, el cual es el más extenso, se presenta el concepto de zonas de Fresnel, se le justifica utilizando el espiral Cornu y se consideran sus aplicaciones en el diseño de sistemas de comunicaciones por LDV. A continuación se introduce el concepto de despeje, se deduce su expresión para vanos sobre terrenos lisos o sobre el agua y terrenos irregulares y se describe un

procedimiento práctico para hallar el punto de reflexión del rayo reflejado en tierra. Mas adelante se tratan los tipos de ruido más comunes en un sistema de comunicaciones por microondas, y se describen brevemente algunos sistemas de diversidad, clasificándolos tanto de acuerdo a la forma como se logra la decorrelación entre las señales enviadas como de acuerdo al uso que se les da a estas en el receptor. Luego se estudian con mayor detalle los sistemas de diversidad de espacio y frecuencia, deduciendo la expresión de la diferencia de altura de la antenas y entre portadoras respectivamente, y se describen tres procedimientos básicos para medir distintos tipos de ruido en sistemas de comunicaciones por microondas.

Para finalizar el tema cinco se describen detalladamente los pasos para diseñar radioenlaces, ya sea que se no se conecten a redes nacionales o internacionales, para lo que se usa el método de Barnett-Vignant, o que se conecten a redes nacionales o internacionales, para lo que se utilizan las recomendaciones del ITU-R respecto al ruido (recomendación 395-1).

Como último tema, se proporciona un ejemplo de diseño de un radioenlace ficticio de tres vanos de alta calidad en la banda de los 6 GHz, mediante la recomendación 395-1 del ITU-R. Este ejemplo se presenta detalladamente, usandose líneas de transmisión y antenas disponibles en el mercado e incluyéndose un plan de frecuencias y un sistema de diversidad de espacio.

Agradezco a mis padres, Hernán y Margarita, a mis hermanos Ricardo y Andreína. A Angela Daboín por sus valiosas correcciones, a Jorge Aguero y Roberto Uzcátegui, por su incondicional amistad, a Eduardo Alvarez, por la colaboración en el ejemplo del radioenlace, y a los estudiantes de Comunicaciones II, que con sus sugerencias me han ayudado a depurar estos apuntes.

TEMA I. INTRODUCCION A LOS SISTEMAS DE TELECOMUNICACIONES

Se denomina comunicación electrónica a la transmisión, recepción y procesamiento de información usando circuitos y dispositivos electrónicos.

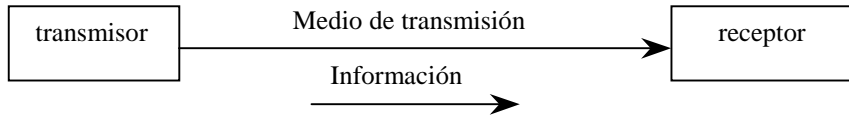


Fig. 1.1. Estructura básica de un sistema de comunicaciones

COMUNICACIÓN POR MICROONDAS

Se considera como frecuencia de microondas las que están por encima de 1 GHz. La mayor parte de los sistemas de radio por microondas están comprendidos dentro de tres categorías principales: Sistemas de Línea de Vista (LDV), sistemas sobre el horizonte y sistemas satelitales.

La posibilidad de usar enlaces de radio en las bandas de VHF y UHF fue puesta a prueba inicialmente en experimentos previos a la segunda guerra mundial. La calidad y disponibilidad de esos enlaces pudo hacerse comparable a la de enlaces con cable coaxial.

Como la necesidad de mayores anchos de banda se incrementó en años subsiguientes, las frecuencias en UHF y SHF fueron usadas para tráfico telefónico y transmisión de TV; los enlaces de microondas son diseñados para transmitir a distancias de varios miles de kilómetros con anchos de banda de 10 MHz y altos estándares de calidad y confiabilidad, requerimientos esenciales para comunicaciones de largo alcance (nacionales o internacionales). En estos apuntes describiremos el principio de funcionamiento y las características de los sistemas sobre el horizonte y estudiaremos con detalle el principio de funcionamiento, las características y el diseño de sistemas de LDV, escapando los sistemas satelitales de los presentes objetivos.

SISTEMAS DE MICROONDAS POR LDV

Teóricamente, un sistema LDV (línea de vista) puede extenderse, sobre terrenos favorables sin grandes barreras naturales, hasta los 7000 kms (4000 millas), usando varios enlaces. La distancia cubierta por cada enlace, sin embargo, está limitada a distancias cortas que oscilan entre 50 y 80 km. (30 a 50 millas). Para distancias mayores, se usan modos de propagación sobre el horizonte, por difracción o por dispersión troposférica.

La mayor ventaja de los sistemas de dispersión troposférica respecto a los de LDV, es que estos permiten comunicaciones a distancias de varios miles de kilómetros sin repetidores, lo que es de gran valor cuando se propaga sobre un terreno de difícil acceso. Sin embargo, este tipo de sistema ha sido desplazado por las comunicaciones satelitales.

Los sistemas LDV proveen un amplio rango de aplicaciones, por ejemplo, desde sistemas con un pequeño número de canales telefónicos de corto alcance hasta sistemas con varios cientos de canales telefónicos o varios canales de TV con altos estándares de calidad y confiabilidad, exigidos para formar los circuitos troncales nacionales e internacionales, con alcance de varios miles de kilómetros.

La mayor parte del desarrollo de sistemas de propagación de comunicaciones de radio multicanal tuvo lugar durante la II guerra mundial en la banda de VHF. La popularidad en el uso de LDV puede atribuirse a las siguientes ventajas:

- Alta y flexible capacidad de canales (desde unos pocos canales de voz hasta varios canales de TV).
- Capacidad de expansión
- Corto tiempo de instalación
- Excelente adaptación a dificultades de terrenos y barreras naturales.

Las principales aplicaciones de los sistemas LDV son:

- Sistemas fijos integrados para telefonía multicanal o televisión, formando parte de redes nacionales e internacionales
- Sistemas fijos no integrados para telefonía o televisión, no interconectados a las redes nacionales o internacionales
- Sistemas móviles, conectados o no a las redes nacionales e internacionales.

Los elementos básicos de un sistema de radio multi-sección usando LDV se muestran en la figura 1.2.

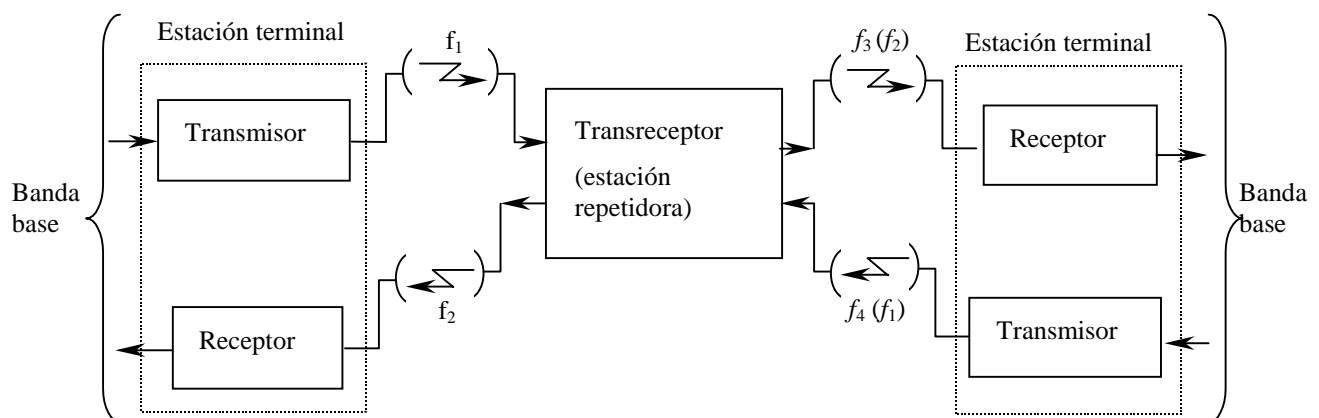


Fig. 1.2. Elementos de un sistema de radio

Este sistema incluye dos estaciones terminales y dos o más estaciones repetidoras espaciadas a intervalos de entre 30 y 80 kms. En las estaciones terminales se genera una portadora de microondas, que es modulada por la señal de telefonía multicanal o televisión, se amplifica (a unos pocos vatios) y con ella se alimenta una antena direccional para que se radíe a la primera estación repetidora. En la estación

repetidora, la señal de microondas se recibe, se amplifica, se traslada en frecuencia para evitar interferencia entre las señales entrantes y salientes y se retransmite a la segunda estación repetidora. La señal de microondas en la estación terminal distante es, luego de amplificarse, demodulada, y de esta manera se recupera la señal de banda base.

En el sistema de la figura 1.2 se utilizan cuatro frecuencias, f_1 , f_2 , f_3 y f_4 , para evitar interferencia proveniente de los transmisores adyacentes. Con antenas de directividad adecuada, sin embargo, es posible reducir el número de frecuencias requeridas a dos, o sea f_1 y f_2 , como se muestra entre paréntesis.

REQUERIMIENTOS DE TRANSMISIÓN

En general, los canales telefónicos o de TV transmitidos por sistemas de microondas integrados pueden formar parte de conexiones internacionales de varios miles de kilómetros de longitud, por lo que las características de transmisión con respecto al ruido, estabilidad de ganancia, ancho de banda, linealidad de amplitud y distorsión de forma de onda, deben permitir lograr comunicaciones satisfactorias a grandes distancias.

Anteriormente dos organismos internacionales que hoy forman parte de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU), eran responsables de la preparación de recomendaciones que faciliten el funcionamiento de circuitos internacionales de larga distancia. Estas organizaciones fueron el Comité Consultivo Internacional de Radio (CCIR) y el Comité Consultivo Internacional de Telegrafía y Telefonía (CCITT). El CCIR era responsable de la preparación de recomendaciones relacionadas con sistemas de microondas y el CCITT de la reglamentación para la introducción de dichos sistemas en la red general de telecomunicaciones. El CCIR y el CCITT estaban entonces relacionadas con la formulación de requerimientos de transmisión en sistemas internacionales de microondas. Actualmente, el CCITT y el CCIR han sido reestructurados dentro de la ITU como ITU-R e ITU-T.

En un sistema de microondas, las especificaciones de ruido son de particular importancia, ya que estas determinan la potencia de transmisión, el tamaño de la antena y otros parámetros del sistema. Además del ruido térmico inherente a los equipos, pueden introducirse ruidos adicionales, entre otros, producto de la intermodulación de señales de diferentes canales. Este ruido es máximo cuando todos los canales están activos, o sea, en las horas pico.

Los niveles permitidos de ruido están definidos internacionalmente en términos de circuitos de referencia hipotéticos de 2500 kms de largo con un número específico de estaciones de modulación y demodulación.

MULTICANALIZACIÓN Y TÉCNICAS DE MODULACIÓN

La práctica general en sistemas integrados de microondas es usar FDM cuando se transmiten canales telefónicos sobre la misma portadora. También se usa TDM en sistemas que van de los 24 a los 48

canales. Las principales ventajas de TDM son el bajo costo y el reducido tamaño de los equipos terminales, la inmunidad a las no linealidades de amplitud del enlace y que los canales telefónicos individuales pueden ser insertados y extraídos. Sin embargo, los sistemas TDM no se pueden interconectar a los FDM de similar capacidad y no permiten la transmisión de grandes grupos de canales telefónicos, pues se necesitarían pulsos muy estrechos y un amplio ancho de banda.

La modulación en frecuencia o frecuencia modulada (FM) se usa generalmente para FDM para transmitir de 12 a 800 o más canales telefónicos y para transmisión de TV. Las razones de preferir FM frente a amplitud modulada (AM) son:

- La transmisión de multicanalización telefónica con FDM requiere una relación altamente lineal entre las amplitudes de entrada y salida de las señales de banda base para prevenir la diafonía, lo que es factible de alcanzar con FM.
- Usando FM con razones de desviación mayores que la unidad se obtienen mejoras sustanciales de la relación señal a ruido. Sin embargo, el uso de FM impone restricciones en cuanto a la uniformidad del retardo de grupo y las características de frecuencia de la sección de frecuencia intermedia (IF) y los componentes de microondas del sistema para evitar la diafonía. Además, los niveles de eco provenientes de los desacoplamiento de señales en los alimentadores o en el trayecto no deben ser excesivos.

PROPIEDADES ÓPTICAS DE LAS ONDAS DE RADIO

En la atmósfera de la tierra, la propagación del frente de onda puede alterarse por efectos ópticos como la *refracción*, *reflexión* e *interferencia*.

Refracción

Es el cambio de dirección de un rayo conforme pasa oblicuamente de un medio a otro, con diferentes velocidades de propagación. La velocidad a la cual una onda electromagnética se propaga es inversamente proporcional a la densidad del medio en el cual se está propagando. Por lo tanto, la refracción ocurre siempre que una onda de radio pasa de un medio a otro de diferente densidad. Cuando una onda pasa de un medio menos denso a uno más denso, la velocidad de propagación disminuye y se inclina hacia abajo (se dobla hacia la normal). El *ángulo de incidencia* es el ángulo formado entre la onda incidente y la normal, y el *ángulo de refracción* es el ángulo formado entre la onda refractada y la normal. Estando un frente de ondas compuesto por múltiples haces, es el frente de onda el que cambia de dirección, como se ilustra en la figura 1.3.

El ángulo de inclinación o refracción depende el *índice de refracción* de los dos materiales, definido como la relación de la velocidad de propagación de un rayo de luz en el espacio libre a la velocidad de propagación en un material dado.

$$n = \frac{c}{v} \tag{1.1}$$

en donde n = índice de refracción (adimensional)

c = velocidad de la luz en el espacio libre (3×10^8 m/s)

v = velocidad de la luz en un material dado (m/s)

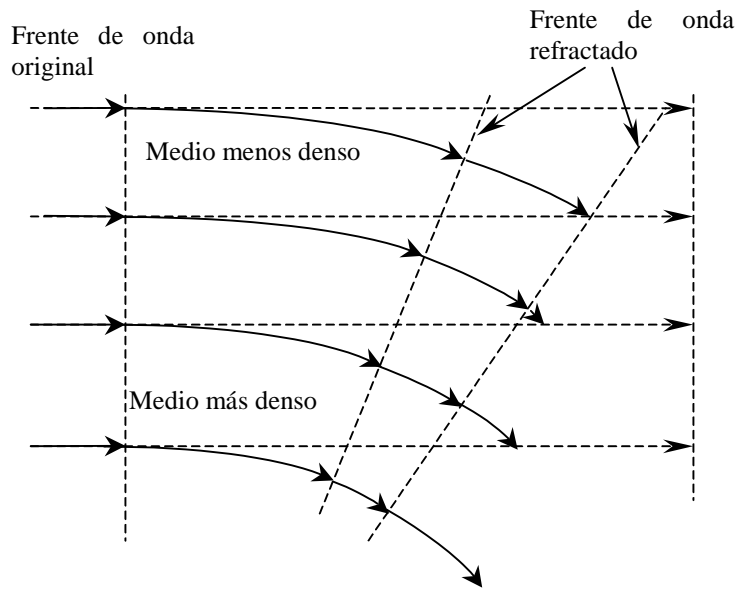


Fig. 1.3. Fenómeno de refracción

La ley de Snell para refracción establece que

$$n_1 \text{ sen } \theta_1 = n_2 \text{ sen } \theta_2 \tag{1.2}$$

en donde n_1 = índice de refracción del material 1

n_2 = índice de refracción del material 2

θ_1 = ángulo de incidencia (grados)

θ_2 = ángulo de refracción (grados)

Además, $n = \sqrt{\epsilon_r}$, por lo tanto
$$\tag{1.3}$$

$$\sqrt{\epsilon_{r1}} \text{ sen } \theta_1 = \sqrt{\epsilon_{r2}} \text{ sen } \theta_2 \tag{1.4}$$

Aplicación:

El fenómeno de refracción permite que se envíen ondas electromagnéticas hacia el espacio y regresen a tierra sin sobrepasar la atmósfera terrestre. Cuando las ondas electromagnéticas atraviesan la ionosfera, que es la capa más externa de la atmósfera terrestre y que está estratificada con distintas densidades,

parecen reflejarse sobre ella, pero lo que ocurre no es realmente reflexión, sino refracción a través de los distintos estratos de la ionosfera. Este tipo de propagación, llamada onda de cielo, permite alcanzar distancias de miles de kilómetros.

El fenómeno de refracción también ocasiona que las ondas se curven cuando viajan por la troposfera, por lo que la trayectoria de las ondas no es rectilínea en ella, factor que se debe considerar al diseñar un radioenlace. Este fenómeno se toma en consideración mediante un parámetro llamado factor de corrección de radio equivalente de la tierra, a ser estudiado en el tema III de estos apuntes.

Reflexión

La reflexión electromagnética ocurre cuando una onda incidente choca con una barrera existente entre dos medios y parte de la potencia incidente no penetra el segundo material. Las ondas que no penetran al segundo medio se reflejan. Debido a que todas las ondas reflejadas permanecen en el mismo medio que las ondas incidentes, sus velocidades son iguales, y por lo tanto el ángulo de reflexión es igual al ángulo de incidencia. Sin embargo, la intensidad del campo de voltaje reflejado es menor que la del campo incidente. La relación de las intensidades de voltaje reflejado a incidente se llama *coeficiente de reflexión* Γ .

$$\Gamma = \frac{E_r e^{j\theta_r}}{E_i e^{j\theta_i}} = \frac{E_r}{E_i} e^{j(\theta_r - \theta_i)} \quad (1.5)$$

Para los conductores imperfectos, Γ es función del ángulo de incidencia, de la polarización de campo eléctrico, y de las constantes dieléctricas de los dos materiales. Si el medio 2 no es un conductor perfecto, algunas de las ondas incidentes lo penetran y son absorbidas, produciendo corrientes en la superficie del material y convirtiendo la energía en calor. La fracción de potencia que penetra al medio 2 se llama *coeficiente de absorción*.

La reflexión también ocurre cuando la superficie reflejante es irregular o áspera. Sin embargo, una superficie así puede destruir la forma del frente de onda. Cuando el frente de onda incidente golpea una superficie irregular, se dispersa aleatoriamente en muchas direcciones, como se muestra en la figura 1.4. Este tipo de condición se llama reflexión difusa, mientras que la reflexión de una superficie perfectamente lisa se llama reflexión especular. Las superficies que están entre lisas e irregulares se llaman superficies semiásperas, las cuales causan una combinación de reflexión difusa y especular. Una superficie semiáspera no destruirá por completo la forma del frente de onda, pero reduce la potencia transmitida.

Al presentar el medio reflectante cierta conductividad, como la que se encuentra en la superficie terrestre, sea mar o no, las variaciones del coeficiente de reflexión son como se muestran en la figura 1.5.

Puede observarse que en el caso de polarización vertical, la magnitud pasa por un mínimo, el cual tiende a cero a medida que disminuye la conductividad o a medida que aumenta la frecuencia.

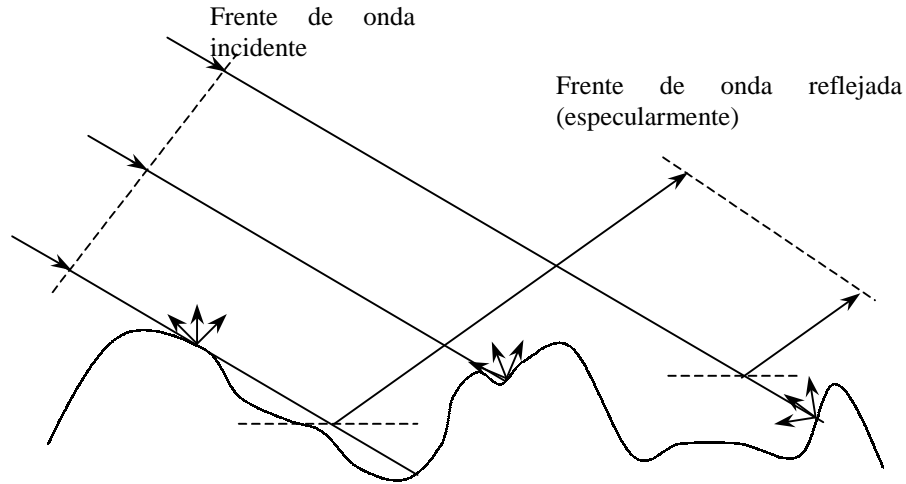


Fig. 1.4. Fenómeno de reflexión

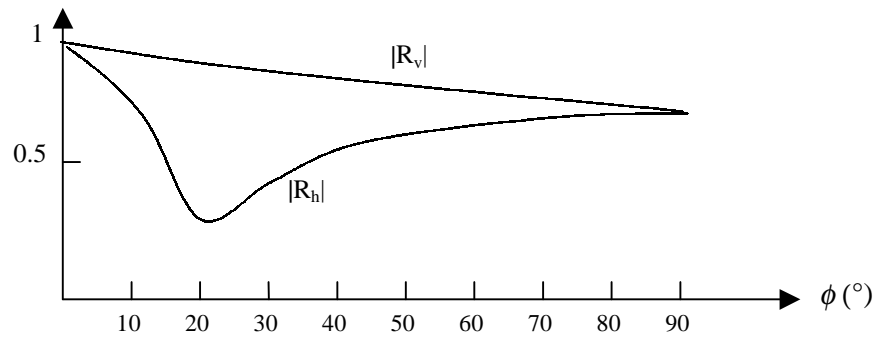


Fig. 1.5. Variación del coeficiente de reflexión respecto al ángulo de incidencia

Cuando la superficie reflejante no es plana, la curvatura de la onda reflejada es diferente a la de la onda incidente. Cuando el frente de onda incidente es curvo y la superficie plana, la curvatura del frente de onda reflejada es igual a la del frente de onda incidente. La figura 1.6 muestra dos secciones rectas del cono de energía que se refleja en una superficie plano (A_1) o sobre una superficie esférica (A_2). El área A_2 es mayor que A_1 , y como la potencia emitida inicialmente es la misma en ambos casos, la densidad de potencia en A_2 será menor que en A_1 , por lo que el campo reflejado por la superficie esférica es menor que el reflejado por la superficie plana. Debe observarse que cuando el ángulo de reflexión es pequeño, lo cual es corriente en los enlaces en la práctica, el módulo del coeficiente de reflexión es igual o muy cercano a uno tanto en polarización vertical como horizontal.

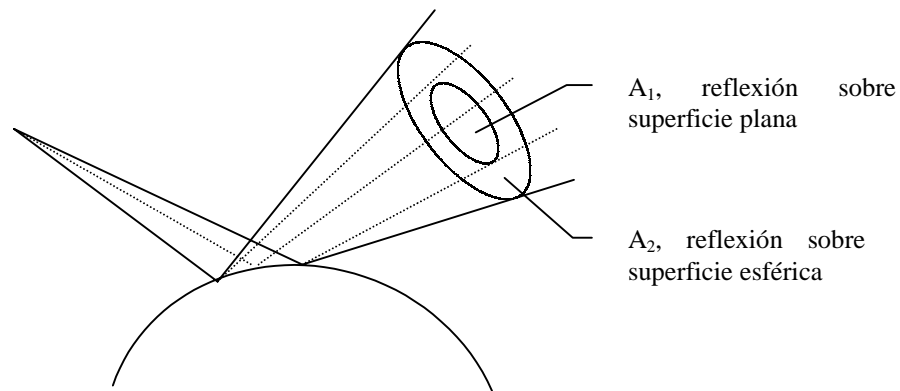


Fig. 1.6. Impacto del tipo de superficie reflectante sobre el frente de ondas

En caso que la superficie reflectora sea un conductor perfecto, la magnitud y fase del coeficiente de reflexión dependen poco del ángulo de incidencia, siendo su módulo igual a 1, su fase cero para polarización vertical y 180 para polarización horizontal. La variación del coeficiente de reflexión en polarización horizontal está muy correlacionado con el ángulo de incidencia, pudiendo en algunos casos llegar a anularse (ángulo de Brewster), pero debido a que nuestro control sobre el ángulo de incidencia es limitado, esta correlación generalmente no es significativa para el diseño de radioenlaces

Los fenómenos de reflexión estudiados suponen irregularidades del terreno muy pequeñas respecto a la longitud de onda, de modo que la superficie reflejante se pueda considerar lisa; la reflexión en estas condiciones se denomina *reflexión especular*. Cuando no es este el caso, sino que la superficie en que se refleja la onda incidente presenta irregularidades de tamaño considerable, la energía es redistribuida en otras direcciones y el concepto clásico de coeficiente de reflexión no es aplicable. En este caso se dice que la reflexión es difusa.

Aplicación:

En un enlace de microondas existirá en general un rayo directo y al menos un rayo reflejado. Al diseñar el enlace, se seleccionan inicialmente las alturas de las antenas, y a partir de ellas se determina, entre otras cosas, el punto de reflexión, de tal manera que podamos seleccionar un punto de reflexión adecuado a nuestras necesidades. Más adelante veremos que la onda reflejada generalmente degrada el rendimiento del sistema, por lo que nos interesa bloquear la onda reflejada o escoger un punto de produzca reflexión difusa.

Difracción

Se define como la modulación o redistribución de energía de un frente de onda cuando este pasa cerca del extremo de un objeto opaco. La difracción es el fenómeno que permite que las ondas de luz o de radio se propaguen a la vuelta de las esquinas. Las explicaciones anteriores sobre la refracción y la reflexión

suponían que las dimensiones de las superficies de refracción y reflexión eran grandes con respecto a la longitud de onda de la señal. Sin embargo, cuando un frente de onda pasa cerca de un obstáculo de dimensiones comparables en tamaño a una longitud de onda, no se puede utilizar el simple análisis geométrico para explicar los resultados y el principio de Huygens (que se deduce de las ecuaciones de Maxwell) es necesario.

El principio de Huygens indica que cada punto de un frente de onda se puede considerar como una fuente secundaria de ondas electromagnéticas, desde donde se irradian hacia fuera otras ondas secundarias. Estos radiadores diferenciales, también llamados ondaletas, irradian energía en todas direcciones pero no en forma isotrópica, sino concentrando la energía en la dirección de propagación. La energía en un punto determinado la podemos calcular como la sumatoria vectorial de las contribuciones de las ondaletas, o sea, debemos sumar en magnitud y fase la energía radiada por cada una; sin embargo, las contribuciones no longitudinales (las que tienen dirección distinta a la de propagación) de las ondaletas vecinas se cancelan, mientras las componentes transversales (las que están en la dirección de propagación) se refuerzan, manteniendo la forma y dirección del frente de onda.

Consideremos la figura 1.7a, donde se muestra un frente de onda que se propaga en dirección normal a un plano infinito (o sea, el frente de ondas es plano). La magnitud del campo en el punto A está dado por la sumatoria los componentes provenientes de cada ondaleta; se puede observar que la componente longitudinal proveniente de la ondaleta O_2 se cancelan con la componente longitudinal proveniente de la ondaleta O_3 , la componente longitudinal de O_4 se cancelan con la proveniente de O_5 , y así sucesivamente. De esta forma, las únicas contribuciones distintas de cero son las producidas por las componentes transversales, o sea, las que tienen la misma dirección de propagación del frente de onda. De esta forma, el frente de onda continúa con su forma y en su dirección original.

Cuando se considera un frente de onda plano y finito, la cancelación en direcciones aleatorias es incompleta. En consecuencia, el frente de onda se extiende hacia fuera o se dispersa. Este efecto de dispersión de la energía se llama difracción. La difracción ocurre en el extremo del obstáculo, que permite que ondas secundarias sean recibidas tras el obstáculo, a lo que se llama zona de sombra. Consideremos la figura 1.7b, en donde se ilustra lo que ocurre cuando un frente de onda plano incide sobre un cuerpo opaco. Las ondas que inciden sobre el obstáculo se reflejan. En los puntos ubicados bajo el obstáculo, la contribución de las componentes longitudinales se cancelan parcialmente, por ejemplo, en el punto B la componente longitudinal producida por O_6 se cancela con la contribución de O_7 , pero la contribución de O_8 no se cancela, ya que la componente que la cancelaría está bloqueada por el obstáculo. Por lo tanto, podemos deducir que bajo el obstáculo el frente de onda cambia de forma y dirección. Veamos lo que sucede detrás del obstáculo; en el punto C vemos que no se cancelan algunas de las componentes de las ondaletas bajo el obstáculo, y que a pesar que la energía radiada frente al obstáculo se refleja, existe

campo tras el obstáculo producido por las ondaletas bajo él. También podemos apreciar que el campo en el punto D es menor que en el punto C, ya que las ondaletas que lo producen están más alejadas y en una ubicación tal que la energía que radía hacia C es menor que la radiada hacia B. Apreciamos también que la dirección del campo (obtenida por la suma vectorial de todas las contribuciones que llegan a C) tiene una dirección distinta al campo en B. En conclusión, existe campo tras el obstáculo (la llamada zona de sombra) siendo mayor su magnitud cuanto más cercano se esté del extremo de este, y el frente de onda se ve alterado tanto bajo como tras el obstáculo. También podemos concluir que existe una zona de silencio, o sea, una zona donde la magnitud del campo es cercana a cero, que se encuentra también tras el obstáculo pero muy cercana a este.

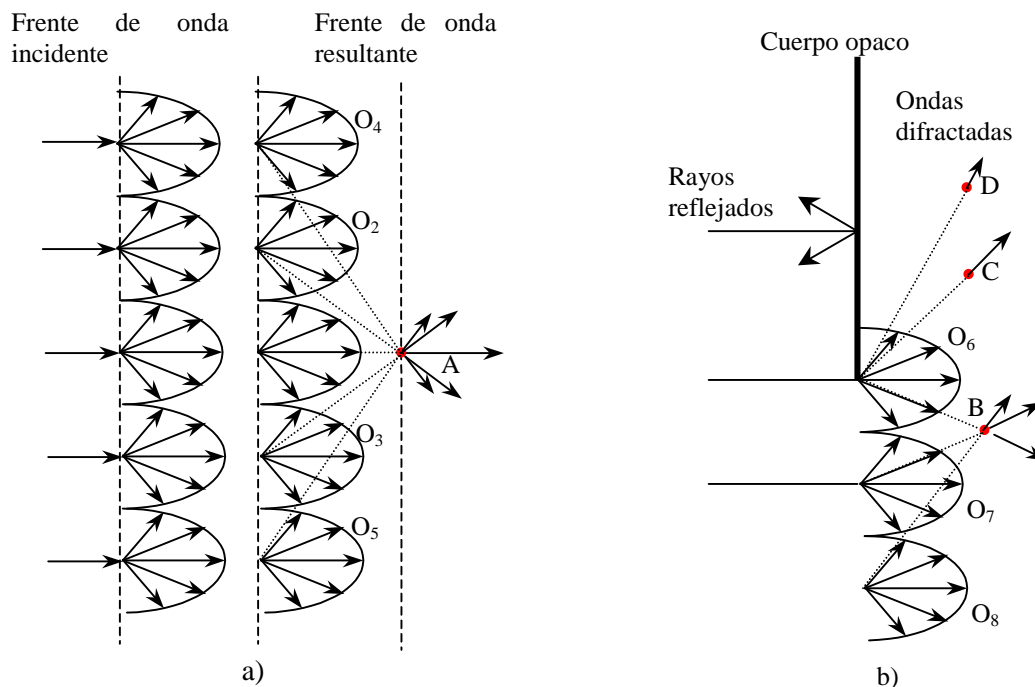


Fig. 1.7. Principio de Huygens

Los casos más importantes de difracción en el estudio de los fenómenos de propagación se ilustran en la figura 1.8, y son la difracción causada por la curvatura de la superficie terrestre (figura 1.8a), la cual dirige las ondas de radio a la zona de sombra debajo de la línea visual, y la difracción filo de cuchillo (figura 1.8b), la cual orienta la onda de radio a la zona de sombra detrás de una montaña aguda, y ocurre cuando existe una obstrucción en la trayectoria de un enlace de comunicaciones.

Aplicación:

El fenómeno de difracción es un modo de propagación importante en enlaces de microondas, fijos o móviles. En ciertos casos, en los enlaces fijos no es necesario que exista línea de vista (aunque al enlace se le denomine por Línea de vista - LDV) para que la señal recibida sea aceptable, y para enlaces móviles,

este fenómeno permite la comunicación en ciudades rodeadas de edificios o localidades obstruidas por cuerpos naturales o artificiales, fijos o en movimiento.

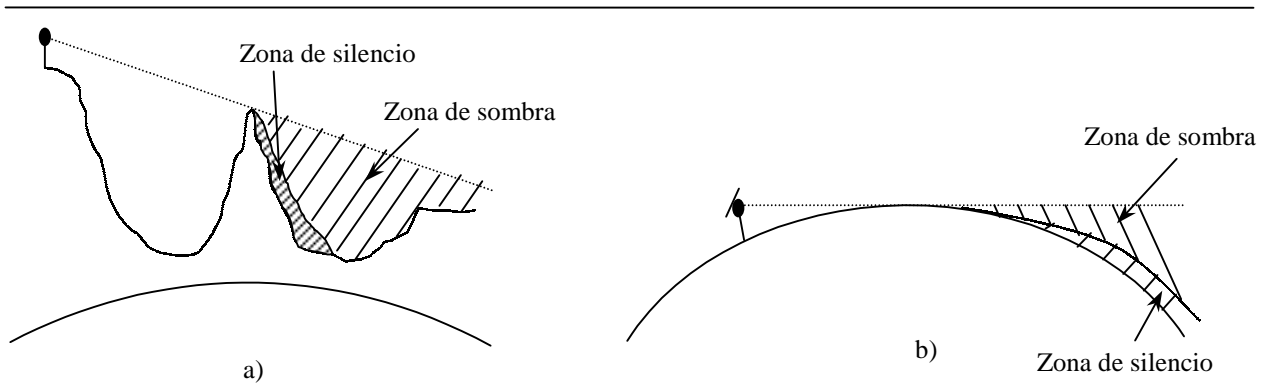


Fig. 1.8. Tipos de difracción a) Por filo de cuchillo b) por la curvatura de la superficie terrestre

Interferencia

La interferencia de ondas de radio ocurre cuando dos o más ondas electromagnéticas se combinan de tal forma que el funcionamiento del sistema se degrada. La interferencia se apoya en el principio de superposición lineal de ondas electromagnéticas y ocurre cada vez que dos o más ondas ocupan, simultáneamente, el mismo punto en el espacio. A pesar que ciertos tipos de medios de propagación tienen propiedades no lineales, la atmósfera terrestre se puede tomar como lineal.

La figura 1.9a muestra la suma lineal de dos vectores de voltaje instantáneos, cuyos ángulos de fase difieren por un ángulo θ . Puede observarse que el voltaje total no es simplemente la suma de las magnitudes de los dos vectores, sino su suma vectorial (en magnitud y fase). Con la propagación en espacio libre, puede existir una diferencia de fase producto de la diferencia de camino entre dos rayos a la reflexión en diferentes medios; dependiendo de esta, puede cancelarse o reforzarse la señal recibida.

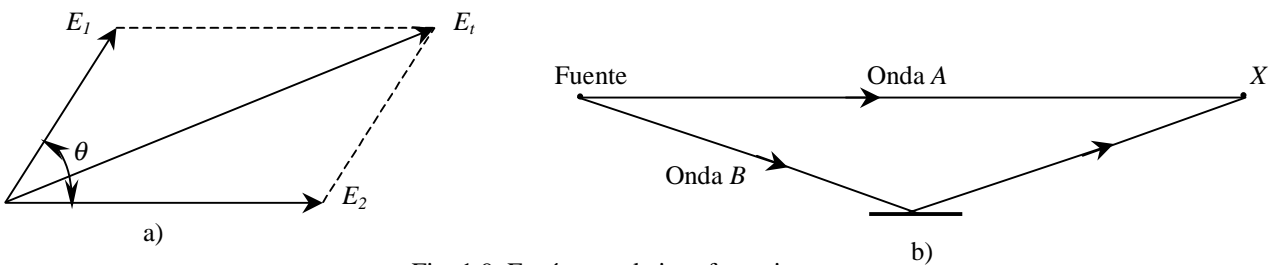


Fig. 1.9. Fenómeno de interferencia

La figura 1.9b muestra la interferencia entre dos ondas electromagnéticas que están en el espacio libre. Puede verse que en el punto X los rayos se encuentran, pero la onda B ha viajado una trayectoria distinta a la de la onda A y sus ángulos de fase pueden ser diferentes. Si la diferencia de distancia viajada es

múltiplo de un entero impar de la mitad de longitud de onda, se lleva a cabo el refuerzo, si es múltiplo de un entero par, ocurre la cancelación; generalmente en la práctica ocurre una cancelación parcial.

Aplicación:

El fenómeno de interferencia establece una limitación en el uso de comunicaciones inalámbricas, al tener que compartir los usuarios un espectro radioeléctrico limitado. Al diseñar un enlace, cualquiera que sea su naturaleza, debe tenerse en cuenta inicialmente la interferencia que podrían producir enlaces cercanos, así como la interferencia del propio sistema, llamada sobre-enlace. Estos tópicos serán tratados en temas posteriores, pero se debe tener en cuenta que el estudio de interferencias representa un tema extenso por sí mismo, y un área de trabajo probable para el ingeniero en telecomunicaciones. La interferencia no se limita a los sistemas inalámbricos, presentándose en los sistemas cableados telefónicos como diafonía.

TEMA II. INTRODUCCION A LA RADIO PROPAGACION

INTRODUCCIÓN

En este tema estudiaremos la transmisión de ondas electromagnéticas usando el espacio como medio.

- El espacio como medio de transmisión: Existen diferentes formas en que las ondas pueden propagarse en el espacio. Aunque las ondas electromagnéticas viajan en línea recta, su trayectoria rectilínea puede ser alterada por la tierra y la atmósfera. Existen tres formas de propagación de las ondas electromagnéticas en el espacio: ondas de tierra, ondas de espacio y ondas de cielo, como se muestra en la figura 2.1.

CARACTERÍSTICAS DE PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS DE RADIO

Ondas de Tierra

Son ondas electromagnéticas que viajan a lo largo de la superficie de la tierra. Deben tener polarización vertical, ya que la tierra es un medio conductor, que desvanece la componente tangencial del campo. Producen flujos de corrientes muy similares a las producidas en las líneas de transmisión. Las pérdidas producidas por la tierra aumentan rápidamente con la frecuencia, lo que limita a este tipo de propagación a frecuencias por debajo de los 2 MHz (desde los 15 KHz).

Las ondas de tierra se usan normalmente para comunicación barco a barco o barco a costa, para radio navegación y para comunicaciones marítimas móviles.

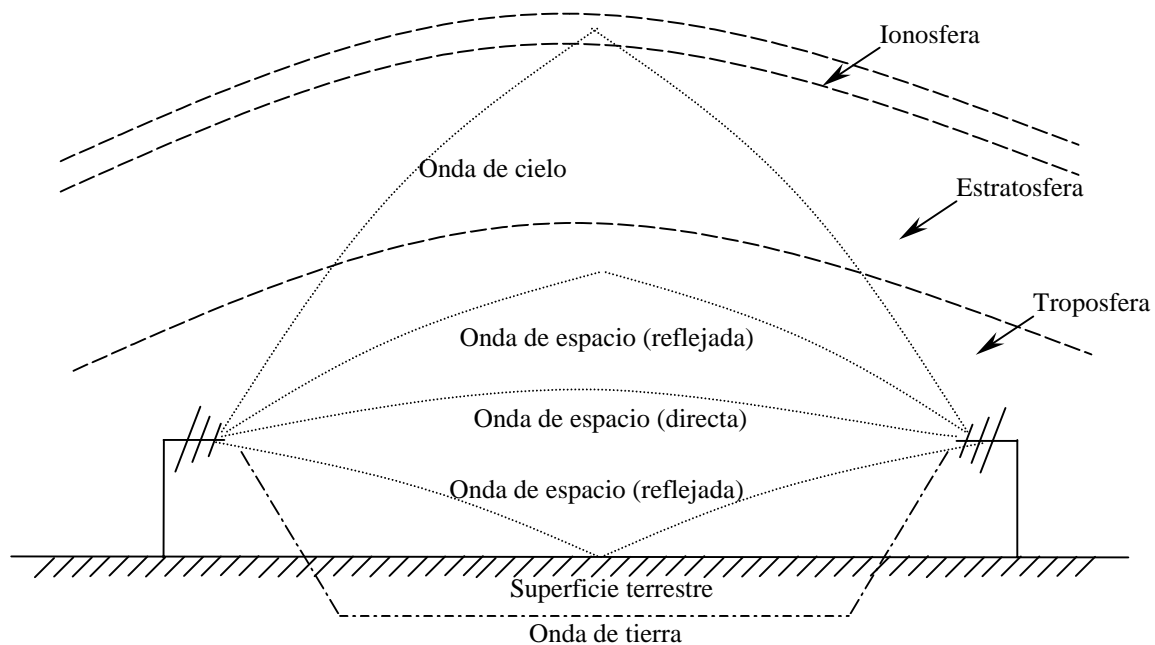


Fig. 2.1. Tipo de ondas según el medio en que se propagan

Desventajas

1. Requieren potencias de transmisión relativamente altas

2. Están limitadas a LF, VLF y necesita antenas grandes
3. Las pérdidas varían considerablemente con el material en que se propaga.

Ventajas

1. Se pueden usar para comunicar dos puntos cualquiera en el mundo (con suficiente potencia).
2. Dependen poco de las condiciones atmosféricas.

Ondas Espaciales

Las ondas espaciales concentran la energía radiada a pocos kilómetros de la superficie terrestre. Tipos:

1. Onda directa (LDV): Viajan en línea recta de la antena transmisora a la receptora.
2. Ondas Reflejadas: Generalmente degradan el rendimiento del sistema pues difiere en fase de la onda directa (debido a la diferencia de trayectoria)

Ya que debe haber visibilidad entre el transmisor y el receptor, la propagación por ondas espaciales están limitadas por la curvatura de la tierra. Sin embargo, la comunicación se puede lograr usando ondas espaciales sin tener línea de vista, por medio de los fenómenos de difracción o dispersión, como veremos más adelante.

Ondas de Cielo

Son ondas dirigidas sobre el nivel del horizonte. Generalmente se radían con ángulos grandes respecto a la tierra, reflejándose o refractándose en la ionosfera. La ionosfera es la región del espacio localizada aproximadamente entre los 50 y 400 kms sobre la superficie terrestre, y constituye la porción superior de la atmósfera.

Las ondas espaciales serán objeto de un estudio más detallado en los temas IV y V de este curso.

CARACTERÍSTICAS DE PROPAGACIÓN DE ACUERDO A LA BANDA UTILIZADA

La tabla 2.1 contiene la clasificación en bandas, aceptada como estándar

Banda	Significado	Frecuencia
ELF	Frecuencias Extremadamente Bajas	0-3 KHz
VLF	Frecuencias Muy Bajas	3-30 KHz
LF	Frecuencias Bajas	30-300 KHz
MF	Frecuencias Medias	300-3000 KHz
HF	Frecuencias Altas	3-30 MHz
VHF	Frecuencias Muy Altas	30-300 MHz
UHF	Frecuencias Ultra Altas	300-3000 GHz
SHF	Frecuencias Super Altas	3-30 GHz
EHF	Frecuencias Extremadamente Altas	30-300 GHz

Tabla 2.1. Clasificación en bandas de frecuencia.

- ELF, VLF, LF y MF: 0-3 MHz
 - Las ondas siguen la curvatura de la tierra.
 - Poseen baja capacidad de información.
 - La atenuación depende de la conductividad del medio. Es alta para la tierra, lo que obliga a utilizar altos niveles de potencia, siendo más baja en el mar.
 - Antenas grandes y en contacto con la superficie terrestre.
 - Independencia de condiciones climatológicas.
 - Reflexión nocturna en la ionosfera (para MF), lo que permite alcanzar grandes distancias. De día (a causa de la luz solar) se forma una capa en la parte inferior de la ionosfera (80 a 100 km.) que absorbe las MF.
- HF: 3 - 30MHz.
 - Propagación por onda superficial altamente atenuada.
 - Propagación por reflexión en la ionosfera. Los gases en la ionosfera están expuestos a la radiación ultravioleta del sol, y sus moléculas liberan electrones que se convierten en iones positivos, y cuya densidad aumenta con la altura. Para determinada concentración de electrones por metro cúbico existe una frecuencia máxima que puede reflejarse en ella; ondas de radio con frecuencias superiores se reflejarán en capas con mayor concentración, y si no las hay, pasarán a través de la ionosfera sin retorno a la tierra. Este medio se usó ampliamente en los enlaces internacionales para las comunicaciones punto a punto, antes de la aparición de los sistemas satelitales.
- VHF, UHF, SHF y EHF: 30 – 300GHz.
 - Las ondas no son reflejadas por la ionosfera
 - La propagación superficial es despreciable
 - Las ondas se refractan en la troposfera. La troposfera es aquella capa de la atmósfera que está inmediatamente sobre la superficie terrestre, su altura es del orden de 10 km. Desde el punto de vista macroscópico su índice de refracción no es constante y presenta una variación con la altura, lo que introduce un fenómeno de refracción sucesivo que modifica la propagación de las ondas.
 - En la figura 2.2 se ilustran los diferentes caminos y fenómenos por los que se pueden propagar las ondas en esta banda. En R1, llegará una radiación directa y una reflejada por la superficie terrestre. La combinación vectorial de ambos campos, constituirá el campo total recibido.
 - En R2, el campo recibido corresponde al de una difracción de energía emitida en el perfil terrestre sobre un obstáculo agudo, mientras que en R3 corresponde al de difracción sobre un obstáculo esférico.

- Es posible (en partes altas de VHF y toda la banda de UHF, SHF y EHF), que se reciba un nivel apreciable de campo en R4 producto una dispersión de energía en las irregularidades de la troposfera; de igual forma, el campo recibido en R2 y R3 puede producirse tanto por difracción como por dispersión. Estos dos fenómenos coexisten, dominando la difracción para frecuencias bajas y distancias cortas (p.e. 100 MHz y 100 km.), mientras que para frecuencias altas y distancias grandes el fenómeno preponderante es la dispersión. No existe límite preciso para separar un fenómeno de otro.

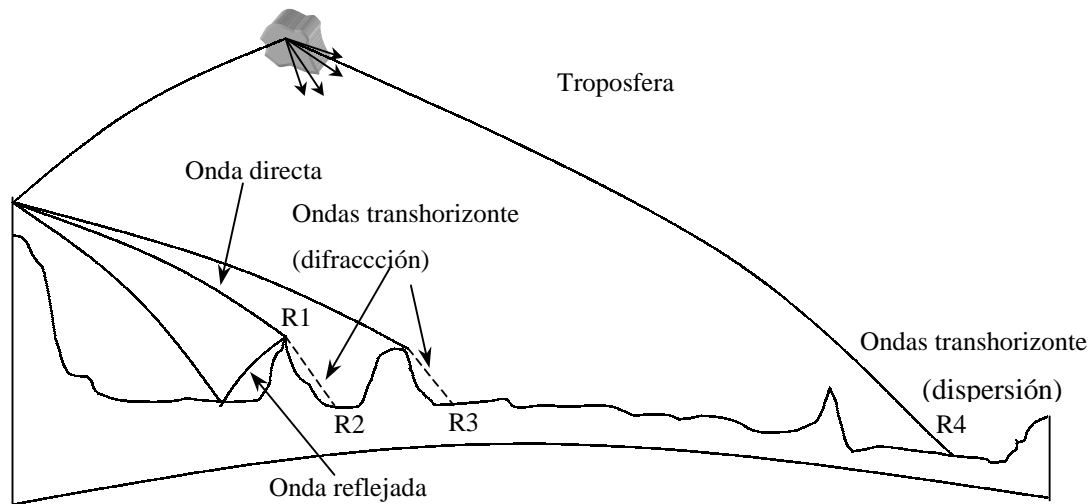


Fig. 2.2 Formas de propagación por onda espacial

- En el rango de la microondas (a partir de 1GHz), es posible discriminar entre la onda directa y las reflejadas usando antenas altamente direccionales; sin embargo, con superficies terrestres lisas y con los cambios de refracción en la troposfera, pueden haber fluctuaciones de señal y distorsión. La pesantez de la atmósfera, especialmente en períodos de calma atmosférica, tiende a formar capas de pequeño espesor que, debido a la discontinuidad del índice de refracción, actúan como superficies reflectoras. Como las características de la atmósfera varían en forma aleatoria, la radiación reflejada interferirá con la radiación directa en forma también aleatoria.

HORIZONTE ÓPTICO Y HORIZONTE DE RADIO

En los sistemas LDV las ondas de radio viajan en línea recta en el vacío y se limitan en el horizonte a causa de la curvatura de la tierra. Sin embargo, cuando viajan por la troposfera, las ondas de radio se curvan o difractan más allá del horizonte óptico, distancia llamada horizonte de radio, que es de aproximadamente cuatro tercios del horizonte óptico. La refracción es causada por la troposfera, debido a cambios en su densidad, temperatura, contenido de vapor de agua y conductividad relativa. El horizonte

de radio depende de la altura de las antenas, y puede extenderse elevándolas. La figura 2.4 muestra gráficamente el concepto de horizonte óptico y de radio.

El horizonte de radio para una antena es

$$d = \sqrt{2h} \tag{2.1}$$

donde d = horizonte de radio (km.)

h = altura de la antena (m)

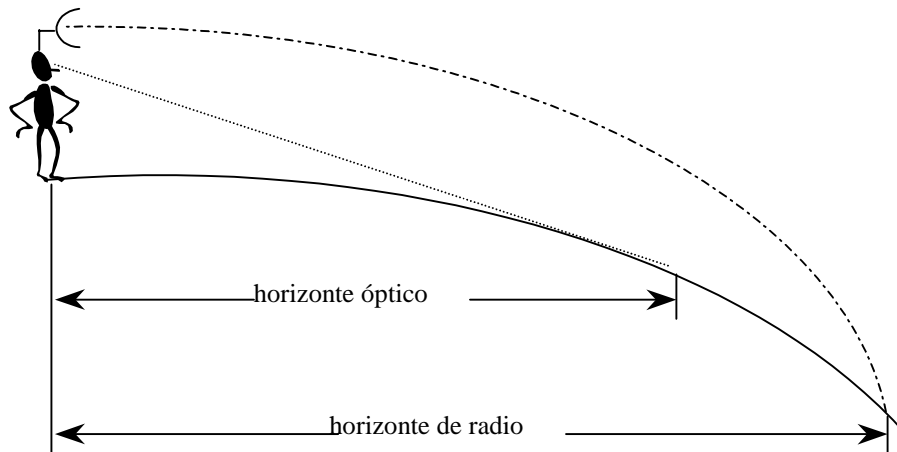


Fig. 2.4. Horizonte óptico y horizonte de radio

Para determinadas antenas receptora y transmisora, el horizonte de radio es

$$d = d_t + d_r = \sqrt{2h_t} + \sqrt{2h_r} \tag{2.2}$$

donde: d = distancia total (km.),

$d_{t,r}$ = horizonte de radio por la antena transmisora (receptora) (km.),

$h_{t,r}$ = altura de la antena transmisora (receptora) (m).

De donde se puede deducir que tanto el horizonte óptico como el horizonte de radio se puede ampliar simplemente aumentando el tamaño de las antenas (ver figura 2.5).

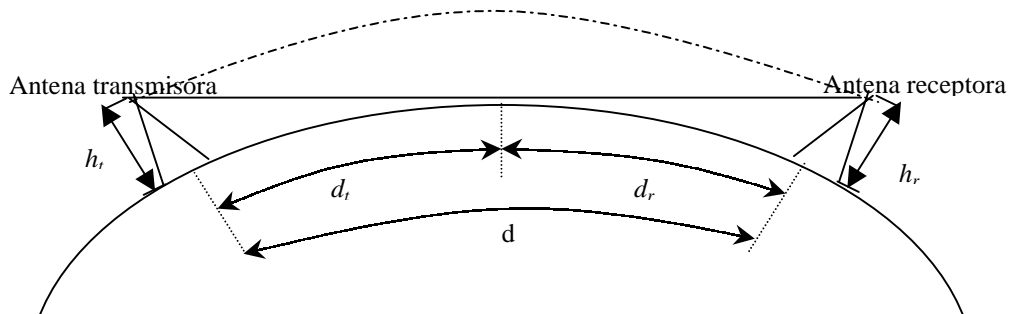


Fig. 2.5. Aumento del horizonte de óptico y de radio con el tamaño de las antenas.

TEMA III. COMUNICACIONES POR MICROONDAS

INTRODUCCIÓN

En este tema estudiaremos la composición de la atmósfera terrestre, medio por el cual transmitimos la información en los enlaces de radio. Las características de la atmósfera permiten la comunicación por diferentes sistemas, que clasificamos de acuerdo a sus características de propagación. Finalmente, una vez comprendido el(los) principio(s) mediante el(los) cual(es) es posible la propagación en cada sistema, estudiamos la influencia de la variación del índice de refracción de la atmósfera en las comunicaciones por LDV.

Los diferentes modos de transmisión de ondas electromagnéticas en la atmósfera terrestre son:

1. Propagación en el espacio libre
2. Propagación por trayectorias curvas debido a la refracción en la atmósfera
3. Propagación sobre el horizonte por difracción en la tierra
4. Propagación sobre el horizonte por reflexión ionosférica
5. Propagación sobre el horizonte usando las irregularidades de la troposfera

A pesar que en este tema describiremos todos los sistemas mencionados, haremos incapié a lo largo del texto en los correspondientes a los puntos 1, 2 y 3, asociados con las comunicaciones por LDV.

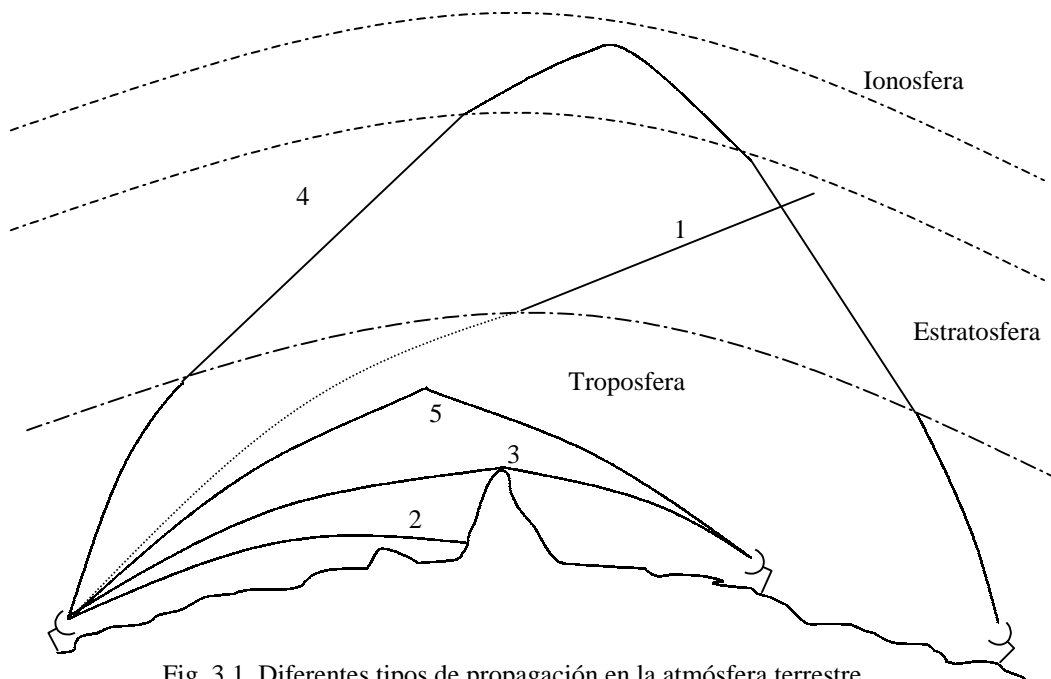


Fig. 3.1. Diferentes tipos de propagación en la atmósfera terrestre

COMPOSICIÓN DE LA ATMÓSFERA

1. Ionosfera: Región superior de la atmósfera

- Sus características varían con la hora, día, estación y año.
- Su altura oscila entre los 50 y los 400 km.
- Es permeable para frecuencias mayores a 30 MHz.
- Absorbe grandes cantidades de energía solar, lo que ioniza las moléculas de aire, creando electrones libres, que forman estratos de índice de refracción variable. Cuando una onda de radio pasa por la ionosfera, el campo eléctrico produce una fuerza sobre los electrones libres, que los hace vibrar, variando así el índice de refracción.
- A frecuencias superiores a cierto valor crítico, las ondas atraviesan la ionosfera.
- Para cada frecuencia crítica, existe un ángulo crítico (respecto a la normal) por encima del cual la energía pasa la ionosfera.
- La ionización depende de la radiación solar.
- Está estratificada y dividida en las siguientes capas:
 - Capa D: Capa más baja ($50 < h < 100$ km.). Hay poca ionización. Desaparece de noche. Tiene poco efecto en la desviación de las ondas, pero absorbe mucha energía.
 - Capa E: ($100 < h < 140$ km.). Contribuye a la propagación en MF y HF. Desaparece de noche y es muy aleatoria de día.
 - Capa F: Compuesta de F1 y F2. ($140 < h < 350$).

2. Estratosfera y tropopausa

En el límite superior de la troposfera existe una zona de transición, la tropopausa, sobre la cual está la región llamada estratosfera, en donde la temperatura no varía con la altura. La altura de la tropopausa varía respecto al tiempo y la latitud y va desde unos pocos kilómetros en los polos hasta veinte kilómetros en el ecuador.

3. Troposfera

La troposfera abarca las capas más bajas de la atmósfera, en las que se forman nubes, existe una convección activa y prácticamente no existe ionización de las moléculas de aire. Prácticamente todos los fenómenos meteorológicos ocurren en esta región de la atmósfera, que se extiende desde tierra hasta una altura que varía entre 10 y 16 km.

La troposfera se caracteriza por un decrecimiento constante de la temperatura y la presión con la altura. El índice de refracción en la troposfera depende de variables meteorológicas tales como la cantidad de vapor de agua, la temperatura y la presión. Su índice de refracción decrece gradualmente con la altura, a medida que la densidad del aire decrece; sin embargo, este decrecimiento no es uniforme. Debido al calentamiento de la superficie de la tierra, el aire está en continuo movimiento y produce pequeñas

turbulencias, similares a remolinos, que actúan como discontinuidades en el gradiente del índice de refracción. Las turbulencias son más intensas cerca de la superficie de la tierra y disminuyen gradualmente con la altura.

Para frecuencias bajo los 30 MHz, la longitud de onda es grande comparada con el tamaño de las turbulencias, y por lo tanto estas tienen poco efecto en la propagación de las señales. Sin embargo, a medida que se incrementa la frecuencia, las variaciones locales toman importancia. Esto hace que dentro de una cierta gama de frecuencias, la dispersión troposférica, fenómeno que estudiaremos con mayor detalle más adelante, pueda ser estudiada como un fenómeno de dispersión de ondas por un medio turbulento.

La estratificación de la troposfera y las turbulencias hacen posible la propagación de ondas muy cortas a largas distancias con mucha menos atenuación que en propagación por ondas de tierra. Las longitudes de onda capaces de viajar grandes distancias por medio de la propagación troposférica van desde los pocos metros (alrededor de 50 MHz) hasta los pocos centímetros (decenas de GHz).

EL FENÓMENO DE DISPERSIÓN TROPOSFÉRICA

Cuando la banda de VHF y frecuencias superiores comenzaron a usarse en sistemas de comunicaciones por LDV, se creía que la propagación sobre el horizonte estaba gobernada esencialmente por las leyes de difracción sobre tierra lisa esférica, sobre la cual existía una atmósfera estable y homogénea. La teoría de tierra lisa predecía una caída exponencial de la señal a partir del horizonte de radio. Se creyó que la utilidad de ese rango de frecuencias estaba limitado a distancias no mucho mayores que las de los enlaces por LDV.

Sin embargo, se acumulaba experiencia experimental acerca de la propagación de microondas mucho más allá del horizonte, observándose interferencia por sistemas con transmisores distanciados en más de 300 km. Al principio, esas señales anómalas sobre el horizonte se atribuyeron a la influencia de situaciones esporádicas producidas por fenómenos meteorológicos en la troposfera y la influencia de la ionosfera, pero los resultados indicaban que los efectos de transmisión eran mucho más persistentes que lo que esas causas permitían. Luego de la segunda guerra mundial se inició una investigación experimental y teórica para determinar las características de estos campos y explorar su utilidad al usarse para enlaces de comunicaciones de largas distancias.

A pesar de no existir aún una concordancia completa entre los diferentes modelos teóricos y los resultados, una de las teorías más aceptada es la teoría de dispersión troposférica, la cual permite hacer predicciones cuantitativas de muchas de las principales características de la propagación. Adicionalmente, se dispone de una cantidad substancial de datos empíricos que sirven de base para la ingeniería de sistemas por dispersión troposférica. Los ingenieros de comunicación dependen de los cálculos de las

pérdidas de propagación usando fórmulas semi-empíricas que relacionan la frecuencia de operación, las dimensiones de las antenas, la geometría del enlace y las condiciones meteorológicas.

Los enlaces por difracción troposférica proveen una solución al problema de comunicar sobre el agua terrenos inaccesibles. El rango de frecuencias de operación va de 200 MHz hasta 10 GHz. Los sistemas se caracterizan por el uso de potencias de transmisión sobre los 50 kW, antenas de ondas planas con ganancias de 40 a 45 dB y recepción de cuádruple diversidad en espacio.

Las dos teorías principales que explican los fenómenos que producen la dispersión troposférica son:

Teoría de dispersión por turbulencias

El rápido y amplio desvanecimiento presente en los enlaces por propagación troposférica indica que las turbulencias atmosféricas producen el fenómeno de dispersión. Las propiedades físicas del aire no varía en forma suave y continua; existen variaciones irregulares del índice de refracción de la atmósfera, por lo que la atmósfera puede considerarse como constituida por burbujas de constantes dieléctricas diferentes, distribuidas aleatoriamente. Cuando una onda de radio de longitud de onda suficientemente corta comparada con el tamaño de la discontinuidad pasa por la atmósfera, la mayor parte de la energía de la onda continúa en la dirección original, pero otra parte es difractada en diferentes direcciones.

El ángulo entre la dirección del rayo original y el difractado se llama ángulo de dispersión, y mientras es menor más intensa es la señal difractada. La figura 3.2 ilustra la forma como se logra la propagación en un circuito típico de dispersión troposférica, con el transmisor y el receptor con antenas de haz estrecho dirigidos tan bajo como es posible, de tal manera que el ángulo de dispersión sea pequeño (usualmente no mayor de 3 grados). Donde se interceptan los haces de las antenas transmisora y receptora, existe una zona de la troposfera que actúa como volumen de dispersión; diferentes partes del volumen de dispersión

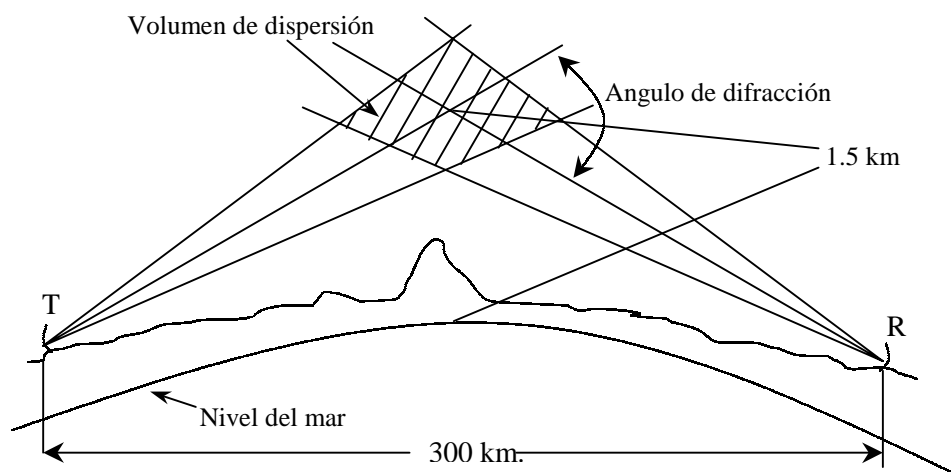


Fig. 3.2 Diagrama de propagación por dispersión troposférica. Teoría de difracción por turbulencias

contribuyen a la onda difractada, de tal manera que la energía recibida consiste en muchos componentes que viajan distancias ligeramente distintas, por lo que la señal no es de intensidad constante, sino que varía de la misma forma que lo hacen las señales HF cuando pasan por algunas capas de la ionosfera. La teoría de dispersión asume la existencia de variaciones temporales y espaciales del índice de refracción dentro de un volumen de dispersión definido por el volumen (ángulo sólido) que interceptan los patrones de las antenas transmisora y receptora.

Teoría de reflexión en capas

Esta teoría se basa en la suposición que la propagación más allá del horizonte se debe a reflexiones debidas a un gran número de capas dispuestas aleatoriamente en el volumen de la atmósfera donde se interceptan los haces de las antenas transmisora y receptora. Las capas reflectoras se forman por saltos del gradiente de la constante dieléctrica de la atmósfera. En la atmósfera existe una estratificación de índices de refracción por al menos la mitad del tiempo en muchas localizaciones, y algunas mediciones muestran que parte de la intensidad de campo recibido se debe a estas capas. La teoría de dispersión por turbulencias se ha modificado para predecir la potencia esperada que es difractada sobre el horizonte por las turbulencias que se creen asociadas a estas capas. (ver figura 3.3)

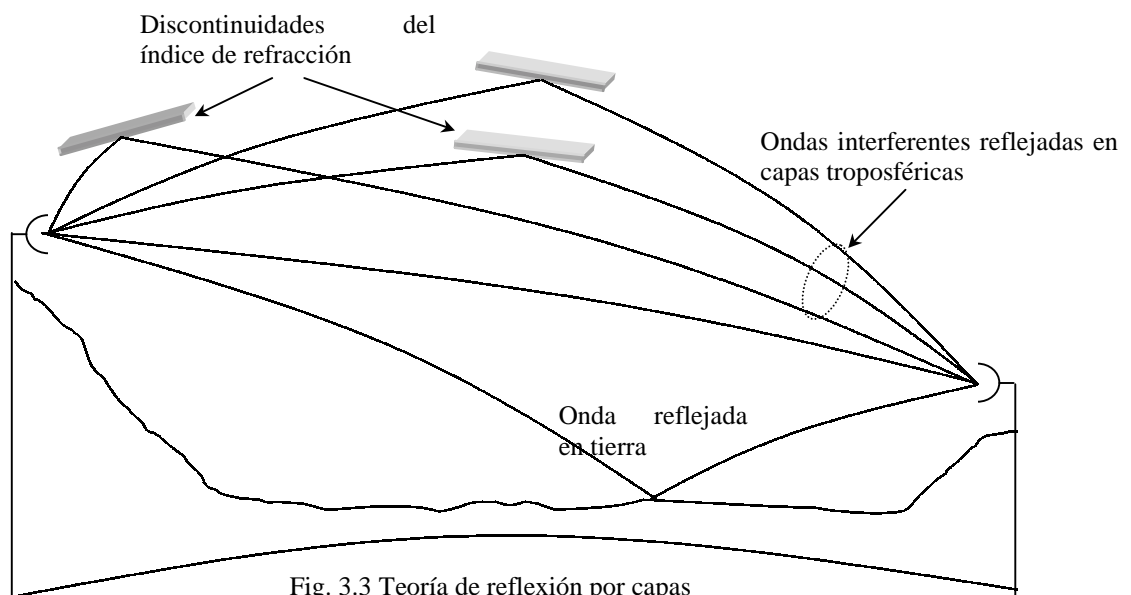


Fig. 3.3 Teoría de reflexión por capas

Los tipos de sistemas de comunicaciones para frecuencias mayores a 30MHz son:

- Sistemas por LDV
- Sistemas por dispersión troposférica
- Sistemas satelitales

COMPARACIÓN DEL SISTEMA DE DISPERSIÓN TROPOSFÉRICA CON EL SISTEMA DE MICROONDAS POR LDV

Similitudes

- Absorción por oxígeno y vapor de agua
- Recepción multitrayectoria
- Uso de repetidores de alta sensibilidad
- Uso de diversidad en el espacio
- Rango de frecuencias ($f > 30\text{MHz}$)

Diferencias: en la tabla 3.1 se muestran las diferencias entre los enlaces por LDV y por dispersión troposférica

<i>LDV</i>	<i>Dispersión Troposférica</i>
Requiere LDV	No requiere LDV
Distancias hasta 80 km.	Distancias hasta 650 km.
Baja potencia de Tx	Alta potencia de Tx
Fenómeno por el que se produce:	Fenómeno por el que se produce:
Refracción	Dispersión
Difracción	Reflexión
Reflexión	
Alta dependencia de las condiciones atmosféricas	Muy alta dependencia de las condiciones atmosféricas
Alta calidad	Baja calidad
Alta confiabilidad	Baja confiabilidad
Sistemas en desarrollo	Sistemas en desuso

Tabla 3.1. Comparación entre los sistemas por LDV y por dispersión troposférica

EL ÍNDICE DE REFRACCIÓN DE LA ATMÓSFERA

La troposfera se caracteriza porque su constante dieléctrica (ϵ) es función de la presión atmosférica, la temperatura y la humedad, las cuales varían con la altitud y dependen del clima y del estado del tiempo. La variación de ϵ produce la variación del índice de refracción (n) con la altitud.

Las señales de microondas deben propagarse a través de la troposfera. El comportamiento de una onda que se propaga por la troposfera está determinado por el índice de refracción en ella, el cual se define como la relación entre la velocidad de la luz en el vacío y la velocidad de la luz en el medio

$$n = c/c_i \quad (3.1)$$

$$c_i = \frac{1}{\sqrt{\mu_o \mu_r \epsilon_o \epsilon_r}}, \text{ entonces} \quad (3.2)$$

Para medios no magnéticos,
$$n = \sqrt{\mu_r \epsilon_r} \approx \sqrt{\epsilon_r} \quad (3.3)$$

donde μ_o : permeabilidad en el espacio libre

μ_r : permeabilidad relativa del medio

ϵ_o : permitividad en el espacio libre

ϵ_r : permeabilidad relativa del medio

El índice de refracción tiene valores muy próximos a la unidad (p.e. 1,00038), por lo que habitualmente se trabaja con el coíndice de refracción, refractividad o índice refractivo N

$$N = (n - 1) \times 10^6. \quad (3.4)$$

Comúnmente

$$N = \frac{77.6}{T} \left(p + 4810 \frac{e}{T} \right) = \frac{77.6}{T} p + 3.73 \times 10^5 \frac{e}{T^2} \quad (3.5)$$

donde:

p = presión atmosférica total (mb)

e = presión del vapor de agua (mb)

T = temperatura absoluta (°K)

La variación horizontal de n es despreciable respecto a su variación vertical, y esta última es mayor en climas tropicales que en climas fríos. El índice de refracción depende del clima, localización y estación del año. Tanto p , e y T decrecen exponencialmente con la altura, por lo que n en general decrece con h y tiende a la unidad ($N \rightarrow 0$). De esta manera

$$N(h) = N_s e^{-h/H} \quad (3.6)$$

donde N_s es el coíndice de refracción en la superficie terrestre (adimensional), h la altura (km) y H es una escala de altura que generalmente es igual a 7.32 km, por lo que

$$N(h) = N_s e^{-0.136h}. \quad (3.7)$$

Una atmósfera que cumpla con la ecuación 3.6 sigue el modelo exponencial aproximado, el que se caracteriza porque cerca de la superficie terrestre (dentro de los tres primeros kilómetros) ϵ y N decrecen linealmente con la altura.

Desde el punto de vista macroscópico, como tendencia estadística media, ocurre una disminución exponencial de n con la altura. El CCIR ha definido una atmósfera de referencia, cuya variación exponencial es

$$N(h) = 289e^{-0.136h} \quad (3.8)$$

con h en kms.

En las capas bajas de la troposfera (p.e. hasta los tres kilómetros), la variación puede considerarse lineal, y el gradiente sería constante e igual al valor de la ecuación anterior con $h = 0$

$$\left. \frac{dN}{dh} \right|_{h=0} = -39 \text{ km}^{-1}. \quad (3.9)$$

si este gradiente fuera constante respecto a h , $N = 289 - 39h$, y tendríamos una atmósfera normal o estándar.

La atmósfera de referencia puede considerarse como una atmósfera con una variación estadística media, válida en climas templados, en un período de tiempo más o menos largo (p.e. 1 año). Si consideramos las capas bajas de la atmósfera, se observan variaciones en el tiempo, pudiéndose encontrar variaciones de gradiente entre -80 y -20 km^{-1} , pudiendo llegar el gradiente a ser positivo.

La atmósfera superestandar es la que tiene un gradiente negativo menor a -39 km^{-1} , y provee condiciones adecuadas para la propagación. La atmósfera subestandar dificulta la propagación, y se da cuando $g > -39$, y puede llegar a ser positivo al producirse una inversión de la variación de la temperatura con la altura.

ESTRATIFICACIONES DE LA ATMÓSFERA

Análisis en el caso de estratificación plana.

Según la ley de Snell para refracción y de acuerdo a la figura 3.4,

$$n_o \text{ sen } i_o = n_1 \text{ sen } i_1 = n_2 \text{ sen } i_2 = n_3 \text{ sen } i_3 = C \quad (3.10)$$

$$n_k \text{ sen } i_k = n_j \text{ sen } i_j \quad (3.11)$$

expresando esta ecuación en función de los ángulos complementarios (θ)

$$n_o \text{ sen}(90 - \theta_o) = n \text{ sen}(90 - \theta) \quad (3.12)$$

$$\text{pero} \quad \text{sen}(90 - i) = \text{sen}(90) \cos(\theta) - \cos(90) \text{sen}(\theta) = \cos(\theta) \quad (3.13)$$

$$\text{luego,} \quad n_o \cos(\theta_o) = n \cos(\theta) = C. \quad (3.14)$$

$$\text{Sabemos que} \quad n = n_o + gh \quad (3.15)$$

para una atmósfera estándar, donde:

n_o es el índice de refracción referido al nivel del mar

h es la altura de la superficie respecto al nivel del mar

g es el gradiente del índice de refracción de la troposfera

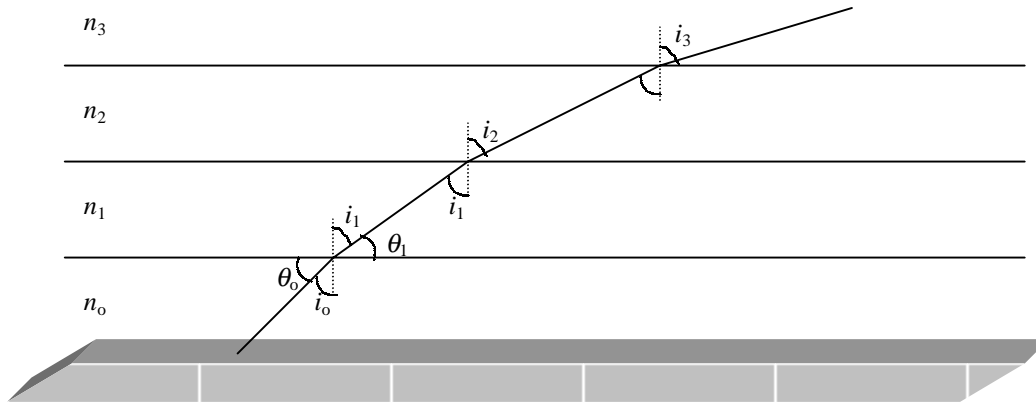


Fig. 3.4. Atmósfera con estratificación plana

luego

$$n_o \cos(\theta_o) = n \cos(\theta) = (n_o + gh) \cos(\theta) \tag{3.16}$$

$$\Rightarrow \frac{\cos(\theta_o)}{\cos(\theta)} = 1 + \frac{gh}{n_o} \tag{3.17}$$

ecuación que en adelante llamaremos de trayectoria del rayo para estratificación plana.

Análisis en el caso de estratificación esférica.

Según la ley de Snell para refracción

$$n_1 \cos(\phi_1''') = n_2 \cos(\phi_2) \tag{3.18}$$

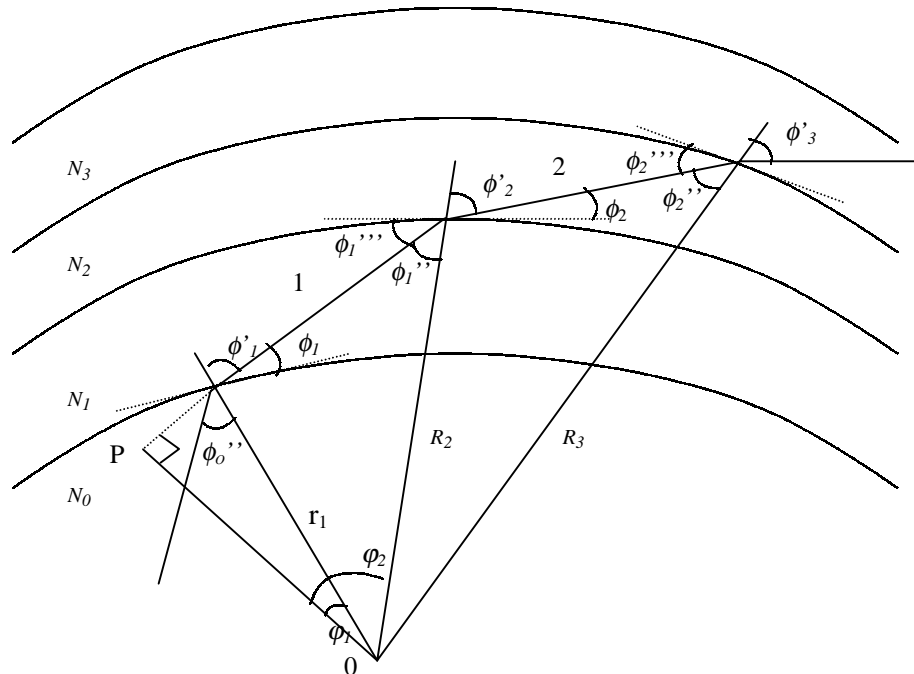


Fig. 3.5. Atmósfera con estratificación esférica

Comentario: Si proyectamos la trayectoria 1 hasta P, podemos demostrar geoméricamente que $\phi_2 = \phi_1'''$ y que $\phi_1 = \phi_1$. Analíticamente, $\phi_2 + 90 + (90 - \phi_1''') = 180 \Rightarrow \phi_2 = \phi_1'''$ y $\phi_1 + 90 + (90 - \phi_1) = 180 \Rightarrow \phi_1 = \phi_1$.

$$\text{Sin embargo} \quad \cos(\phi_1) = \frac{OP}{r_1}; \quad \cos(\phi_1''') = \frac{OP}{r_2} \Rightarrow r_1 \cos(\phi_1) = r_2 \cos(\phi_1''') \quad (3.19)$$

sustituyendo (3.18) en (3.19)

$$n_1 \frac{r_1}{r_2} \cos(\phi_1) = n_2 \cos(\phi_2) \Rightarrow n_1 r_1 \cos(\phi_1) = n_2 r_2 \cos(\phi_2), \quad (3.20)$$

$$\text{y en general} \quad n_k r_k \cos(\phi_k) = C \quad (3.21)$$

esta ecuación representa la ley modificada de Snell.

Comentario: La ley de Snell y la ley modificada de Snell relacionan los ángulos de refracción entre capas, sólo que para estratificación plana $\phi_1 = \phi_1'''$ ($\theta_1 = \theta_1$).

ECUACIÓN DE TRAYECTORIA PARA ESTRATIFICACIÓN ESFÉRICA

Sabemos que $n = n_o + gh$ (para la atmósfera estándar $n = n_o - 39 \times 10^{-9} h$).

Además, según la ley modificada de Snell y de acuerdo a la figura 3.6

$$n_o R_o \cos \phi_o = nr \cos \phi \quad (3.22)$$

donde R_o es el radio de la tierra.

Pero $n = n_o + gh$ y, según la fig. 3.6, $r = R_o + h$, por lo tanto

$$n_o R_o \cos \phi_o = (n_o + gh)(R_o + h) \cos \phi \quad (3.23)$$

$$\Rightarrow \frac{\cos \phi_o}{\cos \phi} = \frac{(n_o + gh)(R_o + h)}{n_o R_o} = 1 + \frac{gh}{n_o} + \frac{h}{R_o} + \frac{gh^2}{n_o R_o} \quad (3.24)$$

pero

$$\frac{gh}{n_o} \approx -39 \times 10^{-9} h \text{ es del orden de } 10^{-5}$$

$$\frac{h}{R_o} = \frac{h}{6.4 \times 10^6} \text{ es del orden de } 10^{-4}$$

$$\frac{gh^2}{n_o R_o} \approx \frac{-39 \times 10^{-9} h^2}{6.4 \times 10^6} \text{ es del orden de } 10^{-9}$$

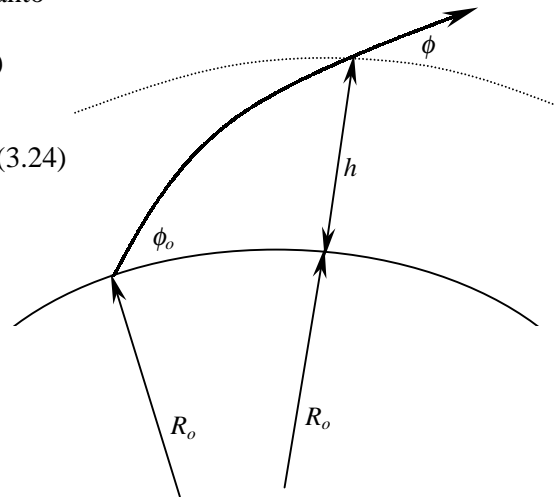


Fig. 3.6 Trayectoria de una onda en una atmósfera con estratificación esférica

por lo que despreciamos el término cuadrático y

$$\frac{\cos \phi_o}{\cos \phi} \approx 1 + h \left(g + \frac{1}{R_o} \right), \quad (3.25)$$

ecuación que llamaremos de trayectoria para una atmósfera esféricamente estratificada.

RADIO DE CURVATURA DE LAS TRAYECTORIAS

A continuación se deduce la expresión matemática que permite calcular el radio de las curvaturas de las ondas en la troposfera en función del gradiente del índice de refracción. Para un instante dt (ver figura 3.7)

$$A_1 A_1' = v dt \quad \text{y} \quad A_2 A_2' = (v + dv) dt \quad (3.26)$$

$$\text{Asimismo} \quad A_2 S = \rho + d\rho \quad \text{y} \quad A_1 S = \rho \Rightarrow \frac{A_2 S}{A_1 S} = \frac{\rho + d\rho}{\rho} \quad (3.27)$$

Por otra parte, en los triángulos $A_2 A_2' S$ y $A_1 A_1' S$

$$\text{tg } \alpha = \frac{A_2 A_2'}{A_2 S} = \frac{A_1 A_1'}{A_1 S} \Rightarrow \frac{A_2 S}{A_1 S} = \frac{A_2 A_2'}{A_1 A_1'} \quad (3.28)$$

$$\text{entonces} \quad \frac{(v + dv) dt}{v dt} = \frac{v + dv}{v}, \quad (3.29)$$

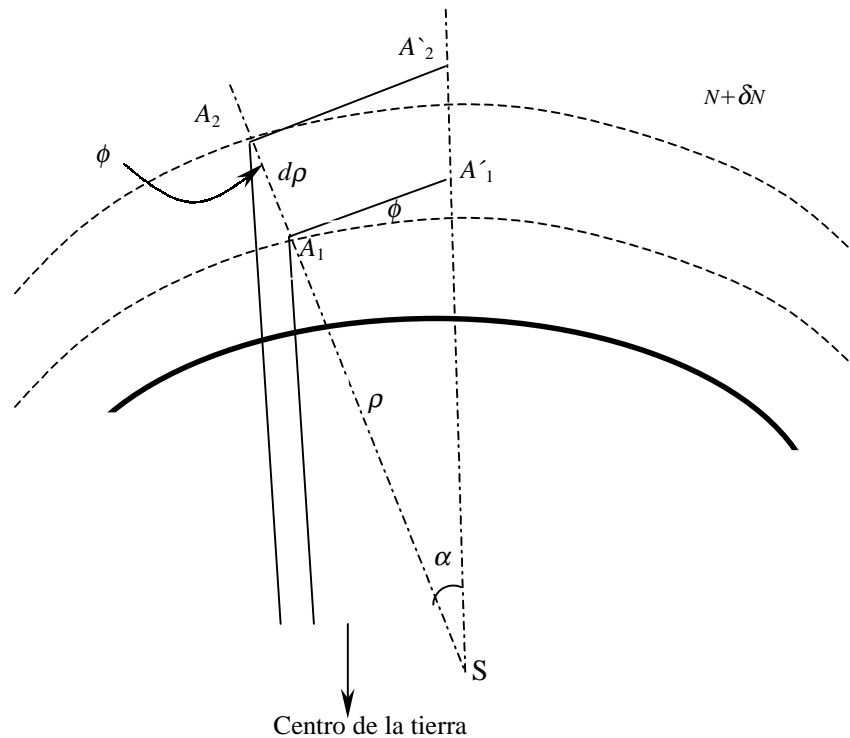


Fig. 3.7. Determinación del radio de curvatura de las trayectorias

luego
$$\frac{\rho + d\rho}{\rho} = \frac{v + dv}{v} \Rightarrow 1 + \frac{d\rho}{\rho} = 1 + \frac{dv}{v} \Rightarrow \frac{d\rho}{\rho} = \frac{dv}{v} \quad (3.30)$$

pero
$$v = \frac{c}{n} \Rightarrow dv = -\frac{c}{n^2} dn \Rightarrow \frac{d\rho}{\rho} = -\frac{dn}{n}. \quad (3.31)$$

Por otra parte, en el triángulo de lados dr y $d\rho$

$$\cos \phi \cong \frac{dr}{d\rho} \Rightarrow \cos \phi = \frac{dr}{\rho \frac{d\rho}{\rho}} = \frac{dr}{\rho \left(-\frac{dn}{n} \right)} \quad (3.32)$$

$$\Rightarrow \rho = \left[-\frac{\cos \phi}{n} \frac{dn}{dr} \right]^{-1} \quad (3.33)$$

o
$$|\rho| = \left[\frac{\cos \phi}{n} \left| \frac{dn}{dr} \right| \right]^{-1} \quad (3.34)$$

nótese que
$$\frac{dn}{dr} = \frac{dn}{dh} \quad (3.35)$$

en la práctica, los ángulos considerados son pequeños y podemos decir que

$$\left. \begin{array}{l} \cos \phi \rightarrow 1 \\ n \rightarrow 1 \end{array} \right\} \Rightarrow |\rho| = \left| \frac{dn}{dh} \right|^{-1}. \quad (3.36)$$

La ecuación 3.33 expresa el radio de la curvatura de la trayectoria en función de n .

ya que
$$N = (n-1) \times 10^6 \Rightarrow \frac{dN}{dh} = \frac{dn}{dh} \times 10^6 \Rightarrow \frac{dn}{dh} = 10^{-6} \frac{dN}{dh} \quad (3.37)$$

luego
$$|\rho| = 10^6 \left| \frac{dN}{dh} \right|^{-1} \quad (3.38)$$

ecuación que expresa el radio de la curvatura de la trayectoria en función de N .

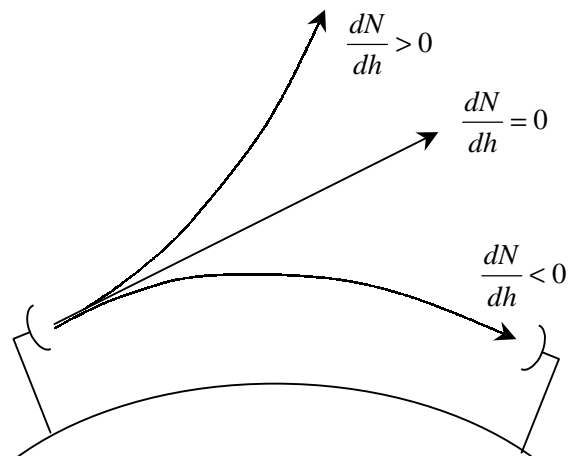


Fig. 3.8. Trayectoria del rayo de acuerdo al gradiente del coíndice de refracción

Si el gradiente del índice de refracción es constante (como en la atmósfera estándar) la forma de la trayectoria es un arco de circunferencia con radio menor a medida que aumenta el gradiente del índice de refracción. En la figura 3.8 se muestran diferentes trayectorias para los posibles casos del gradiente del índice de refracción.

Aplicación: El radio de la curvatura de un onda electromagnética que viaja a través de una atmósfera estándar es igual a $\rho = \frac{10^6}{39 \times 10^{-3}} = 25641 \text{ Km} \gg R_o$, lo que significa que las ondas se alejan de la tierra.

RADIO EQUIVALENTE DE LA TIERRA

A pesar que la energía de las ondas electromagnéticas tiende a viajar en línea recta, normalmente se curva hacia abajo debido a la refracción atmosférica. La magnitud del radio de esta curvatura varía con las condiciones atmosféricas. El grado y la dirección de la curvatura se puede definir convenientemente por un factor de radio equivalente de la tierra (k). Este factor, multiplicado por el radio real de la tierra (R_o), es llamado radio ficticio de la curvatura de la tierra. La curva resultante es igual a la curvatura relativa del haz de microondas respecto a la curvatura de la tierra, o sea, es equivalente a la curvatura real de la tierra menos la curvatura del haz. Con fines ilustrativos, se podría pensar que es el radio que tendría la tierra si la trayectoria fuera recta, siendo k el factor por el que se debe modificar el radio de la tierra para “enderezar” la curvatura de la onda electromagnética.

La ecuación de trayectoria para estratificación esférica es

$$\frac{\cos \phi_o}{\cos \phi} = 1 + h \left[g + \frac{1}{R_o} \right], \quad (3.39)$$

si la atmósfera fuese homogénea ($n=\text{constante}$) se produciría una propagación rectilínea que estaría definida por

$$\frac{\cos \phi_o}{\cos \phi} = 1 + \frac{h}{R_e}. \quad (3.40)$$

Comparando (3.39) y (3.40), vemos que si el gradiente del índice de refracción es constante, podemos transformar la propagación real (curva) en una propagación recta reemplazando el radio real R_o por un radio ficticio o equivalente.

$$\frac{1}{R_{eq}} = g + \frac{1}{R_o} \Rightarrow R_{eq} = \frac{R_o}{R_o g + 1} = k R_o \quad (3.41)$$

Para una atmósfera estándar o normal

$$g = \frac{dn}{dh} = -39 \times 10^{-9} \frac{1}{\text{m}} \quad \text{y} \quad R_o = 6.37 \times 10^6 \text{ m} \quad (3.42)$$

$$\Rightarrow k = \frac{1}{1 - 39 \times 10^{-9} \times 6.37 \times 10^6} \cong \frac{4}{3} \text{ y } R_{eq} = \frac{4 \times R_o}{3} \cong 8500 \text{ Km.} \quad (3.43)$$

La figura 3.9 ilustra el significado físico del factor de corrección de radio de la tierra.

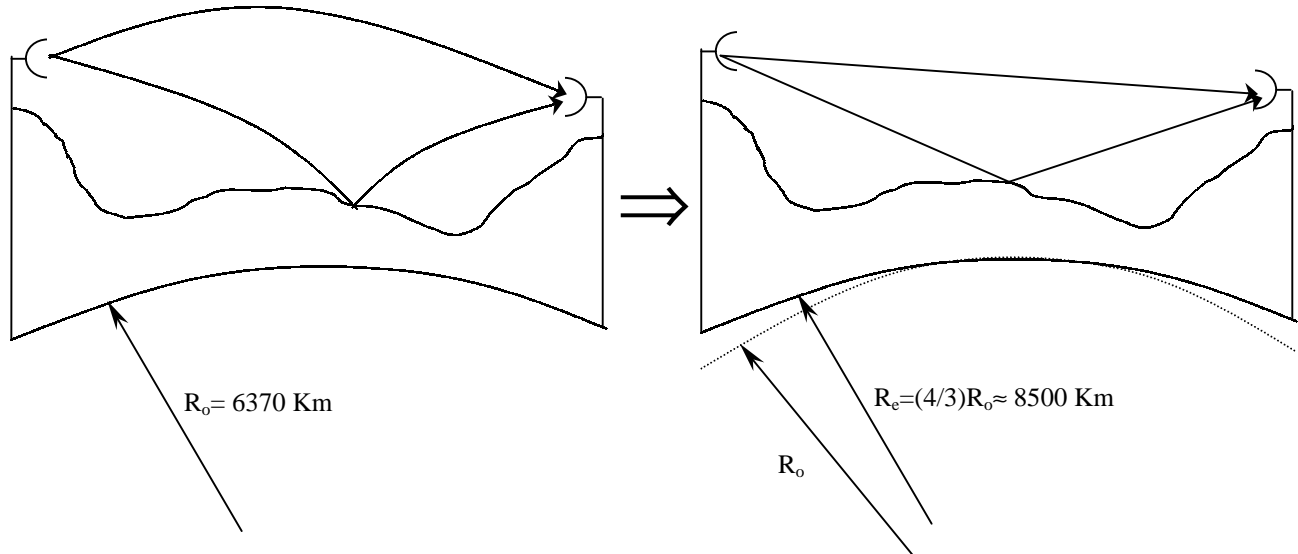


Fig. 3.9. Representación gráfica del radio equivalente de la tierra

En la figura 3.10 se muestran diferentes trayectorias correspondientes a distintos valores de k .

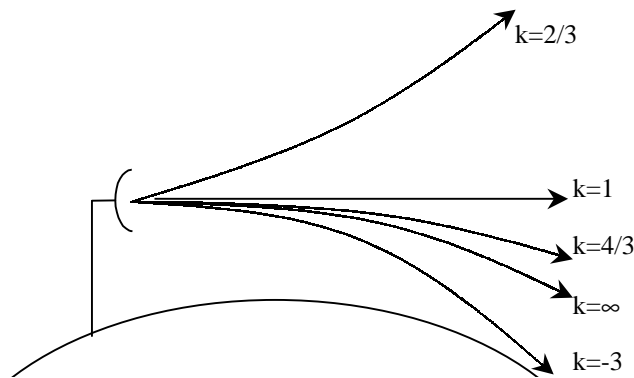


Fig. 3.10. Relación entre la trayectoria de los rayos sobre la tierra y el factor de corrección del radio de la tierra

Aplicación: Una vez determinado el radio equivalente de la tierra en la región donde se desea establecer el enlace, la altura del perfil del terreno en cada punto deben modificarse según:

$$\Delta h = \frac{d_1 d_2}{12.74k} \quad (3.44)$$

donde:

Δh = Variación de la altura del perfil en cada punto, en metros,

d_1, d_2 = Distancias desde el punto al transmisor y receptor, respectivamente en kilómetros y

k = Factor de radio equivalente de la tierra.

TEMA IV. ESTACIONES TERMINALES Y ESTACIONES REPETIDORAS PARA SISTEMAS DE COMUNICACIONES POR LDV

INTRODUCCIÓN

En este tema se describen las características, el funcionamiento y los componentes de las estaciones terminales y los diferentes tipos de repetidores usados en enlaces por LDV. Se hace especial énfasis en la comprensión del funcionamiento y la consideración de características claves en el diseño de sistemas por LDV.

ESTACIONES TERMINALES

A continuación describiremos las estaciones terminales utilizadas en los sistemas de comunicaciones por microondas, y a partir del entendimiento de sus componentes y funciones, analizaremos las estaciones repetidoras, que podrían considerarse un subsistema del sistema compuesto por la combinación transmisor-receptor (figura 4.1).

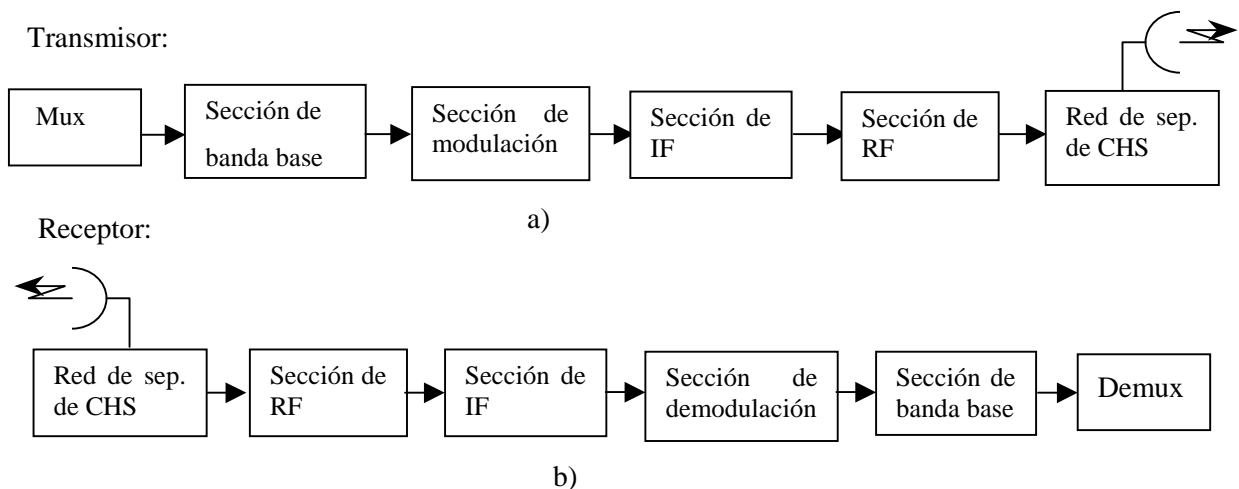


Fig. 4.1. Modelo por secciones de un a) Transmisor de microondas b) Receptor de

Multicanalizador (Mux)-Demulticanalizador (Demux)

Aunque este bloque, en general, puede corresponder a cualquier sistema de multicanalización conocido, para enlaces analógicos tipo FDM-FM corresponde a Multicanalización por división de frecuencia (FDM). Para los lectores no familiarizados con la jerarquía FDM, se recomienda la revisión de la bibliografía correspondiente a este tema.

Sección de banda base

a) En el transmisor: Está compuesta por:

- Preamplificador de banda base
- Red de Preénfasis: Para explicar el funcionamiento de esta red, es necesario conocer las características de la modulación FM frente al ruido.

Ruido y FM: Cuando se añade ruido blanco con densidad espectral constante a una señal FM, este produce una desviación indeseada en la frecuencia portadora. La magnitud de la modulación indeseada depende de la amplitud relativa del ruido respecto a la portadora. Cuando esta desviación indeseada es demodulada, se convierte en ruido si tiene componentes de frecuencia dentro del espectro de la señal modulante. El voltaje de ruido a la salida del demodulador FM se incrementa linealmente con la frecuencia, lo que se conoce como triángulo de ruido¹, mostrado en la figura 4.2.

Si asumimos que la amplitud de la señal modulante es igual en todo su espectro de la banda base, se obtiene una relación señal a ruido no uniforme, donde las frecuencias más altas sufren una mayor degradación, como se muestra en la figura 4.3a.

El preénfasis es una distorsión artificial de amplitud, que amplifica las componentes de frecuencias altas de la señal modulante antes de la modulación. El desénfasis es simplemente la acción opuesta y se realiza en el receptor antes de la demodulación, para restaurar el voltaje en el espectro de la señal modulante.

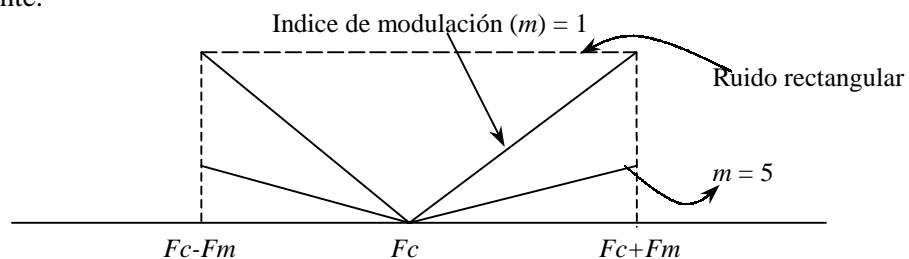


Fig. 4.2. Triángulo de ruido en FM

La red de preénfasis provee amplificación en amplitud a las frecuencias más altas de la banda base, resultando una señal con un espectro como el de la figura 4.3b, lo que proporciona una relación señal a ruido (S/N) uniforme sobre todo el espectro de la banda base. El preénfasis se puede utilizar para compensar las no linealidades de los circuitos (o sección ecualizadora).

b) En el receptor: Compuesta por

- Amplificador de banda base
- Amplificador controlado por ganancia (AGC): Se utiliza un detector de voltaje piloto que controla las pérdidas de un atenuador.
- Red de desénfasis: Restaura la señal de banda base a sus características originales de amplitud contra frecuencia.

Sección de modulación/demodulación

a) En el transmisor: La sección de modulación está compuesta por:

- Preamplificador de entrada de banda base (BB)

¹ Se usan índices bajos de modulación ($0 < m < 1$) para disminuir el ancho de banda

- Modulador FM: Provee la modulación sobre una portadora de IF. Típicamente la portadoras de IF están entre 60 y 80 MHz, siendo 70 MHz la más común (según recomendación de CCIR).
- Circuito de control automático de frecuencia (AFC): Se considera necesario un cristal con precisión de $\pm 0.001\%$ de la frecuencia central.

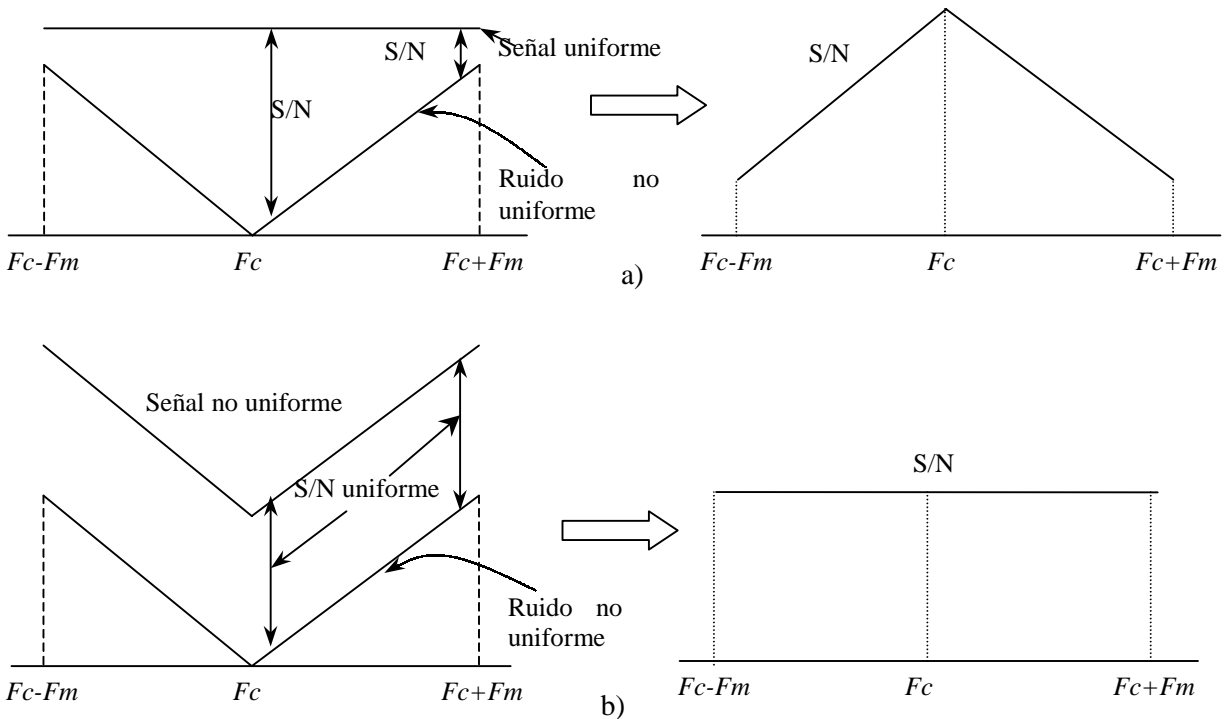


Fig. 4.3. Relación señal a ruido sobre el espectro de BB en un sistema

a) Sin usar preénfasis b) Usando preénfasis

b) En el receptor: La sección de demodulación está compuesta por:

- Limitador-discriminador
- Preamplificador de BB
- Amplificador de canal de servicio

Sección de IF

a) En el transmisor:

- Filtro pasabanda de IF: Se usa para proporcionar un ancho de banda limitado. Este filtro cambia dependiendo del ancho de banda utilizado, de tal forma que se limite el ruido introducido al sistema, principalmente el ruido térmico. Para controlar el ruido de intermodulación, se deben usar filtros con respuesta gaussiana, que tienen fase máximamente lineal (o tiempo de retardo máximamente plano).
- Amplificador de IF

b) En el receptor:

- Filtro pasabanda de IF

- Ecualizador de retardo (o fase): Como el sistema de banda limitada tendrá, en general, retardo de grupo parabólico, se usa un ecualizador de retardo con característica parabólica inversa, para lograr tiempo de retardo plano y menor ruido de intermodulación.
- Amplificador de IF con control AGC: Las características del AGC se basa en características de desvanecimiento y debe proporcionar un rango de al menos +10 dB a -20 dB respecto a la intensidad media recibida.

Sección de RF

En el transmisor y el receptor

En la figura 4.4 se muestra un diagrama de bloques de la sección de radio frecuencia (RF), que contiene los siguientes componentes:

- Limitadores: Se usan para evitar que el nivel de la señal esté dentro del rango de operación no lineal de los equipos.
- Filtros ecualizadores: compensan las no linealidades de la sección de RF
- Oscilador de RF (oscilador local): Es necesario para obtener estabilidad en alta frecuencia (del orden del 0.001 %). Se usan osciladores de cristal en VHF con multiplicadores de frecuencia en serie.
- Control automático de ganancia (AGC) y control automático de fase o retardo (APC)
- Mezclador: La señal de IF se traslada a la región de microondas por medio de un mezclador de AM, y un oscilador de microondas (que generalmente es un tubo de onda viajera (TWT) o un Klystron). Se mezcla y no multiplica para trasladar la señal de IF a RF manteniendo invariable el índice de modulación (m). Si se multiplica la portadora de IF se multiplicaría también la desviación de frecuencia y el índice de modulación, aumentando el ancho de banda.
- Amplificador de RF: Provee alta potencia de salida y aísla al oscilador de reflexiones (aislador).
- Filtro pasa banda: Su selectividad debe ser tal que cualquier frecuencia fuera de la banda pasante esté al menos 20 dB por debajo del nivel del oscilador local en el mezclador

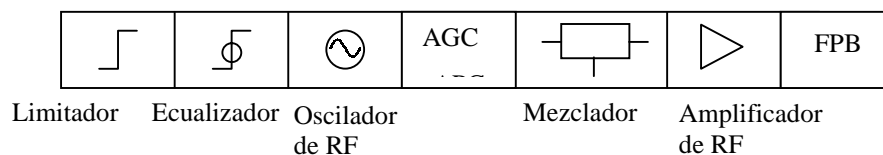


Fig. 4.4. Sección de RF para el transmisor y el receptor

Red de combinación de canales

- En el transmisor y el receptor: La red de combinación de canales permite conectar más de un transmisor de microondas a una misma línea de transmisión. La señal viaja generalmente a través de una guía de onda a una misma antena.

Generalmente se hace uso de la misma antena para transmitir simultáneamente diferentes (independientes) canales de RF. Los filtros de distribución se usan para separar los canales de RF sin introducir pérdidas significativas.

Antena y red de alimentación

Como la energía de señal va a ser transmitida por el espacio (la tropósfera) debemos utilizar antenas adecuadas a nuestra frecuencia de operación, así como una red de alimentación que lleve la señal del transmisión o receptor a la antena. Los requerimientos que debe cumplir la antena son:

- Alta apertura
- Bajo ruido
- Capacidad de direccionamiento
- Alta directividad

Antenas parabólicas

Consisten en antenas compuestas por un reflector circular alimentado en forma central, que resulta al rotar una parábola alrededor de su eje. Son caracterizadas (especificadas) por su razón F/D , donde F es la longitud focal y D es el diámetro. Para lograr bajos lóbulos laterales e iluminación uniforme, se usa regularmente $F/D = 0.4$.

- Las antenas parabólicas convencionales tienen las siguientes ventajas:
 - a) Son fácilmente direccionables,
 - b) Tienen gran apertura y una eficiencia moderada (entre 50 y 60%).
- Desventajas
 - a) En comunicaciones satelitales y receptores de bajo ruido, donde la antena se apunta hacia arriba (grandes ángulos de elevación), su alto desbordamiento de energía (spill-over energy) ilumina a la tierra, calentándola y produciendo una contribución al ruido apreciable.
 - b) Se necesitan largas líneas de transmisión para llevar la señal de los amplificadores al alimentador.

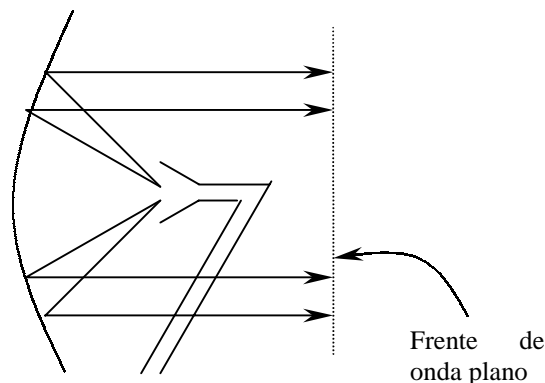


Fig. 4.12. Antena parabólica con alimentador frontal (bocina)

Antena Cassegrain

Consiste en una antena con un sistema de doble reflector, compuesto por una parábola de revolución (reflector principal) y una hipérbola de revolución (reflector secundario). Los dos reflectores y el alimentador se posicionan de tal forma que el punto focal del paraboloide y el punto focal del hiperboloide sean coincidentes.

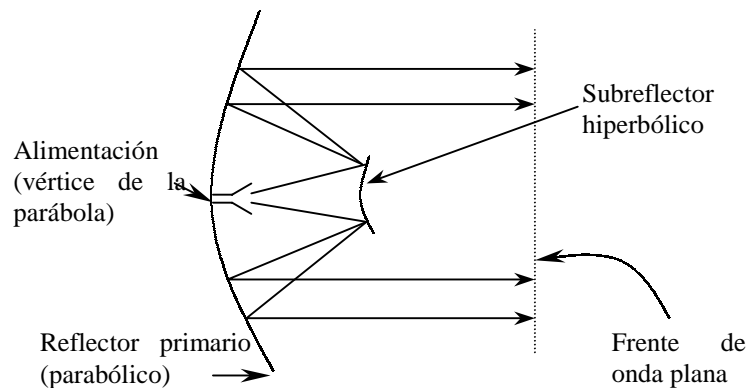


Fig. 4.13. Antena Cassegrain

Como se ve en la figura 4.13, los rayos provenientes del alimentador de onda esférica ilumina la superficie convexa del subreflector y son reflejados de tal manera que parecen emanados del punto focal común (punto focal de la parábola). La energía se refleja nuevamente, ahora en el paraboloide, para formar el frente de onda plana radiado por la antena.

– Ventajas respecto a la antena parabólica:

- a) Poco desbordamiento (spill-over) del reflector parabólico
- b) Gran estabilidad mecánica del sistema de alimentación
- c) Eliminación de largas líneas de transmisión
- d) Flexibilidad de diseño para el alimentador.

– Desventajas respecto a la antena parabólica:

- a) Existe el bloqueo de apertura, que consiste en la obstrucción de la señal proveniente del reflector parabólico por el reflector hiperbólico. Con un diseño cuidadoso, el bloque de apertura puede minimizarse y no afectar seriamente el desempeño del sistema.

Otros tipos de antenas

- a) Antena Gregoriana (Gregorian Antenna)
 - b) Reflectores de bocina (Horn Reflectors Antennas)
 - c) Reflectores de bocina plegados (Folded Horn Reflectors Antennas)
- Reflectores de bocina Cassegrain (Cassegrain Horn Reflectors Antennas)

ESTACIONES REPETIDORAS

La distancia máxima entre el transmisor y el receptor de un sistema de microondas depende de factores como la potencia de transmisión, el umbral del receptor, la frecuencia de trabajo, el tipo de terreno, las condiciones atmosféricas, la capacidad del sistema y los objetivos de desempeño (calidad y confiabilidad). Generalmente esta distancia se mantiene entre 30 y 80 Kms. Sin embargo, usualmente las localidades que se desean comunicar mediante enlaces de microondas están ubicadas a distancias considerablemente mayores, lo que implica que un sistema de microondas de un solo vano no es adecuado para la mayoría de las aplicaciones prácticas. Por lo tanto, es necesario colocar repetidores para sistemas de largo alcance para evitar obstrucciones que interfieran en la línea directa. Los repetidores de microondas se dividen en activos o pasivos, dependiendo de si regeneran la señal o no. Un repetidor activo de microondas consiste en un receptor y un transmisor colocados espalda contra espalda. La estación repetidora recibe la señal, la amplifica y la acondiciona, para luego retransmitir al próximo repetidor o la estación terminal.

Básicamente los repetidores activos se pueden agrupar en tres categorías:

Repetidor directo

Amplifica y acondiciona la señal en RF. Su uso es bastante restringido debido a la dificultad de interconexión con otros sistemas (bifurcación e inserción de canales).

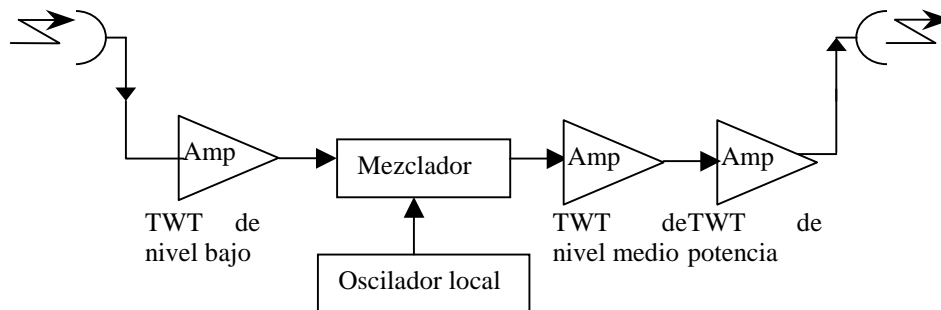


Fig. 4.5. Repetidor de RF o directo

En este repetidor la sección de RF consiste en amplificadores de RF, sin embargo, como es costoso obtener amplificadores de alta potencia a estas frecuencias, se utilizan amplificadores de potencia en cascada. A pesar de mantener la señal en RF, se debe hacer una traslación en frecuencia para evitar el sobre alcance e implementar un plan de frecuencias, temas que se discutirán más adelante en estos apuntes.

Repetidor heterodino

Se caracteriza por trasladar la señal recibida (RF) a IF para su acondicionamiento (figura 4.6).

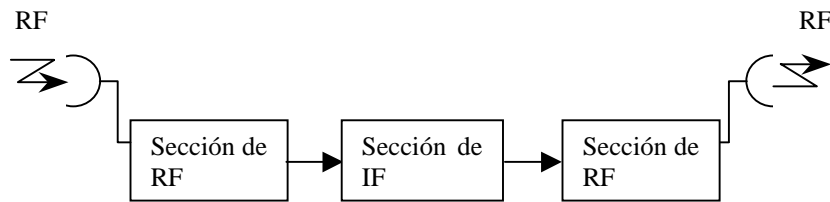


Fig. 4.6. Repetidor heterodino

En la figura 4.8 podemos observar el funcionamiento de este repetidor. La señal de RF entra al receptor a través de la red de separación de canales y el filtro pasa banda. El demodulador convierte la señal a IF. El AMP/AGC de IF y el ecualizador amplifica y acondiciona la IF. El ecualizador compensa las no linealidades de amplitud contra frecuencia y la distorsión de retardo de envolvente introducida en el sistema. El transmodulador convierte la IF a RF para retransmisión. Sin embargo, el método usado en la repetidora para generar la portadora de RF es diferente al usado en la estación terminal. En el repetidor de IF, solo se necesita un generador de microondas para el modulador y transmodulador. El generador de microondas, mezclador y oscilador permiten que el repetidor reciba la portadora RF, la traslade a IF y nuevamente a RF.

Repetidor terminal o de BB

Su estructura básica se muestra en la figura 4.7. Este repetidor demodula a BB la señal proveniente del receptor y vuelve a modular a RF para retransmitir. Se usa en sistemas en los que se desee comunicar dos localidades distintas a las que contienen a las estaciones terminales o para sistemas auxiliares de microondas de larga distancia.

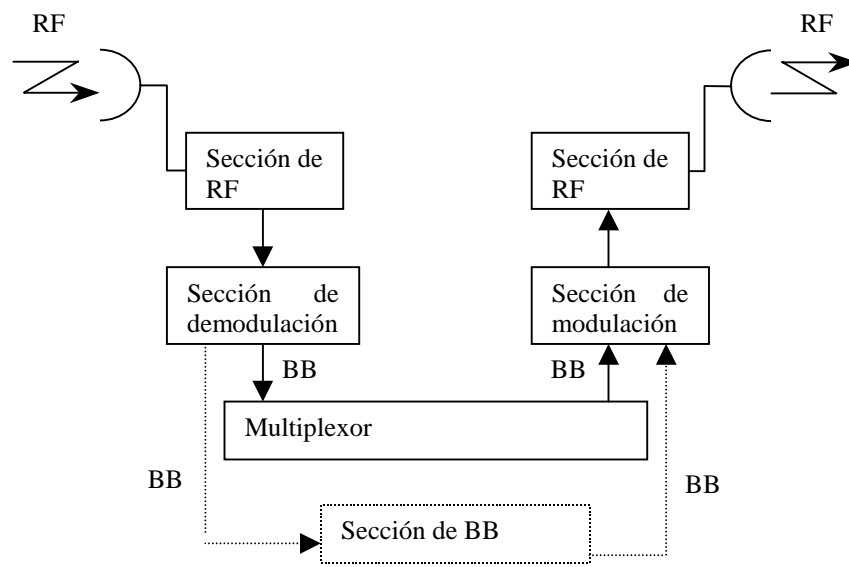


Fig. 4.7. Repetidor terminal

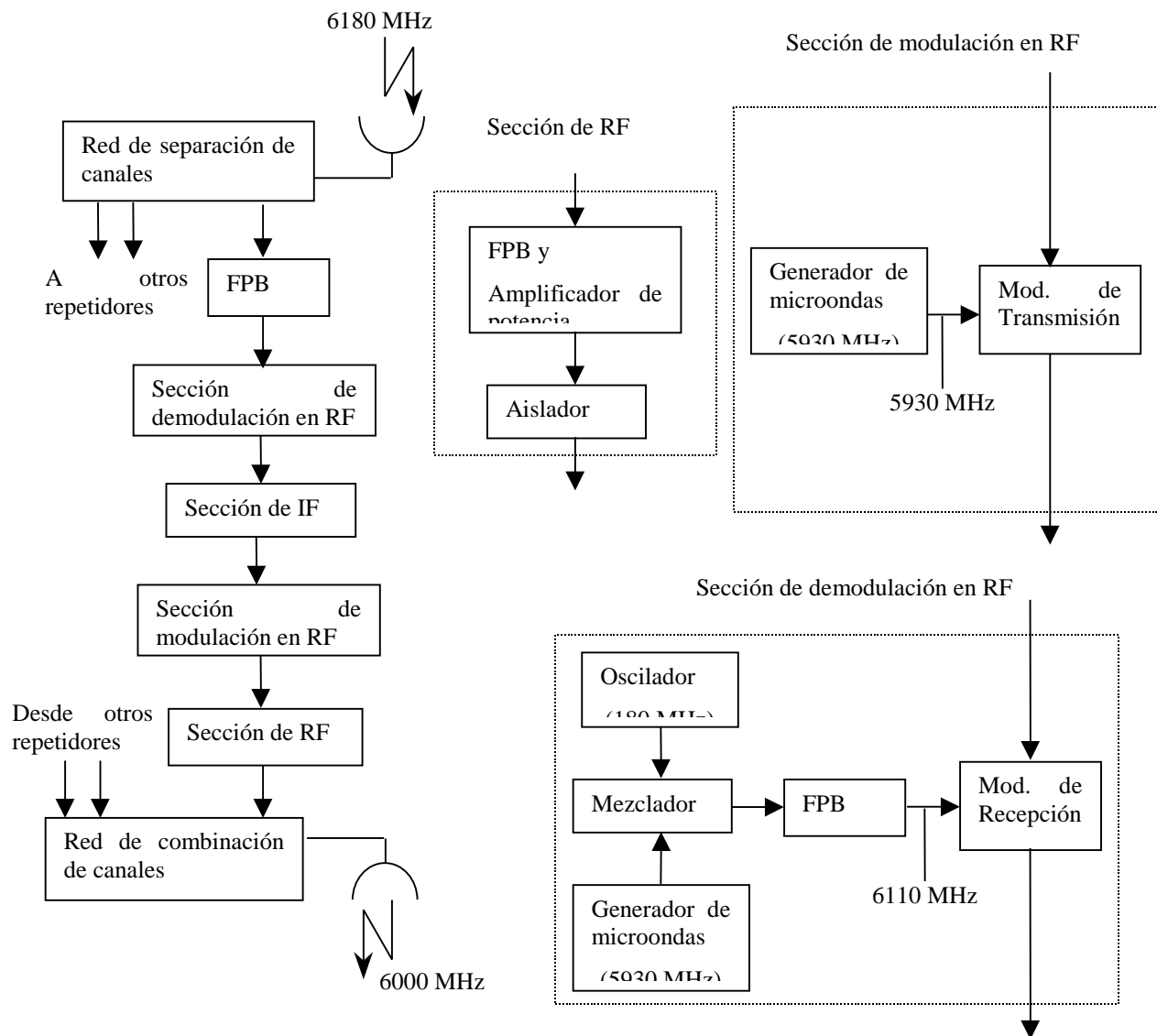


Fig. 4.8. Diagrama de bloques de un repetidor heterodino con un solo generador de microondas

La señal de RF entra al receptor a través de la red de separación de canales y el filtro pasa banda. El demodulador convierte la señal a BB. La sección de BB filtra y amplifica la señal (mediante el amplificador de banda base). El multicanalizador o multiplexor separa los canales que se vayan a extraer o incluye los que se vayan a insertar en la BB. Luego, el modulador traslada la señal a RF y la sección de RF la acondiciona para su retransmisión.

Comparación entre los tipos de repetidores

Ventajas del repetidor heterodino respecto al directo:

- 1) No se acumulan las perturbaciones introducidas durante la transmisión.
- 2) Facilidad de interconexión con otros sistemas

Ventajas del repetidor heterodino respecto al terminal:

- 1) Debido a que la señal no se demodula hasta banda base:
 - a) No hay variación de nivel (la señal se procesa en FM)
 - b) Menor procesamiento de la señal (menor ruido)
 - c) Menor cantidad de dispositivos (modem FM).
- 2) La señal de banda base no es modificada.

Ventajas del repetidor terminal respecto al heterodino y al directo:

- 1) Facilita la bifurcación e inserción de canales
- 2) Las señales de BB pueden utilizarse directamente para supervisión y control de las estaciones repetidoras
- 3) Los filtros y amplificadores (con una frecuencia central de alrededor a 9MHz) son más sencillos y baratos (las frecuencias de IF van de 60 a 80 MHz).

Ventajas del repetidor directo respecto al heterodino y al terminal:

- 1) Mayor simplicidad

Hay varios compromisos que se deben tener en cuenta al ubicar y seleccionar los equipos repetidores o terminales:

- Generalmente es mejor llevar el tráfico mediante líneas desde varias centrales en lugar de bajar e insertar el punto de repetición (ahorro en el equipo múltiplex)
- La ubicación de los puntos de seleccionarse de acuerdo a las restricciones de propagación en lugar de siempre instalar en el mismo lugar en el que está ubicada la central o el equipo que procesa la señal.
- Los métodos de alimentación entre la central o equipo procesador y las estaciones son: rutas de radio con poca carga, cable coaxial, fibra óptica o par alámbrico. La selección del medio depende de los requerimientos de calidad, el ancho de banda, la distancia a recorrer, la topografía y la accesibilidad al terreno.

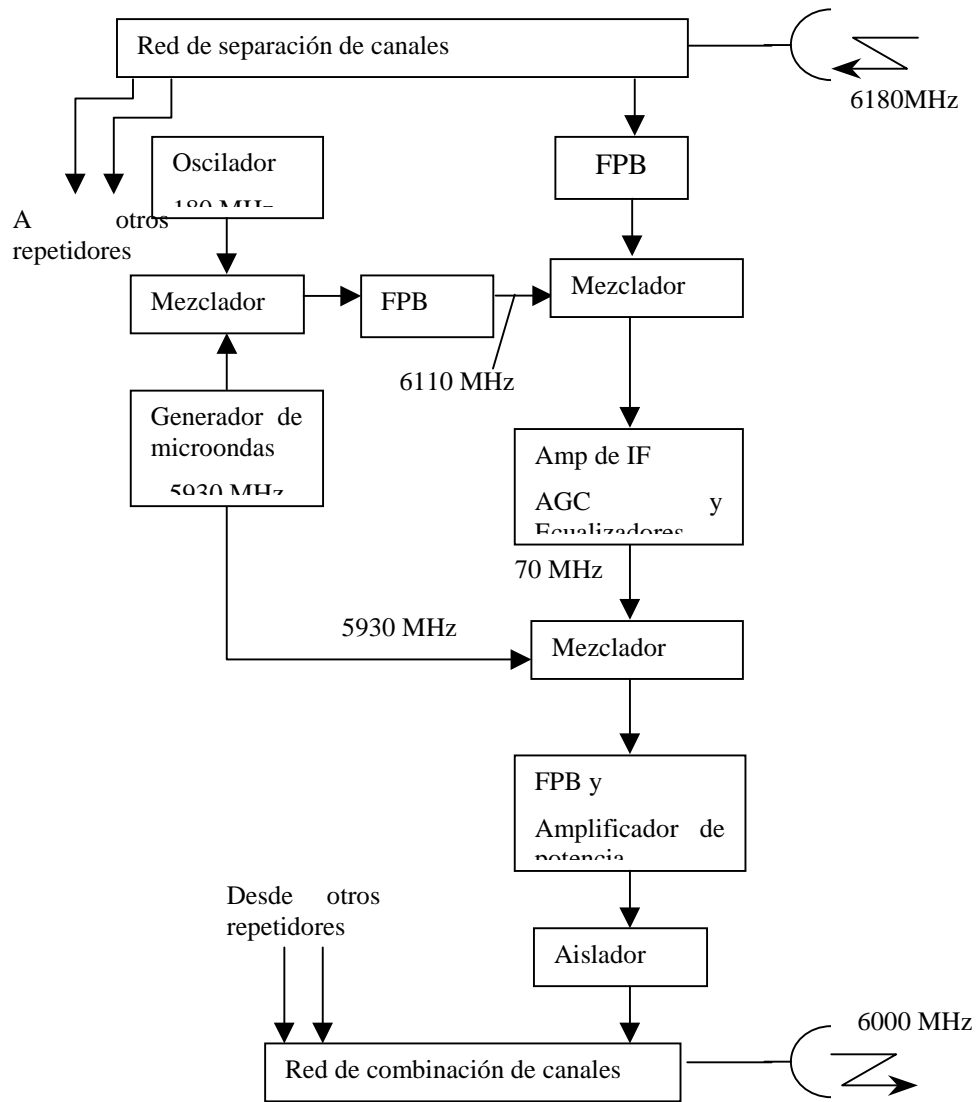


Fig. 4.9. Diagrama de bloques detallado de un repetidor heterodino con un solo generador de microondas

SISTEMAS ALTO-BAJO (HIGH-LOW SYSTEMS)

Es posible que la estación C mostrada en la figura 4.14 reciba la transmisión de A y de B simultáneamente; a este fenómeno se le llama interferencia multi vano (multihop interference). Esto ocurre solo cuando se colocan tres estaciones en línea directa.

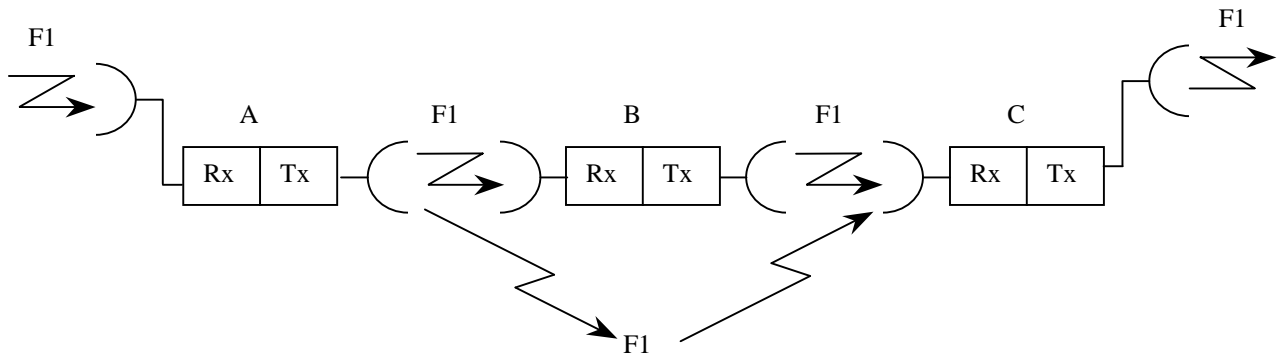


Fig. 4.14. Interferencia multivano (multihop interference)

Para prevenir esto, el ancho de banda del sistema se divide en dos, creando una banda de frecuencia baja y una de frecuencia alta, como se ilustra en la figura 4.15. Si se recibe una señal en la estación C producto de la A, se puede rechazar el separador de canales y no causar interferencia. Este sistema se llama sistema repetidor de microondas alto/bajo (high/low). Cada estación pasa de una banda baja a una alta al cambiar de transmisión a recepción, a lo que se le llama “plan de frecuencias”. En las figura 4.16 se muestran planes de cuatro y dos frecuencias. La única forma que una portadora de la misma frecuencia puede interferir es cuando se recibe una transmisión proveniente de tres vanos hacia atrás, lo que es poco probable, y su magnitud es baja. Otra razón para usar un esquema de frecuencias alto/bajo es prevenir la potencia que se radia hacia atrás y hacia los lados de la antena transmisora y que puede ser recibida por la antena receptora. Esto se llama *ringaround*. (toda antena tiene una razón frente-espalda (front-back) finita, generalmente entre 20 y 70 dB). Aunque la razón frente-espalda de las antenas típicas de microondas es alta, la poca potencia que se radia hacia atrás puede ser apreciable comparada con la que normalmente se recibe en el sistema. Una estación repetidora alto/bajo necesita dos portadoras de microondas para el proceso de conversión hacia arriba y hacia abajo. De nuevo se usa el oscilador y el mezclador para evitar dos generadores de microondas. La desventaja obvia del sistema alto/bajo es que el ancho de banda se reduce a la mitad. Para evitar el sobre alcance (over reach) se usan también cambios polarización de la señal. Otra forma de evitar la interferencia multivano se ilustra en la figura 4.17, en donde se colocan los repetidores y las estaciones terminales no alineados. Aunque esta configuración permite utilizar todo el ancho de banda disponible, al no tener que dividir la banda de frecuencia, no siempre se pueden colocar los repetidores de forma que se evite completamente la interferencia, por lo que esta disposición se usa normalmente en combinación con un plan de frecuencias.

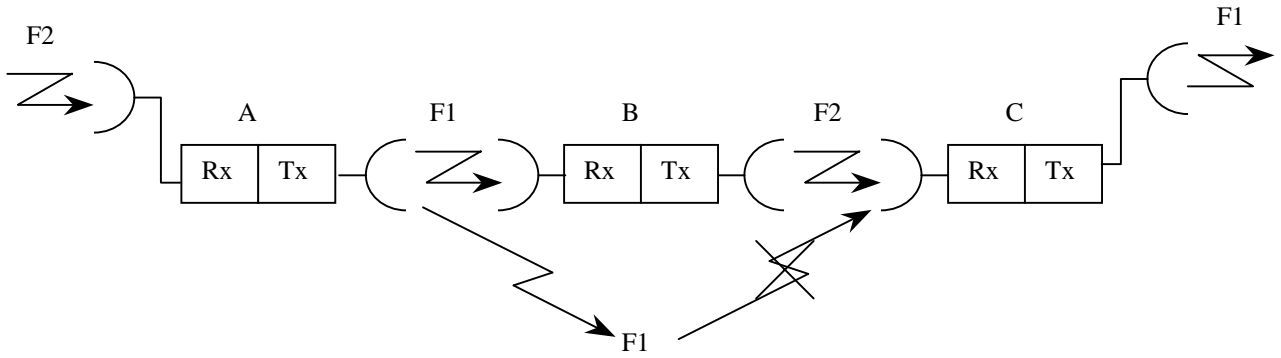


Fig. 4.15. Sistema Alto/bajo (high/low system)

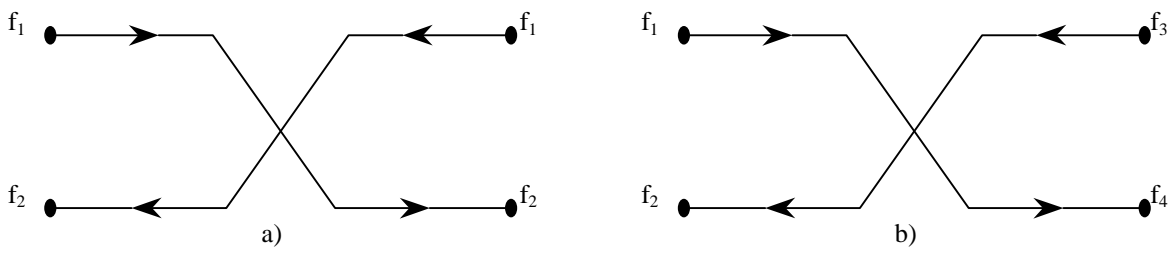


Fig. 4.16. a) Plan de dos frecuencias b) Plan de cuatro frecuencias

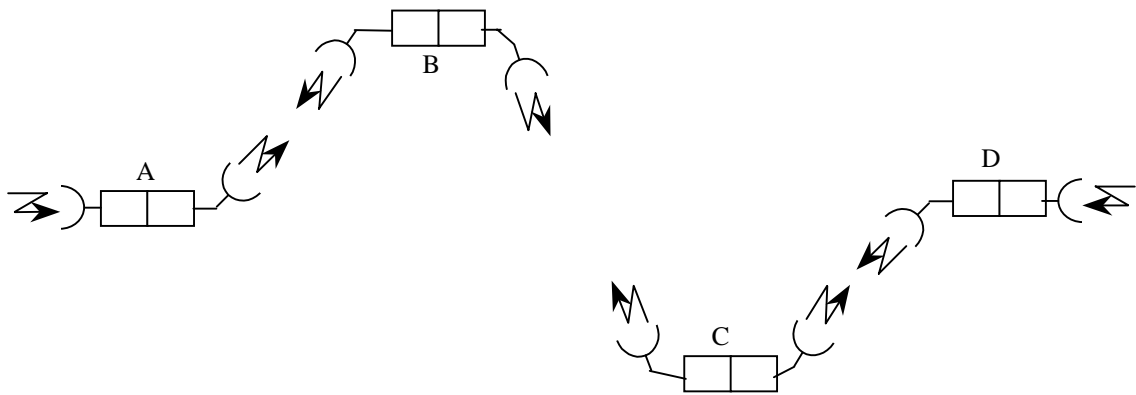


Fig. 4.17. Ubicación de los repetidores para evitar el sobre alcance (over-reach)

TEMA V. RADIOENLACES ANALOGICOS

ZONAS DE FRESNEL

Considere la figura 4.18, en donde un frente de onda que viaja de izquierda a derecha encuentra un obstáculo que absorbe o refleja toda la energía incidente sobre él. Si el frente de onda es uniforme, ¿cuál será la magnitud del campo a lo largo de la línea B-B' al otro lado del obstáculo?. Para cuantificarla, tomamos un eje v en el que el cero coincide con el tope del obstáculo, y los números positivos y negativos representan posiciones sobre y bajo este, respectivamente.

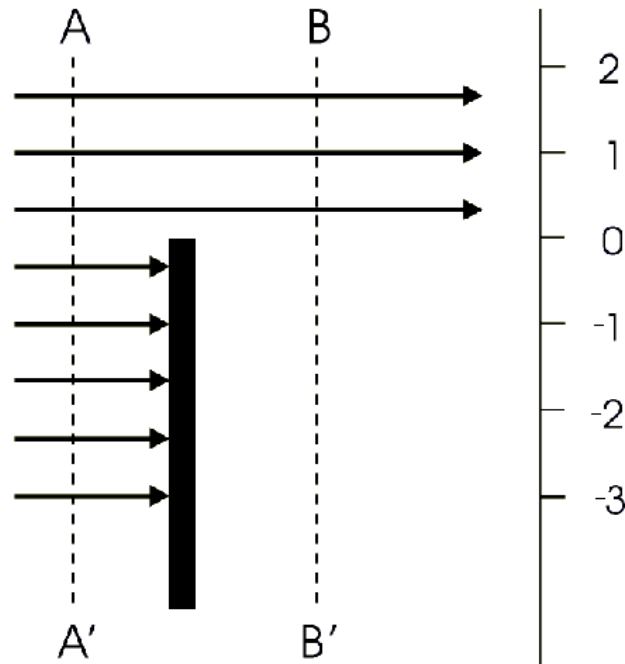


Fig. 4.18. Difracción de un frente de ondas producidas por una obstrucción.

La intuición puede hacernos esperar que la intensidad del campo a lo largo de B-B' tenga la forma de la línea punteada de la figura 4.19, con una obstrucción total de la señal detrás del obstáculo, y sin efectar la señal sobre él. La línea sólida muestra lo que en realidad ocurre: no solo se “filtra” la energía en la zona de sombra, sino que el campo sobre el obstáculo también se ve afectado. En una posición exactamente a nivel de la punta del obstáculo, la densidad de potencia de la señal se ve disminuida en 6 dB, aunque haya línea de vista. La explicación de este comportamiento poco intuitivo se fundamenta en el principio de Huygens, el cual ya ha sido tratado en estos apuntes. En un punto dado del nuevo frente de onda (punto B de la figura 4.20), el vector señal (fasor) es resultado de la adición de las contribuciones de los puntos del frente A, considerado radiadores diferenciales por Huygens (ondaletas). El componente de mayor magnitud es el proveniente de la ondaleta más cercana, obteniéndose contribuciones simétricas de los puntos superiores e inferiores; estos últimos vectores son más pequeños, debido a la mayor distancia recorrida, que produce también mayor tiempo de retardo, y por lo tanto la rotación de los vectores que se

muestra en la figura 4.20. A medida que incluimos contribuciones de puntos cada vez más alejados, los vectores correspondientes continúan rotando y disminuyendo en longitud, de forma que trazan una ruta en espiral simétrica, conocido como el espira Cornu.

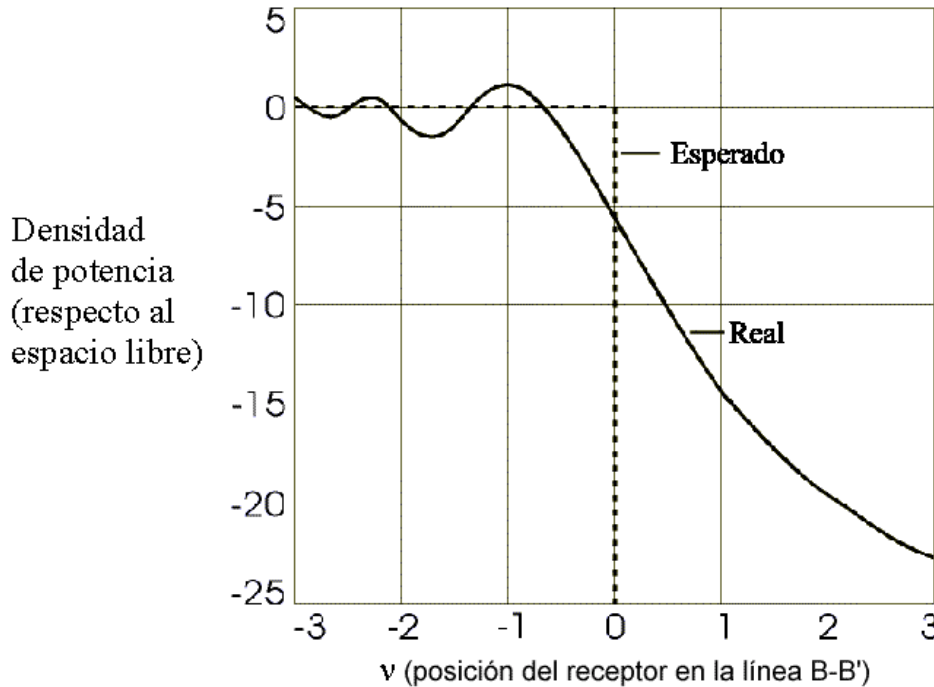


Fig. 4.19. Nivel de señal luego de un obstáculo

El espira Cornu, mostrado en la figura 4.21, es una herramienta importante para visualizar lo que sucede cuando una onda electromagnética encuentra un obstáculo. En el espacio libre, en cada punto del nuevo frente de ondas, están presente todas las contribuciones de las ondaletas del frente de onda precedente, de tal manera que el vector correspondiente es el resultante del espiral completo (o sea, sus punto terminales son X y Y). Consideremos nuevamente la figura 4.18, y por cada localización sobre el frente de onda B-B', visualicemos la formación del espiral de Cornu (el tope del obstáculo se ha asumido suficientemente estrecho como para que no produzca reflexiones significativas). En la posición 0 (a nivel del

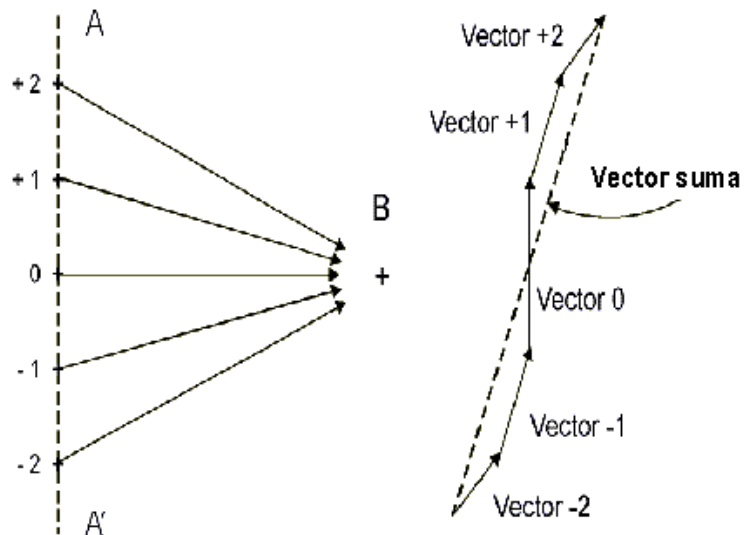


Fig. 4.20. Formación de un nuevo frente de ondas

obstáculo), tendremos las contribuciones de la porción superior del frente A-A', y el vector resultante es exactamente de la mitad de longitud que en el espacio libre, correspondiendo a una reducción en amplitud de 6 dB. A medida que bajamos por la línea B-B', bloqueamos los componentes de la porción superior de A-A', removiendo mas y mas vectores, y dejando solo la parte superior del espiral. La amplitud resultante disminuye monótonamente hacia cero a medida que nos ubicamos detrás del obstáculo, pero aún la magnitud del campo es no nula. A medida que nos movemos a lo largo de B-B' por encima del obstáculo, añadimos contribuciones de la parte negativa de A-A' (vectores -

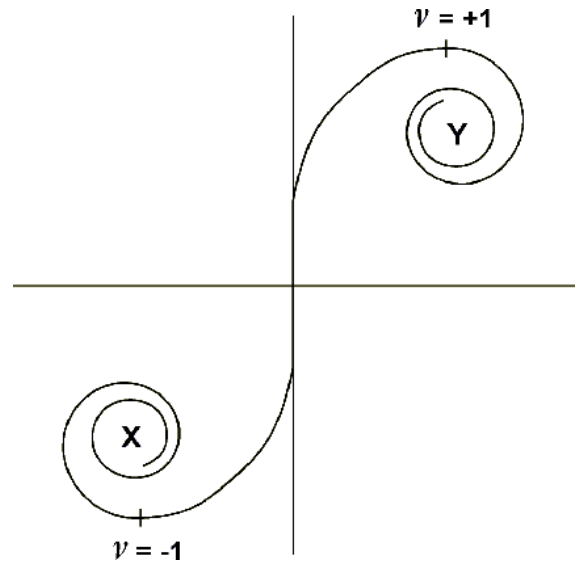


Fig. 4.21. El espiral Cornu

1, -2, etc.). El espiral aumenta su longitud a medida que añadimos más componentes, siempre que sus contribuciones sean aditivas, o sea, que la diferencia de fase entre el campo con que llega proveniente del radiador y el vector de referencia (vector 0 en la figura 4.20) sea menor a 180° . El espiral alcanza su máxima longitud (ver figura 4.22a), y cuando se añaden contribuciones de ondaletas que llegan con diferencias de fase mayores a 180° respecto al vector de referencia, el espiral se curva y la intensidad de campo es mínima (ver figura 4.22b). Contribuciones adicionales resultan en un movimiento sobre el espiral alrededor del punto X, y la amplitud del vector resultante oscila alrededor de la magnitud del campo en el espacio libre.

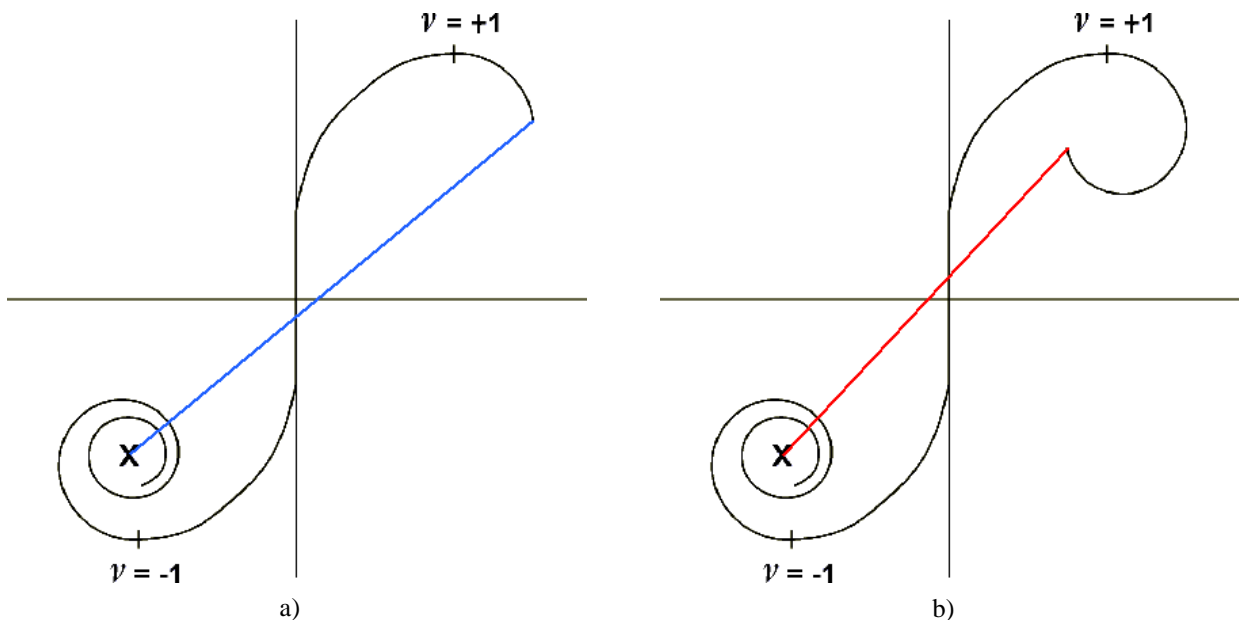


Fig. 4.22. Variación del espiral Cornu: a) máximo local, b) mínimo local

Consideremos ahora la situación ilustrada en la figura 4.23, en donde se han dibujado las torres que soportan las antenas de un enlace de radio y el elipsoide de Fresnel formado. Si hacemos un corte transversal a dicho elipsoide, podemos considerar el plano resultante como dividido por círculos



Fig. 4.23. Elipsoide de Fresnel para un radio enlace

concéntricos, como en la figura 4.24. Los puntos del plano que están a igual distancia del receptor (punto R) llegan con la misma fase y contribuyen al campo de la misma forma. El plano se puede considerar como dividido en círculos concéntricos y el campo resultante en el receptor como la suma de las contribuciones de estos círculos con sus respectivas fases. La referencia de fase es la trayectoria TOR , de

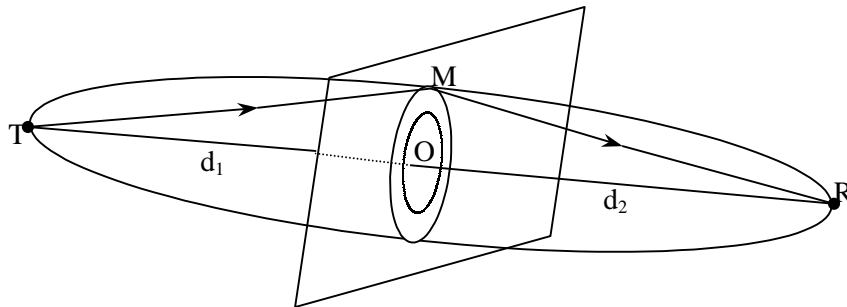


Fig. 4.24. Elipsoides de

modo que un rayo emitido en T que pasa por el punto M recorre una trayectoria TMR mayor que la del rayo directo en una cantidad ΔT

$$\Delta T = TMR - TOR \quad (4.1)$$

Los puntos del plano que recorren la misma distancia ΔT contribuyen con la misma fase al campo en R . Si el plano se desplaza ortogonal a la trayectoria TOR y se conserva el mismo valor de ΔT , el círculo que contiene a los puntos de igual fase generará un elipsoide de revolución con focos en T y R . Las diferencias de recorridos pueden asociarse al radio de los círculos; si expresamos esta diferencia como

$$\Delta T = \frac{n\lambda}{2} \quad (4.2)$$

tenemos que los valores enteros de n definen una familia de elipsoides homofocales conocidos como *Elipsoides de Fresnel* y las zonas circulares en el plano ortogonal *TOR* conocidas como *Zonas de Fresnel* (figura 4.25). Por medio del espiral Cornu, podemos ver que las ondas que llegan al receptor con diferente fase respecto a *TOR* aumentan o disminuyen la intensidad de la señal

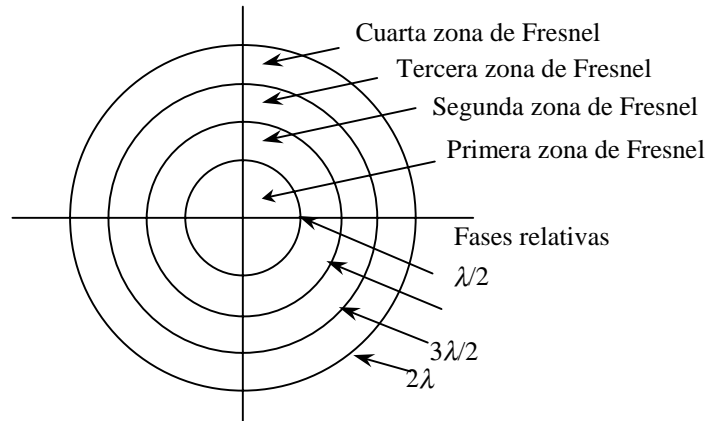


Fig. 4.25. Sección transversal del frente de ondas

dependiendo de la zona de Fresnel a la que pertenecen; el campo total recibido está dado por la contribución de cada una de las zonas de Fresnel, o sea

$$E_R = E_1 - E_2 + E_3 - E_4 + \dots = \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i-1} E_i . \quad (4.3)$$

Como el campo debido a las diferentes zonas disminuye monótonamente, el campo resultante es igual a la mitad del de la primera zona. Por lo tanto, si en el enlace existe una obstrucción entre el transmisor y el receptor, es mejor graduar la altura de las antenas hasta dejar pasar solamente la primera zona de Fresnel. Esto permite definir la condición de propagación con visibilidad, la cual establece que es suficiente con dejar libre el 55% (generalmente el 60%) del radio de la primera zona de Fresnel para que el nivel de la señal en el receptor sea igual al que se recibiría en el espacio libre.

DEDUCCIÓN DEL RADIO DE LAS ZONAS DE FRESNEL.

De acuerdo a la figura 4.24 tenemos que

$$TM^2 = d_1^2 + r_n^2 = d_1^2 \left[1 + \left(\frac{r_n}{d_1} \right)^2 \right] \text{ y } MR^2 = d_2^2 + r_n^2 = d_2^2 \left[1 + \left(\frac{r_n}{d_2} \right)^2 \right] \quad (4.4)$$

además
$$TM + MR = \frac{n\lambda}{2} + d \quad (4.5)$$

para la n -ésima zona

$$\Rightarrow d_1 \left[1 + \left(\frac{r_n}{d_1} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} + d_2 \left[1 + \left(\frac{r_n}{d_2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{n\lambda}{2} + d \quad (4.6)$$

$$\text{pero } r_n \ll d_1, d_2 \Rightarrow \left[1 + \left(\frac{r_n}{d_i} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \cong 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{r_n}{d_i} \right)^2 \quad \forall i \in N \quad (\text{por la serie del binomio})^2 \quad (4.7)$$

$$\Rightarrow \frac{r_n^2}{2} \left[\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right] = n \frac{\lambda}{2} \Rightarrow r_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d}} \quad (4.8)$$

$$\text{con} \quad d = d_1 + d_2 \quad (4.9)$$

$$\text{sustituyendo } f \text{ en MHz y } d, d_1 \text{ y } d_2 \text{ en kms., } r_n = 547.72 \sqrt{\frac{nd_1 d_2}{fd}}. \quad (4.10)$$

EL DESPEJE

El despeje (también llamado “clearance” en la literatura) es la distancia entre la línea de vista (trayecto directo entre transmisor y receptor) y el perfil del terreno a lo largo de un vano que permita la recepción del 60% de la primera zona de Fresnel. Sin embargo, para garantizar que tengamos libre este porcentaje de la primera zona de Fresnel es necesario tomar en cuenta las variaciones atmosféricas, que consideramos al estimar el factor de corrección de radio de la tierra (k), y que modifican la distancia entre el perfil del terreno y el haz que va del transmisor al receptor. La figura 4.26 ilustra estas variaciones y su efecto sobre el despeje.

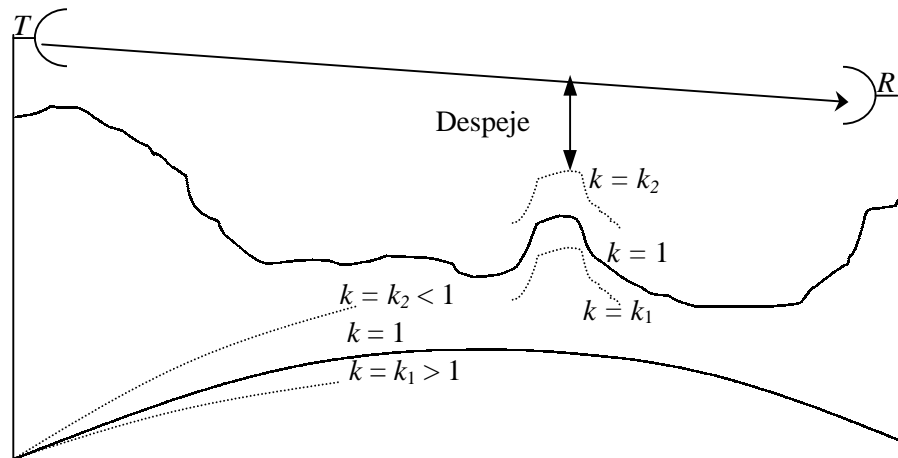


Fig. 4.26. Ilustración del concepto de Despeje y de su variación respecto a k

² Según la serie del binomio

$$(1+ax)^n = 1+n(ax) + \frac{n(n-1)}{2!} (ax)^2 + \dots + \frac{n(n-1)(n-2)\dots(n-i+1)}{i!} (ax)^i \approx 1+n(ax) \quad \forall (ax) \ll 1$$

Para obtener una expresión que relacione el despeje con otras variables del sistema, calculemos la distancia entre una línea horizontal respecto a una curva en función de k . De esta manera, una vez estimada la variación de k de acuerdo a la zona sobre la que la onda se esté propagando, podremos calcular la variación de esta distancia, y con ello el factor adicional que debemos añadir para garantizar que no esté obstruida más del 60% de la primera zona de Fresnel, distancia que representa el despeje.

Considerando las variables ilustradas en la figura 4.27, calculemos la distancia (l_o) entre una línea horizontal y una curva que representa el perfil del terreno corregido, en cada punto del vano.

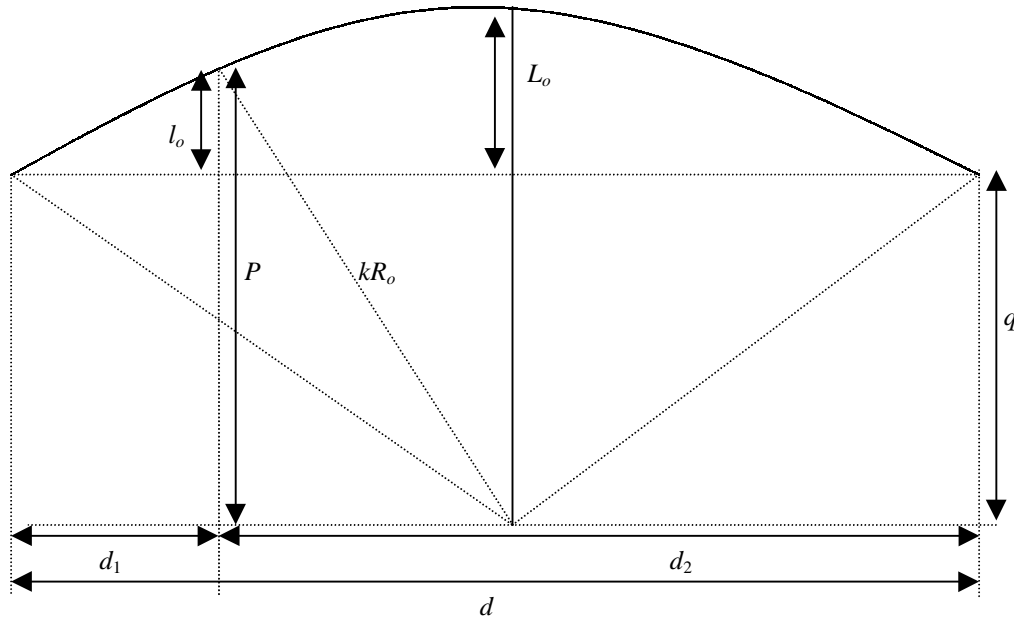


Fig. 4.27. Cálculo de despeje

De acuerdo a la figura 4.27

$$q^2 = (kR_o)^2 - \left(\frac{d}{2}\right)^2 \Rightarrow q = kR_o \left[1 - \left(\frac{d}{2kR_o}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.11)$$

Así mismo $p^2 = (kR_o)^2 - \left(\frac{d}{2} - d_1\right)^2 = (kR_o)^2 - \left(d_2 - \frac{d}{2}\right)^2 \Rightarrow p = kR_o \left[1 - \left(\frac{d_2 - \frac{d}{2}}{kR_o}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$, (4.12)

aplicando el teorema del binomio a las ecuaciones 4.11 y 4.12

$$\Rightarrow p \cong kR_o \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{d_2 - \frac{d}{2}}{kR_o} \right)^2 \right] \quad (4.13)$$

$$\Rightarrow l_o = p - q = kR_o \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{d_2 - \frac{d}{2}}{kR_o} \right)^2 \right] - kR_o \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{d}{2kR_o} \right)^2 \right] \quad (4.14)$$

$$\Rightarrow l_o = kR_o \left[\left(\frac{d}{2kR_o} \right)^2 - \left(\frac{d_2 - \frac{d}{2}}{kR_o} \right)^2 \right] = \frac{1}{2kR_o} \left[\frac{d^2}{4} - \left(d_2 - \frac{d}{2} \right)^2 \right] \quad (4.15)$$

$$\Rightarrow l_o = \frac{1}{2kR_o} \left[\frac{d^2}{4} - \left(d_2^2 - dd_2 + \frac{d^2}{4} \right) \right] = \frac{1}{2kR_o} \left[-d_2^2 + d_2(d_1 + d_2) \right] \quad (4.16)$$

$$\Rightarrow l_o = \frac{d_1 d_2}{2kR_o} \text{ y } L_o = \frac{d^2}{8kR_o}. \quad (4.17)$$

Estas dos expresiones establecen la diferencia entre el rayo directo y el perfil del terreno (corregido para determinado valor de k) para cualquier punto y para el punto medio de perfil, respectivamente.

Sabemos que k varía de acuerdo a las condiciones atmosféricas, variación que debemos considerar en el diseño del radioenlace, de tal manera que se mantenga libre el 60% de la primera zona de Fresnel. Para garantizar esto, debemos agregar una distancia adicional al porcentaje que deseamos que esté despejado, distancia que corresponde a la diferencia entre las flechas calculadas para un cambio de la condición de propagación rectilínea ($k = k_2 = 1$) a un k mínimo ($k = k_1$), esto es

$$\Delta h = l_2 - l_1 = \frac{d_1 d_2}{2R_o} \left(\frac{1}{k_2} - \frac{1}{k_1} \right). \quad (4.18)$$

Para vanos sobre la tierra, tenemos que el k mínimo esperado (condición más desfavorable) es de $\frac{3}{4}$, así que la diferencia entre las flechas calculadas para $k_1 = 1$ y $k_2 = \frac{3}{4}$ es

$$\Delta h = \frac{d_1 d_2}{2R_o} \left(\frac{4}{3} - 1 \right) = \frac{d_1 d_2}{6R_o} \quad (4.19)$$

por lo tanto, el despeje resultante es

$$C = 0.6 \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d}} + \frac{d_1 d_2}{6R_o} \quad (4.20)$$

sustituyendo d_1 , d_2 y d en kilómetros y λ en metros

$$C \text{ (metros)} = 19 \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d}} + \frac{d_1 d_2}{39}. \quad (4.21)$$

Similarmente, para vanos sobre el agua, el k mínimo esperado es 0.625, de forma que

$$\Delta h = \frac{d_1 d_2}{2R_o} \left(\frac{1}{0.625} - 1 \right) = 0.3 \frac{d_1 d_2}{2R_o} \cong \frac{d_1 d_2}{21} \quad (4.22)$$

y el despeje para vanos sobre el agua debe ser

$$C \text{ (metros)} = 19 \sqrt{\frac{\lambda d_1 d_2}{d} + \frac{d_1 d_2}{21}}. \quad (4.23)$$

con d_1 , d_2 , d en kilómetros y λ en metros.

Usando la teoría de difracción de Fresnel, se han derivado expresiones para el “factor de atenuación” en función del despeje. La atenuación de amplitud se ha graficado en la figura 4.28, usando como variable independiente la razón entre el despeje y el radio de la primera zona de Fresnel. Se puede apreciar que cuando la punta del obstáculo coincide con la línea de vista, hay una pérdida de 6 dB. Cuando el receptor está por debajo del obstáculo las pérdidas aumentan rápidamente; pero cuando el receptor está sobre el obstáculo (o sea, cuando hay línea de vista entre el transmisor y el receptor) la señal oscila alrededor del campo en el espacio libre, con desviaciones entre ± 1 dB. La señal recibida tiene una magnitud cercana a la que tendría si la propagación fuera en el espacio libre si el obstáculo está por debajo de la línea de vista cuando el despeje es de aproximadamente el 55% de la primera zona de Fresnel. Por lo tanto, la práctica usual es colocar el transmisor y el receptor a alturas tales que exista al menos despeje para este porcentaje de la primera zona de Fresnel.

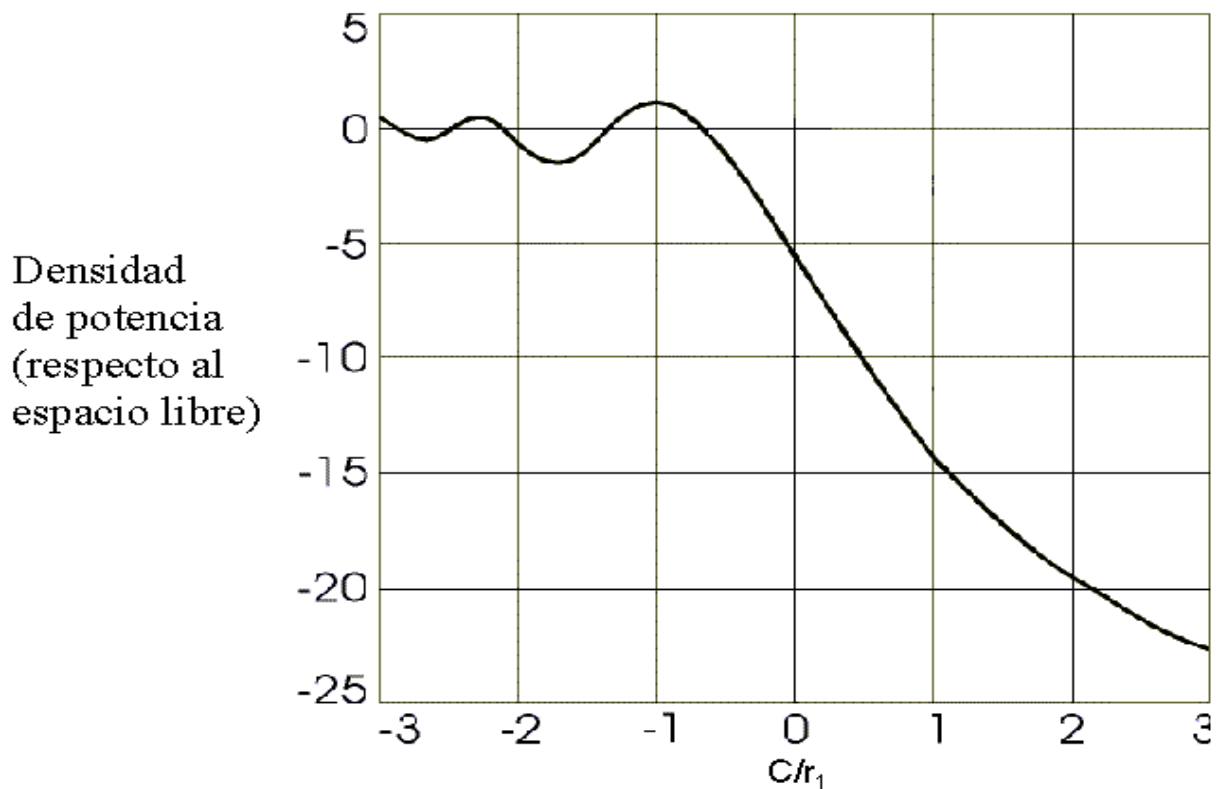


Fig. 4.28. Atenuación en función de la razón despeje/radio de la primera zona de Fresnel

REFLEXIONES EN EL TERRENO

Las reflexiones en el terreno pueden causar efectos muy importantes sobre la señal recibida. El caso más simple de reflexión es el de reflexión sobre tierra plana, mostrado en la figura 4.29. La señal resultante en el receptor R consiste en la combinación del rayo directo ER y el reflejado MR .

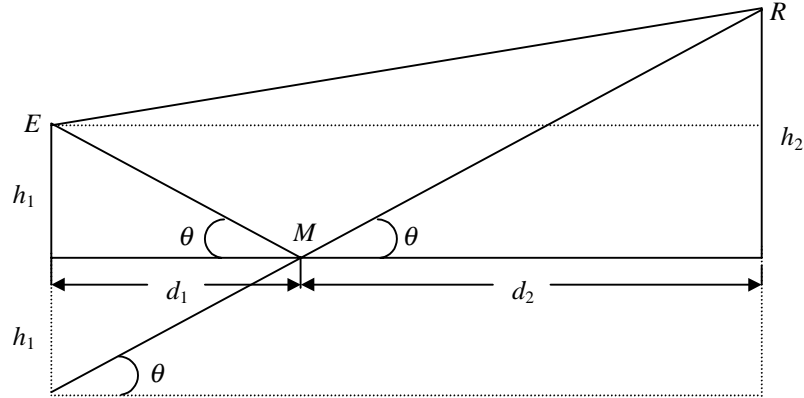


Fig. 4.29. Reflexión sobre superficie plana

Sabemos que

$$d_1 = \overline{EM} \cos \theta \text{ y } d_2 = \overline{MR} \cos \theta \quad (4.24)$$

Luego,

$$\overline{EMR} = \overline{EM} + \overline{MR} = \frac{d_1 + d_2}{\cos \theta} = d \sec \theta = d \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \theta} \quad (4.25)$$

pero $\operatorname{tg} \theta = \frac{h_1 + h_2}{d}$, entonces $\overline{EMR} = d \sqrt{1 + \left(\frac{h_1 + h_2}{d} \right)^2}$ (4.26)

y $\overline{ER} = \sqrt{(h_2 - h_1)^2 + d^2} = d \sqrt{1 + \left(\frac{h_2 - h_1}{d} \right)^2}$; (4.27)

usando la serie del binomio

$$\overline{EMR} \cong d \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_1 + h_2}{d} \right)^2 \right] \text{ y } \overline{ER} \cong d \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_2 - h_1}{d} \right)^2 \right] \quad (4.28)$$

luego, la diferencia de camino queda expresada por

$$\Delta l = \overline{EMR} - \overline{ER} = \frac{(h_2 + h_1)^2}{2d} - \frac{(h_2 - h_1)^2}{2d} = \frac{2h_1 h_2}{d}. \quad (4.29)$$

Las reflexiones causan atenuación y desplazamiento de fase, y sus efectos dependen del coeficiente de reflexión del terreno. Por lo tanto, es conveniente calcular el punto de reflexión, para determinar en que tipo de terreno incide la onda reflejada. De esta manera podemos tener un estimado de como afecta la onda reflejada a nuestro sistema, y decidir así si es necesario o no incluir sistemas de diversidad, los cuales estudiaremos posteriormente.

En la tabla 4.1 se suministran las magnitudes de coeficientes de reflexión típicos para distintos tipos de terrenos, así como las pérdidas que sufre la onda reflejada en función del tipo de terreno y de la frecuencia de operación del sistema.

Frecuencia	Agua		Prado		Campo		Ciudad, bosque, montaña	
	ρ	Pérdidas (dB)	ρ	Pérdidas (dB)	ρ	Pérdidas (dB)	ρ	Pérdidas (dB)
2GHz	1	0	0.8	2	0.6	4	0.3	10
4GHz	1	0	0.8	2	0.5	6	0.2	14
6GHz	1	0	0.8	2	0.5	6	0.2	14
11GHz	1	0	0.8	2	0.4	8	0.16	16

Tabla 4.1. Coeficientes de reflexión para diferentes tipos de terreno

Una variable a considerar en el diseño de radioenlaces es la rugosidad, que definimos como la desviación estándar de las alturas del perfil sobre el nivel del mar, tomando muestras al menos cada 2 Kms. y excluyendo los extremos. Matemáticamente

$$R_i = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^{n-1} (X_i - \bar{X})^2} \quad (4.30)$$

donde: X_i es la altura del punto i

\bar{X} es el valor promedio de todos los puntos del vano excluyendo los extremos, definido por

$$\bar{X} = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^{n-1} X_i . \quad (4.31)$$

Un vano que tenga alta rugosidad presentará condiciones de propagación favorables, pues los terrenos irregulares atenúan o eliminan la onda reflejada en tierra, contribuyen a la formación de gradientes del índice de refracción favorables a la propagación y disminuyen la probabilidad de formación de ductos troposféricos. Por el contrario, terrenos con baja rugosidad dificultan la propagación, siendo los casos más desfavorables los vanos sobre el agua.

CÁLCULO DE LA UBICACIÓN DEL PUNTO DE REFLEXIÓN

La deducción de una ecuación para el cálculo del punto de reflexión es un procedimiento largo que conduce a una ecuación entrelazada de tercer orden. Para el diseño de radio enlaces, expondremos un método práctico para el cálculo de la ubicación del punto de reflexión. La figura 4.30 representa un enlace en el cual se recibe una onda reflejada en tierra; observando esta figura, definamos los siguientes parámetros:

$$q = \frac{|h_1 - h_2|}{h_1 + h_2} \quad (4.32)$$

$$Q = 25.6k \frac{h_1 + h_2}{d^2} \quad (4.33)$$

donde: h_1 es la altura de la antena 1 respecto al punto de reflexión
 h_2 es la altura de la antena 2 respecto al punto de reflexión
 k es el factor de corrección del radio de la tierra

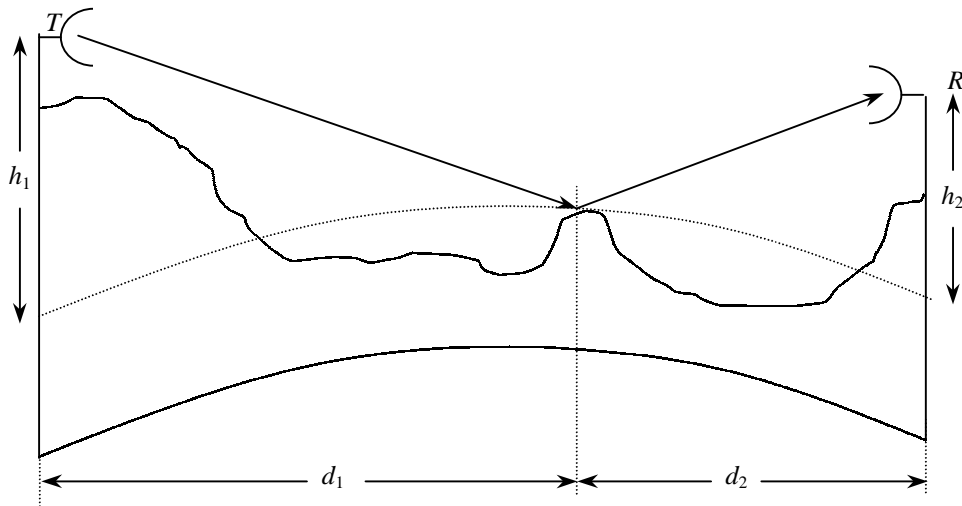


Fig. 4.30. Determinación del punto de reflexión

Con estos dos parámetros se busca en la figura 4.31 los valores de A_1 y A_2 , obteniéndose d_1 y d_2 mediante las siguientes relaciones:

$$d_1 = A_1 \frac{d}{2} \quad (4.34)$$

$$d_2 = A_2 \frac{d}{2} \quad (4.35)$$

Nótese que para calcular q y Q , necesitamos saber cuales son la alturas de las antenas relativas al punto de reflexión, por lo que necesitamos conocer la ubicación de este, que es lo que queremos conseguir. Por lo tanto este problema debe solucionarse en forma iterativa, suponiendo conocido el punto de reflexión para obtener h_1 y h_2 , calculando luego d_1 y d_2 usando las ecuaciones 4.21 a 4.24. Finalmente, se comparan los valores supuestos de d_1 y d_2 con los valores calculados, concluyendo el cómputo cuando la diferencia sea menor a un determinado valor.

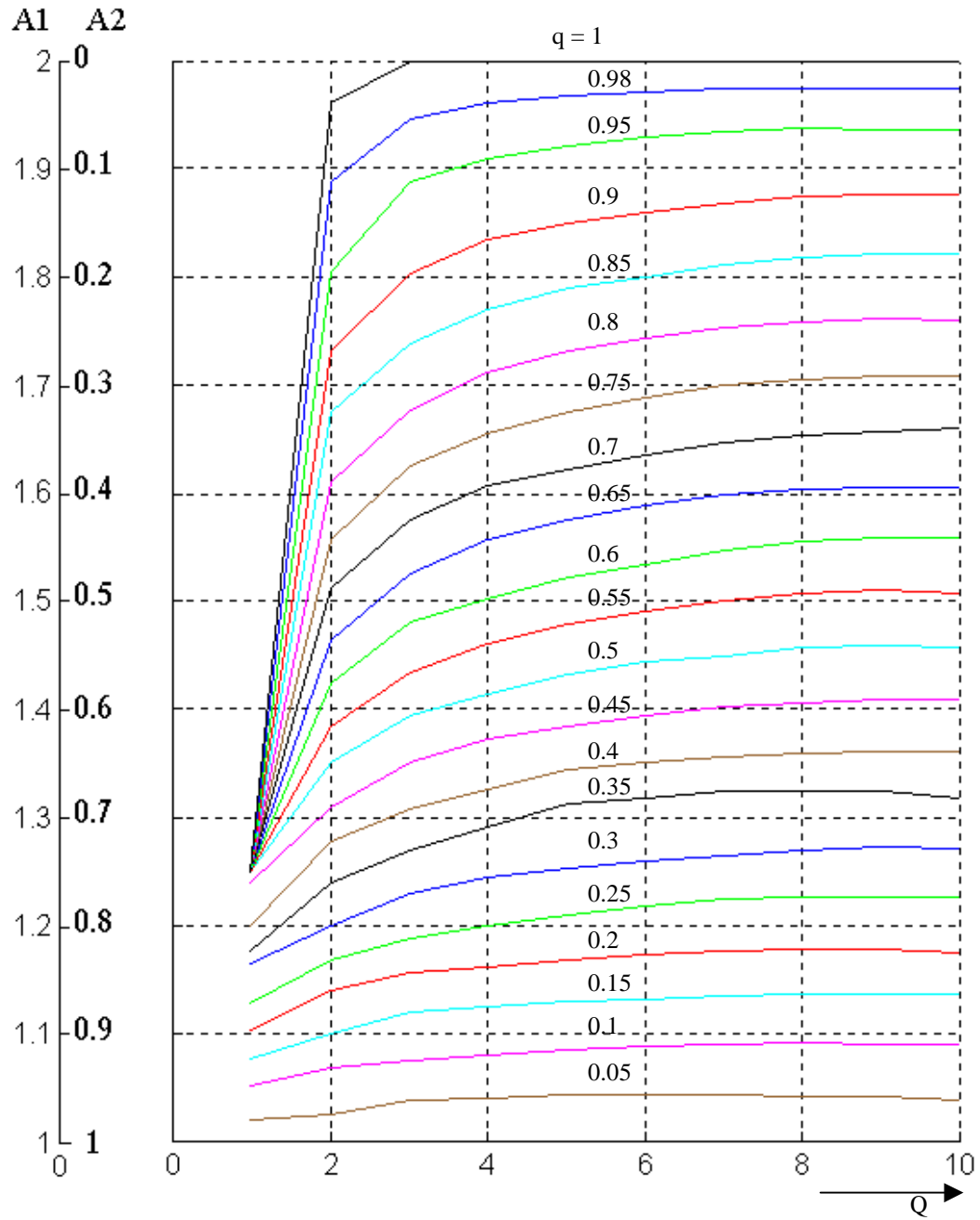


Fig. 4.31. Gráfico usado para calcular el punto de reflexión

TIPOS DE RUIDO EN UN SISTEMA DE COMUNICACIONES POR MICROONDAS.

Ruido fijo

De los distintos tipos de ruido que pueden perturbar a un sistema de comunicaciones, existe uno que no depende de la propagación, o sea, aparecería aún si suprimieramos el canal de comunicación colocando al transmisor y al receptor muy cercanos, el cual llamamos ruido fijo del sistema. El ruido fijo está compuesto por:

- Ruido de intermodulación, el cual es producto de las no linealidades en los transceptores, modems, multiplexores, amplificadores y conmutadores.
- Ruido plano (ruido térmico blanco), introducido por todos los circuitos. El fabricante suministra valores de potencia de ruido plano, ya ponderada psfométricamente.

Ruido esperado

Desvanecimiento (Fading)

Si observamos la señal recibida en un enlace de microondas durante un intervalo largo de tiempo, podemos distinguir entre dos condiciones de propagación:

1. La propagación prácticamente sin perturbación llamada transmisión de espacio libre y
2. La propagación perturbada con desvanecimiento típico.

Durante una gran parte del tiempo la señal recibida es igual a la calculada para el espacio libre excepto por desviaciones de corta duración. Durante una pequeña fracción del tiempo, especialmente en noches tranquilas o durante la existencia de flujo de aire tibio sobre capas de aire frío, se producen variaciones más o menos pronunciadas. Los períodos de variación extrema se pueden interpretar como el resultado de un gran número de señales de igual frecuencia que llegan a la antena receptora por medio de diferentes caminos y por lo tanto con distribución aleatoria de amplitud y fase. La duración del desvanecimiento extremo es de uno o varios segundos.

Los tipos de devanecimiento según la causa que los produce son

Desvanecimiento lento

Es el producido por cambios severos de las condiciones atmosféricas, que tienen bases diurnas o por estaciones. Se presume que es causado por cambios en la intensidad y distribución espacial de las turbulencias en la tropósfera, o a ensombrecimiento debido a variaciones del perfil del terreno y la naturaleza de los alrededores. En condiciones de ensombrecimiento severo, la señal recibida puede caer muy por debajo de su valor en el espacio libre. Su comportamiento se puede modelar estadísticamente mediante una distribución log-normal, con una desviación estandar de alrededor de 10 dB en zonas urbanas, e influye apreciablemente en la señal recibida por receptores móviles.

Desvanecimiento rápido

Se produce por la variación de la curvatura del haz en la tropósfera y la transmisión multitrayectoria. Sus efectos aumentan con la frecuencia de la señal y la longitud del vano. El desvanecimiento por multitrayectorias incluye el causado por la interferencia que produce el rayo reflejado en tierra y la causada por dos o más trayectorias en la tropósfera. Su distribución de probabilidad es cercana a la distribución de Rayleigh.

TÉCNICAS DE DIVERSIDAD

La diversidad es una técnica de recepción o transmisión que puede suministrar mejoras considerables a enlaces inalámbricos a un costo relativamente bajo. La diversidad explota la naturaleza aleatoria de la radio propagación al buscar rutas independientes (o al menos altamente decorrelacionadas). Practicamente en todas las aplicaciones, las decisiones sobre diversidad se hacen en el receptor, siendo desconocidas por el transmisor.

El concepto de diversidad se puede explicar facilmente. Si en una ruta la señal es afectada por un desvanecimiento profundo, debe haber otra ruta independiente que provea una señal fuerte. Si se tiene más de una ruta de las cuales seleccionar la señal, se pueden obtener mejoras de la relación señal a ruido tanto instantanea como promedio en el receptor, a veces hasta de 20 a 30 dB.

Existen diferentes tipos de implementación de diversidad, que se clasifican de acuerdo a la diferencia entre las señales que se transmiten. Así tenemos:

- a.1) Diversidad de espacio
- b.1) Diversidad de frecuencia
- c.1) Diversidad de tiempo
- d.1) Diversidad de polarización.

De acuerdo a la forma en que se utilizan las señales recibidas tenemos los siguientes tipos:

- a.2) Diversidad por selección
- b.2) Diversidad por realimentación
- c.2) Diversidad por combinación de razón máxima
- d.2) Diversidad por ganancia constante

a.1) Diversidad de espacio

La diversidad de espacio, también conocida como diversidad de antena, es una de las formas de diversidad más populares en los sistemas de comunicaciones inalámbricas. Para enlaces fijos la diversidad de espacio se implementa generalmente en las estaciones receptoras, donde se utilizan varias antenas para obtener recepción con diversidad. En los enlaces móviles se utiliza generalmente diversidad de espacio en el móvil, con antenas separadas al menos la mitad de la longitud de onda, aunque también se puede usar

diversidad en las estaciones bases, o en ambos. La figura 4.32 muestra un diagrama de bloques generalizado de la diversidad de espacio.

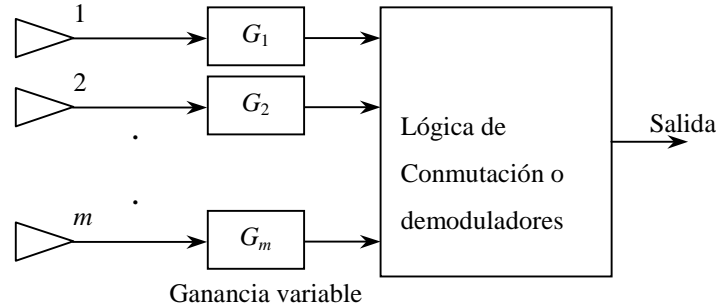


Fig. 4.32. Diagrama de bloques generalizado de la diversidad en espacio

b.1) Diversidad de frecuencia

Cuando se usa diversidad de frecuencia, la información se transmite en más de una portadora, de tal forma que las señales con frecuencia separadas en más de cierta banda no experimenten el mismo desvanecimiento. Teóricamente, si los canales están decorrelacionados, la probabilidad de que el desvanecimiento sea simultáneo es igual al producto de las probabilidades de desvanecimiento individuales.

La diversidad en frecuencia se emplea usualmente en enlaces por línea de vista que usan FDM. Esta técnica tiene la desventaja que se necesita un mayor ancho de banda y tantos receptores como canales de diversidad se usen, sin embargo, para rutas críticas, el costo puede ser justificado.

c.1) Diversidad de tiempo

La diversidad de tiempo transmite información repetidamente a espacios de tiempo, de tal forma que la repetición de la señal se haga en condiciones independientes de desvanecimiento.

d.1) Diversidad de polarización

Se ha comprobado experimentalmente que las señales polarizadas horizontal y verticalmente presentan un grado significativo de decorrelación. Esta decorrelación es debida a las múltiples reflexiones en el canal entre el transmisor y el receptor. Sabemos que el coeficiente de reflexión para cada polarización es distinto, lo que resulta en diferentes amplitudes y fases para cada señal. Luego de suficientes reflexiones aleatorias, las señales pueden mostrar un alto grado de decorrelación, haciendo posible la mejora por diversidad.

a.2) Diversidad por selección

Es la técnica de diversidad más sencilla. Su diagrama de bloques es similar al de la figura 4.32, donde se pueden utilizar m demoduladores para proveer m ramas de diversidad, seleccionándose la rama con

mayor relación señal a ruido, o se pueden utilizar m antenas y un demodulador, seleccionando la rama con la mayor relación portadora a ruido.

b.2) Diversidad por realimentación

Este método es muy similar a la diversidad por selección, excepto que en lugar de usar siempre la mejor de m señales, estas son monitoreadas en una secuencia determinada hasta que una de ellas tenga un nivel por encima de un umbral predeterminado. Esta señal se recibe hasta que cae por debajo del umbral y el proceso de monitoreo se reinicia. Las estadísticas de desvanecimiento son un poco inferiores a las obtenidas por el método anterior, pero su implementación es más sencilla, requiriendo sólo un receptor.

En la figura 4.33 se muestra un diagrama de bloques de este método.

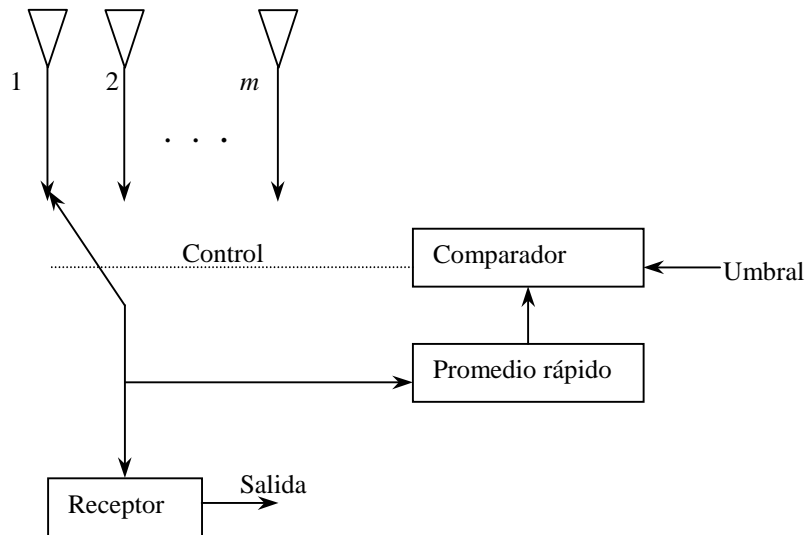


Fig. 4.33. Diagrama de bloques de la diversidad por realimentación

c.2) Combinación de razón máxima

En este método las señales provenientes de todas las ramas se ponderan de acuerdo a sus relaciones señal a ruido y se suman. Las señales individuales deben ser co-fasadas antes de ser sumadas, lo que requiere un receptor individual y un circuito de alineación de fase por cada antena. El método de combinación de razón máxima produce una relación señal a ruido a la salida igual a la suma ponderada de las relación señal a ruido individuales, por lo que tiene la capacidad de producir una señal con una relación señal a ruido aceptable aún cuando ninguna de las señales individuales la posean. Esta técnica proporciona la mejor reducción estadística de desvanecimiento de las técnicas de diversidad de combinación lineal. Los DSP (Digital Signal Processors) y los receptores digitales están haciendo posible esta técnica óptima de diversidad espacial. La figura 4.34 muestra un diagrama de bloques de este esquema de diversidad.

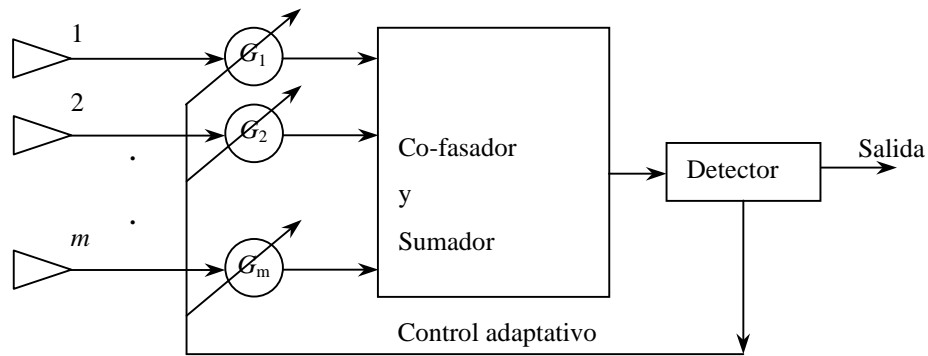


Fig. 4.34. Diagrama de bloques de la diversidad de razón máxima

d.2) Combinación de ganancia constante

En algunos casos no se dispone de la capacidad de ponderación variable del esquema anterior, por lo que todos los pesos se prestablecen como unitarios pero las señales son alineadas en fase, obteniéndose la diversidad por combinación de ganancia constante. La posibilidad de producir una señal aceptable a partir de cierto número de entradas inaceptables se mantiene, y el desempeño es ligeramente menor que el de la combinación de razón máxima, pero superior aún al de diversidad por selección.

SEPARACIÓN MÍNIMA ENTRE LAS ANTENAS EN LA DIVERSIDAD DE ESPACIO

Para implementar este método de diversidad, se debe calcular la separación mínima de las antenas para lograr la mejora deseada. Considere la situación ilustrada por la figura 4.35, en donde se ha usado diversidad de espacio en el receptor con dos canales. Para lograr que cuando la relación señal a ruido de una señal sea degradada por el desvanecimiento la relación señal a ruido de la otra sea aumentada, la diferencia de caminos entre las ondas reflejadas que llegan a la antena 1 y la antena 2 debe ser múltiplo de $\lambda/2$. Supongamos que los rayos directos recorren la misma distancia (lo que es razonable si comparamos la separación entre la antena transmisora y cualquiera de las receptoras con la separación entre las antenas receptoras entre sí), de tal forma que:

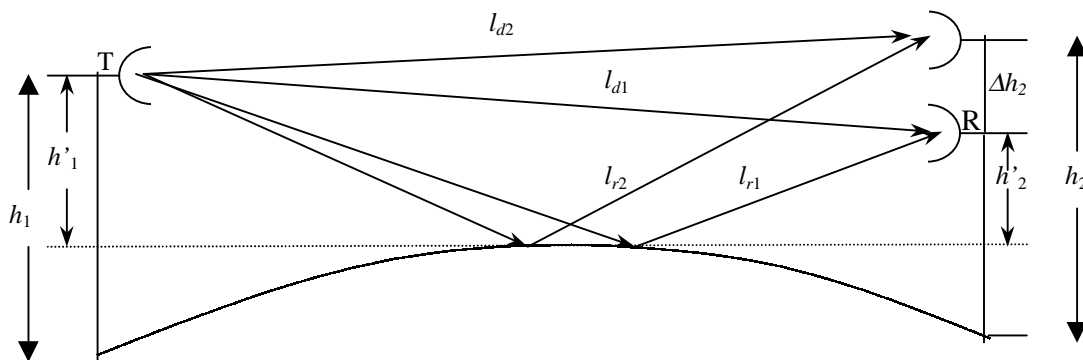


Fig. 4.35. Cálculo de separación de las antenas para diversidad en espacio

$$l_{d1} = l_{d2} = l_d \quad \text{y} \quad \Delta l_1 - \Delta l_2 = \frac{\lambda}{2} \quad (4.36)$$

Además
$$\Delta l_1 = l_{r1} - l_{d1} = \frac{2h'_1 h'_2}{d} \quad \text{y} \quad \Delta l_2 = l_{r2} - l_{d2} = \frac{2h'_1 (h'_2 + \Delta h_2)}{d} \quad (4.37)$$

Luego,
$$\Delta l_2 - \Delta l_1 = \frac{\lambda}{2} = \frac{2h'_1 (h'_2 + \Delta h_2)}{d} - \frac{2h'_1 h'_2}{d} \quad (4.38)$$

despejando Δh_2
$$\Delta h_2 = \frac{\lambda d}{4h'_1} \quad (4.39)$$

Inicialmente hemos supuesto que la diversidad se aplicaba en el receptor, sin embargo, el análisis es válido si se aplica en el transmisor o en ambos, de tal forma que la separación de las antenas transmisoras sea

$$\Delta h_1 = \frac{\lambda d}{4h'_2} \quad (4.40)$$

Mediante el análisis anterior obtuvimos separaciones de las antenas que nos permitian compensar los efectos del desvanecimiento para un gradiente del índice de refracción determinado. Sin embargo, existen variaciones del gradiente del índice de refracción que pueden hacer que nuestro análisis no sea valido, por lo que para garantizar su validez, se deben tener antenas con una separación vertical entre ellas de al menos 150λ , o sea:

$$\Delta h_1 \geq 150\lambda \quad \text{ó} \quad \Delta h_2 \geq 150\lambda \quad (4.41)$$

Entonces
$$\frac{\lambda d}{4h'_1} \cong \frac{\lambda d}{4h'_2} \geq 150\lambda \quad (4.42)$$

$$\Rightarrow d \geq 600h_1 \quad \text{y} \quad d \geq 600h_2 \quad (4.43)$$

Consideración que se toma para vanos con poca rugosidad o sobre el agua, en donde las variaciones del gradiente del índice de refracción afectan sensiblemente el desempeño del sistema.

SEPARACIÓN ENTRE LAS PORTADORAS EN LA DIVERSIDAD EN FRECUENCIA

Como la diferencia de fase con que lleguen al receptor la onda directa y la reflejada depende de la longitud de onda, es posible que para trayectorias iguales varíe esta diferencia de fase si la longitud de onda varía. Para hacer máxima la ganancia de la diversidad, busquemos la separación entre portadoras de tal manera que si para una de ellas la onda directa y la reflejada se anulan, para la otra se refuercen. De lo anteriormente expuesto tenemos que

$$\psi_2 - \psi_1 = \pi \quad (4.44)$$

donde ψ_1 y ψ_2 son las diferencias de fase entre la onda directa y la reflejada para la portadora 1 y 2 respectivamente. Luego

$$\frac{2\pi\Delta l}{\lambda_2} - \frac{2\pi\Delta l}{\lambda_1} = \pi \quad (4.45)$$

donde Δl es la diferencia de trayectoria entre la onda directa y la reflejada para ambas portadoras. Por lo tanto

$$\frac{1}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1} = \frac{1}{2\Delta l} \Rightarrow \frac{f_2}{c} - \frac{f_1}{c} = \frac{1}{2\Delta l} \Rightarrow \Delta f = \frac{c}{2\Delta l} \quad (4.46)$$

Pero

$$\Delta l = \frac{2h_1' h_2'}{d} \quad (4.47)$$

Luego, la separación entre portadoras necesaria para evitar los efectos del desvanecimiento es

$$\Delta f = \frac{c}{4} \frac{d}{h_1' h_2'} \quad (4.48)$$

La mejora que se obtiene con la diversidad en frecuencia es directamente proporcional a la separación entre las portadoras, alcanzando su máximo generalmente para una separación de aproximadamente 5% de la portadora inferior. En la práctica, tal consumo de ancho de banda es muy oneroso, por lo que usualmente se toman diferencias entre el 2 y el 3% de dicha portadora.

SEPARACIÓN ENTRE LAS PORTADORAS Y LAS ANTENAS EN UN SISTEMA MIXTO DE DIVERSIDAD DE ESPACIO Y FRECUENCIA

Utilizando un sistema mixto, podemos obtener las ventajas de la diversidad con antenas mas bajas y menor separación en frecuencia, combinando ambos métodos para obtener la separación de fase deseada entre las señales transmitidas. Si tuviésemos solo diversidad de espacio, la separación entre las antenas (aplicando la diversidad en el receptor) estaría dada por la ecuación 4.39, que reproducimos a continuación

$$\Delta h_2 = \frac{\lambda d}{4h_1'} \quad (4.49)$$

Si tuviésemos solo diversidad en frecuencia, la separación entre portadoras estaría dada por la ecuación 4.48. Si no pudiésemos lograr esta separación en frecuencia, lo que es muy común en la práctica, se puede obtener la condición de diferencia de fase de π radianes si se separan verticalmente las antenas (o sea, se aplica diversidad de espacio). Sabemos que

$$\psi_1 = 2\pi \frac{\Delta l_i}{\lambda_i} = \frac{2\pi}{\lambda_i} \frac{2h_{ri}' h_{ri}'}{d} \quad (4.50)$$

Si $\Delta f = \psi_2 - \psi_1 \neq \pi$ añadimos Δh_2 en el receptor de tal forma que

$$\psi_1 = \frac{2\pi}{\lambda_1} \frac{2h_1' h_2'}{d} \quad \text{y} \quad \psi_2 = \frac{2\pi}{\lambda_2} \frac{2h_1' (h_2' + \Delta h_2)}{d} \quad (4.51)$$

$$\Rightarrow \psi_2 - \psi_1 = \frac{4\pi h_1'}{d} \left[\frac{h_2' + \Delta h_2}{\lambda_2} - \frac{h_2'}{\lambda_1} \right] = \pi \quad (4.52)$$

$$\Rightarrow \Delta h_2 = \frac{\lambda_2 d}{4h_1'} \left[1 - \frac{4h_2' h_1'}{cd} \Delta f \right] \quad \text{ó} \quad \Delta h_1 = \frac{\lambda_1 d}{4h_2'} \left[1 - \frac{4h_2' h_1'}{cd} \Delta f \right] \quad (4.53)$$

En este caso, para seleccionar el lugar en que aplicaremos la técnica de diversidad de espacio (si en el transmisor o en el receptor), tomaremos la longitud de onda que nos permita obtener una menor separación de las antenas. Por ejemplo, si $f_2 > f_1 \Rightarrow \lambda_2 < \lambda_1$, se instalará la diversidad de espacio en el receptor.

TIPO DE MEDICIONES EN UN SISTEMA DE COMUNICACIONES POR MICROONDAS

Los tipos de ruido principales en un radioenlace por microondas son el ruido térmico y el de intermodulación. Ambos tipos de ruido son independientes de la propagación de la señal, y se originan en los equipos transmisor y receptor. Para medir el ruido térmico, tomamos en cuenta que este no depende de la señal de entrada, y que el sistema o equipo bajo prueba lo producirá aún en ausencia de ella. El diagrama de la fig. 4.36 ilustra la forma de medición del ruido térmico o plano. La entrada del sistema la colocamos a tierra y limitamos la banda de trabajo por medio de filtros pasabanda, de tal forma que midamos el ruido en un ancho de banda específico, por ejemplo, según los estándares de 3 kHz para ponderaciones tipo mensaje-C o línea F1A, o 3.1 kHz para ponderación psfométrica. Finalmente, se coloca un medidor de potencia, en este caso, de potencia de ruido.

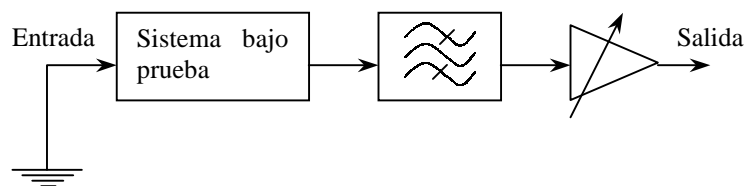


Fig.4.36. Medición de ruido térmico

Medición de ruido de intermodulación y distorsión armónica

Como hemos mencionado anteriormente, el ruido no lineal varía con el nivel de la señal en el multicanalizador, mientras que el ruido térmico es independiente de ella. Por lo tanto, se debe especificar el nivel de potencia de ruido no lineal producto de una señal de prueba.

Dentro de los diferentes tipos de ruido presentes en un sistema de comunicaciones, podemos distinguir entre el ruido fijo y el esperado. En la medición del ruido fijo, las no linealidades de un sistema de comunicaciones se puede determinar de las siguientes formas:

1. Relación señal a ruido no lineal, usando la prueba de carga de ruido
2. Relación señal a distorsión de intermodulación usando la prueba de dos tonos
3. Relación señal a distorsión armónica usando la prueba de un tono.

En la prueba de carga de ruido (figura 4.37), se simula la señal de banda base usando ruido aleatorio de banda ancha (ruido blanco) proveniente de un generador de ruido, a excepción de una franja delgada correspondiente al ancho de banda de un canal telefónico (generalmente de 3 kHz). Finalmente se mide a la salida del sistema bajo prueba la potencia de ruido en esa franja y se compara con el nivel de la señal en el multiplexor. La relación entre estos niveles indica la relación señal a ruido no lineal, o margen no lineal por canal.

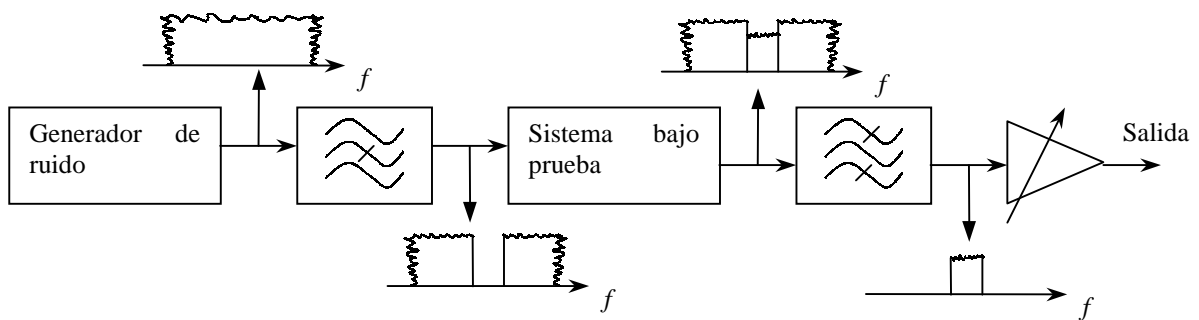


Fig. 4.37. Prueba de carga de ruido

En la prueba de dos tonos (figura 4.38), generalmente se inyectan dos señales sinusoidales de igual potencia e iguales a la potencia media de la señal multiplex. A continuación se miden los distintos ordenes de potencia de distorsión de intermodulación y de la componente fundamental de cada tono. La relación señal a potencia de distorsión de intermodulación de orden n es el cociente entre la potencia de la fundamental de cada tono y la potencia de distorsión de intermodulación de orden n , llamada a veces margen de intermodulación de orden n .

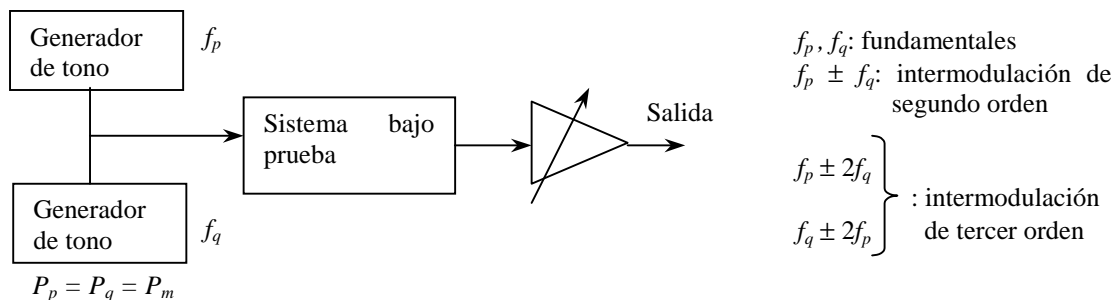


Fig. 4.38. Prueba de dos tonos

En la prueba de un tono (figura 4.39), se alimenta al sistema con un tono sinusoidal con una potencia eficaz (rms) igual al promedio de la potencia de la señal multiplex. Luego se miden las potencias de la distorsión armónica de distintos ordenes y la potencia del tono fundamental. La relación señal a enésima

armónica es el cociente entre la potencia del tono de la fundamental y la potencia de distorsión de enésima armónica, a veces llamada margen de enésima armónica.

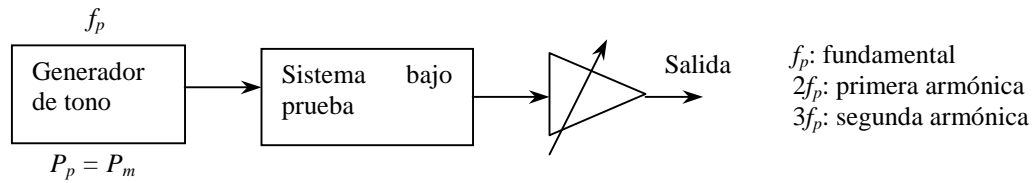


Fig. 4.39. Prueba de un tono

Teóricamente, cualquiera de las tres pruebas puede usarse para todo el sistema o alguno de sus componentes. Desde un punto de vista práctico, la prueba de carga de ruido es más apropiada para evaluación de sistemas porque simula las condiciones de operación, mientras que la prueba de dos tonos es más adecuada para prueba de componentes, especialmente en pruebas de pre-ensamblado, ya que es más informativa para el diseñador de equipos que la prueba de carga de ruido, la cual adicionalmente necesita equipos de medición mucho más elaborados. La prueba de un tono se usa rara vez, porque la distorsión armónica de algunos de los canales superiores cae fuera del ancho de banda del multiplexor y no es fácil medirla con exactitud.

DISEÑO DE UN RADIOENLACE

Pasos para diseñar un radio enlace

Datos necesarios:

1. Puntos de conexión
2. Número de canales telefónicos y de radio a transmitir (ancho de banda)
3. Frecuencia de operación (el CCIR asigna las bandas de acuerdo a la capacidad de transmisión)
4. Potencia del transmisor
5. Desviación eficaz de frecuencia en cualquier canal telefónico para una señal de 1 mW y 800 Hz en un punto de nivel relativo cero. (recomendación 401-1 CCIR)
6. Umbral del receptor
7. Factor de ruido del receptor (considerando ruido térmico y ruido de intermodulación).
8. Margen de CAG del receptor
9. Diagramas de radiación
10. Pérdidas en el sistema (guía de ondas, filtros, etc.)

Para determinar:

1. Altura de las antenas (torres)
2. Potencia recibida de espacio libre para cada vano
3. Relación S/N o C/N para cada vano en el canal telefónico más desfavorable para una señal útil de 1 mW y 800 Hz en un punto de nivel relativo cero (calidad)
4. Comportamiento del radio enlace respecto al tiempo (confiabilidad)
5. Compatibilidad del enlace con otros sistemas.

Descripción del procedimiento:

Orden de procedimiento:

Se asume que se ha realizado una planificación preliminar, que incluye requerimientos operacionales, estudios de tráfico, potenciales de expansión, requerimientos de desempeño y estudio de costos.

1. Determinar la ubicación de las antenas en un cerro o edificio. Se usan mapas de escala 1:50.000 o 1:100.000. Incluye:
 - a. Inspección del lugar
 - b. Inspección de accesibilidad
 - c. Inspección de servicios
 - d. Solicitud de permisos

e. Inspección general del lugar (vegetación, líneas de alta tensión)

Comentario: Generalmente se lleva la señal vía cable a la estación.

2. Para determinar la factibilidad de instalar el enlace en la localidad y la frecuencia deseada, debe realizarse previamente un estudio de interferencia, basandose en información sobre las características de enlaces cercanos, como la ubicación de los repetidores, diagrama de las antenas, capacidad (ancho de banda), potencia, área cobertura, etc..
3. Estimación inicial del número de vanos y sus longitudes: Se realiza en base a los requerimientos del sistema, como ubicación de equipos procesadores de señal (p.e. centrales telefónicas), tanto intermedias como terminales, así como criterios de traslado de la señal desde estos equipos hasta los sistemas de transmisión. También deben tomarse en cuenta las condiciones de accesibilidad a los posibles sitios de repetición. Para sistemas telefónicos, para más de 960 canales telefónicos, se utilizan vanos generalmente entre 50 y 60 Kms, para mayor capacidad (1800 a 2700 canales) la longitud es normalmente menor a 45 Kms. Para sistemas de televisión o transmisión de datos, se toma la longitud de los vanos en función del ancho de banda de los sistemas, al dividirlo en sistemas de alta o baja capacidad. También se puede hacer una estimación inicial de acuerdo a la banda de frecuencia utilizada, según la norma de Noboru Mino, presentada en la tabla 4.2.

Banda de frecuencia	Longitud del vano
2 GHz	70 Km \pm 20%
4 – 6 GHz	50 Km \pm 20%
11 GHz	30 Km o menos

Tabla 4.2. Norma de Noboru Mino

4. Lectura de perfiles topográficos.
5. Altura de la antenas: Se puede establece una altura inicial de las antenas de 15 m. Este valor puede aumentar de acuerdo al cumplimiento o no de los requerimientos de diseño, pero no es recomendable que se coloquen antenas en torres con alturas menores, para evitar las posibles obstrucciones de edificios o vegetación cercana a las estaciones
6. Cálculo de despeje para cada vano, según las ecuaciones 4.21 ó 4.23.
7. Cálculo del punto de reflexión. De acuerdo a si está obstruida o no la trayectoria del rayo reflejado, del tipo de terreno sobre el que se refleje y la diferencia entre la relación relación señal a ruido deseada y la obtenida, se decide sobre la necesidad de incorporar un sistema de diversidad en el diseño.
8. Cálculo de potencia recibida en el espacio libre para cada vano

La potencia a la entrada del receptor sin obstrucciones y suponiendo que no existe desvanecimiento, expresada en dBm, viene dada por:

$$P_r = P_t + G_t + G_r - L_p - L_f - L_b \quad (4.54)$$

en donde: G_t = ganancia de la antena transmisora

G_r = ganancia de la antena receptora

L_p = pérdidas de trayectoria de espacio libre

L_f = pérdidas del alimentador de guías de ondas entre la red de distribución y su antena respectiva

L_b = pérdidas totales de acoplamiento o ramificación en los circuladores, filtros y red de distribución entre la salida de un transmisor o la entrada de un receptor y su alimentador de guías de ondas respectivo

Las pérdidas en las guías de ondas rectangulares pueden tomarse en general como de 0.5 dB/m, si no se tienen especificaciones más exactas del fabricante. Sin embargo, las guías de ondas son costosas, y por lo tanto la señal generalmente se lleva a la antena por cable coaxial de bajas pérdidas. Para calcular L_f se suman 10 m a la altura del alimentador de cada antena, para tener en cuenta el recorrido desde el equipo a la base de la torre. Las pérdidas por filtros también deben ser especificadas por el fabricante, siendo L_b la suma de las pérdidas en cada filtro, circulador y distribuidor. Sin embargo, de no contar con las especificaciones, se puede estimar que no deben ser mayores a 2.4 dB.

Las pérdidas de trayectoria de espacio libre se define como las pérdidas sufridas por una onda electromagnética conforme se propaga en una línea recta a través del vacío sin ninguna absorción o reflexión de energía de los objetos cercanos. La expresión para la pérdida de trayectoria de espacio libre es

$$L_p = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 = \left(\frac{4\pi f d}{c} \right)^2 \quad (4.55)$$

en donde: L_p = pérdida de trayectoria de espacio libre

d = distancia

f = frecuencia

λ = longitud de onda

c = velocidad de la luz en el espacio libre (3×10^8 m/s).

Convirtiendo a dB

$$L_p \text{ (dB)} = 20 \log \left(\frac{4\pi}{c} \right) + 20 \log f + 20 \log d \quad (4.56)$$

sustituyendo la frecuencia en GHz y la distancia en kms,

$$L_p \text{ (dB)} = 92.4 + 20 \log f \text{ (GHz)} + 20 \log d \text{ (km)} \quad (4.57)$$

9. Cálculo de la atenuación usando la razón entre la primera zona de Fresnel y el despeje: En caso que el despeje “real”, o sea, el que observamos sobre el enlace, sea menor que el despeje calculado, debemos estimar la atenuación producto de esta obstrucción usando la figura 4.28. Nóte que es posible tener un enlace en funcionamiento aún sin cumplir con el despeje, y hasta es posible lograr la comunicación por difracción.

Cálculo de la relación señal a ruido en el espacio libre para cada vano

La relación señal a ruido se calcula mediante la siguiente relación

$$\frac{S}{N} \text{ (dB)} = 10 \log P_r - 10 \log(nkTb) + 20 \log \Delta f_e - 20 \log f_{BB} + 10 \log P_{fs} + 10 \log P_{fp} \quad (4.58)$$

en donde: P_r = Potencia en el receptor

$10 \log n$ = Factor de ruido del receptor

k = constante de Boltzman (1.38×10^{-23} Julios/°K)

T = Temperatura absoluta de la antena receptora

b = ancho de banda de un canal telefónico en Hz (3.1×10^3 Hz)

Δf_e = Valor eficaz de la desviación de frecuencia, en KHz, para una señal de 1mW y 800 Hz
en un punto de nivel relativo cero

f_{BB} = Frecuencia más elevada de la banda base

$10 \log P_{fp}$ = Ganancia de préfnasis

$10 \log P_{fs}$ = Ganancia de ponderación psfométrica.

En la tabla 4.2 se dan algunos valores de Δf_e y f_{BB} para sistemas de distintas capacidades. La ganancia de ponderación psfométrica para un canal telefónico de 3.1 KHz es de 2.5 dB, y la ganancia de préfnasis usualmente es de 4 dB.

Capacidad máxima	60	300	600	960	1800	2700
Límite superior de la banda base (kHz)	252	1300	2540	4028	8024	12388
Δf_e (KHz)	100	200	200	200	200	100/140/200

Tabla 4.2. Valores de Δf_e y f_{BB} para sistemas de distintas

11. Determinación del margen de desvanecimiento o el ruido esperado.
12. De no cumplirse con los requerimientos de diseño (ya sea que no se cumpla con la calidad deseada del enlace o con las especificaciones del ITU-R, ITU-T), se pueden intentar varias soluciones, dentro de las que están

- Incluir un sistema de diversidad
- Elevar la altura de las antenas
- Aumentar la potencia de transmisión
- Colocar repetidores pasivos adicionales
- Colocar repetidores activos adicionales
- Sustituir el equipo receptor
- Colocar antenas de mayor ganancia
- Cambiar ubicaciones de las estaciones repetidores y/o terminales.

La solución a adoptar, generalmente depende de criterios particulares, económicos y/o de condiciones geográficas. Sin embargo, lo más común es incluir un sistema de diversidad y/o aumentar la altura de las antenas, pero si aún no se han adquiridos los equipos, pueden cambiarse las características de los equipos considerados en el diseño. Generalmente se toma como última opción el cambio de ubicación de los puntos de repetición y/o estaciones terminales. En todo caso, el diseño de radioenlaces, como todo diseño, es un proceso iterativo, y por lo tanto, al variar las condiciones del problema buscando cumplir con los requerimientos de diseño, se debe retomar el procedimiento en el punto en que se realizó el cambio.

Determinación del ruido esperado

a) Para radioenlaces que no se van a enlazar con redes troncales nacionales o internacionales o cuando su longitud es menor o igual a 50 kms

Para radioenlaces que no se van a enlazar con redes troncales nacionales o internacionales o cuando su longitud es no mayor a 50 kms, se pueden utilizar métodos sencillos para el diseño del enlace. Uno de estos métodos consiste hallar las pérdidas que sufre la señal y agregarle un margen de desvanecimiento para considerar el desvanecimiento producido por la propagación de múltiples trayectorias y asociado a la rugosidad del terreno, así como los objetivos de confiabilidad del sistema.

Para determinar el margen de desvanecimiento, se deben resolver las ecuaciones de confiabilidad de Barnett-Vignant, el cual para un sistema sin diversidad nos da la siguiente expresión

$$F_m = 30 \log d + 10 \log(6ABf) - 10 \log(1 - R) - 70 \quad (4.59)$$

en donde: F_m = margen de desvanecimiento para un determinado objetivo de confiabilidad

d = distancia (km)

f = frecuencia (GHz)

R = confiabilidad (expresada como decimal)

A = factor de rugosidad

B = factor que considera las condiciones climáticas.

Con los factores A y B tomando los siguientes valores

$A = 4$ para vanos sobre agua o en un terreno plano

= 1 para vanos sobre terreno normal

= 0.25 para vanos sobre terreno montañoso o con muchas ondulaciones

$B = 0.5$ para áreas calientes y húmedas

= 0.25 para áreas normales tierra adentro

= 0.125 para áreas montañosas o muy secas.

Ejemplo:

Para un sistema de radio de microondas sin diversidad en espacio operando a una frecuencia portadora de RF a 3 GHz , una potencia de transmisión de 0.1 W y antenas situadas a 20 m de altura con ganancia de 38 dB, calcule la potencia recibida si la longitud del vano es de 50 km y la propagación se hace sobre un terreno liso en estación lluviosa. Se desea un objetivo de confiabilidad del 99.99%.

Solución

La potencia de transmisión en dB es igual a

$$P_t \text{ (dBm)} = 10 \log \left(\frac{P_t \text{ (mW)}}{1 \text{ mW}} \right) = 10 \log(100) = 20 \text{ dBm}$$

Las pérdidas en los filtros, circuladores y distribuidores (L_b) las estimamos como en 2.4 dB, y las pérdidas en las guías de onda (L_f), suponiendo que se usan guías de ondas rectangulares, son iguales a

$$L_f = ((20 + 10) \times 2) \times 0.05 = 3 \text{ dB}$$

Las pérdidas en el espacio libre (L_p) son iguales a

$$L_p \text{ (dB)} = 92.4 + 20 \log(3) + 20 \log(50) = 135.92 \text{ dB}$$

Para hallar el margen de desvanecimiento (F_m), debemos determinar los valores de A, B y R .

1. Como la propagación se hace sobre un terreno liso, $A = 4$
2. Como estamos en la estación de lluvias (área húmeda), $B = 0.5$
3. Como el objetivo de confiabilidad es del 99.99%, $R = 0.9999$

Luego, el margen de desvanecimiento es igual a

$$F_m = 30 \log(50) + 10 \log(6 \times 4 \times 0.5 \times 3) - 10 \log(1 - R) - 70 = 36.52 \text{ dB}$$

Finalmente, la señal recibida es igual a

$$\begin{aligned} P_r &= P_t + G_t + G_r - L_p - L_f - L_b - F_m \\ \Rightarrow P_r &= 20 \text{ dBm} + 2 \times 38 \text{ dB} - 135.92 \text{ dB} - 3 \text{ dB} - 2.4 \text{ dB} - 36.52 \text{ dB} = -81.84 \text{ dBm} \end{aligned}$$

Este valor de potencia recibida debe compararse con la sensibilidad o umbral del receptor.

10b. Radioenlaces mayores de 50 km y que se van a enlazar con sistemas troncales nacionales o internacionales

Para enlaces mayores de 50 Km y que se van a enlazar con sistemas troncales nacionales o internacionales, se deben cumplir la recomendación 395-1 (CCIR, Oslo, 1966), en donde se presentan las siguientes especificaciones para un circuito de longitud L .

Recomendaciones del CCITT-CCIR frente al ruido

En la recomendación 395-1 del CCIR, se especifica que para un circuito de longitud L entre 50 y 2500 km, la potencia de ruido ponderado psfométricamente en un punto de nivel relativo cero en un canal telefónico de un sistema de radio con multiplexión por división de frecuencia, no debe exceder:

1.- Para $50 \text{ km} \leq L \leq 840 \text{ km}$:

1.1.- $3L \text{ pW} + 200 \text{ pW}$ de potencia media en una hora

1.2.- $3L \text{ pW} + 200 \text{ pW}$ de potencia media en un minuto para más del 20 por ciento de cualquier mes

1.3.- 47500 pW de potencia media en un minuto para más del $(280/2500) \times 0.1$ por ciento de cualquier mes cuando L es menor a 280 km o más del $(L/2500) \times 0.1$ por ciento de cualquier mes cuando L es mayor que 280 km.

2.- Para $840 \text{ km} \leq L \leq 1670 \text{ km}$:

2.1.- $3L \text{ pW} + 200 \text{ pW}$ de potencia media en una hora

2.2.- $3L \text{ pW} + 200 \text{ pW}$ de potencia media en un minuto para más del 20 por ciento de cualquier mes

2.3.- 47500 pW de potencia media en un minuto para del $(L/2500) \times 0.1$ por ciento de cualquier mes.

3.- Para $1670 \text{ km} \leq L \leq 2500 \text{ km}$:

3.1.- $3L \text{ pW} + 600 \text{ pW}$ de potencia media en una hora

3.2.- $3L \text{ pW} + 600 \text{ pW}$ de potencia media en un minuto para más del 20 por ciento de cualquier mes

3.3.- 47500 pW de potencia media en un minuto para más del $(L/2500) \times 0.1$ por ciento de cualquier mes.

Análisis de los estándares de desempeño del CCIR

Para analizar los estándares de desempeño del CCIR, es necesario mencionar las características del desvanecimiento en un enlace típico de línea de vista. Cuando el nivel de la señal cae por debajo de alrededor a 10 dB respecto al nivel de señal sin desvanecimiento, la señal está sometida a un desvanecimiento muy rápido, y la distribución instantánea de señal durante este período de desvanecimiento rápido se aproxima a la distribución de Rayleigh. Los períodos de desvanecimiento muy rápido pueden durar más de una hora, pero también pueden durar una pequeña fracción de una hora. Estos períodos normalmente se alternan con algunos de señal estable; y cuando se considera la distribución total,

la distribución típica para un lapso de tiempo con desvanecimiento frecuente es tipo Rayleigh, con una media de alrededor de 1.6 dB por debajo de la señal sin desvanecimiento.

Este tipo de variación de la señal en un enlace por línea de vista hace difícil determinar la distribución media en una hora, que se usa normalmente en circuitos troposféricos. Para obtener la profundidad del desvanecimiento medio en una hora y en un minuto, debemos tomar en cuenta que la profundidad del desvanecimiento depende de la alternancia de la señal con desvanecimiento tipo Rayleigh y períodos de señal sin desvanecimiento, por lo que usaremos curvas producidas por estudios estadísticos que toman en cuenta estas características, dependientes del tiempo en que se considere el comportamiento de la señal.

Para satisfacer los estándares de desempeño del CCIR, debemos determinar la profundidad del desvanecimiento superado sólo durante el 0.1% del peor mes, el cual denominaremos $F_{0.1}$; sin embargo, no se asume nada sobre su distribución de probabilidad, y su medición es instantánea. Las recomendaciones del CCIR establecen que el desvanecimiento especificado debe tener una distribución tipo Rayleigh y en cada ítem especifica el intervalo de tiempo de medición, por lo que debemos hacer las correcciones correspondientes.

Para hallar el valor de $F_{0.1}$, hacemos uso de la figura 4.40, en donde con la longitud del vano en el eje de las abscisas y la rugosidad como parámetro, obtenemos $F_{0.1}$ en el eje de las ordenadas. Para satisfacer la primera recomendación, debemos determinar la potencia media de ruido en una hora. Esta potencia de ruido es la suma del ruido térmico, de intermodulación y el desvanecimiento, teniendo el desvanecimiento un tratamiento probabilístico. El ruido térmico y de intermodulación está dado por la cantidad de dispositivos y sus especificaciones, mientras que el desvanecimiento mencionado es función de $F_{0.1}$. Para obtenerlo buscamos la probabilidad de tener un desvanecimiento tipo Rayleigh en la hora peor superior a la profundidad de desvanecimiento $F_{0.1}$, usando la figura 4.41, con $F_{0.1}$ como abscisa. Como debemos, según la recomendación 395-1, determinar el desvanecimiento en cualquier hora, tomamos la peor hora. Si hacemos esta probabilidad para cada vano y si promediamos los valores obtenidos, hallaremos la probabilidad promedio de que se produzca desvanecimiento tipo Rayleigh en la hora peor. Luego

$$\bar{P} = \frac{\sum_{i=1}^n P_i}{n} \quad (4.60)$$

donde \bar{P} es la probabilidad media, P_i es la probabilidad en cada vano y n es el número de vanos. A continuación utilizamos nuevamente la figura 4.41 con \bar{P} como ordenadas y obtenemos en abscisas la profundidad del desvanecimiento $F_{0.1}$ para todo el enlace. Ya obtenido el $F_{0.1}$, debemos ahora hallar el desvanecimiento *promedio* tipo Rayleigh para la hora peor, o sea, que el tiempo de promediación debe ser de una hora. Para hacerlo, usamos las figuras 4.42a o 4.42b, con el número de vanos en abscisas y $F_{0.1}$ como parámetro; se toma la gráfica a o b dependiendo si se usa diversidad o no, obteniéndose mejoras que

pueden ser considerables en caso de utilizarse. Con esto concluimos el estudio de la primera recomendación.

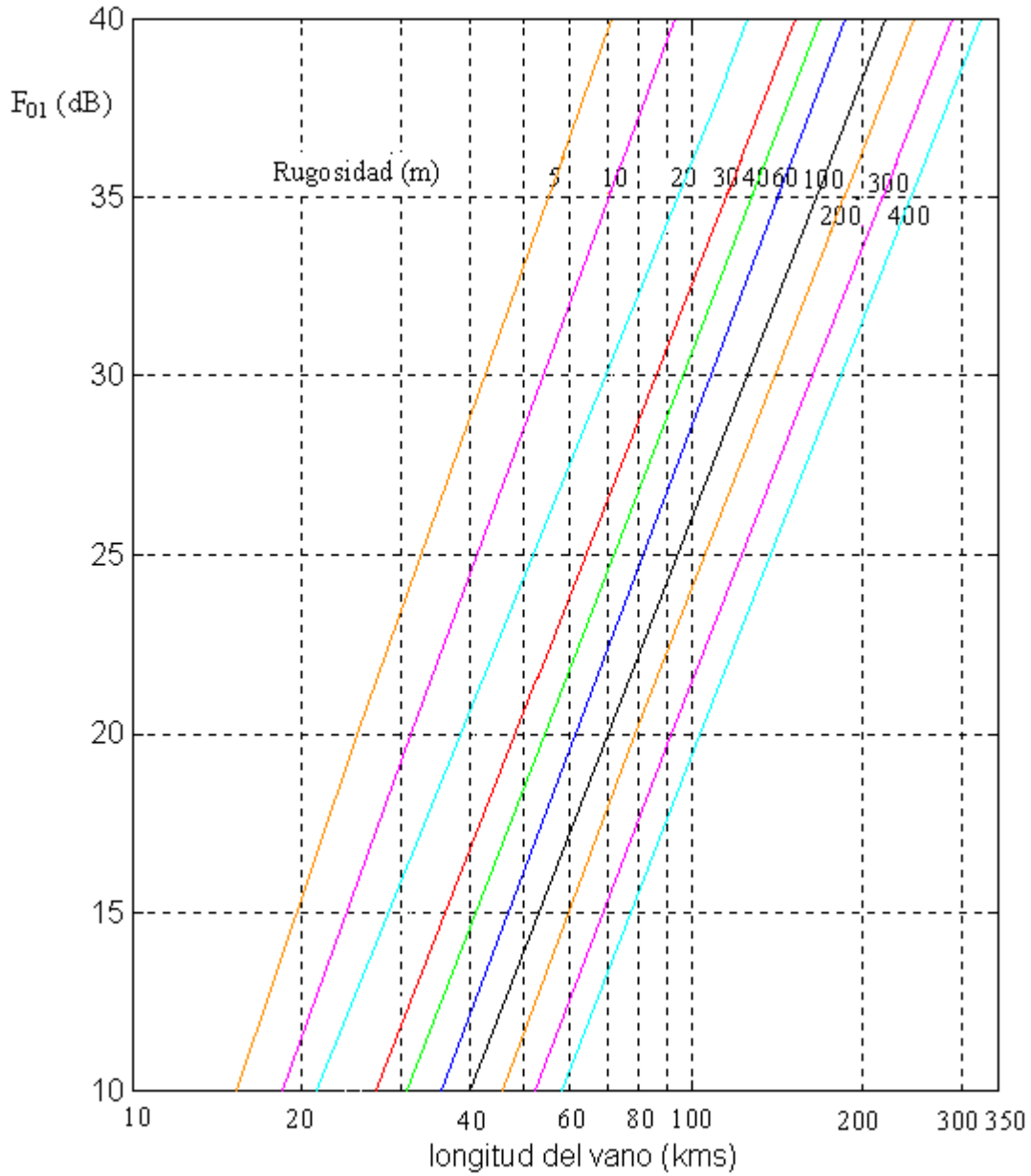


Fig. 4.40. F_{01} en función de la longitud del vano y la rugosidad

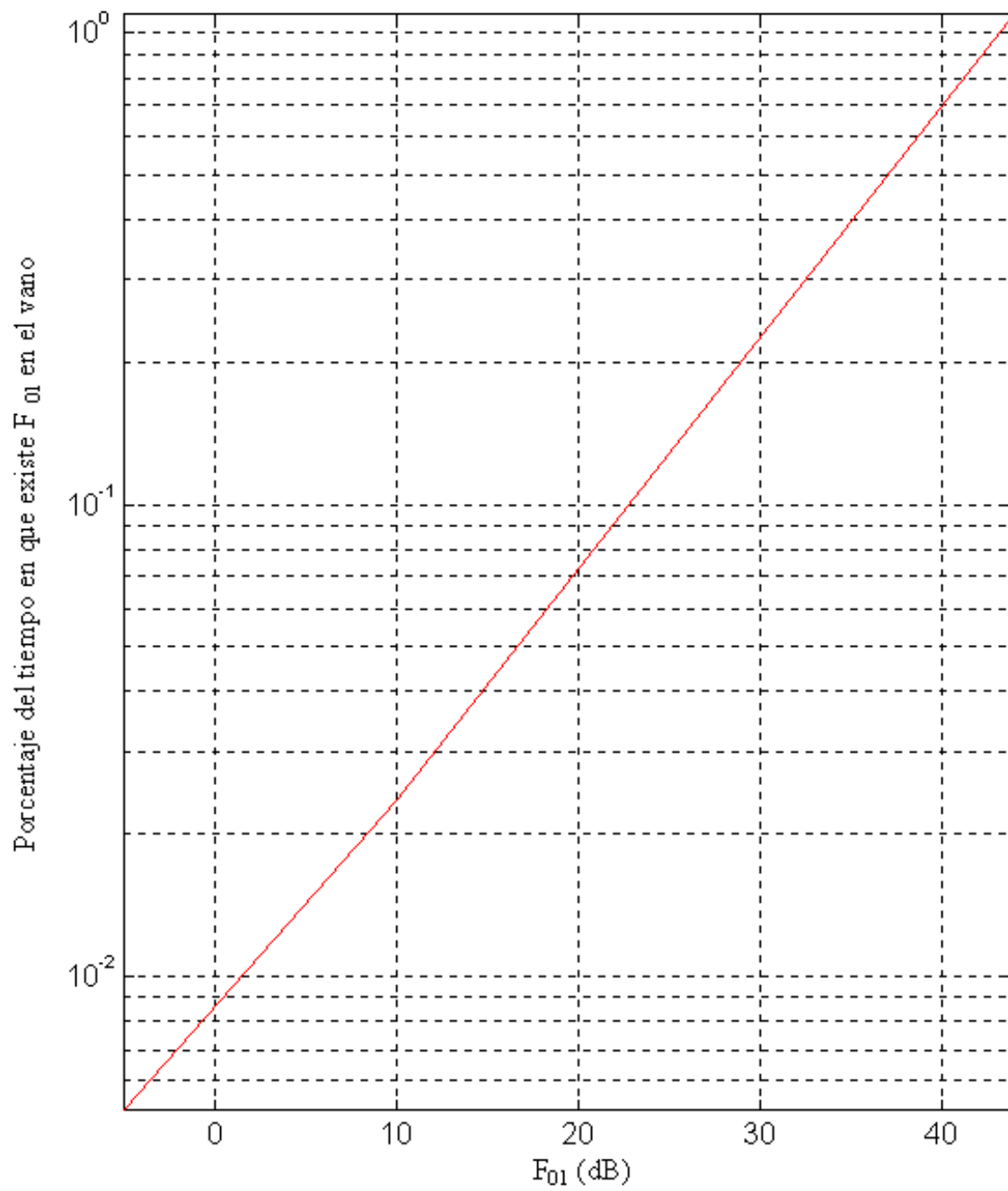


Fig. 4.41. Probabilidad de que se produzca fading tipo Rayleigh en función de F_{01}

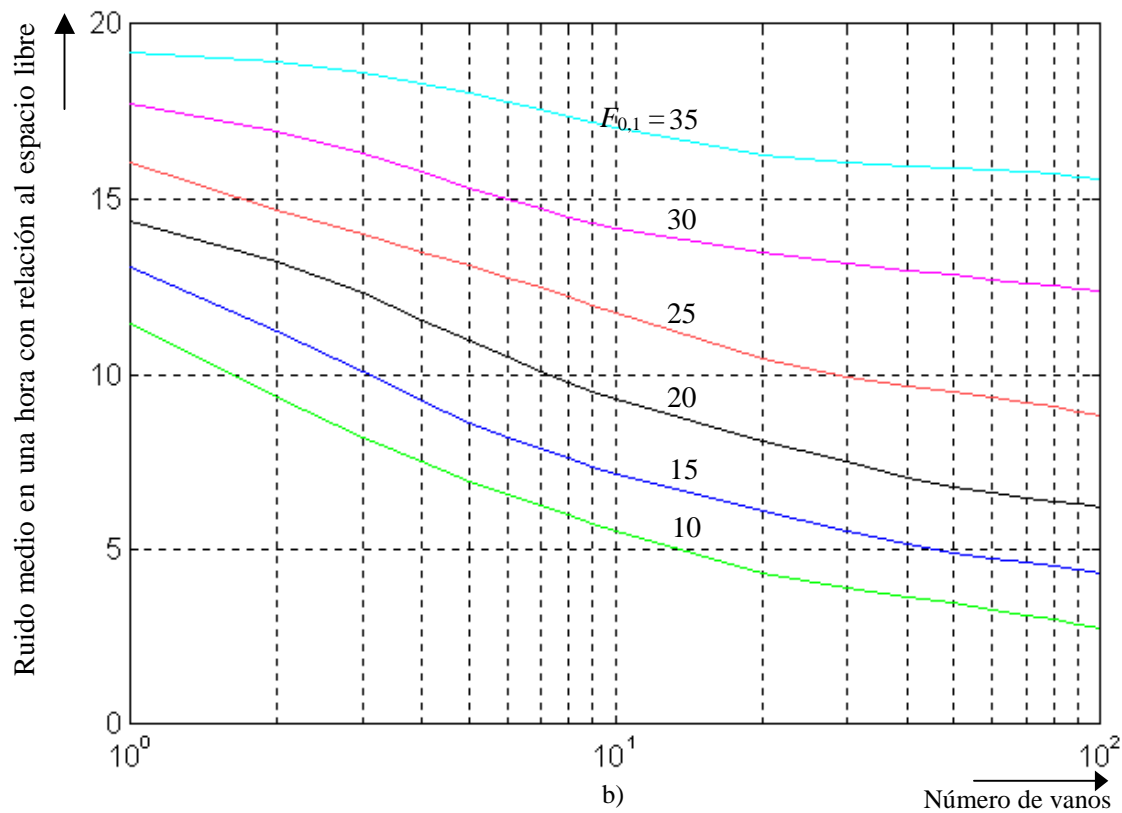
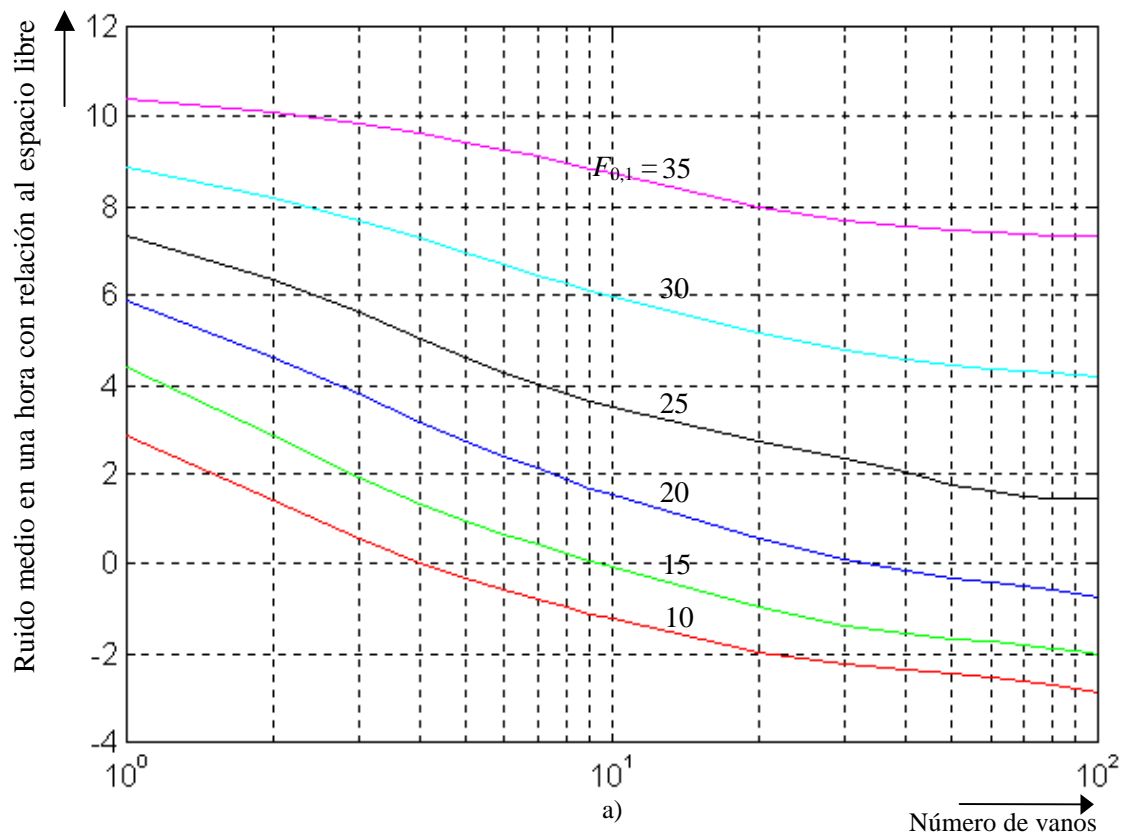


Fig. 4.42. Desvanecimiento medio en una hora en función del número de vanos y $F_{0,1}$ a) con diversidad de espacio b) sin diversidad de espacio

Para analizar la segunda recomendación, tomamos el vano peor (donde exista mayor desvanecimiento $F_{0.1}$) y usamos una gráfica que nos permite calcular el desvanecimiento promediado en un minuto para el peor mes y para cualquier porcentaje de tiempo, en función de $F_{0.1}$; o sea, transformamos un desvanecimiento instantáneo superado sólo el 0.1% del tiempo, en un desvanecimiento tipo Rayleigh promediado en un minuto para el peor mes y superado en un porcentaje de tiempo dado.

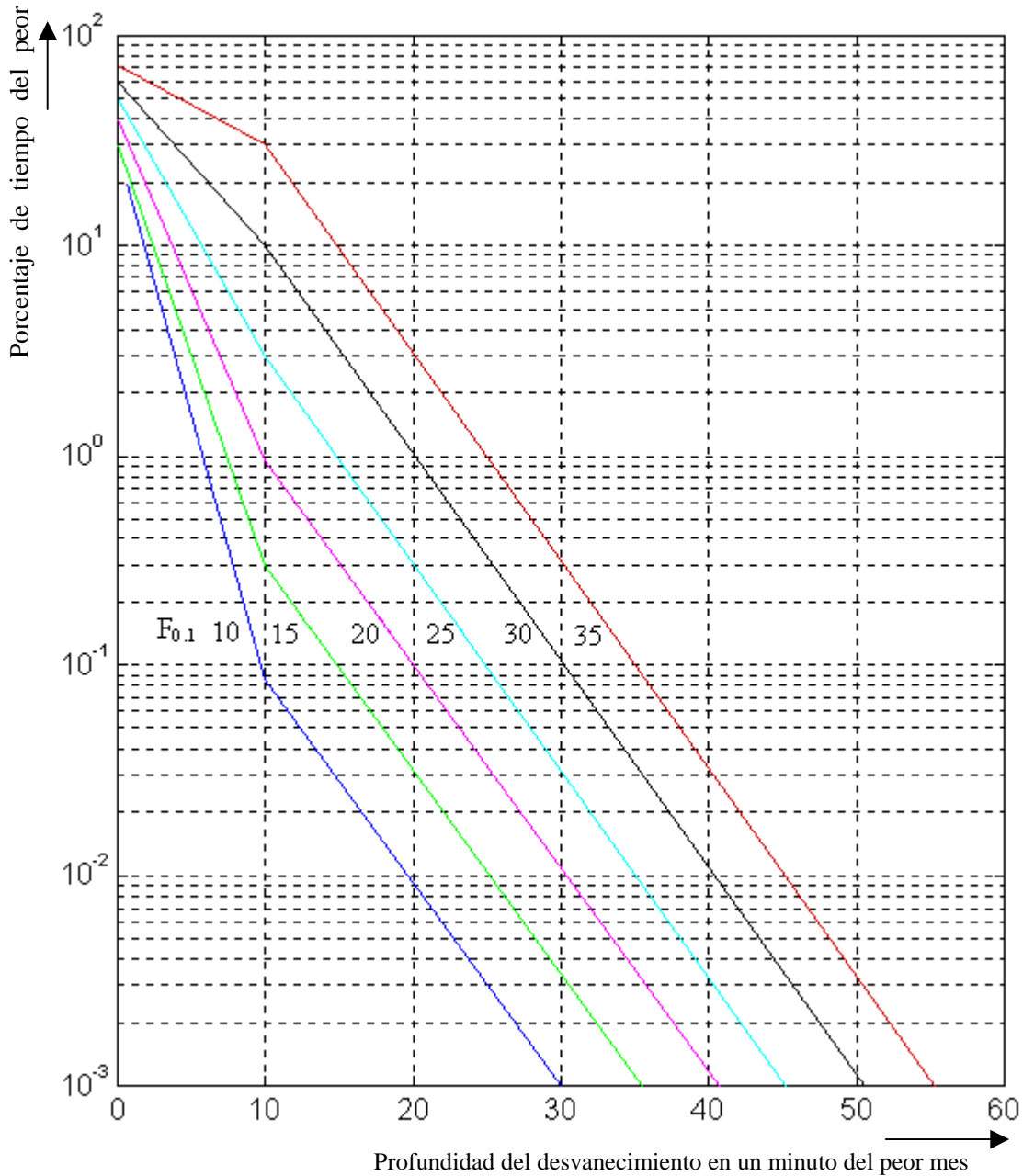


Fig. 4.43. Profundidad del desvanecimiento en un minuto del peor mes en función del porcentaje de tiempo y $F_{0.1}$

El procedimiento es el siguiente: Calculamos el porcentaje de tiempo en que se puede superar el desvanecimiento de interés para el peor vano, el cual está dado por $20/n$. Una vez obtenido $F_{0,1}$ como en la primera recomendación, utilizamos la figura 4.43, ubicando el porcentaje calculado en ordenadas y con $F_{0,1}$ como parámetro, para obtener el valor medio en un minuto del desvanecimiento para más del $20/n$ % del peor mes. A los vanos restantes se les reduce 2 dB a su relación señal a ruido.

La tercera recomendación también especifica un desvanecimiento promediado en un minuto, así que usamos nuevamente la figura 4.43. Esta vez el porcentaje de tiempo es del $(280/2500) \times 0.1$ ó del $(L/2500) \times 0.1$ para todo el enlace, o sea, del $(280/2500) \times 0.1/n$ ó $(L/2500) \times 0.1/n$ para cada vano. Se calcula un “margen de desvanecimiento”, que consiste en la diferencia entre la relación señal a ruido especificada por el CCIR (dada en forma implícita en la potencia de ruido permitido) y la relación señal a ruido obtenida en cada vano. Este margen se usa para, con ayuda de la figura 4.43, calcular el porcentaje de tiempo en el peor mes en que es superada el margen exigido. Los porcentajes así obtenidos para cada vano, se suman para obtener el porcentaje total de tiempo en que es superada la especificación de potencia de ruido (47500 pW) y se compara con el porcentaje máximo exigido.

Los valores de desvanecimiento obtenidos se restan a la relación señal a ruido de cada vano para obtener la potencia de ruido en ellos, que sumada es la potencia de ruido total del enlace y que debe ser comparada con la potencia de ruido especificada en la recomendación correspondiente.

Resumen del procedimiento para evaluar el enlace respecto a las recomendaciones del CCIR-CCITT

Primera recomendación

- a) Por medio de la figura 4.40 hallamos $F_{0,1}$ para cada vano, con la longitud del vano (d) como abscisa y la rugosidad (R) como parámetro
- b) Por medio de la figura 4.41, con $F_{0,1}$ como abscisa, hallamos la probabilidad de tener un desvanecimiento tipo Rayleigh en la hora peor superior a la profundidad de desvanecimiento $F_{0,1}$.
- c) Calculamos la probabilidad promedio de tener un desvanecimiento tipo Rayleigh en la hora peor superior a la profundidad de desvanecimiento $F_{0,1}$, mediante la ecuación 4.60.
- d) Usando nuevamente la figura 4.41, con \bar{P} en el eje de las ordenadas, hallamos en abscisas el desvanecimiento $F_{0,1}$ promedio para todo el enlace.
- e) Con la figura 4.42, con el número de vanos como abscisas y $F_{0,1}$ como parámetro, hallamos el desvanecimiento en la hora peor
- f) Al desvanecimiento hallado le adicionamos el ruido fijo del sistema, para obtener el ruido total. Esta potencia de ruido debe ser menor a la especificada por la primera recomendación.

Segunda recomendación

- a) Sabemos que el porcentaje de tiempo máximo en que se puede exceder la potencia de ruido especificada en esta recomendación es del 20%, o sea $20/n$ % para cada vano. Por lo tanto, en la

figura 4.41 con $F_{0,1}$ del peor vano como parámetro y este porcentaje de tiempo como ordenada, hallamos en abscisas la profundidad del desvanecimiento en un minuto.

- b) A los otros vanos les restamos 2 dB a su relación señal a ruido
- c) El ruido total será igual al desvanecimiento hallado más el ruido fijo, el cual compararemos con $3L + 200 \text{ pW}$

Tercera recomendación

- a) Como la potencia media de ruido en un minuto especificada es de 47500 pW para una señal útil de 1 mW, entonces la relación señal a ruido mínima debe ser igual a

$$\frac{S}{N} = 10 \log \left(\frac{1 \text{ mW}}{47500 \text{ pW}} \right) = 43.23 \text{ dB} .$$

La diferencia entre la relación señal a ruido de cada vano y la relación señal a ruido mínima nos da un margen de desvanecimiento, que usamos como abscisa en la figura 4.43, y con $F_{0,1}$ como parámetro, hallamos el porcentaje de tiempo en que es superada esta potencia de ruido.

- b) Comparamos el porcentaje de tiempo obtenido con el especificado en esta recomendación.

EJEMPLO DE DISEÑO DE UN RADIOENLACE

Diseñe un radioenlace de alta calidad en la banda de 6 GHz que sea capaz de transmitir 14400 canales telefónicos entre las localidades A y F. El resultado del levantamiento topográfico entre estos puntos se muestra en la siguiente tabla

DISTANCIA (km)	VANO A-B (m)	VANO B-C (m)	VANO D-E (m)
0.0	A = 1535	B = 1504	D = 1962
1.5	1400	1308	1200
3.0	1280	705	1070
4.5	1440	799	838
6.0	1000	607	814
7.5	920	303	597
9.0	1000	488	818
10.5	1000	1134	895
12.0	1000	1137	728
13.5	1000	1139	726
15.0	980	1086	789
16.5	1240	893	757
18.0	780	1052	980
19.5	1200	939	1000
21.0	940	543	1431
22.5	1040	501	1660
24.0	1180	535	1119
25.5	1000	459	1044
27.0	700	951	847
28.5	1280	1349	1113
30.0	1200	1286	932
31.5	1160	1400	618
33.0	800	1505	618
34.5	540	918	682
36.0	660	1456	547
37.5	600	1630	386
39.0	600	1619	334
40.5	380	998	386
42.0	420	1100	407
43.5	380	C = 1215	390
45.0	500		373
46.5	400		391
48.0	300		334
49.5	240		401
51.0	200		654
52.5	700		605
54.0	740		735
55.5	760		E = 1045
57.0	830		

58.5	930		
60.0	1100		
61.5	1200		
63.0	B = 1504		

Tabla 4.3. Lectura de perfil topográfico

Solución

Para poder diseñar el enlace, debemos disponer de los siguientes datos:

- 1) Frecuencia central: Según la recomendación 383-1 del CCIR, para 1800 canales telefónicos, la frecuencia central recomendada en la banda de los 6 GHz es de 6,175 GHz. Seleccionamos un sistema de 1800 canales máximo por portadora, ya que disponemos de 8 canales de RF, que dan un total de $8 \times 1800 = 14400$ canales.
- 2) Ancho de banda: Nuevamente según la recomendación 383-1 del CCIR, para 1800 canales telefónicos, se recomienda un ancho de banda de 500 MHz.
- 3) Potencia de transmisión: Este es un parámetro generalmente elegido por el diseñador. En general se selecciona tomando en cuenta los equipos de que se disponen, considerando que debe ser lo más pequeña posible de tal forma que se minimice la posible interferencia con enlaces existentes o futuros, se minimicen costos y se eviten los posibles efectos perjudiciales a la salud de las señales de microondas con altas potencias. Se pueden seleccionar inicialmente equipos con una baja potencia de transmisión, aumentándose luego si es necesario. En nuestro ejemplo tomaremos inicialmente una potencia de transmisión de 5 W (37 dBm)
- 4) Nivel nominal de entrada del receptor: Representa el nivel que debe tener la señal a la entrada del receptor, en nuestro caso seleccionaremos un receptor con un nivel de -20 dBm.
- 5) Margen del control automático de ganancia: El AGC con el que trabajaremos inicialmente tendrá un margen que va desde 10 dB hasta -45 dB, lo que implica que con receptor seleccionado podemos tener a la entrada del AGC una señal entre -10 dBm hasta -65 dBm.
- 6) Pérdidas por guías de onda, y demás elementos de la red de alimentación: Seleccionaremos inicialmente una guía de onda rígida rectangular marca Andrew tipo WR137, la cual tiene una atenuación de 0.3 dB/m, mientras que las pérdidas por filtros, circuladores, distribuidores, etc., se estimarán en 2.4 dB (en total para cada vano). Si se desea mayor precisión en este último punto, se deben consultar las especificaciones suministradas por los fabricantes.
- 7) Ganancia de las antenas: Seleccionaremos antenas parabólicas. Podemos seleccionarlas mediante catalogo, como por ejemplo, una antena parabólica estándar Andrew PAR10-59A, que es utilizada en el rango de 5.925 a 6.425 GHz, tiene un diámetro de 3 m, una ganancia en el centro de la banda de 43.2 dB y una relación frente a espalda de 62 dB. En caso que no contemos con estas especificaciones,

podemos calcular en forma aproximada la ganancia de la antena en función de su diámetro, utilizando la siguiente relación

$$G(\text{dB}) = 10 \log \eta + 20 \log D(\text{m}) + 20 \log f(\text{MHz}) - 39.6$$

donde: η es la eficiencia de la antena

D es la sección transversal

f es la frecuencia central de la banda.

- 8) Factor de ruido: Depende de las especificaciones de todos los equipos que procesen la señal, tales como el transmisor, receptor, amplificadores, filtros, etc.. Generalmente se toma como la suma de las figuras de ruido de los transmisores y receptores. Un factor de ruido típico, que usaremos en este ejemplo, es de 8 dB.

A continuación debemos determinar la ubicación de las estaciones terminales y repetidoras; sin embargo, estas han sido suministradas en el planteamiento del problema. De no tener las ubicaciones predefinidas, podemos utilizar la norma de Noboru Mino, mostrada en la tabla 4.2.

Elaboremos el plan de frecuencias a utilizar

Plan de frecuencias

La figura 4.45 muestra la disposición de un plan de dos frecuencias, con una banda alta y una banda baja.

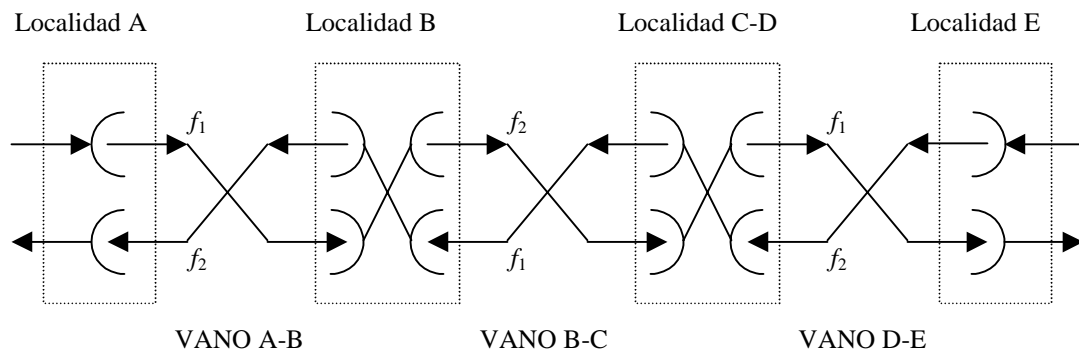


Fig. 4.45. Plan de dos frecuencias

Según la recomendación 383-1 del CCIR, para sistemas que tienen una capacidad de 1800 canales telefónicos, o su equivalente, operando en la banda de 6 GHz, podemos calcular las frecuencias centrales de cada canal según las siguientes relaciones:

$$f_n = f_o - 259.45 + 29.65n \quad (\text{Parte inferior de la banda})$$

$$f_n' = f_o - 7.41 + 29.65n \quad (\text{Parte superior de la banda})$$

donde $n = 1, 2, \dots, 8$: Número del canal

f_o : frecuencia central (6175 MHz).

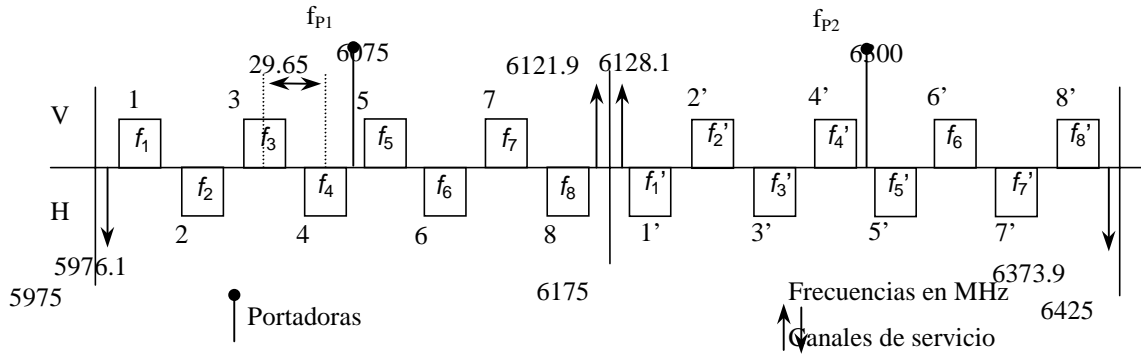


Figura 4.46. Disposición de los canales de radio

Luego:

Canal	1	2	3	4	5	6	7	8
Frecuencia central	5945.2	5974.8	6004.5	6034.2	6063.8	6093.4	6123.1	6152.8
Canal	1'	2'	3'	4'	5'	6'	7'	8'
Frecuencia central	6197.2	6226.9	6256.5	6286.2	6315.8	6345.5	6375.1	6404.8

Tabla 4.4. Asignación de portadoras para la banda de 6 GHz según la recomendación 383-1

Las portadoras f_{P1} y f_{P2} están dadas por:

$$f_{P1} = \frac{(6175 - 5975)}{2} + 5975 = 6075 \text{ MHz} \quad \text{y} \quad f_{P2} = \frac{(6425 - 6175)}{2} + 6175 = 6300 \text{ MHz}$$

Corrección por radio equivalente de la tierra

Sobre el perfil del terreno presentado en las figuras 4.44a y b debemos realizar la corrección del perfil correspondiente al radio equivalente de la tierra; en nuestro ejemplo usamos $k = 4/3$, que corresponde a las condiciones normales de nuestro clima tropical. Para hacerlo aplicamos la ecuación 3.44, que establece que

$$\Delta h = \frac{d_1 d_2}{12.74k}$$

Vano A-B

Cálculo del despeje

Como primer paso debemos calcular el despeje y compararlo con el que existe en el perfil, tomando 15 m. como altura inicial de las antenas. Como hemos graficado los elipsoides de Fresnel, inmediatamente vemos que no hay obstrucción del despeje en ningún punto del terreno. Como no siempre tenemos la capacidad de dibujar fácilmente los elipsoides, podemos tomar los puntos que con mayor probabilidad pudieran obstruir el despeje; en cada uno de ellos calcularemos el despeje según las ecuaciones 4.21 o 4.23 y este valor lo comparamos con el despeje existente, si este es mayor que el calculado significa que

cumplimos con el despeje en todo el perfil. En el caso del vano A-B, los puntos que seleccionaremos son: el punto PA₁ que se encuentra a una altura de 1440 m. a una distancia $d_1 = 4.5$ km. y el punto PA₂ que se encuentra a 1280 m. de altura en $d_1 = 28,5$ km.

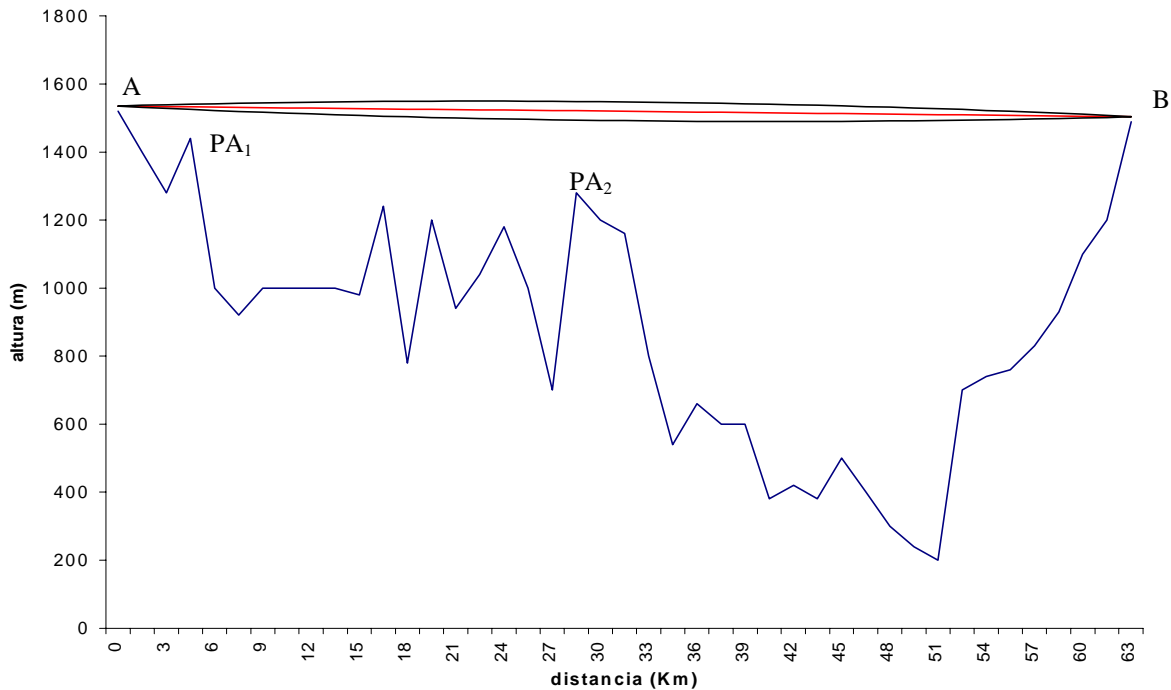


Fig. 4.47. Vano A-B

Sabemos que

$$\lambda = \frac{c}{f} \Rightarrow \lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{6,175 \cdot 10^9} \Rightarrow \lambda = 0,0485 \text{ m.}$$

En PA1:

$$C_1 = 19 \sqrt{\lambda \frac{d_1 d_2}{d} + \frac{d_1 d_2}{39}} \Rightarrow C_1 = 19 \sqrt{0,0485 \frac{4,5 \times 58,5}{63} + \frac{4,5 \times 58,5}{39}} \Rightarrow C_1 = 15,3 \text{ m.}$$

En PA2:

$$C_2 = 19 \sqrt{\lambda \frac{d_1 d_2}{d} + \frac{d_1 d_2}{39}} \Rightarrow C_2 = 19 \sqrt{0,0485 \frac{28,5 \times 34,5}{63} + \frac{28,5 \times 34,5}{39}} \Rightarrow C_2 = 41,71 \text{ m.}$$

En la figura 4.47 observamos que las distancias de los puntos a la trayectoria de línea de vista son:

$$h_1 = 1510 - 1455,42 + 15 \Rightarrow h_1 = 69,8 \text{ m} > 15,3 \text{ m}$$

$$h_2 = 1500 - 1337,61 + 15 \Rightarrow h_2 = 177,39 \text{ m} > 41,74 \text{ m.}$$

Por lo tanto, se tiene una distancia entre el rayo directo y el perfil mayor que el despeje en todo punto, o sea, tenemos libre el 60% de la primera zona de Fresnel. Si ese no fuera el caso, deberíamos continuar con el diseño, considerando las pérdidas ocasionadas por la obstrucción, las que podemos obtener usando

la figura 4.28. En caso que no se cumplan las especificaciones del diseño, deberíamos cambiar algunas de las condiciones del sistema, como por ejemplo aumentar las alturas de las antenas.

Cálculo del punto de reflexión

Como hemos discutido anteriormente, el cálculo del punto de reflexión lo tratamos como un proceso iterativo. Mediante la inspección del perfil del terreno, seleccionamos un punto que nos servirá como inicialización del método; mientras más cercana sea esta estimación a la ubicación real del punto de reflexión, menor será el número de iteraciones necesarias. Tomamos como punto inicial el marcado como PA₂, que se encuentra a una altura de 1337.61 m.. Entonces, las alturas h_1 y h_2 definidas en la figura 4.30 son:

$$h_1 = 1520 - 1337.61 \Rightarrow h_1 = 182.39 \text{ m,}$$

$$h_2 = 1489 - 1337.61 \Rightarrow h_2 = 151.39 \text{ m.}$$

Utilizando las ecuaciones 4.32 y 4.33

$$q = \frac{h_1 - h_2}{h_1 + h_2} \Rightarrow q = 0.09287, \quad Q = 25.6k \frac{(h_1 + h_2)}{d^2} \Rightarrow Q = 2.87,$$

Mediante la figura 4.31, tenemos que $A_1 = 1.05$ y $A_2 = 0.95$; usando las ecuaciones 4.34 y 4.35, tenemos que:

$$d_1 = A_1 \frac{d}{2} \Rightarrow d_1 = 33.075 \text{ km}$$

$$d_2 = A_2 \frac{d}{2} \Rightarrow d_2 = 29.925 \text{ km.}$$

Este punto está ubicado a una altura de 845.1 m. La segunda iteración produce los siguientes valores:

$$h_1 = 1520 - 845.1 \Rightarrow h_1 = 674.9 \text{ m}$$

$$h_2 = 1489 - 845.1 \Rightarrow h_2 = 643.9 \text{ m,}$$

$$q = \frac{|h_1 - h_2|}{h_1 + h_2} \Rightarrow q = 0.0235, \quad Q = 25.6k \frac{(h_1 + h_2)}{d^2} \Rightarrow Q = 11.34$$

$A_1 = 1.02$ y $A_2 = 0.98$, entonces

$$d_1 = A_1 \frac{d}{2} \Rightarrow d_1 = 32.13 \text{ km y } d_2 = A_2 \frac{d}{2} \Rightarrow d_2 = 30.87 \text{ km.}$$

De esta forma podemos seguir iterando hasta que la diferencia entre los resultados de los iteraciones sea menor a una tolerancia preestablecida. Sin embargo, sin necesidad de hacer más iteraciones podemos concluir que el punto de reflexión está ubicado cerca del centro del vano; esta zona está compuesta por un valle en el que el trayecto directo entre este y el transmisor está obstruido por el pico PA₂, de tal forma que el rayo reflejado nunca llegará al receptor. Por lo tanto, podemos concluir que el rayo reflejado no afecta el rendimiento del sistema en este vano.

Vano B-C

El procedimiento es idéntico al seguido en el vano A-B. Sin embargo, necesitamos comunicar el punto C, ubicado a 1215 m.; como señalamos en el tema IV, los puntos de ubicación de las estaciones no están necesariamente es el mismo lugar donde queremos procesar las señales, así que es posible que tengamos que transportar las señales hasta la estación. En nuestro ejemplo la central estará ubicada en C, pero el punto de repetición estará a 500 m. de ella, a una altura de 1962 m.. Es posible también utilizar un sistema periscopico con un reflector ubicado a 500 m. del punto .

En este vano no es necesario calcular el despeje, ya que a simple vista se nota que la distancia entre el rayo directo y el perfil es siempre mayor de 200 m., que es mucho mayor que el despeje necesario a estas frecuencias. Para comprobarlo se incluye la gráfica de los elipsoides de Fresnel en la figura 4.48.

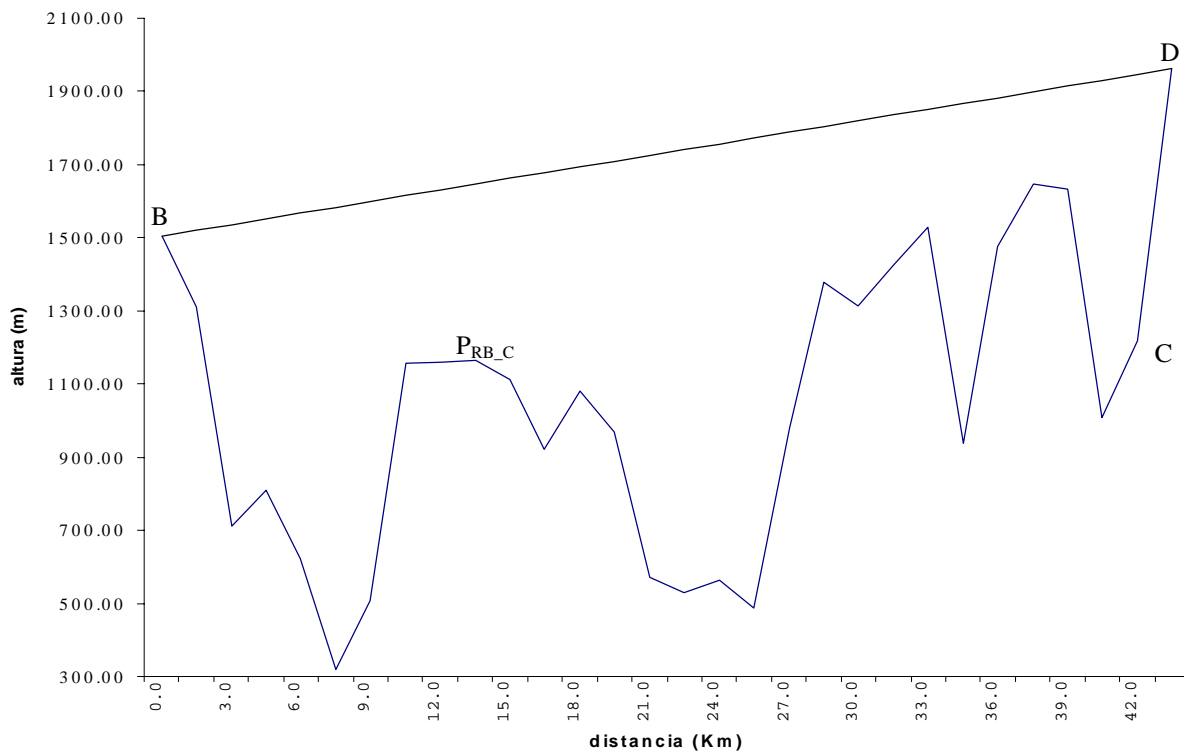


Fig. 4.48. Vano B-C

Para determinar la influencia de la onda reflejada sobre el sistema, debemos calcular el punto de reflexión. Si consideramos que el receptor está a una altura de aproximadamente 460 m por encima del transmisor, podemos concluir que el punto de reflexión está ubicado antes de la mitad del trayecto, o sea, en algún lugar entre los 0 y los 21.5 km.. Esta consideración permite tomar un punto de inicialización del método que permita llegar al resultado en un número reducido de iteraciones.

Tomemos el punto inicial en $d_1 = 30$ km., a una altura de 1162.73 m (note que d_1 se toma en este caso desde C' hasta el punto de reflexión, ya que C' está ubicado a una altura mayor que B), entonces:

$$h_2 = 1489 - 1162.73 \Rightarrow h_2 = 326.27 \text{ m.}, \quad h_1 = 1962 - 1162.73 \Rightarrow h_1 = 799.27 \text{ m.},$$

$$q = \frac{|h_2 - h_1|}{h_1 + h_2} \Rightarrow q = 0.42, \quad Q = 25.6k \frac{(h_1 + h_2)}{d^2} \Rightarrow Q = 21.75, \text{ luego}$$

$$A_1=1.38, \quad A_2=0.62, \quad d_1 = A_1 \frac{d}{2} \Rightarrow d_1 = 30.015 \text{ km} \quad \text{y} \quad d_2 = A_2 \frac{d}{2} \Rightarrow d_2 = 13.485 \text{ km}.$$

En la segunda iteración tenemos que:

$$h_1 = 1489 - 1162.69 \Rightarrow h_1 = 326.31 \text{ m.}, \quad h_2 = 1962 - 1162.69 \Rightarrow h_2 = 799.31 \text{ m.},$$

$$q = \frac{|h_2 - h_1|}{h_1 + h_2} \Rightarrow q = 0.4202, \quad Q = 25.6k \frac{(h_1 + h_2)}{d^2} \Rightarrow Q = 21.78, \text{ luego}$$

$$A_1=1.385, \quad A_2=0.615, \quad d_1 = A_1 \frac{d}{2} \Rightarrow d_1 = 30.12 \text{ km.} \quad \text{y} \quad d_2 = A_2 \frac{d}{2} \Rightarrow d_2 = 13.38 \text{ km.}$$

Se puede observar que la variación entre iteraciones es muy pequeña, y por lo tanto, podemos considerar que el punto de reflexión corresponde al identificado como P_{RB-C} en la figura 4.48. Una onda que incida sobre ese punto llegará al receptor ya que no hay obstáculos que la bloqueen. De ahí que debamos considerar el uso de algún tipo de diversidad.

Según la tabla 4.1, para un área montañosa y para una frecuencia de 6 GHz, la onda reflejada se atenúa en 14 dB, de manera que es probable que podamos tolerar el efecto de la onda reflejada. En este punto podríamos continuar con nuestro diseño y determinar cual es el margen de la relación señal a ruido que tenemos respecto al deseado, de forma que si es apreciable, no necesitamos implementar un sistema de diversidad. Sin embargo, incluiremos un sistema de diversidad para hacer más completo este ejemplo.

Calculo de diversidad de espacio

En este ejemplo elegiremos diversidad de espacio por selección, por ser uno de las técnicas de diversidad más utilizadas. Además, esperamos que los efectos de la onda reflejada sean leves, por lo que no parece ser necesario el uso de un sistema más complejo.

La separación entre las antenas está dada por las ecuaciones 4.39 y 4.40, de forma que:

$$\Delta h_1 = \frac{\lambda d}{4 h_2'} = \frac{(0.048)(42)}{4(1962 - 1162.69)} \Rightarrow \Delta h_1 = 0.64 \text{ m}$$

$$\Delta h_2 = \frac{\lambda d}{4 h_1'} = \frac{(0.048)(42)}{4(1489 - 1162.69)} \Rightarrow \Delta h_2 = 1.56 \text{ m.}$$

Vano D-E

En este vano tenemos una obstrucción del tipo filo de cuchillo ubicada en $d_1=22,5 \text{ km.}$, a una altura de 1703.51 m. Calculemos las pérdidas que introduce este obstáculo. En la figura 4.49 podemos observar por trigonometría que:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{h_t - h_r}{d} = \frac{1962 - 1030}{55.5 \cdot 10^3} \Rightarrow \operatorname{tg} \alpha = 1.679 \cdot 10^{-2}. \text{ Sea } d_1 \text{ la ubicación del punto de intercepción entre}$$

el obstáculo y la línea directa entre el transmisor y el receptor, entonces

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{h_1}{(d - d_1) \cdot 10^3} = \frac{h_1}{(55.5 - 22.5) \cdot 10^3} \Rightarrow h_1 = 33 \cdot 10^3 \cdot 1.679 \cdot 10^{-2} = 554.07 \text{ m.}$$

Como la altura del pico es de $h_p = 1702.45$ m, por lo tanto, la altura del obstáculo es igual a

$$h_{obs} = h_p - (h_r + h_1) = 1702.45 - (1030 + 554.07) = 118.38 \text{ m,}$$

y entonces

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} \Rightarrow v = 0.11838 \sqrt{\frac{2 \cdot 55.5}{0.0485 \cdot 22.5 \cdot 33}} \Rightarrow v = 0.2077.$$

Usando la figura 4.28, tenemos que las pérdidas respecto al espacio libre son de alrededor a 7.5 dB.

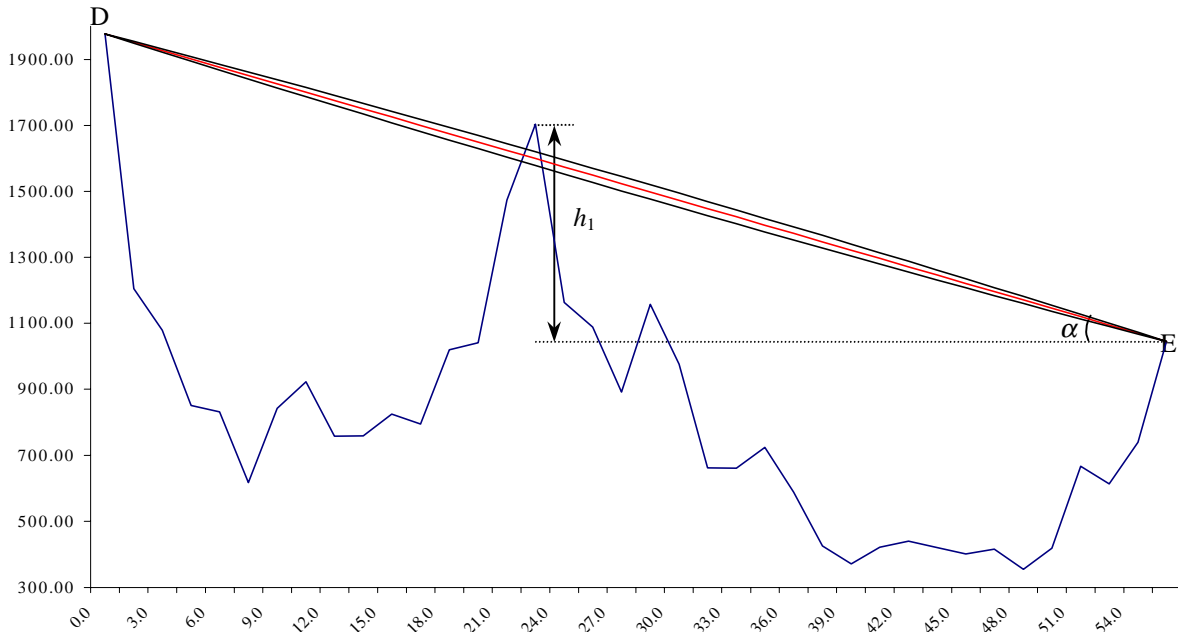


Fig. 4.49. Vano D-E

Perdidas de trayectoria de espacio libre

Sabemos que $L_p = 92.4 + 20 \log f(\text{GHz}) + 20 \log d(\text{km})$, entonces

$$\text{vano A-B} \quad L_{pA-B} = 92.4 + 20 \log(6.175) + 20 \log(63) = 144.2 \text{ dB,}$$

$$\text{vano B-C} \quad L_{pC-D} = 92.4 + 20 \log(6.175) + 20 \log(42) = 140.67 \text{ dB,}$$

$$\text{vano D-E} \quad L_{pE-F} = 92.4 + 20 \log(6.175) + 20 \log(55.5) = 145.09 \text{ dB.}$$

Perdidas en circuladores, filtros y distribuidores

Se estiman en 2.4 dB para cada vano.

Perdidas por guías de onda

Las pérdidas por guías de onda rectangulares son de 0.3 dB/m. La distancia recorrida de la antena al suelo (altura de la torre) es de 15 m., y de la torre a la casilla donde se encuentra el receptor es de aproximadamente 10 m. Entonces

$$L_f = (15 + 10) \times 0.3 \times 2 = 15 \text{ dB.}$$

En el estudio del vano B-C debemos incluir las pérdidas debidas al transporte de la señal desde el repetidor hasta la central o equipo de procesamiento. Supongamos que usamos cable coaxial para cubrir los 1500 m entre estos puntos; a la frecuencia que utilizamos (o sea, en IF), podemos usar una gran variedad de cables. Como la potencia necesaria para transportar la señal en este trayecto es baja, la señal puede ser regenerada en el receptor y llevada a la central por el cable, y debemos transmitir entonces (desde el punto de recepción) a una potencia adecuada. Por lo tanto, estas pérdidas no se incluyen en el estudio del radioenlace. Se pueden adoptar también otras soluciones, como el uso de un repetidor pasivo en C'.

Potencia total recibida para cada vano

Sabemos que $P_R = P_t + G_t + G_r - L_p - L_f - L_b$.

Vano A-B

$$P_{RA-B} = 37 + 2x(43.2) - 144.2 - 15 - 2.4 \text{ (dB)} = -38.2 \text{ dBm .}$$

Vano B-C

$$P_{RB-C} = 37 + 2x(43.2) - 140.68 - 25 - 2.4 \text{ (dB)} = -34.68 \text{ dBm .}$$

Vano D-E

$$P_{RD-E} = 37 + 2x(43.2) - 150.6 - 25 - 2.4 \text{ (dB)} = -44.6 \text{ dBm .}$$

La potencia recibida, en todos los vanos, se ajusta al rango de valores permitido por el AGC, o sea, entre -10 y -65 dBm.

Cálculo de la relación señal a ruido

$$S/N = P_R - 10\log(n) - 10\log(kTb) + 20\log(\Delta f_e) - 20\log f_{BB} + 10\log P_{fs} + 10\log P_{fp} .$$

Tenemos que:

$$10\log(n) = -8\text{dB}$$

$$10\log(kTb) = 10\log(1.38 \times 10^{-23} \times 300 \times 3.1 \times 10^6) = -139 \text{ dBm (a temperatura ambiente)}$$

$$\Delta f_e = 200 \text{ kHz}$$

$$f_{BB} = 8024 \text{ kHz}$$

$$10\log(P_{fs}) = 2,5 \text{ dB.}$$

$$10\log(P_{fp}) = 4 \text{ dB.}$$

En general tendremos que $S/N \text{ (dB)} = P_R \text{ (dBm)} + 105.43$.

Vano A-B

$$S/N_{A-B} = -38.2 + 105.43 = 67.23 \text{ dB.}$$

Vano B-C

$$S/N_{B-C} = -34.68 + 105.43 = 70.75 \text{ dB.}$$

Vano D-E

$$S/N_{D-E} = -44.6 + 105.43 = 60.83 \text{ dB.}$$

Potencia de ruido psfométrico

La potencia de ruido psfométrico está dada por

$$P_n \text{ (pW)} = 10^{\frac{90 - S/N}{10}}$$

Vano	A-B	B-C	D-E	Total
$P_n \text{ (pW)}$	189.234	84.14	826.038	1099.41

Potencia de ruido psfométrico en ausencia de desvanecimiento

Determinación del ruido esperado

Como el enlace es mayor de 50 km, debemos evaluar las recomendaciones del ITU-R, se conecte o no el enlace a redes troncales.

Calculo de la rugosidad

$$\text{Vano A-B } \bar{x}_A = 901.87 \text{ m. ; } R_A = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n-1} (x_i - \bar{x}_A)^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{41} (x_i - 901.87)^2}{41}} = 322.2 \text{ m}$$

$$\text{Vano B-C } \bar{x}_B = 1231 \text{ m. ; } R_B = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n-1} (x_i - \bar{x}_B)^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{27} (x_i - 1231)^2}{27}} = 403.46 \text{ m}$$

$$\text{Vano D-E } \bar{x}_D = 941.36 \text{ m. ; } R_D = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n-1} (x_i - \bar{x}_D)^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{36} (x_i - 941.36)^2}{36}} = 343.77 \text{ m}$$

Primera recomendación

Para satisfacer la primera recomendación, sabemos que el ruido psfométrico en presencia de desvanecimiento debe ser inferior a $3xL + 300 \text{ (pW)} = 3x160.5 + 200 \text{ (pW)} = 686 \text{ pW}$. Podemos ver que el ruido psfométrico, aún en ausencia de desvanecimiento, tiene una magnitud mucho mayor; por lo tanto, aún sin calcular la profundidad del desvanecimiento, sabemos que debemos modificar nuestro

planteamiento de diseño. Podemos observar que tenemos pérdidas en cada vano de 15 dB por guías de onda, a pesar de usar guías con poca atenuación para esta banda. Podemos reducir la atenuación por guías de onda si bajamos la frecuencia a la cual transmitimos a la antena, de tal forma que podamos usar líneas de transmisión que operen a frecuencias menores y por lo tanto tengan una atenuación menor. Para hacer esto, incorporamos a nuestro diseño un convertidor hacia arriba (up converter) en el transmisor, muy cercano a la antena transmisora (ubicada en D), y un convertidor hacia abajo (down converter) muy cercano a la antena receptora (ubicada en C'); estos convertidores operan generalmente entre 600 y 900 MHz. Entonces podemos usar cables coaxiales para transportar la señal desde los equipos a las antenas, como del tipo LDF7-50A (dielectrico de espuma, frecuencia máxima de 1 GHz) que presenta una atenuación de 0.0269 dB/m. De manera que las pérdidas por líneas de transmisión para cada vano ahora serán

$$L_f = (15 + 10) \times 0.0269 \times 2 = 1.345 \text{ dB.}$$

Potencia total recibida para cada vano

Vano A-B

$$P_{RA-B} = 37 + 2x(43.2) - 144.2 - 1.345 - 2.4 \text{ (dB)} = -24.545 \text{ dB.}$$

Vano B-C

$$P_{RB-C} = 37 + 2x(43.2) - 140.68 - 1.345 - 2.4 \text{ (dB)} = -21.025 \text{ dB.}$$

Vano D-E

$$P_{RD-E} = 37 + 2x(43.2) - 150.6 - 1.345 - 2.4 \text{ (dB)} = -30.945 \text{ dB.}$$

Las potencias recibidas también se ajustan en este caso al rango de valores permitido por el AGC.

Cálculo de la relacion señal a ruido

Vano A-B

$$S/N_{A-B} = -24.545 + 105.43 = 80.885 \text{ dB.}$$

Vano B-C

$$S/N_{B-C} = -21.025 + 105.43 = 84.405 \text{ dB.}$$

Vano D-E

$$S/N_{D-E} = -30.945 + 105.43 = 74.485 \text{ dB.}$$

Potencia de ruido psfométrico en ausencia de desvanecimiento

Vano	A-B	B-C	D-E	Total
P_n (pW)	8.156	3.627	35.604	47.387

Potencia de ruido psfométrico en ausencia de desvanecimiento

Primera recomendación

Volvamos al cálculo de la profundidad del desvanecimiento, tomando en cuenta que ahora si podríamos alcanzar los objetivos para satisfacer la primera recomendación, ya que el ruido psfométrico en ausencia de desvanecimiento es menor a $3xL + 200$ (pW). Añadamosle el desvanecimiento y veamos si aún en su presencia se satisface la primera recomendación.

Usando la figura 4.40 tenemos que para

Para el vano A-B con $L = 63$ km. y $R_A = 327.339$ m., $F_{0,1} \cong 12,8$ dB.,

Para el vano B-C con $L = 42$ km. y $R_B = 374.463$ m., $F_{0,1} \cong 5$ dB.,

Para el vano D-E con $L = 55.5$ km. y $R_C = 313.29$ m., $F_{0,1} \cong 8.6$ dB..

Y mediante la figura 4.41 obtenemos la probabilidad de tener un desvanecimiento tipo Rayleigh en la hora peor superior a $F_{0,1}$ para cada vano:

Vano	A-B	B-C	D-E
P	0.033	0.021	0.013

Probabilidad de ocurrencia un desvanecimiento tipo Rayleigh en la hora peor superior a $F_{0,1}$

Y la probabilidad promedio será

$$\bar{P} = \frac{1}{3}(0.033 + 0.013 + 0.021) \Rightarrow \bar{P} = 0.0223 .$$

Usando nuevamente la figura 4.41, obtenemos $F_{0,1}$ promedio para todo el enlace

$$F_{0,1} = 9.5 \text{ dB} ,$$

el desvanecimiento en la hora peor lo obtenemos usando la figura 4.42a. Usamos esta figura y no la 4.42b pues, aunque no implementamos diversidad en todos los vanos, en los vanos donde no lo hicimos no llegará la onda reflejada al receptor, y de esta forma la degradación del sistema prevista en la figura 4.42b no estará presente en nuestro sistema. Luego, el desvanecimiento en la hora peor es aproximadamente

$$\bar{F}_{0,1} = 0.56 \text{ dB} ,$$

y la potencia de ruido psfométrico en presencia de desvanecimiento, dada por

$$P_{nf}(\text{pW}) = 10^{\frac{90 - (S/N - \bar{F}_{0,1})}{10}}$$

es igual a

Vano	A-B	B-C	D-E	Total
$P_{nf}(\text{pW})$	9.28	4.21	40.51	53.99

Potencia de ruido psfométrico en presencia de desvanecimiento

Como la potencia de ruido psfométrico en presencia de desvanecimiento es menor a $3xL + 200$ (pW) = 686 pW, cumplimos con la primera recomendación.

Segunda recomendación

El vano A-B es que presenta el desvanecimiento más alto con ($F_{0,1}=12.8$ dB). Este valor lo usaremos como parámetro en la figura 4.41 y con $20/3 = 6.33$ % como ordenada obtenemos que a profundidad del desvanecimiento en un minuto es igual a $F_{20} = 2.5$ dB. La potencia media de ruido psfométrico en un minuto para el 6.33 % de cualquier mes en el vano A-B es igual a

$$P_{n20A-B} = 10^{\frac{90-(S/N_{A-B}-F_{20})}{10}} = 10^{\frac{90-(80.885-2.5)}{10}} \Rightarrow P_{n20A-B} = 4.587 \text{ pW}.$$

Para calcular el ruido en los vanos restantes, les restamos 2 dB a sus respectivas relaciones señal a ruido:

$$P_{n20C-D} = 10^{\frac{90-(84.405-2)}{10}} \Rightarrow P_{n20C-D} = 2.288 \text{ pW}.$$

$$P_{n20E-F} = 10^{\frac{90-(74.485-2)}{10}} \Rightarrow P_{n20C-D} = 22.465 \text{ pW}.$$

Vano	A-B	B-C	D-E	Total
P_{n20} (pW)	4.587	2.288	22.465	29.34

Potencia de ruido psfométrico en un minuto para el 20% del tiempo

Podemos comprobar que la potencia media de ruido psfométrico en un minuto para el 20% de cualquier mes es menor a 686 pW.

Tercera recomendación

La relación señal a ruido mínima en cada vano, tomando en cuenta que la potencia media de ruido en un minuto especificada es de 47500 pW para una señal útil de 1 mW, debe ser igual a

$$\frac{S}{N} = 10 \log \left(\frac{1 \text{ mW}}{47500 \text{ pW}} \right) = 43.23 \text{ dB}.$$

Luego, el margen de desvanecimiento para cada vano es

Vano	A-B	B-C	D-E
FM	37.655	41.175	31.255

Margen de desvanecimiento para cada vano

Con $F_{0,1}$ para cada vano, que reproducimos a continuación

Vano	A-B	B-C	D-E
$F_{0,1}$	12.8	5	8.6

$F_{0,1}$ para cada vano

obtenemos mediante la figura 4.43 los siguientes porcentajes de tiempo para cada vano

Vano	A-B	B-C	D-E	Total
% tiempo	3.6×10^{-4}	≈ 0	6×10^{-4}	9.6×10^{-4}

Porcentaje de tiempo en que se superan los 47500 pW de potencia media en un minuto para cada vano

El porcentaje de tiempo impuesto por esta recomendación y que no debemos superar es

$$P = \frac{280}{2500} \times 0.1 = 0.0112 \%$$

el cual se observa claramente que no es excedido.

Calidad del radioenlace

La calidad del radioenlace está dada por la relación señal a ruido en presencia de desvanecimiento y tomando en cuenta el ruido que se genera en los equipos para todo el radioenlace; debemos entonces calcular el ruido total plano y el ruido de intermodulación, para luego compararlos con parámetros internacionales establecidos, que definirán cual es la calidad del radioenlace.

Podemos adoptar las siguientes características estandares de los dispositivos; en caso de contar con las especificaciones del fabricante, se puede obtener un resultado más ajustado a la práctica:

Ruido de intermodulación del transceptor:	25 pW
Ruido de intermodulación en feeder:	30 pW
Ruido de intermodulación por modem:	40 pW
Ruido plano por modem:	40 pW
Ruido plano de un transceptor:	20 pW
Ruido plano de un conmutador:	5 pW

Ruido plano total

El ruido plano total será

$$RPT = \text{No. Tranceptores} \times \text{ruido plano/transceptor} + \text{No. Modems} \times \text{ruido plano/modem} + \dots \\ \dots + \text{No. Conmutadores} \times \text{ruido plano/conmutador}$$

Como bajamos la señal de C' a C y la subimos luego a D, tenemos un transceptor (en B), dos receptores (en C' y E) y dos transmisores (en A y D). Igualmente tenemos dos moduladores (en A y D), dos demoduladores (en C' y E) y un modem (en B). Podemos suponer que los conmutadores y alimentadores están ubicados solo en las estaciones terminales (A y E). En todo caso, el número de equipos se determinan por la configuración del sistema, y el ruido introducido por ellos por las especificaciones del fabricante.

Si asumimos que el ruido producido por los transmisores, receptores y el transceptor es equivalente al producido por tres transeptores, y que el ruido producido por los moduladores, demoduladores y el modem es equivalente al que producen tres modems, tenemos que

$$RPT = 3x(20\text{pW}) + 3x(40\text{pW}) + 2x(5\text{pW}) \Rightarrow RPT = 170 \text{ pW}.$$

Ruido de intermodulacion total

$RIT = \text{No. Tranceptores} \times \text{ruido interm/transceptor} + \text{No. Modems} \times \text{ruido interm/modem} + \dots$
 $\dots + \text{No. Alimentadores} \times \text{ruido plano/alimentador}$

Luego

$$RIT = 3x(25\text{pW}) + 3x(40\text{pW}) + 2x(30\text{pW}) \Rightarrow RIT = 255 \text{ pW}.$$

Potencia de ruido total

$RT = \text{Potencia de ruido plano} + \text{Potencia de ruido de intermodulación}.$

Luego

$$RT = 170 + 255 \Rightarrow RT = 425 \text{ pW}.$$

Potencia de ruido total en prescencia de desvanecimiento

$RTF = \text{Potencia de ruido total} + \text{Potencia de ruido de desvanecimiento},$

Entonces $RTF = 440 + 53.99 \Rightarrow RTF = 493.99 \text{ pW}.$

La relación señal a ruido para una potencia útil de un milivatio correspondiente a esta potencia de ruido está dada por

$$\frac{S}{N} = 10 \log \left(\frac{1 \text{ mW}}{RTF} \right) = 10 \log \left(\frac{1 \text{ mW}}{493.99 \text{ pW}} \right) = 63.197 \text{ dB}.$$

Se acepta como norma internacional que

Para $S/N < 40 \text{ dB}$ para todo el radioenlace, el sistema se considera de baja calidad

Para $40 < S/N < 60 \text{ dB}$ para todo el radioenlace, el sistema se considera de calidad media

Para $S/N > 60 \text{ dB}$ para todo el radioenlace, el sistema se considera de alta calidad.

Como nuestro sistema tiene una relación señal a ruido mayor a 60 dB, logramos cumplir con la especificación de diseño de alta calidad.

Confiabilidad del radioenlace

La confiabilidad de un radioenlace se determina por el porcentaje de tiempo para el que la relación señal a ruido especificada se mantiene. En calculos anteriores, especificamente los correspondientes a la primera recomendación, encontramos que el valor promedio de porcentaje de tiempo de desvanecimiento durante un mes es 0.0223 %, por lo que la relación señal a ruido se mantendrá por lo menos durante el

$$100 - 0.0223 = 99.9777\% ,$$

del tiempo, valor que corresponde a la confiabilidad del radioenlace.

Características del sistema

- Frecuencia central: 6,175 GHz
- Ancho de banda: 500 MHz
- Potencia de transmisión: 5W
- Nivel nominal de entrada del receptor: -35 dBm.
- Margen del AGC: desde 10 dB hasta -45 dB
- Pérdidas por guías de ondas: guías de onda rígidas rectangulares con atenuación de 0.3 dB/m (Andrew WR137) para la interconexión de los equipos, y cable coaxial con atenuación 0.0269 dB/m. tipo LDF7-50A (con dielectrico de espuma, frecuencia máxima de 1 GHz). Se han previsto 10 metros entre la caseta y la torre, y 15 metros de las alturas de las antenas.
- Pérdidas por red de alimentación (filtros, circuladores, distribuidores, etc.): 2.4 dB en total para cada vano
- Antenas parabólica estándar Andrew PAR10-59A: Ganancia en el centro de la banda de 43.2 dB, relación frente a espalda de 62 dB, rango de 5.925 a 6.425 GHz, diámetro de 3 m.
- Incorporación de convertidores hacia arriba y hacia abajo (up converter and down converter) en cada una de las antenas, con una frecuencia de entrada entre 660 y 900 MHz y una frecuencia de salida correspondiente a la portadora respectiva.
- Factor de ruido de los receptores: 8 dB.
- Plan de frecuencias: Plan de dos frecuencias con portadoras $f_1 = 6075$ MHz y $f_2 = 6300$ MHz
- Capacidad del sistema: 14400 canales telefónicos
- Altura de las antenas: 15 m.
- Sistemas de diversidad: Diversidad de espacio en el vano B-C con diferencia de alturas $h_1 = 0.64$ m (punto B) y $h_2 = 1.56$ m (punto C').
- Desviación eficaz de frecuencia en cualquier canal telefónico para una señal de 1 mW y 800 Hz en un punto de nivel relativo cero: 200 kHz
- Frecuencia más alta de la banda base: 8024 kHz
- Ganancia de préfnasis: 2.5 dB
- Ganancia de ponderación psfométrica: 4 dB
- Calidad: Alta (relación señal a ruido de 63.063 dB)
- Confiabilidad: 99.977 %.

REFERENCIAS

- Tomasi, Wayne. “*Sistemas de comunicaciones electrónicas*”, 2^a. Edición. Prentice Hall Hispanoamericana. 1996.
- Rappaport, Theodore. “*Wireless communications, principles and practice*”. IEEE Press, Prentice Hall PTR. 1996.
- Bedito, José. “*Diseño de radioenlaces por microondas*”. Universidad de Los Andes.
- Panter, Phillip. “*Communication system design: Line-of-sight and tropo-scatter systems*”. McGraw-Hill Company, 1972.
- Barboza, Zulima. “*Antenas y propagación*”. Universidad de Los Andes, 1991.
- Lenkurt Electric C.O., Inc.. “*Engineering Considerations for Microwave Communications Systems*”. June 1970.
- Freeman, Rogert. “*Ingeniería de Telecomunicaciones*”.