



**UNIVERSIDAD NACIONAL  
AUTÓNOMA DE MÉXICO**



**Facultad de Ingeniería**

**CÁLCULO DE INTERFERENCIA EN ENLACES DE  
MICROONDAS TERRESTRES EN MÉXICO Y REUTILIZACIÓN  
DE LAS FRECUENCIAS DEL ESPECTRO RADIOLÉCTRICO**

**T E S I S**  
Que para obtener el título de  
**INGENIERO ELÉCTRICO-ELECTRÓNICO**  
**INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**  
P r e s e n t a n  
**BARRIENTOS LÓPEZ JOSÉ ÁNGEL**  
**CHÁVEZ MELESIO ROBERTO**

**Director de Tesis: M.I. Juan Fernando Solórzano Palomares**

**México, D.F. Ciudad Universitaria**

**2005**



Universidad Nacional  
Autónoma de México



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

## AGRADECIMIENTOS

*A mis padres, Guadalupe y Silvestre, por su todo su apoyo  
Y amor a lo largo de toda mi trayectoria académica,  
Permitiéndome llegar a alcanzar este sueño.*

*A mi esposa, Betzabe Navarro, por ser mi motivación y apoyo  
Para llegar hasta el final de este camino. Por su amor,  
Comprensión y cariño. Y representar mi motivo de superación  
Día a día. Gracias*

*José Ángel Barrientos López*

*A mis padres, Roberto y Jovita, por haberme dado la oportunidad  
de elegir un camino, y haberlo recorrido conmigo.*

*Roberto Chávez Melesio*

# INDICE

	Página
INTRODUCCIÓN	5
1.- ESPECTRO RADIOELÉCTRICO	
Introducción	9
1.1 División del Espectro Radioeléctrico	10
1.2 Espectro Radioeléctrico en México	15
2.- CONCEPTOS GENERALES	
2.1 Interferencia	24
2.2 Atenuación	26
2.3 Discriminación	30
2.4 Degradación	34
2.5 T/I	36
2.6 Umbral	36
2.7 Nivel de Recepción	37
2.8 Margen de Desvanecimiento	38
2.9 Ruido Térmico	41
2.10 Indisponibilidad	45
2.11 Zonas de Fresnel	49
3.- AMPLIFICADORES	
Introducción	52
3.1 Transmisión	55
3.1.1 Amplificador de Potencia de Estado Sólido con Transistores	56
3.2 Recepción	
3.2.1 Amplificador de Bajo Ruido Paramétrico	58
3.2.2 Amplificador a Transistores	59

#### 4.- CLASES DE INTERFERENCIA

4.1 Canal Adyacente	66
4.2 Co-Canal	68
Conceptos Básicos de Antenas	72
4.3 Overshoot	77
4.4 Back to Back	80

#### 5.- CÁLCULO DE INTERFERENCIA

Introducción	82
5.1 Canal Adyacente	82
5.2 Co-Canal	86
5.3 Overshoot	88
5.4 Back to Back	92

#### 6.- ADMINISTRACIÓN DEL ESPECTRO RADIOELÉCTRICO EN MÉXICO 96

6.1 Reutilización de Frecuencias	103
----------------------------------	-----

CONCLUSIONES	109
--------------	-----

GLOSARIO	111
----------	-----

BIBLIOGRAFÍA	114
--------------	-----

# INTRODUCCIÓN

El papel principal de las comunicaciones es mover información de un lugar a otro. Cuando el transmisor y el receptor de dicha información están físicamente en la misma localidad, es relativamente fácil realizar esta función. Pero cuando el transmisor y el receptor están relativamente lejos uno del otro, y además requerimos mover altos volúmenes de información en un periodo corto de tiempo, entonces será necesario emplear una forma de comunicación entre dos máquinas.

El método más adecuado para este tipo de comunicación es vía una señal generada electrónicamente. La razón del uso de la electrónica, es por que una señal puede ser generada, transmitida, detectada y almacenada temporal o permanentemente; también porque pueden ser transmitidos grandes volúmenes de información en un corto tiempo.

El concepto básico es que una señal tiene al menos dos estados diferentes que pueden ser detectados. Los dos estados representan un uno o un cero, encendido o apagado, etc. Tan pronto como los dos estados pueden ser detectados, la capacidad de mover información existe. Las combinaciones específicas de estados (las cuales se conocen como códigos) pueden representar cualquier carácter alfabético o numérico y se puede transmitir en forma pura de información desde las máquinas y permitir el reconocimiento de la información por las personas.

Cuando se piensa en comunicación y transmisión de datos generalmente se piensa en comunicación a través de cables, debido a que la mayoría de las personas trata con este tipo de tecnología cotidianamente. Pero también existe un sistema de comunicación que no requiere las grandes redes de cableado, y es la llamada comunicación inalámbrica.

Los canales inalámbricos son utilizados en la comunicación digital cuando no es económicamente conveniente la conexión entre dos puntos vía cable; además son ampliamente utilizados para interconectar redes locales (LANS) con sus homólogadas redes de área amplia (WANS) sobre distancias moderadas y sobre obstáculos como autopistas, lagos, edificios y ríos.

Los sistemas de microondas terrestres han abierto una puerta al problema de la transmisión de datos, sin importar cuales sean, aunque sus aplicaciones no están restringidas a este campo solamente. Las microondas están definidas como un tipo de

onda electromagnética situada en el intervalo del milímetro al metro y cuya propagación puede efectuarse por el interior de tubos metálicos. Son en sí ondas de corta longitud de onda.

Tienen como características que su ancho de banda varía entre 300 y 3 000 MHz, aunque con algunos canales de banda superior, entre 3.5 y 26 GHz. Para la comunicación de microondas terrestres se deben usar antenas parabólicas, las cuales deben estar alineadas o tener visión directa entre ellas, además entre mayor sea la altura mayor será el alcance, sus problemas se dan por pérdidas de datos por atenuación e interferencias, y es muy sensible a las malas condiciones atmosféricas.

Básicamente un enlace vía microondas consiste en tres conceptos fundamentales: el transmisor, el receptor y el canal aéreo. El transmisor es el encargado de modular una señal digital a la frecuencia utilizada para transmitir, el canal aéreo representa un camino abierto entre el transmisor y el receptor, mientras que el receptor es el encargado de capturar y llevarla de nuevo a señal digital.

Para conexiones de largas distancias, se utilizan conexiones intermedias punto a punto entre las antenas. Se suelen utilizar en sustitución del cable coaxial o las fibras ópticas ya que se necesitan menos repetidores y amplificadores, aunque se necesiten antenas alineadas.

La principal causa de pérdidas es la atenuación ya que dichas pérdidas aumentan con el cuadrado de la distancia (con cable coaxial y par trenzado son logarítmicas). La atenuación aumenta con las lluvias. Las interferencias son otro inconveniente de las microondas ya que al proliferar estos sistemas, puede haber solapamientos de señales.

Por lo general se utilizan antenas parabólicas de aproximadamente 3 metros de diámetro y tienen que fijarse rígidamente. Estas emiten un estrecho haz que debe estar perfectamente enfocado con la otra antena, que es el receptor. Es conveniente que las antenas estén a una cierta distancia del suelo para evitar que algún obstáculo se interponga en el haz.

La distancia máxima entre antenas sin ningún obstáculo es de 7.14 km, claro que esta distancia se puede aumentar si se aprovecha la curvatura de la Tierra, haciendo refractar las microondas en la atmósfera terrestre. La banda de frecuencias va de 2 a 40 GHz. Cuando mayor es la frecuencia utilizada mayor es el ancho de banda lo que da mayor velocidad virtual de transmisión.

La presente tesis tiene como finalidad ser una fuente de consulta acerca de los factores que interfieren en un enlace de microondas terrestres punto a punto así como su

utilización; tratando de manera breve pero concisa los conceptos generales que atañen a los enlaces de microondas en cuanto a factores que interfieren con la calidad de la señal transmitida y la forma en que el receptor captara dicha señal afectada por diferentes factores y que provocan determinados tipos de interferencia en la transmisión de la señal a través del canal aéreo.

En el capítulo uno se aborda el tema del espectro radioeléctrico, que es el rango de frecuencias en las cuales se transmiten las señales de comunicación en México y el mundo, señalando las partes en que el mundo está dividido en regiones para la transmisión de señales electrónicas de comunicación. Se aborda la división que en México se tiene de dicho espectro y los servicios que se brindan para las telecomunicaciones. Finalmente se presenta el Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias, donde se mencionan los usos y servicios de los rangos de frecuencia en que se divide el espectro.

En el segundo capítulo se tratan diferentes conceptos generales, como interferencia, atenuación, degradación, etc.; los cuales son factores que interfieren en los enlaces de microondas y que por ende disminuyen la calidad de la señal que se va a recibir en el enlace. Se abordan los temas de forma general, amena y clara para dar un entendimiento general de lo que cada concepto nos señala.

Como se menciono líneas arriba, para poder establecer una comunicación vía microondas se requiere además del canal aéreo, un transmisor y un receptor de la señal. En el capítulo 3 se mencionan brevemente y sin profundizar en análisis teóricos y/o matemáticos, los principales componentes, transistores y amplificadores, que se utilizan tanto para transmitir como para recibir una señal de microondas, así como la tecnología utilizada para la fabricación de dichos componentes electrónicos.

Los diferentes factores que degradan una señal en un enlace vía microondas producen ciertos tipos de interferencia que por su naturaleza se dividen con diferentes nombres. En el capítulo 4 se abordan cuatro tipos de estas interferencias y que son de las más comunes que se presentan en enlaces punto a punto: interferencia de canal adyacente, interferencia co-canal. Interferencia overshoot e interferencia back to back, son las que se estudian en este trabajo. Se señalan los factores que producen cada una de estas clases de interferencia y los efectos que se producen por cada una de ellas en la señal transmitida, todo esto de manera teórica.

Es en el capítulo 5 donde se ejemplifica de manera práctica los cuatro tipos de interferencia estudiados en el capítulo 4, dando para cada una de ellas ejemplos

prácticos de enlaces vía microondas punto a punto en los que estas interferencias se hacen presentes y la manera de calcular el efecto en el enlace.

Finalmente en el capítulo 6 se señala la administración del espectro radioeléctrico en México, basándose en acuerdos y normas de carácter internacional, en las que se determina los usos a los que se destinan las frecuencias en las que se divide el espectro radioeléctrico debido a que es un recurso limitado a cierto rango de frecuencias. Por ello también se señala el concepto de reutilización o re-uso de frecuencias, que consiste básicamente en técnicas que permiten utilizar una determinada frecuencia más de una vez para transmitir datos en un enlace radioeléctrico y que permiten maximizar el uso del espectro y brindar una mayor gama de servicios en los enlaces.

Esperamos que la presente tesis sea un texto de referencia para una consulta rápida y amena de los factores que interfieren en los enlaces radioeléctricos de microondas y dichos factores se puedan entender fácil y rápidamente para estudios más avanzados y con un análisis más profundo.

# CAPITULO 1.

## ESPECTRO RADIOELECTRICO

### INTRODUCCIÓN

Todos conocemos que nuestras radios sintonizan distintas "bandas de frecuencias" que generalmente denominamos: Onda Media, Onda Corta, FM (VHF), etc. Estas "bandas" son divisiones del "espectro radioeléctrico" que por convención se han hecho para distribuir los distintos servicios de telecomunicaciones. Cada una de estas gamas de frecuencias poseen características particulares que permiten diferentes posibilidades de recepción.

Se denomina Espectro Radioeléctrico a la porción del Espectro Electromagnético ocupado por las ondas de radio, o sea las que se usan para telecomunicaciones; pero, ¿qué es el Espectro Electromagnético? El espectro electromagnético es el conjunto de ondas electromagnéticas que existen en el universo ordenadas en función de sus frecuencias o longitudes de onda, o lo que es lo mismo, de la energía que transportan. Las ondas electromagnéticas están formadas por un campo magnético y un campo eléctrico perpendiculares entre sí, propagándose en cualquier medio; no precisan de medios materiales para su propagación.

La radiación electromagnética consiste en una oscilación perpendicular de un campo eléctrico y magnético. Estas ondas se componen de crestas y valles (convencionalmente las primeras hacia arriba y las segundas hacia abajo). La distancia entre dos crestas o valles se denomina longitud de onda ( $\lambda$ ). La frecuencia de la onda esta determinada por las veces que ella corta la línea de base en la unidad de tiempo (casi siempre medida en segundos). La amplitud de onda está definida por la distancia que separa el pico de la cresta o valle de la línea de base ( $A$ ). (Ver Fig. 1.1). La energía que transporta la onda es proporcional al cuadrado de la amplitud. La unidad de medida para expresar semejantes distancias tan pequeñas es el nanómetro ( $10^{-9}$  metros).

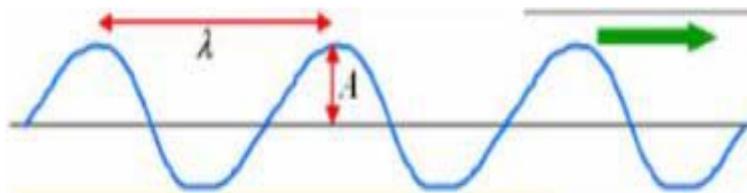


Figura 1.1 Representación de una onda

El Espectro Electromagnético está compuesto por las ondas de radio, las infrarrojas, la luz visible, la luz ultravioleta, los rayos X y los rayos gamas: todas estas son formas de energía similares, pero se diferencian en la **FRECUENCIA** y la **LONGITUD** de su onda.

Las Frecuencias se miden en “Hertzios” (ciclos por segundo): en telecomunicaciones se usan los siguientes múltiplos de esta medida para las frecuencias de radio:

MULTIPLO	ABREV.	HERTZ
Kilohertz	kHz	1000 Hz
Megahertz	MHz	1000 kHz
Gigahertz	GHz	1000 MHz

El espectro también se puede describir mediante otra de las propiedades del campo electromagnético, la longitud de onda. Por longitud de onda se entiende la distancia que recorre la onda de propagación del campo electromagnético durante una oscilación (ó ciclo). La relación entre la frecuencia y la longitud de onda es:

$$v=c/\lambda$$

v = frecuencia

c = velocidad de la luz (3x10<sup>8</sup> m/seg.)

λ = longitud de onda en metros.

## 1.1 DIVISION DEL ESPECTRO RADIOELECTRICO

El espectro radioeléctrico se subdivide en nueve bandas de frecuencias, que se designan por números enteros, en orden creciente, de acuerdo con el siguiente cuadro. Dado que la unidad de frecuencia es el hertzio (Hz), las frecuencias se expresan:

- ❖ en kilohertzios (kHz) hasta 3.000 kHz, inclusive.
- ❖ en megahertzios (MHz) por encima de 3 MHz hasta 3.000 MHz, inclusive.
- ❖ en gigahertzios (GHz) por encima de 3 GHz hasta 3.000 GHz, inclusive.

Para las bandas de frecuencias por encima de 3.000 GHz, es decir, para las ondas centimilimétricas, micrométricas y decimicrométricas, conviene utilizar el terahertzio (THz).

### La división del espectro radioeléctrico:

A continuación se presenta una tabla donde se condensa la información acerca de la distribución del espectro radioeléctrico, en cuanto a longitud y gama de frecuencias, así como una breve descripción de las características y usos típicos para cada parte del espectro.

<b>DISTRIBUCIÓN CONVENCIONAL DEL ESPECTRO RADIOELECTRICO</b>					
<b>SIGLA</b>	<b>DENOMINACIÓN</b>	<b>LONGITUD DE ONDA</b>	<b>GAMA DE FRECUENC.</b>	<b>CARACTERISTICAS</b>	<b>USO TIPICO</b>
<b>VLF</b>	<b>VERY LOW FRECUENCIES</b> Frecuencias muy bajas	30.000 m a 10.000 m	10 kHz a 30 kHz	Propagación por onda de tierra, atenuación débil. Características estables.	ENLACES DE RADIO A GRAN DISTANCIA
<b>LF</b>	<b>LOW FRECUENCIES</b> Frecuencias bajas	10.000 m. a 1.000 m.	30 kHz a 300 kHz	Similar a la anterior, pero de características menos estables.	Enlaces de radio a gran distancia, ayuda a la navegación aérea y marítima.
<b>MF</b>	<b>MEDIUM FRECUENCIES</b> Frecuencias medias	1.000 m. a 100 m.	300 kHz a 3 MHz	Similar a la precedente pero con una absorción elevada durante el día. Propagación prevalentemente durante la noche.	RADIODIFUSIÓN
<b>HF</b>	<b>HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias altas	100 m. a 10 m.	3 MHz a 30 MHz	Propagación prevalentemente con fuertes variaciones estacionales y en las diferentes horas del día y de la noche.	COMUNICACIONES DE TODO TIPO A MEDIA Y LARGA DISTANCIA
<b>VHF</b>	<b>VERY HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias muy altas	10 m. a 1 m.	30 MHz a 300 MHz	Prevalentemente propagación directa,	Enlaces de radio a corta distancia, TELEVISIÓN, FRECUENCIA MODULADA
<b>UHF</b>	<b>ULTRA HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias ultra altas	1 m. a 10 cm.	De 300 MHz a 3 GHz	Exclusivamente propagación directa, posibilidad de enlaces por reflexión o a través de satélites artificiales.	Enlaces de radio, Radar, Ayuda a la navegación aérea, TELEVISIÓN
<b>SHF</b>	<b>SUPER HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias superaltas	10 cm. a 1 cm.	De 3 GHz a 30 GHz	COMO LA PRECEDENTE	Radar, Enlaces de radio
<b>EHF</b>	<b>EXTRA HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias extra-altas	1 cm. a 1 mm.	30 GHz a 300 GHz	COMO LA PRECEDENTE	COMO LA PRECEDENTE
<b>EHF</b>	<b>EXTRA HIGH FRECUENCIES</b> Frecuencias extra-altas	1 mm. a 0,1 mm.	300 GHz a 3.000 GHz	COMO LA PRECEDENTE	COMO LA PRECEDENTE

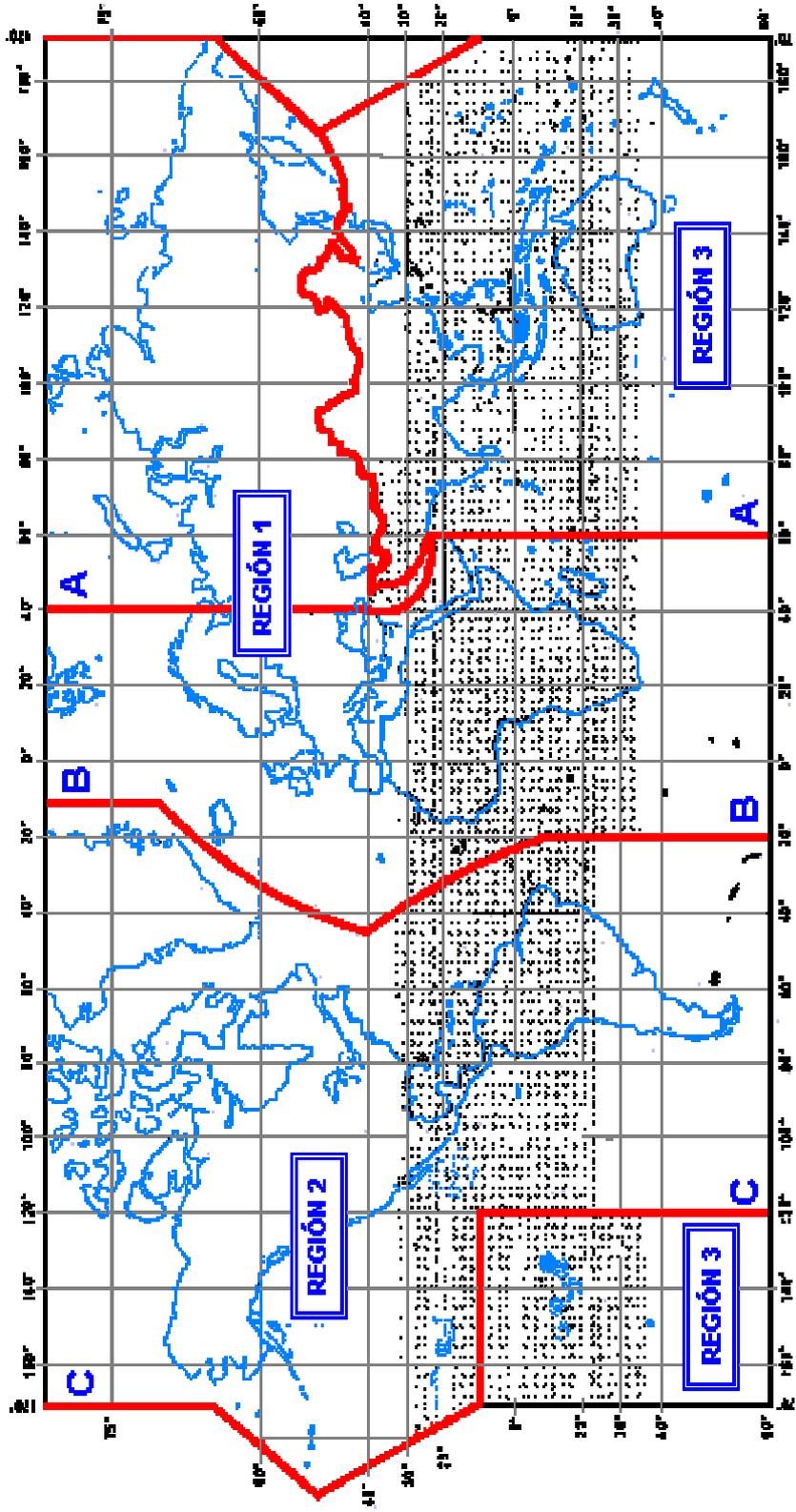
Tabla 1.1

Esta división del **ESPECTRO DE FRECUENCIAS** fue establecida por el **CONSEJO CONSULTIVO INTERNACIONAL DE LAS COMUNICACIONES DE RADIO (CCIR)** en el año 1953. Debido a que la radiodifusión nació en los Estados Unidos de América las denominaciones de las divisiones se encuentran en idioma inglés y de allí las abreviaturas tal cual las conocemos adoptadas en la Convención de Radio celebrada en Atlantic City en 1947.

A su vez la **UNIÓN INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES (UIT-ITU)** dividió al planeta en tres regiones, en las cuales la distribución de las frecuencias para los distintos usos y servicios son similares para los países que integran una región determinada. La **REGIÓN 1** es Europa, África, El Medio Oriente, Mongolia y las Repúblicas de la ex-Unión Soviética. La **REGIÓN 2** son los países de las Américas. La **REGIÓN 3** es el resto del Mundo, principalmente Asia y Oceanía.

Dichas regiones se refieren a distintas zonas geográficas, como se indica a continuación en la figura 1.2:

## Regiones Geográficas de la UIT



La parte sombreada representa la Zona Tropical

Figura 1.2

A continuación describimos brevemente las regiones en las que se divide el mundo:

**Región 1:** La Región 1 comprende la zona limitada al este por la línea A (más adelante se definen las líneas A, B y C), y al oeste por la línea B, excepto el territorio de la República Islámica del Irán situado dentro de estos límites. Comprende también la totalidad de los territorios de Armenia, Azerbaiyán, Georgia, Kazakstán, Mongolia, Uzbekistán, Kirguistán, Rusia, Tayikistán, Turkmenistán, Turquía y Ucrania, y la zona al norte de Rusia que se encuentra entre las líneas A y C.

**Región 2:** La Región 2 comprende la zona limitada al este por la línea B y al oeste por la línea C.

**Región 3:** La Región 3 comprende la zona limitada al este por la línea C y al oeste por la línea A, excepto el territorio de Armenia, Azerbaiyán, Georgia, Kazakstán, Mongolia, Uzbekistán, Kirguistán, Rusia, Tayikistán, Turkmenistán, Turquía y Ucrania, y la zona al norte de Rusia. Comprende, asimismo, la parte del territorio de la República Islámica del Irán situada fuera de estos límites.

Las líneas A, B y C se definen en la forma siguiente:

**Línea A:** La línea A parte del Polo Norte; sigue el meridiano 40° Este de Greenwich hasta el paralelo 40° Norte; continúa después por un arco de círculo máximo hasta el punto de intersección del meridiano 60° Este con el Trópico de Cáncer y, finalmente, por el meridiano 60° Este hasta el Polo Sur.

**Línea B:** La línea B parte del Polo Norte; sigue el meridiano 10° Oeste de Greenwich hasta su intersección con el paralelo 72° Norte; continúa después por un arco de círculo máximo hasta el punto de intersección del meridiano 50° Oeste con el paralelo 40° Norte; sigue de nuevo un arco de círculo máximo hasta el punto de intersección del meridiano 20° Oeste con el paralelo 10° Sur y, finalmente, por el meridiano 20° Oeste hasta el Polo Sur.

**Línea C:** La línea C parte del Polo Norte; sigue el arco de círculo máximo hasta el punto de intersección del paralelo 65° 30' Norte con el límite internacional en el

estrecho de Bering; continúa por un arco de círculo máximo hasta el punto de intersección del meridiano 165° Este de Greenwich con el paralelo 50° Norte; sigue de nuevo un arco de círculo máximo hasta el punto de intersección del meridiano 170° Oeste con el paralelo 10° Norte; continúa por el paralelo 10° Norte hasta su intersección con el meridiano 120° Oeste y, finalmente, por el meridiano 120° Oeste hasta el Polo Sur.

## **1.2 ESPECTRO RADIOELECTRICO EN MEXICO**

La Secretaría de Comunicaciones y Transporte expidió en el año de 1993 el Cuadro Nacional de Atribución de frecuencias, con objeto de eficientar el uso del espectro radioeléctrico y coordinar los distintos medios de radiocomunicación. Desde la publicación del Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias de 1993, se han celebrado dos Conferencias Mundiales de Radiocomunicaciones, en las cuales se acordó modificar algunas de las atribuciones de uso de diversas bandas de frecuencias del espectro radioeléctrico

El Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias permite el desarrollo planificado de los distintos medios de radiocomunicación en el país, así como la coordinación de éstos con otras naciones, por lo que es necesario contar con una nueva versión de éste, que incorpore los resultados de las Conferencias Mundiales de Radiocomunicaciones, en el que se le dará cabida a nuevos servicios y sistemas de radiocomunicación

Corresponde a la Comisión Federal de Telecomunicaciones elaborar y mantener actualizado el Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias, con el objeto de promover un desarrollo eficiente de las telecomunicaciones; atendiendo a las modificaciones de atribución de uso de diversas bandas de frecuencias, acordadas en las Conferencias Mundiales de Radiocomunicaciones, así como las recomendaciones pertinentes presentadas por la industria, a través de la Cámara Nacional de la Industria Electrónica, de Telecomunicaciones e Informática, la Comisión Federal de Telecomunicaciones ha elaborado un nuevo Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias, que sustituye el publicado en 1993.

De conformidad con el Convenio y el Reglamento de Radiocomunicaciones de la UIT, se deberá entender por:

**Servicio de radiocomunicación:** Servicio que implica la transmisión, la emisión o la recepción de ondas radioeléctricas para fines específicos de telecomunicación. Todo servicio de radiocomunicación en la tabla 1.2 que se muestra a continuación, corresponde a una radiocomunicación terrenal.

1 FIJO	17 RADIONAVEGACIÓN POR SATÉLITE
2 FIJO POR SATÉLITE	18 RADIONAVEGACIÓN MARÍTIMA
3 ENTRE SATÉLITES	19 RADIONAVEGACIÓN MARÍTIMA POR SATÉLITE
4 OPERACIONES ESPACIALES	20 RADIONAVEGACIÓN AERONÁUTICA
5 MÓVIL	21 RADIOLOCALIZACIÓN
6 MÓVIL POR SATÉLITE	22 RADIOLOCALIZACIÓN POR SATÉLITE
7 MÓVIL TERRESTRE	23 AYUDAS A LA METEOROLOGÍA
8 MÓVIL TERRESTRE POR SATÉLITE	24 EXPLORACIÓN DE LA TIERRA POR SATÉLITE
9 MÓVIL MARÍTIMO	25 METEOROLOGÍA POR SATÉLITE
10 MÓVIL MARÍTIMO POR SATÉLITE	26 FRECUENCIAS PATRÓN Y SEÑALES HORARIAS
11 MÓVIL AERONÁUTICO	27 FRECUENCIAS PATRÓN Y SEÑALES HORARIAS POR SATÉLITE
12 MÓVIL AERONÁUTICO POR SATÉLITE	28 INVESTIGACIÓN ESPACIAL
13 RADIODIFUSIÓN	29 AFICIONADOS
14 RADIODIFUSIÓN POR SATÉLITE	30 AFICIONADOS POR SATÉLITE
15 RADIODETERMINACIÓN POR SATÉLITE	31 RADIOASTRONOMÍA
16 RADIONAVEGACIÓN	32 NO ATRIBUIDO

Tabla 1.2 Cuadro de Servicios de radiocomunicación

### Modalidades de Servicios de Radiocomunicaciones

Para una banda de frecuencias atribuida a un servicio de radiocomunicaciones en particular, puede existir una diversidad de aplicaciones específicas para fines de telecomunicación. Algunas de estas aplicaciones o modalidades de servicio, son factibles de explotarse comercialmente. A continuación se presentan algunos ejemplos

de modalidades de servicios de radiocomunicación que están en operación en nuestro país y que dependen de la banda de frecuencias utilizada:

**FIJO** (Televisión restringida por microondas, radiotelefonía fija, radiotelegrafía, enlaces estudio-planta para los sistemas de radiodifusión en AM y FM, música continua, enlaces de microondas punto a punto y punto a multipunto, radiotransmisión de datos, etc.).

**MOVIL AERONAUTICO** (Control de tránsito aéreo, telecomunicaciones aeronáuticas, etc.).

**MOVIL TERRESTRE** (Radiotelefonía celular, radiocomunicación móvil especializada de flotillas, radiolocalización móvil de personas, búsqueda de personal, radiotelefonía privada, banda civil, Servicios de Comunicación Personal (PCS), etc.).

**RADIODIFUSION** (Sonora en amplitud modulada AM, sonora en frecuencia modulada FM, de televisión en VHF y en UHF, etc.).

**FIJO POR SATELITE** (Radiocomunicación bidireccional entre estaciones de satélite y estaciones terrenas, de redes de satélites Solidaridad, Intelsat, etc.).

**MOVIL MARITIMO** (Comunicaciones costera - costera, costera - barco, barco - barco, etc.).

Se debe considerar que en una casilla de la parte Internacional, a menudo aparecen dos o más servicios primarios, por lo que la COFETEL, dependiendo de las necesidades e intereses nacionales, determina los servicios que deberán ser operados en el país. En los casos en que la COFETEL decida que técnicamente es factible operar dos o más servicios primarios en el país, establecerá los procedimientos y condiciones pertinentes que aseguren que no ocurrirán problemas de interferencia perjudicial entre tales servicios.

Con el propósito de reglamentar y normalizar los servicios de radiocomunicación en el ámbito nacional, la COFETEL considera los acuerdos internacionales así como las modalidades propias que resultan de satisfacer las necesidades internas de uso del espectro radioeléctrico en nuestro país; por tanto, la

COFETEL toma en consideración las disposiciones establecidas en el Reglamento de Radiocomunicaciones Simplificado de la UIT en el cual aparece el Cuadro Internacional de atribución de bandas de frecuencias comprendidas entre 9 kHz y 275 GHz.

Cabe señalar que la COFETEL, a fin de salvaguardar los intereses de México, participa activamente en las Conferencias Mundiales y Regionales de la UIT, ya que se trata de reuniones de negociación internacional de las cuales se derivan las modificaciones, supresiones o adiciones que afectarán al Cuadro de Atribución Internacional citado y por lo tanto, tienen un impacto directo sobre el presente Cuadro.

Como podrá notarse, la atribución práctica u operativa en México se sitúa en la frecuencia de 38 GHz.

### CUADRO NACIONAL DE ATRIBUCION DE FRECUENCIAS

kHz

RANGO	APLICACIONES
INFERIOR A 9	NO ATRIBUIDA
9 – 14	RADIONAVEGACIÓN
14 – 19.95	FIJO. MOVIL MARÍTIMO
19.95 – 20.05	FRECUENCIAS PATRON Y SEÑALES HORARIAS (20 KHz)
20.05 - 70	FIJO. MÓVIL MARÍTIMO
70 – 90	FIJO. MOVIL MARITIMO. RADIONAVEGACIÓN MARÍTIMA
90 – 110	RADIONAVEGACIÓN
110 – 130	FIJO. MOVIL MARITIMO. RADIO NAVEGACIÓN MARITIMA
130 – 160	FIJO. MOVIL MARITIMO
160 – 190	FIJO.
190 – 200	RADIONAVEGACION AERONAUTICA
200 – 285	RADIONAVEGACION AERONAUTICA. MOVIL AERONAUTICO
285 – 315	RADIONAVEGACION AERONAUTICA. RADIONAVEGACIÓN MARITIMA (radiofaros)
315 – 325	RADIONAVEGACION MARITIMA (radiofaros)
325 – 405	RADIONAVEGACIÓN AERONAUTICO. Móvil aeronáutico
405 – 415	RADIONAVEGACION. Móvil aeronáutico
415 – 495	MOVIL MARITIMO. RADIONAVEGACION AERONAUTICA
495 – 505	MOVIL (socorro y llamada)
505 – 510	MOVIL MARITIMO
510 – 525	MOVIL MARITIMO
525 – 535	RADIONAVEGACION AERONAUTICA
535 - 1705	RADIODIFUSIÓN SONORA EN AM
1705 - 1800	RADIOLOCALIZACION. RADIONAVEGACION AERONAUTICA
1800 - 1850	AFICIONADOS
1850 - 2000	FIJO. MOVIL, salvo móvil aeronáutico. RADIOLOCALIZACIÓN. RADIONAVEGACIÓN. Aficionados
2000 - 2065	FIJO. MOVIL MARITIMO. MOVIL TERRESTRE
2065 - 2170	FIJO. MOVIL
2170 – 2173.5	MOVIL MARITIMO
2173.5 – 2190.5	MOVIL (socorro y llamada)
2190.5 - 2194	MOVIL MARITIMO
2194 - 2495	FIJO. MOVIL
2495 - 2501	FRECUENCIAS PATRON Y SEÑALES HORARIAS (2500kHz)
2501 - 2505	FRECUENCIAS PATRON Y SEÑALES HORARIAS
2505 - 2850	FIJO. MOVIL MARITIMO. MOVIL TERRESTRE
2850 - 3025	MOVIL AERONAUTICO
3025 - 3155	MOVIL AERONAUTICO
3155 - 3400	FIJO. MOVIL TERRESTRE
3400 - 3500	MOVIL AERONAUTICO
3500 - 4000	FIJO. MOVIL. AFICIONADOS
4000 - 4063	FIJO. MOVIL MARITIMO
4063 - 4438	MOVIL MARITIMO
4438 - 4650	FIJO. MOVIL TERRESTRE
4650 - 4700	MOVIL AERONAUTICO
4700 - 4750	MOVIL AERONAUTICO

4750 - 4995	FIJO MOVIL TERRESTRE
4995 - 5003	FRECUENCIAS PATRON Y SEÑALES HORARIAS (500 kHz)
5003 - 5005	FRECUENCIAS PATRON Y SEÑALES HORARIAS
5005 - 5060	FIJO
5060 - 5250	FIJO. Móvil terrestre
5250 - 5450	FIJO. MOVIL TERRESTRE
5450 - 5480	MOVIL AERONAUTICO
5480 - 5680	MOVIL AERONAUTICO
5680 - 5730	MOVIL AERONAUTICO
5730 - 5900	FIJO. MOVIL TERRESTRE
5900 - 5950	RADIODIFUSION
5950 - 6200	RADIODIFUSION
6200 - 6525	MOVIL MARITIMO
6525 - 6685	MOVIL AERONAUTICO
6685 - 6765	MOVIL AERONAUTICO
6765 - 7000	FIJO
7000 - 7100	AFICIONADOS. AFICIONADOS POR SATERLITE
7100 - 7300	AFICIONEDOS
7300 - 7350	RADIODIFUSION
7350 - 8100	FIJO. Móvil terrestre
8100 - 8195	FIJO
8195 - 8815	MOVIL MARITIMO
88195 - 8965	MOVIL AERONAUTICO
8965 - 9040	MOVIL AERONAUTICO
9040 - 9400	FIJO
9400 - 9500	RADIODIFUSION
9500 - 9900	RADIODIFUSION
9900 - 9995	FIJO
9995 - 10003	FRECUENCIAS PATRON Y SEÑALES HORARIAS (10000 kHz)
10003 - 10005	FRECUENCIAS PATRON Y SEÑALES HORARIAS
10005 - 10100	MOVIL AERONAUTICO
10100 - 10150	FIJO. Aficionados
10150 - 11175	FIJO
11175 - 11275	MOVIL AERONAUTICO
11275 - 11400	MOVIL AERONAUTICO
11400 - 11600	FIJO
11600 - 11650	RADIODIFUSION
11650 - 12050	RADIODIFUSION
12050 - 12100	RADIODIFUSION
12100 - 12230	FIJO
12230 - 13200	MOVIL MARITIMO
13200 - 13260	MOVIL AERONAUTICO
13260 - 13360	MOVIL AERONAUTICO
13360 - 13410	FIJO. RADIOASTRONOMIA
13400 - 13570	FIJO. Móvil terrestre
13570 - 13600	RADIODIFUSION
13600 - 13800	RADIODIFUSION
13800 - 13870	RADIODIFUSION
13870 - 14000	FIJO. Móvil terrestre
14000 - 14250	AFICIONADOS. AFICIONADOS POR SATELITE
14250 - 14350	AFICIONADOS
14350 - 14990	FIJO
14990 - 15005	FRECUENCIAS PATRON Y SEÑALES HORARIAS (15000 kHz)
15005 - 15010	FRECUENCIAS PATRON Y SEÑALES HORARIAS
15010 - 15100	MOVIL AERONAUTICO
15100 - 15600	RADIODIFUSION
15600 - 15800	RADIODIFUSION
15800 - 16360	FIJO
16360 - 17410	MOVIL MARITIMO
17410 - 17480	FIJO
17480 - 17550	RADIODIFUSION
17550 - 17900	RADIODIFUSION
17900 - 17970	MOVIL AERONAUTICO
17970 - 18030	MOVIL AERONAUTICO
18030 - 18068	FIJO
18068 - 18168	AFICIONADOS. AFICIONADOS POR SATELITE
18168 - 18780	FIJO
18780 - 18900	MOVIL MARITIMO
18900 - 19020	RADIODIFUSION
19020 - 19680	FIJO
19680 - 19800	MOVIL MARITIMO
19800 - 19990	FIJO
19990 - 19995	FRECUENCIAS PATRON Y SEÑALES HORARIAS
19995 - 20010	FRECUENCIAS PATRON Y SEÑALES HORARIAS (20000 kHz)
20010 - 21000	FIJO
21000 - 21450	AFICIONADOS. AFICIONADOS POR SATELITE
21450 - 21850	RADIODIFUSION
21850 - 21870	FIJO
21870 - 21924	FIJO AERONAUTICO
21924 - 22000	MOVIL AERONAUTICO
22000 - 22855	MOVIL MARITIMO

22855 - 23200	FIJO
23200 - 23350	FIJO AERONAUTICO. MOVIL AERONAUTICO
23350 - 24890	FIJO. MOVIL TERRESTRE
24890 - 24990	AFICIONADOS. AFICIONADOS POR SATELITE
24990 - 25005	FRECUENCIAS PATRON Y SEÑALES HORARIAS (25000 kHz)
25005 - 25010	FRECUENCIAS PATRON Y SEÑALES HORARIAS
25010 - 25070	FIJO. MOVIL TERRESTRE
25070 - 25210	MOVILO MARITIMO
25210 - 25550	FIJO. MOVIL TERRESTRE
25550 - 25670	RADIOASTRONOMIA
25670 - 26100	RADIODIFUSION
26100 - 26175	MOVIL MARITIMO
26175 - 27500	FIJO. MOVIL GTERRESTRE

## MHz

RANGO	APLICACIONES
27.5 – 28	AYUDAS A LA METEOROLOGIA. FIJO. MOVIL
28 – 29.7	AFICIONADOS. AFICIONADOS POR SATELITE
29.7 – 30.005	FIJO. MOVIL TERRESTRE
30.005 – 30.01	OPERACIONES ESPACIALES (identificación de satélites). FIJO. MOVIL
30.01 – 50	FIJO. MOVIL TERRESTRE
50 – 54	AFICIONADOS
54 – 72	FIJO. MOVIL. RADIODIFUSION DE TELEVISION VHF
72 – 73	FIJO. MOVIL
73 – 74.6	RADIOASTRONOMIA
74.6 – 74.8	BANDA DE GUARDA PARA RADIONAVEGACION AERONAUTICA
74.8 – 75.2	RADIONAVEGACION AERONAUTICA
75.2 – 75.4	BANDA DE GUARDA PARA RADIONAVEGACION AERONAUTICA
75.4 – 76	FIJO. MOVIL
76 – 88	RADIODIFUSION. FIJO. MOVIL
88 – 108	RADIODIFUSION SONORA EN FM
108 – 117.975	RADIONAVEGACION AERONAUTICA
117.975 – 136	MOVIL AERONAUTICO
136 – 137	MOVIL AERONAUTICO
137 – 138	OPERACIONERS ESPACIALES (espacio-Tierra). METEOROLOGIA POR SATELITE (espacio-Tierra). MOVIL POR SATELITE (espacio-Tierra). INVESTIGACION ESPACIAL (espacio-Tierra)
138 – 144	FIJO. MOVIL TERRESTRE
144 – 146	AFICIONADOS. AFICIONADOS POR SATELITE
146 – 148	AFICIONADOS
148 – 149.9	FIJO. MOPVIL. MOVIL POR SATELITE (espacio-Tierra)
149.9 - 150.05	MOVIL TERRESTRE POR SATELITE (Tierra-espacio). RADIONAVEGACION POR SATELITE
150.05 –	FIJO. MOVIL
156.7625	
156.7625 –	MOVIL MARITIMO (socorro y llamada)
156.8375	
156.8375 – 174	FIJO. MOVIL
174 – 216	RADIODIFUSION DE TELEVISIONDE VHF. FIJO. MOVIL
216 – 220	FIJO
222 – 225	AFICIONADOS. FIJO. MOVIL TERRESTRE
225 – 251	FIJO
251 – 312	FIJO. MOVIL TERRESTRE
312 – 315	FIJO. MOVIL. Móvil por satélite (Tierra-espacio)
315 – 323	FIJO. MOVIL TERRESTRE
323 – 328.6	FIJO. MOVIL TERRESTRE. RADIOASTRONOMIA
328.6 – 335.4	RADIONAVEGACION AERONAUTICA
335.4 – 387	FIJO. MOVIL
387 – 390	FIJO. MOVIL. Móvil por satélite (Tierra-espacio)
390 – 399.9	FIJO. MOVIL
399.9 – 400.05	MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio). RADIONAVEGACION POR SATELITE
400.05 – 400.15	FRECUENCIAS PATRON Y SEÑALES HORARIAS (400.1 MHz)
400.15 – 401	AYUDAS A LA METEOROLOGIA. METEOROLOGIA POR SATELITE (espacio- Tierra). MOVIL POR SATELITE (espacio-Tierra). INVESTIGACION ESPACIAL 8espacio- Tierra)
401 – 403	AYUDAS A LA METEOROLOGIA. METEOROLOGIA POR SATELITE (Tierra-espacio) FIJO. Móvil, salvo móvil aeronáutico
403 – 406	AYUDAS A LA METEOROLOGIA. Fijo. Móvil, salvo móvil aeronáutico
406 – 406.1	MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio)
406.1 – 430	FIJO
430 – 440	FIJO. MOVIL TERRESTRE. Aficionados. Aficionados por satélite
440 – 450	FIJO. MOVIL TERRESTRE
450 – 454	FIJO. MOVIL
454 – 456	FIJO. MOVIL. MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio)
456 – 459	FIJO. MOVIL
459 – 460	FIJO. MOVIL. MOVIL POR SATELITE 8Tierra-espacio)
460 – 470	FIJO. MOVIL
470 – 512	FIJO. MOVIL. RADIODIFUSION DE TELEVISION UHF
512 – 608	FIJO. MOVIL. RADIODIFUSION DE TELEVISION UHF
608 -614	RADIOASTRONOMIA
614 – 806	FIJO. MOVIL. RADIODIFUSION DE TELEVISION UHF

806 – 849	MOVIL TERRESTRE
849 – 851	MOVIL AERONAUTICO
851 – 894	MOVIL TERRESTRE
894 – 896	MOVIL AERONAUTICO
896 – 902	MOVIL TERRESTRE
902 – 928	FIJO. MOVIL. Aficionados
928 – 960	FIJO. MOVIL TERRESTRE
960 – 1215	RADIONAVEGACION AERONAUTICA
1215 – 1240	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (activo) INVESTIGACION ESPACIAL 8activo) RADIOLOCALIZACION
1240 – 1300	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE 8activo) INVESTIGACION ESPACIAL 8activo) RADIOLOCALIZACION. Aficionados
1300 – 1350	RADIONAVEGACION AERONAUTICA
1350 – 1400	RADIOLOCALIZACION
1400 – 1427	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). RADIOASTRONOMIA. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
1427 – 1429	FIJO. MOVIL TERRESTRE
1429 – 1452	FIJO
1452 – 1492	FIJO. RADIODIFUSION, RADIODIFUSION POR SATELITE
1492 – 1525	FIJO. MOVIL POR SATELITE (espacio-Tierra)
1525 – 1530	OPERACIONES ESPACIALES (espacio-Tierra). MOVIL POR SATELITE (espacio-Tierra)
1530 – 1535	OPERACIONES ESPACIALES (espacio-Tierra). MOVIL POR SATELITE (espacio-Tierra)
1535 – 1545	MOVIL POR SATELITE (espacio-Tierra)
1545 – 1555	MOVIL POR SATELITE (espacio-Tierra)
1555 – 1559	MOVIL POR SATELITE (espacio-Tierra)
1559 – 1610	RADIONAVEGACION AERONAUTICA. RADFIONAVEGACION POR SATELITE (espacio-Tierra)
1610 – 1613.8	RADIONAVEGACION AERONAUTICA. MOVIL POR SATELITE (espacio-Tierra)
1613.8 – 1626.5	MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio) RADIONAVEGACION AERONAUTICA Móvil por satélite (espacio-Tierra)
1626.5 – 1631.5	MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio)
1631.5 – 1645.5	MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio)
1645.5 – 1646.5	MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio)
1646.5 – 1656.5	MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio)
1656.5 – 1660	MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio)
1660 – 1660.5	MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio) RADIOASTRONOMIA
1660.5 – 1668.4	RADIOASTRONOMIA. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo) Fijo. Móvil salvo móvil aeronáutico
1668.4 – 1670	AYUDAS A LA METEOROLOGIA. FIJO. MOVIL salvo móvil aeronáutico. RADIOASTRONOMIA
1670 -1675	AYUDAS A LA METEOROLOGIA. FIJO. METEOROLOGIA POR SATELITE 8espacio-Tierra)
1675 -1700	AYUDAS A LA METEOROLOGIA. FIJO. METEOROLOGIA POR SATELITE 8espacio-Tierra). MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio)
1700 - 1710	FIJO. MOVIL, salvo móvil aeronáutico. MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio)
1710 - 1970	FIJO. MOVIL
1970 - 1990	FIJO. MOVIL
1990 - 2025	FIJO. MOVIL. MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio)
2025 - 2160	FIJO. MOVIL
2160 – 2200	FIJO. MOVIL. MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio)
2200 - 2300	FIJO. MOVIL
2300 - 2310	FIJO. Aficionados
2316 - 2360	FIJO. RADIODIFUSION POR SATELITE
2360 - 2450	FIJO. Aficionados
2480 – 2483.5	FIJO. MOVIL
2483.5 – 2500	FIJO. MOVIL. MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio)
2500 - 2690	FIJO
2690 - 2700	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo) RADIOASTRONOMIA. INVESTIGACIÓN ESPACIAL (pasivo)
2700 - 2900	RADIONAVEGACION AERONAUTICA. Radiolocalización
2900 - 3100	RADIONAVEGACION. Radiolocalización
3100 - 3300	RADIOLOCALIZACION
3300 - 3400	RADIOLOCALIZACION. Aficionados
3400 - 3500	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) Aficionados
3500 - 3700	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra)
3700 - 4200	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra)
4200 - 4400	RADIONAVEGACION AERONAUTICA
4400 - 5000	FIJO
5000 - 5150	RADIONAVEGACION AERONAUTICA
5150 - 5250	RADIONAVEGACION AERONAUTICA. SERVICIO FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra)
5250 - 5350	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (activo) INVESTIGACION ESPACIAL. RADIOLOCALIZACION
5350 - 5460	RADIONAVEGACION AERONAUTICA. Radiolocalización
5460 - 5470	RADIONAVEGACION. Radiolocalización
5470 - 5650	RADIONAVEGACION MARITIMA. Radiolocalización
5650 - 5830	RADIOLOCALIZACION. Aficionados
5830 - 5850	RADIOLOCALIZACION. Aficionados por satélite (espacio-Tierra)
5850 - 5925	FIJO. FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio) Aficionados
5925 - 6425	FIJO. FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio)
6425 - 6700	FIJO
6700 - 7075	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra)(Tierra-espacio)
7075 - 8500	FIJO
8500 - 8550	RADIOLOCALIZACION
8550 - 8650	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (activo) INVESTIGACION ESPACIAL (activo). RADIOLOCALIZACION
8650 - 8750	RADIOLOCALIZACION
8750 - 8850	RADIOLOCALIZACION. RADIONAVEGACION AERONAUTICA
8850 - 9000	RADIOLOCALIZACION. RADIONAVEGACION MARITIMA

9000 - 9200	RADIONAVEGACION AERONAUTICA. Radiolocalización
9200 - 9300	RADIOLOCALIZACION. RADIONAVEGACION MARITIMA
9300 - 9500	RADIONAVEGACION. Radiolocalización
9500 - 9800	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (activo) INVESTIGACION ESPACIAL (activo). RADIOLOCALIZACION. RADIONAVEGACION
9800 - 10000	RADIOLOCALIZACION. Fijo.

## GHz

RANGO	APLICACIONES
10 - 10.45	FIJO. Aficionados
10.45 - 10.5	RADIOLOCALIZACION. Aficionados. Aficionados por satélite
10.5 - 10.68	FIJO
10.68 - 10.7	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo) RADIOASTRONOMIA. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
10.7 - 11.7	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio -Tierra)
11.7 - 12.1	FIJO POR SATELITE (espacio -Tierra)
12.1 - 12.2	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio -Tierra)
12.2 - 12.7	RADIODIFUSION. RADIODIFUSION POR SATELITE
12.7 - 13.25	FIJO. FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio)
13.25 - 13.4	RADIONAVEGACION AERONAUTICA
13.4 - 13.75	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (activo) INVESTIGACION ESPACIAL (activo). RADIOLOCALIZACION. Frecuencias patrón y señales horarias por satélite (Tierra-espacio)
13.75 - 14	FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio). RADIOLOCALIZACION. Investigación espacial
14. - 14.5	FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio)
14.5 - 15.35	FIJO
15.35 - 15.4	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo) INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo). RADIOASTRONOMIA
15.4 - 15.43	RADIONAVEGACION AERONAUTICA
15.43 - 15.63	FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra). RADIONAVEGACION AERONAUTICA
15.63 - 15.7	RADIONAVEGACION AERONAUTICA
15.7 - 17.3	RADIOLOCALIZACION
17.3 - 17.7	FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra). RADIODIFUSION POR SATELITE
17.3 - 17.8	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) (Tierra-espacio). RADIODIFUSION POR SATELITE
17.8 - 18.4	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) (tierra-espacio). MOVIL
18.4 - 18.6	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra)
18.6 - 18.8	FIJO
18.8 - 19.3	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra)
19.3 - 19.7	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra) (Tierra-espacio)
19.7 - 21.2	FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra). MOVIL POR SATELITE (espacio-Tierra)
21.2 - 22.55	FIJO
22.55 - 23.55	FIJO ENTRE SATELITES
23.55 - 23.6	FIJO
23.6 - 24	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo) RADIOASTRONOMIA. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
24 - 24.05	AFICIONADOS. AFICIONADOS POR SATELITE
24.05 - 24.25	RADIOLOCALIZACION. Aficionados. Exploración de la Tierra por satélite (activo)
24.25 - 24.45	RADIONAVEGACION
24.45 - 24.65	ENTRE SATELITES. RADIONAVEGACION
24.65 - 24.75	ENTRE SATELITES. RADIOLOCALIZACION POR SATELITE. (Tierra-espacio)
24.75 - 25.25	FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio)
25.25 - 27	FIJO ENTRE SATELITES. MOVIL Frecuencias patrón y señales horarias por satélite (Tierra-espacio)
27 - 28.5	FIJO. FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio) ENTRE SATELITES
28.5 - 30	FIJO. FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio) MOVIL. Exploración de la Tierra por satélite (espacio-Tierra)
30 - 31.3	FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio) Frecuencias patrón y señales horarias por satélite (espacio-Tierra). INVESTIGACION ESPACIAL
31.3 - 31.8	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (Pasivo). RADIOASTRONOMIA. INVESTIGACION ESPACIAL (Pasivo)
31.8 - 32.3	ENTRE SATELITES FIJO. RADIONAVEGACION INVESTIGACION ESPACIAL (espacio lejano) (espacio-Tierra)
32.3 - 33.4	RADIONAVEGACION. FIJO
33.4 - 35.2	INVESTIGACION ESPACIAL. RADIOLOCALIZACION
35.2 - 36	AYUDAS A LA METEOROLOGIA. RADIOLOCALIZACION
36 - 37	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). FIJO. MOVIL. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
37 - 39.5	FIJO
39.5 - 40.5	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra). MOVIL. MOVIL POR SATELITE (espacio-Tierra)
40.5 - 42.5	RADIODIFUSION. RADIODIFUSION POR SATELITE. MOD FIJO Móvil. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra)
42.5 - 43.5	FIJO. FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio) MOVIL salvo móvil aeronáutico. RADIOASTRONOMIA
43.5 - 47	MOVIL. MOVIL POR SATELITE. RADIONAVEGACION. RADIONAVEGACION POR SATELITE
47 - 47.2	AFICIONADOS. AFICIONADOS POR SATELITE
47.2 - 50.2	FIJO. FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio). MOVIL
50.2 - 50.4	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
50.4 - 51.4	FIJO. FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio). MOVIL. Móvil por satélite (Tierra-espacio)
51.4 - 52.6	FIJO. MOVIL
52.6 - 54.25	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
54.25 - 55.78	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). SUP FIJO. ENTRE SATELITES. SUP MOVIL.

	INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
55.78-57.2	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). FIJO. ENTRE SATELITES. MOVIL. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
57.2-58.2	FIJO
58.2-59	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). FIJO. MOVIL. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
59-59.3	ENTRE SATELITES. EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). FIJO. MOVIL. RADIOLOCALIZACION
59.3-64	ENTRE SATELITES. FIJO. MOVIL. RADIOLOCALIZACION
64-65	SUP EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). SUP INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo). ENTRE SATELITES. FIJO. MOVIL salvo móvil aeronáutico
65-66	ENTRE SATELITES. EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE. FIJO. INVESTIGACION ESPACIAL. MOVIL salvo móvil aeronáutico
66-71	ENTRE SATELITES. MOVIL. MOVIL POR SATELITE. RADIONAVEGACION. RADIONAVEGACION POR SATELITE
71-74	FIJO. FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio). MOVIL. MOVIL POR SATELITE (Tierra-espacio)
74-75.5	FIJO. FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio). MOVIL
75.5-76	AFICIONADOS. AFICIONADOS POR SATELITE
76-81	RADIOLOCALIZACION. Aficionados. Aficionados por satélite
81-84	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra). MOVIL. MOVIL POR SATELITE (espacio-Tierra)
84-86	FIJO. MOVIL. RADIODIFUSION. RADIODIFUSION POR SATELITE
86-92	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). RADIOASTRONOMIA. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
92-94	FIJO. FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio). MOVIL. RADIOLOCALIZACION
94-94.1	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (activo). INVESTIGACION ESPACIAL (activo). RADIOLOCALIZACION
94.1-95	FIJO. FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio). MOVIL. RADIOLOCALIZACION
95-100	MOVIL. MOVIL POR SATELITE. RADIONAVEGACION. RADIONAVEGACION POR SATELITE. Radiolocalización
100-102	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). FIJO. MOVIL. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
102-105	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra). MOVIL
105-116	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). RADIOASTRONOMIA. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
116-126	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). FIJO. ENTRE SATELITES. MOVIL. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
126-134	FIJO. ENTRE SATELITES. MOVIL. RADIOLOCALIZACION
134-142	MOVIL. MOVIL POR SATELITE. RADIONAVEGACION. RADIONAVEGACION POR SATELITE. Radiolocalización
142-144	AFICIONADOS. AFICIONADOS POR SATELITE
144-149	RADIOLOCALIZACION. Aficionados. Aficionados por satélite
149-150	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra). MOVIL
150-151	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra). MOVIL. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
151-156	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra). MOVIL
156-158	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra). MOVIL
158-164	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra). MOVIL
164-168	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). RADIOASTRONOMIA. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
168-170	FIJO. MOVIL
170-174.5	FIJO ENTRE SATELITES. MOVIL
174.5-176.5	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). FIJO. ENTRE SATELITES. MOVIL. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
176.5-182	FIJO ENTRE SATELITES. MOVIL
182-185	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). RADIOASTRONOMIA. INVESTIGACION ESPACIAL
185-190	FIJO ENTRE SATELITES. MOVIL
190-200	MOVIL. MOVIL POR SATELITE. RADIONAVEGACION. RADIONAVEGACION POR SATELITE
200-202	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). FIJO. MOVIL. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
202-217	FIJO. FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio). MOVIL
217-231	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). RADIOASTRONOMIA. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
231-235	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra). MOVIL. Radiolocalización
235-238	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra). MOVIL. INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
238-241	FIJO. FIJO POR SATELITE (espacio-Tierra). MOVIL. Radiolocalización
241-248	RADIOLOCALIZACION. Aficionados. Aficionados por satélite
248-250	AFICIONADOS. AFICIONADOS POR SATELITE
250-252	EXPLORACION DE LA TIERRA POR SATELITE (pasivo). INVESTIGACION ESPACIAL (pasivo)
252-265	MOVIL. MOVIL POR SATELITE. RADIONAVEGACION. RADIONAVEGACION POR SATELITE
265-275	FIJO. FIJO POR SATELITE (Tierra-espacio). MOVIL. RADIOASTRONOMIA
275-400	NO ATRIBUIDA

## CAPITULO 2

### CONCEPTOS GENERALES

#### 2.1 INTERFERENCIA

El espectro de radiofrecuencias y la órbita de los satélites son recursos limitados a cuyo acceso todos los países tienen los mismos derechos. Sin embargo, deben utilizarse de la forma más eficaz y económica posible. Estos recursos se desaprovechan si no se utilizan de una manera adecuada y eficiente. El empleo eficaz del espectro de radiofrecuencias depende en gran medida de que se evite la interferencia. En el caso de los servicios relacionados con la seguridad de la vida humana, como los servicios móvil aeronáutico o móvil y móvil marítimo, los servicios de radionavegación aeronáutica y marítima y otros servicios de seguridad, incluidas las operaciones de búsqueda y salvamento en tierra o en el mar, la interferencia perjudicial puede perturbar de manera catastrófica el tránsito seguro de barcos o aeronaves o cualquier intervención de urgencia que resulte necesaria para salvaguardar vidas humanas amenazadas.

En el número S1.166 del Reglamento de Radiocomunicaciones se define del siguiente modo el término "interferencia":

**"Interferencia:** Efecto de una energía no deseada debida a una o varias emisiones, radiaciones, inducciones o sus combinaciones sobre la recepción en un sistema de radiocomunicación, que se manifiesta como degradación de la calidad, falseamiento o pérdida de la información que se podría obtener en ausencia de esta energía no deseada."

Esta definición se completa por lo que indica el número S1.169 del Reglamento de Radiocomunicaciones al respecto de "interferencia perjudicial":

"Interferencia que compromete el funcionamiento de un servicio de radionavegación o de otros servicios de seguridad, o que degrada gravemente, interrumpe repetidamente o impide el funcionamiento de un servicio de radiocomunicación explotado." (Figura 2.1)

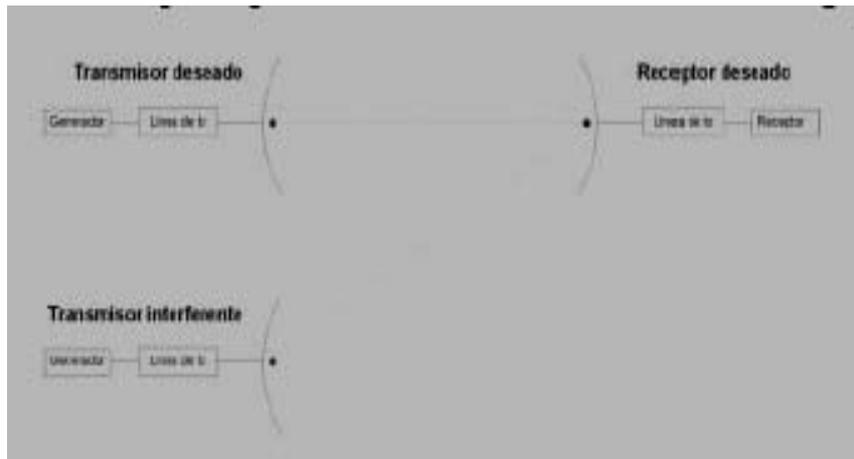


Figura 2.1

La interferencia es cualquier señal no deseada que se puede presentar por sí misma en la sección de recepción de una radio durante la demodulación. Se puede tratar de una copia retardada, una señal de canal adyacente o una señal desde otro enlace.

La interferencia puede ser producida por causas internas y externas como se explica a continuación:

- a) Causas externas: Se producen por fuentes que raramente están bajo el control de los diseñadores. Se incluyen interferencias desde otros sistemas ya instalados y desde otro tipo de servicios.
- b) Causas internas: Son las que se relacionan al propio equipamiento del sitio. Se relaciona con parámetros del equipamiento de radio como los osciladores locales de transmisión y recepción

La interferencia puede ser clasificada en dos categorías muy generales; esta división se encuentra relacionada con la relación C/I de la señal.

- a) Relación C/I constante: La portadora y la interferencia se ven afectadas por la misma cantidad del desvanecimiento. La señal viaja sobre un mismo trayecto. Sus efectos se analizan para una señal fuerte de recepción para la cual no se tienen problemas de ruido térmico y la principal preocupación es la interferencia intersimbólica.
- b) Relación C/I variable: El nivel de la portadora varía debido al trayecto. El desvanecimiento de la portadora es independiente del desvanecimiento experimentado por la señal interferente. La C/I varía con el desvanecimiento. Sus efectos se analizan en el umbral del receptor (alto BER).

### **Caracterización de las interferencias**

La calidad de un enlace sujeto a interferencias es función de la relación entre la potencia de la señal deseada

$$P_{dr}^d = P_{et}^d \cdot g_t^d \cdot g_r^d \cdot l_b^d \Rightarrow P_{dr}^d = P_{et}^d + G_t^d + G_r^d + L_b^d$$

y de la interferente

$$P_{dr}^i = P_{et}^i \cdot g_t^i \cdot g_r^i \cdot l_b^i \Rightarrow P_{dr}^i = P_{et}^i + G_t^i + G_r^i + L_b^i$$

en el receptor. Así, en sistemas punto a punto, se emplea la denominada relación portadora/interferente, C/I, que no es más que la relación entre la potencia de la señal deseada y de la señal interferente en el receptor:

$$\frac{C}{I} = \frac{P_{dr}^d}{P_{dr}^i} = \frac{P_{et}^d \cdot g_t^d \cdot g_r^d \cdot l_b^d}{P_{et}^i \cdot g_t^i \cdot g_r^i \cdot l_b^i}$$

$$\frac{C}{I} (dB) = P_{dr}^d - P_{dr}^i = P_{et}^d + G_t^d + G_r^d - P_{et}^i - G_t^i - G_r^i + L_b^d - L_b^i$$

Para obtener el campo necesario en recepción hay que obtener en primer lugar en nivel existente de señales interferentes. A este nivel hay que sumarle (en dB) la relación entre la potencia deseada e interferente para así obtener la mínima señal deseada necesaria. Pero como la señal deseada y las interferentes suelen oscilar según una variable aleatoria, habrá que dejar un margen en función de la distribución estadística para garantizar que la señal deseada supere a la interferente en un porcentaje de tiempo determinado. A la suma de la relación portadora/interferente con el margen de variación de distribución y con unos pequeños márgenes por fabricación se le suele denominar relación de protección de potencia o margen de protección.

## **2.2 ATENUACION**

El término **atenuación** se utiliza en lo general para denotar una disminución en la magnitud de una señal en una transmisión de un punto a otro. Puede ser expresada como la relación entre la magnitud de entrada y la magnitud de salida, o en decibeles.

Las atenuaciones para transmisiones arriba de 1 GHz ocurren principalmente en la troposfera y afectan a las transmisiones que requieren de línea de vista, con las características que a continuación se detallan:

### Perdidas en el espacio libre

Es la atenuación de la señal al viajar del emisor al receptor. La señal es radiada por una antena, y conforme el frente de ondas avanza, aumenta el área cubierta por la radiación, lo que provoca que la densidad de potencia (potencia por unidad de área) sea menor, debilitándose la señal. Al aumentar la distancia entre emisor y receptor las pérdidas se incrementan

Si se utilizan antenas isotrópicas, que transmiten con una potencia  $P_t$ . La potencia transmitida por unida de área se representa por:

$$P = \frac{P_t}{4\pi d^2}$$

Así, la pérdida entre antenas es:

$$L_{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_t}{P_r}$$

Y su expresión final queda como:

$$L_{dB} = 32.4 + 20 \log d_{Km} + 20 \log F_{MHZ}$$

### Atenuación por gases atmosféricos

Dos gases producen una absorción significativa en frecuencias entre 1 y 300 GHZ. Son el oxígeno y el vapor de agua.

- a) Oxígeno: Presenta absorción moderada en las bandas UHF y EHF, y tiene 30 líneas de absorción entre 50 y 70 GHZ.

Se tiene una atenuación específica  $\gamma_0$  (dB/km), la cual se calcula a  $15^\circ C$  de temperatura y a una presión de 1013.15 mbares. Se calcula con ayuda de la siguiente expresión:

$$\gamma_0 = \left[ 7.19 \times 10^{-3} + \frac{6.09}{f^2 + 0.227} + \frac{4.81}{(f - 57)^2 + 1.50} \right] f^2 \times 10^{-3} \text{ dB / Km}$$

- b) Vapor de agua: Su atenuación específica muestra absorción en las frecuencias de 22.2, 183.3 y 325.5 GHZ, y se encuentra definida por:

$$\gamma_w = \left[ 0.050 + 0.0021\rho + \frac{3.6}{(f - 22.2)^2 + 8.5} + \frac{10.6}{(f - 188.3)^2 + 9.0} + \frac{8.9}{(f - 325.4)^2 + 26.3} \right] f^2 \rho \times 10^{-4} \text{ dB / Km}$$

Donde  $\rho$  es la densidad del vapor de agua en  $\frac{g}{m^3}$ .

La expresión anterior es válida para frecuencias menores de 350 GHZ.

### *Atenuación por lluvia*

La lluvia consiste de gotas de agua con un diámetro entre 0.2 y 7 mm. Las gotas pequeñas ( $\leq 2$  mm de diámetro) son casi esféricas, mientras que las de mayor tamaño son un poco planas y presenta cierta concavidad en su parte superior.

Debajo de los 30 GHz se presenta absorción, pero arriba de esta frecuencia se presenta el fenómeno de dispersión, y se lleva a cabo una distinción entre la señal que sufrió absorción y la dispersa.

El CCIR propone dos métodos para lugares donde no hay estadísticas disponibles. El primero, divide al mundo en 15 regiones climáticas, y especifica la intensidad de lluvia excedida, que puede ir de un 0.0001 a un 1% al año en cada zona. Al utilizar este método, se tienen problemas con las discontinuidades presentes en las fronteras de cada una de las zonas.

El segundo método utiliza contornos. Se encierra áreas que experimentan una tasa de lluvia de 0.01% al año. Este método no permite la variación de las tasas de lluvia debido al clima.

Para el segundo método se siguen los siguientes pasos:

- a) Obtener la tasa de lluvia  $R_{0.001}$  de un mapa, como el que se muestra en la figura 2.2:

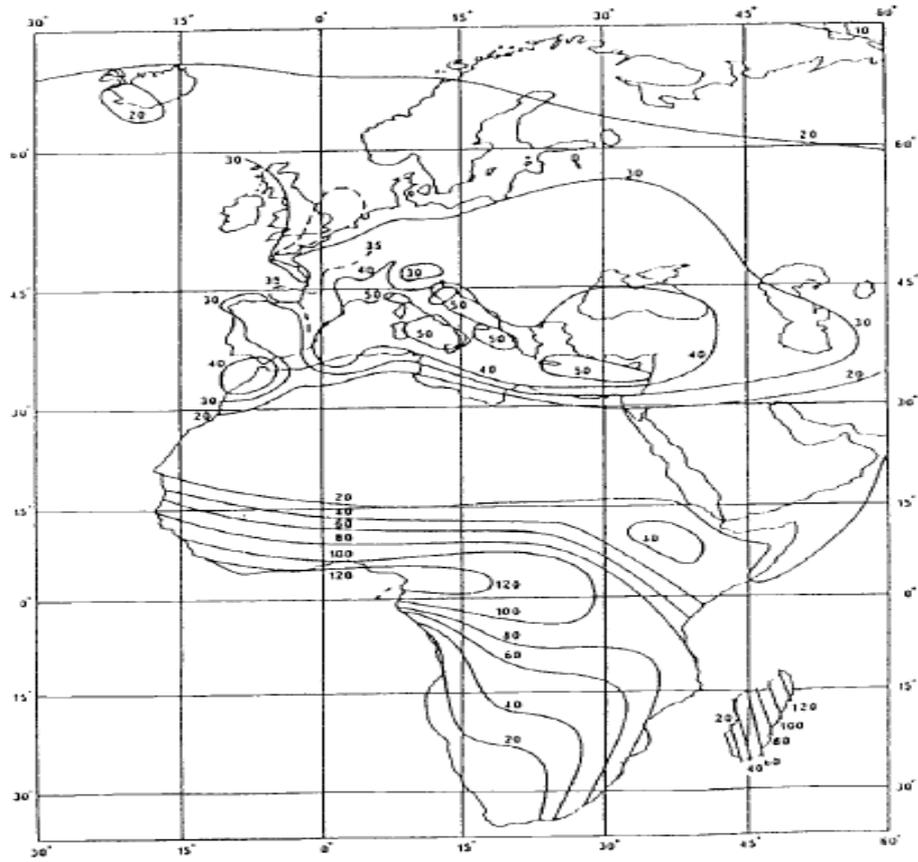


Figura 2.2

b) Obtener la atenuación específica  $\gamma$  (dB/km) de un monograma como el mostrado en la figura 2.3:

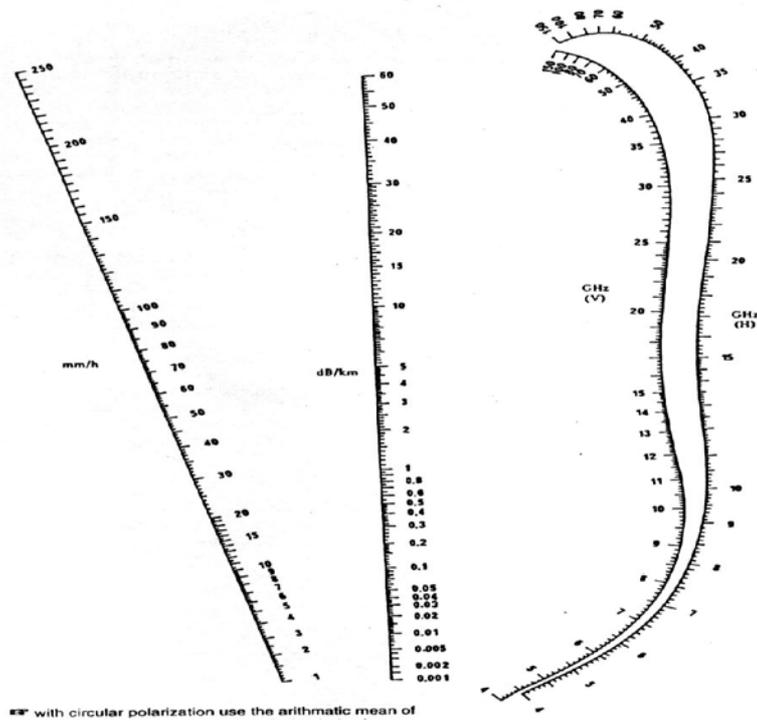


Figura 2.3

- c) Determinar la atenuación específica para la tasa de lluvia excedida por el % de tiempo  $p$ , con la ayuda de la siguiente expresión:

$$\frac{\gamma_p}{\gamma_{0.01}} = 0.12p^{-(0.546+0.043\log p)}$$

#### *Atenuación por niebla y nubes*

Involucran pequeñas partículas de agua, que debido a su tamaño reducido (menos de 0.17 mm), es muy difícil que se precipiten. Para el cálculo de esta atenuación se utiliza la siguiente expresión:

$$A = -1.347 + 0.0372\lambda + \frac{18}{\lambda} - 0.022t$$

Donde A es la atenuación en dB/km/g/m,  $\lambda$  la longitud de onda en mm, y t la temperatura en grados Celsius.

#### *Atenuación por nieve y cristales de hielo*

La nieve presenta diferentes índices de refracción, produciendo menor atenuación que la lluvia. Una excepción es cuando se encuentra cerca del isoterma de  $0^\circ C$ , en el cual la nieve y los cristales de hielo son cubiertos por una capa de agua. Esto provoca que los cristales de hielo presenten un efecto de despolarización en la señal.

#### *Atenuación por polvo y arena*

Las partículas de polvo y arena en el aire, principalmente donde se presentan tormentas, no son significativas en frecuencias menores de 30 GHz.

### **2.3 DISCRIMINACION**

El nivel que adquiere una interferencia tiene íntima relación con las características de las antenas. Con el propósito de representar la principal característica de la antena, el **diagrama de irradiación**, se ha representado la figura 2.4. En las antenas se definen varias características como ser el rango de frecuencia de uso, el diámetro, la ganancia en la dirección de máxima directividad, la discriminación a la polarización cruzada XPD, la relación de ganancia frente-espalda **F/B** (*Front to Back*), el coeficiente de reflexión o relación de onda estacionaria RL, etc. El diagrama de

irradiación determina el nivel de potencia emitido en un ángulo respecto de la dirección de máxima irradiación. El diagrama es levemente distinto para la polarización de onda vertical u horizontal. En el diagrama mostrado en la figura 2.5 se observa el valor de la XPD en función del ángulo y la relación F/B.

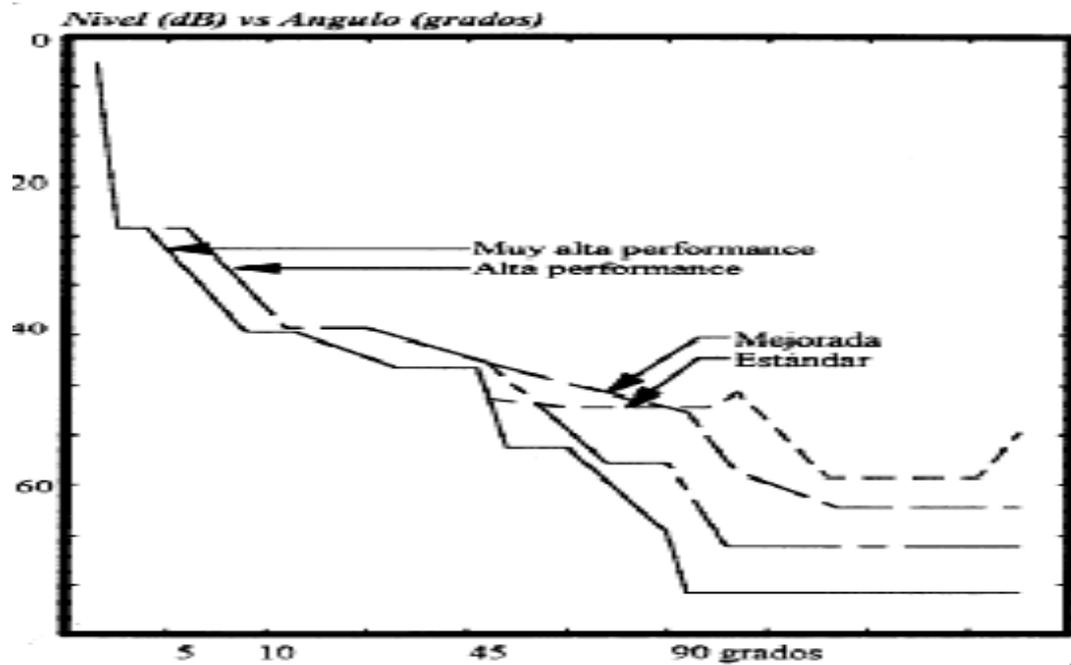


Figura 2.4 Diagrama de irradiación

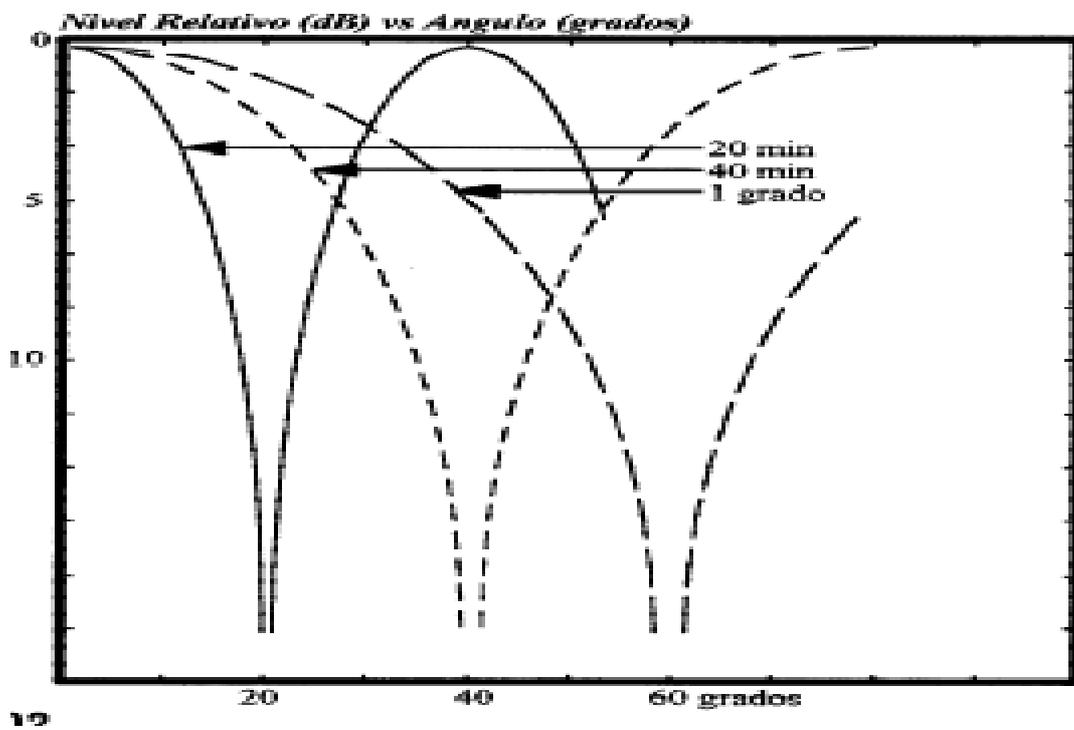


Figura 2.5. Directividad de una antena parabólica y de la diversidad de espacio.

**DISCRIMINACIÓN A LA POLARIZACIÓN CRUZADA.** En la propagación atmosférica una parte de la energía transmitida con un estado de polarización se transfiere a la otra polarización (**transpolarización, ITU-R I.722**). Se denomina polarización de la onda radioeléctrica al plano que contiene el campo eléctrico y la dirección de propagación. Por lo tanto, existe un valor limitado de aislamiento entre ambas polarizaciones, pudiendo definirse una relación entre la potencia de la señal con una polarización y la interferencia con la polarización ortogonal o cruzada.

La discriminación a la polarización cruzada XPD se define como la diferencia de niveles expresados en dBm entre la potencia detectada en la polarización de transmisión y la polarización ortogonal. Esta característica indica la capacidad de una antena, para rechazar las señales de la polarización ortogonal a aquella para la que está previsto su trabajo. El valor del rechazo, es la relación entre la respuesta a una señal de la polarización deseada, y la respuesta a una señal de polarización ortogonal a la deseada.

De acuerdo con la figura 2.6 se observa que el valor de la XPD disminuye desde un máximo en la dirección de máxima propagación a un mínimo en la dirección opuesta. El desvanecimiento selectivo y la lluvia incrementan el efecto de transpolarización aumentando la interferencia y reduciendo la discriminación entre ambas. En la misma figura se muestra la variación de potencia con polarización ortogonal.

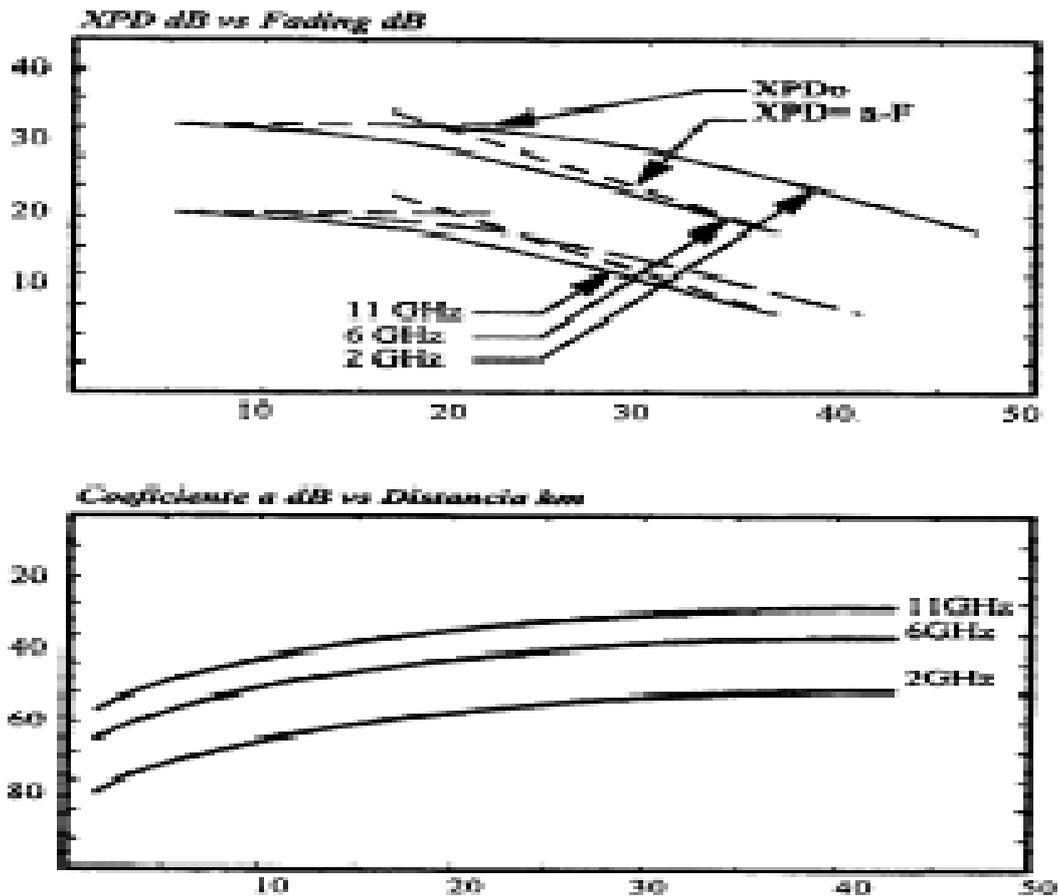


Figura 2.6 Efecto del fading sobre el XPD

Un modelo matemático permite encontrar dos valores asintóticos para la variación de la XPD en función de la atenuación del desvanecimiento. En la figura 2.6 se dispone de un diagrama de dicho modelo que responde a las rectas:

$$\text{XPD} = \text{XPD}_0 \text{ para desvanecimientos pequeños } F < 15 \text{ dB}$$

$$\text{XPD} = \alpha - \beta \cdot F \text{ para desvanecimientos grandes } F > 15 \text{ dB}$$

El valor de  $\alpha$  depende de la longitud del enlace y de la frecuencia mientras que el valor de  $\beta$  es cercano a la unidad. En palabras; cuando el desvanecimiento es pequeño se dispone de un valor de discriminación **XPD** constante e inferior al valor teórico entre 15 y 20 dB. Cuando el desvanecimiento supera un cierto umbral entre 15 y 20 dB el valor de XPD disminuye 10 dB por cada incremento de 10 dB del desvanecimiento. El valor de  $\alpha$  tiene una dependencia con la frecuencia del siguiente tipo (ITU-R I.338):

$$\text{XPD}_2 = \text{XPD}_1 - 20 \cdot \log(f_2/f_1)$$

Válido para frecuencias comprendidas entre 4 y 30 GHz. La XPD se reduce con el incremento de la frecuencia. Por otro lado, el valor de la XPD también se reduce con

el incremento de la distancia. Ambos efectos quedan en evidencia en la figura 2.6, donde se muestra la variación del coeficiente  $\alpha$  en función de la distancia para distintas frecuencias.

**CUANTIFICACIÓN DEL EFECTO DE LA XPD.** La discriminación XPD resulta ser una relación entre los niveles de la señal deseada y una interferencia C/I. Desde este punto de vista es posible encontrar un valor de XPD que asegure la tasa de error BER umbral del sistema. Expresado en términos matemáticos se trata de:

$$XPD + Sf > C/N + NF$$

Es decir: la XPD de la antena más la selectividad del filtro de radiofrecuencia a la polarización ortogonal debe ser superior al valor de relación portadora a ruido C/N más el número de ruido del receptor. El valor de C/N se define para la BER=  $10^{-3}$  o  $10^{-6}$  según se trate del umbral de alta o baja tasa de error. Es posible también definir un margen de desvanecimiento para la interferencia por polarización cruzada mediante la expresión:  $FM = \alpha - XPD/\beta$ ; donde se ha determinado el valor de desvanecimiento como el umbral de margen de desvanecimiento FM.

## 2.4 DEGRADACION

Un correcto diseño del plan de frecuencias debe entregar valores de interferencia reducidos. La relación entre la portadora y la interferencia C/I debe ser elevada aún cuando la portadora se encuentre degradada. En la figura 2.7 se observa cómo varía la tasa de error BER en función de la relación de la portadora y el ruido C/N para sistemas de 34 Mb/s – 4 PKS y 140 Mb/s – 16 QAM.

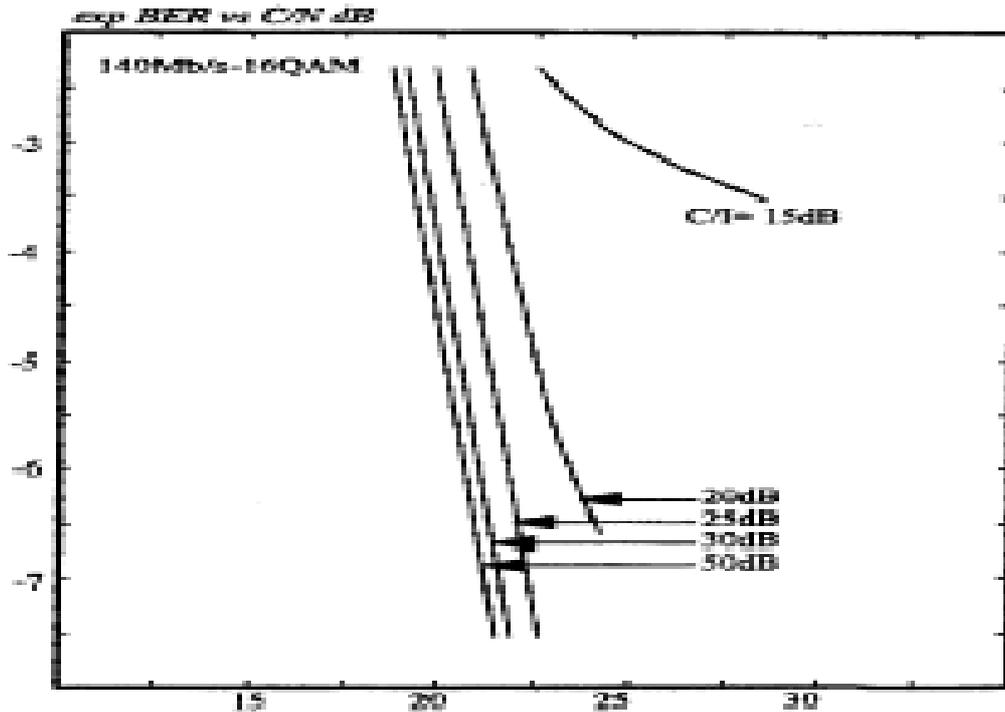


Figura 2.7 Efecto de la interferencia sobre la C/N.

Cuando en el sistema se introduce una interferencia para una relación  $C/I$  constante la curva se degrada corriéndose hacia la derecha. En estas condiciones, se puede definir una **degradación** sobre el sistema producida por la interferencia. En tanto la  $C/I$  supera el valor de los 30 dB la degradación sobre el sistema de 140 Mb/s – 16 QAM es inferior a 1 dB; lo mismo ocurre con el valor de  $C/I$  igual 20 dB para el sistema de 34 Mb/s – 4 PKS.

Si se acepta como degradación tolerable el valor de 1 dB se puede asegurar que dicho valor se mantiene aun en las peores condiciones de propagación. Esto es sustancial en las interferencias que no sufren el mismo desvanecimiento que la portadora principal. En estas condiciones la portadora  $C$  puede estar cerca del umbral de baja potencia y la portadora no ser afectada por el desvanecimiento (ver sección 2.8). Por ejemplo, para un sistema de 34 Mb/s – 4 PKS con potencia umbral de portadora  $c$  igual a -83 dBm para una BER de  $10^{-3}$  el valor de la interferencia  $I$  debe ser inferior a -103 dBm para asegurar una  $C/I$  mejor que 20 dB durante todo el rango de funcionamiento del receptor.

Los elementos que determinan el aislamiento respecto de la interferencia son: la dirección de propagación, la obstrucción del trayecto, la polarización de la onda y la frecuencia de la interferencia. Cuando se disponen de varias interferencias se pede

sumar el nivel de las interferencias individuales en dBm o sumar la C/I mediante la expresión:

$$C/I_T = -10 \cdot \log[\sum_j 10^{-(C/I_j)/10}]$$

Donde C/I<sub>j</sub> son los valores individualmente calculados. Con el valor de C/I<sub>T</sub> es posible verificar la degradación sobre el sistema y recalculer el valor de C/N para el umbral de BER. (Ver sección 2.6)

## 2.5 T/I

El efecto de la interferencia en un receptor digital se determina mediante el T/I, el cual provee una medida específica de la sensibilidad del receptor a la interferencia. El nivel de sensibilidad, sin considerar desvanecimiento se define de igual forma que si se consideraran a los atenuadores que producen un BER =  $1 \times 10^{-6}$ . El T/I se define como la razón de un BER deseado de  $1 \times 10^{-6}$  a un nivel no deseado de la señal que la degrada en 1 dB.

El T/I presenta ciertas ventajas, las cuales se relacionan con diferentes niveles, y estos, a su vez, tienen que ver con la tasa de bits a la que se transmite, el tipo de modulación usada y la figura de ruido. Lo anterior ayuda a que el nivel de interferencia permisible se puede determinar mediante la sustracción de la razón T/I de nivel inicial de sensibilidad de  $1 \times 10^{-6}$  en un receptor digital particular.

Los efectos de la interferencia y el valor del cociente T/I dependen, en primera instancia, del ancho de banda del receptor, y de la separación de sus respectivas frecuencias centrales.

La medida del T/I en receptor digital específico, se obtiene obligando al receptor a alcanzar el punto donde se obtiene el valor de BER =  $1 \times 10^{-6}$ .

## 2.6 UMBRAL

El umbral de recepción es la mínima señal requerida para que el demodulador trabaje a una tasa específica de error. Son definidos normalmente dos umbrales para recepción digital, uno a un BER de  $10^{-6}$  y otro de  $10^{-3}$ .

Para el caso de enlaces analógicos debe referirse a un nivel de potencia de recepción en dBm.

El umbral de recepción es dependiente de: la mínima relación señal a ruido (S/N) requerida a la entrada del receptor, la figura de ruido a la entrada del mismo, y el ruido térmico de fondo ( $P_n$ ). Este último se define como:

$$P_n = kTB$$

En la ecuación anterior, k es la constante de Boltzman,  $k = 1.38 \times 10^{-23}$ , T es la temperatura en la escala absoluta, y B representa el ancho de banda del receptor.

La potencia umbral del receptor  $P_u$  se determina para los umbrales de BER en  $10^{-3}$  y  $10^{-6}$ . Como referencia se pueden indicar los valores típicos de la tabla 2.1. Los valores de  $P_{u3}$  se asocian con la BER =  $10^{-3}$  y los objetivos de indisponibilidad (US) y calidad inaceptable (SES), mientras que el  $P_{u6}$  para BER =  $10^{-6}$  se asocia con la calidad degradada.

<i>Sistema</i>	<i>Pt</i>	<i>Pu3</i>	<i>Pu6</i>	<i>Frecuencia</i>
34Mb/s-4PSK	25 dBm	-83 dBm	-79 dBm	7/8 GHz
140Mb/s-16QAM	28 dBm	-75 dBm	-71 dBm	6 GHz alta
140Mb/s-64QAM	28 dBm	-71 dBm	-67 dBm	6 GHz baja

Tabla 2.1

## 2.7 NIVEL DE RECEPCIÓN

Bajo condiciones sin atenuación la estimación del enlace es:

$$P_{RX} = P_{TX} - L_{TX} - FL_{TX} + A_{TX} - FSL + A_{RX} - FL_{RX} - L_{RX}$$

Donde  $P_{RX}$  es el nivel del receptor sin atenuación en dBm,  $P_{TX}$  es la potencia del transmisor de salida en dBm,  $FL_{TX,RX}$  es la pérdida del cable alimentador o guía de onda en decibeles,  $A_{TX,RX}$  es la ganancia de las antenas en dBi,  $FSL$  es la pérdida de espacio libre en decibeles, y  $L_{TX,RX}$  es la pérdida por ramificación.

La **potencia de recepción nominal** se obtiene restando a la Pt en dBm las atenuaciones debidas a filtros y circuladores (*branching*) Ab, a cable coaxial o guía de onda Ag, al espacio libre Ao y sumando las ganancias de antenas Ga. En términos matemáticos:

$$P_n = P_t - Ab_1 - Ag_1 + Ga_1 - A_o + Ga_2 - Ag_2 - Ab_2$$

Los valores de atenuación por filtros son cercanos a 0,2 dB dentro de la banda de paso. Los circuladores producen una atenuación en el sentido directo cercano a 0,2 dB. Por ello el valor  $A_b$  depende del número de componentes en el branching.

La atenuación de cable coaxial o guía de onda se expresa en dB/100m de longitud y es una función directa de la frecuencia de trabajo. La ganancia de la antena se expresa en la dirección de máxima directividad y es función directa de la frecuencia.

## 2.8 MARGEN DE DESVANECIMIENTO

La diferencia entre el nivel de recepción nominal y el nivel de umbral del receptor se dispone como un margen seguro en contra del desvanecimiento. Por esta razón esto es conocido como margen de desvanecimiento (o margen de fading).

Un enlace de radio de microondas sufre varias fluctuaciones de su señal en el tiempo por un número de varias razones. Estas variaciones de señal del valor nominal de recepción son comúnmente referidas como desvanecimientos. Si uno hace una gráfica del AGC (control automático de ganancia) del receptor con respecto al tiempo, debería encontrar que es una constante variación en el nivel de recepción, lo cual se ilustra en la figura 2.8 en términos de variaciones del margen en el tiempo

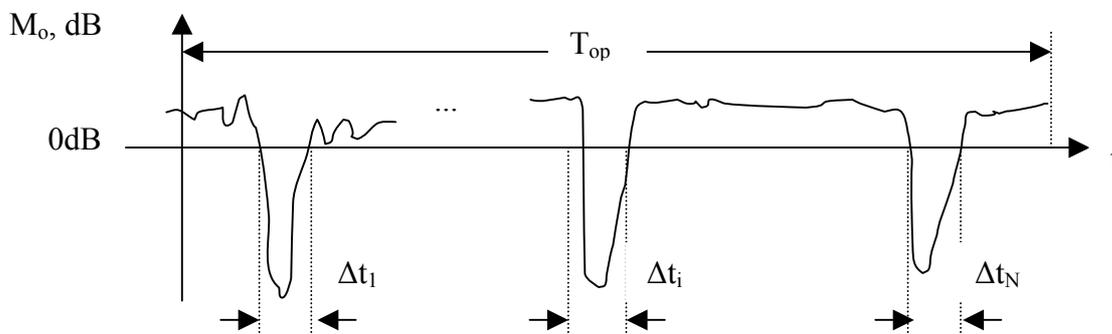


Figura 2.8 Desvanecimiento de la señal recibida en términos del margen

Esto es debido a pequeñas variaciones puntuales del gradiente de refractividad a través de la cual la señal pasa durante su trayecto. Este tipo de desvanecimiento es llamado centelleo y puede ignorarse.

Las variaciones estacionales o diurnas afectan la señal y causa el desvanecimiento refractivo. Una causa importante de desvanecimiento es la lluvia en sistemas de alta frecuencia (generalmente arriba de 10 GHz).

Al respecto, existe un término que se denomina desvanecimiento plano. Estrictamente hablando, el desvanecimiento plano es independiente de la frecuencia, y resulta en una igual atenuación en el ancho de banda del receptor. El desvanecimiento por lluvia y la refracción son ejemplos de verdadero desvanecimiento plano. Sin embargo este término también es utilizado para describir la atenuación por desvanecimiento por multitrayecto en sistemas de banda angosta. Este último es causado por dos o más señales que han viajado por trayectos ligeramente diferentes, y en consecuencia se suman o restan (cancelan) a una frecuencia en particular dependiendo de sus relaciones de fase.

Claramente, ellos podrían tener ligeras diferencias de fase a otra frecuencia dentro del ancho de banda del receptor. En un sistema de ancho de banda estrecho, el receptor de la señal generará errores si el nivel de la señal se reduce debido solamente a un incremento del ruido térmico. Aunque hubiese una reducción en amplitud constante a través del ancho de banda del receptor; por lo que esto es llamado desvanecimiento plano. En sistemas de banda ancha, este mismo efecto de multitrayecto causa no solamente reducción en la amplitud sino también distorsión dentro de la banda de trabajo, el cual resulta en errores que no son dependientes de la amplitud. Esto es llamado desvanecimiento selectivo, o desvanecimiento dispersivo.

El desvanecimiento está caracterizado por tres elementos:

- a) Profundidad del desvanecimiento (AF)
- b) Duración del desvanecimiento ( $\Delta t_i$ )
- c) Frecuencia de recepción del desvanecimiento.

Las variaciones del margen con respecto al tiempo implican que algunos de los parámetros de la ecuación de margen presentan variación en el tiempo. Supongamos que la concentra esta variación descomponiéndola en

$$L_a = \Sigma L + L_F; dB$$

Donde  $\Sigma L$  representa un conjunto de pérdidas invariantes en el tiempo debido a múltiples factores y  $L_F$  es pérdida variable en el tiempo causante del desvanecimiento.

Se define la disponibilidad del servicio  $\delta_p(\%)$  en porcentaje a

$$\delta_p(\%) = \left(1 - \frac{\sum \Delta t_i}{T_{op}}\right) 100$$

y la indisponibilidad o interrupción del servicio  $p(\%)$

$$p(\%) = 100 - \delta_p(\%)$$

En términos de probabilidad, implica que

$$\delta_p(\%) = [\text{Prob}(M_0 \geq 0; dB)]100 = [\text{Prob}(L_F \leq A_F; dB)]100$$

Si se conoce la ley de distribución de probabilidades  $\text{Prob}(L_F \leq A_F; dB)$ , entonces la ecuación puede ser resuelta en términos  $A_F$  (un valor específico de la Variable Aleatoria  $L_F$ ) para un valor determinado de  $\delta_p(\%)$  (99%, 99,9%; etc.). Bajo estas condiciones, la ecuación de margen puede escribirse como:

$$M_0(dB) = PIRE(dB - W) + \left(\frac{G}{T}\right)(dB/K) - L_b(dB) - \sum L(dB) - A_F(dB) - R_b(dBbps) - \left(\frac{E_b}{N_0}\right)(dB) + 228,6(dB)$$

Pasando  $A_F$  al miembro de la izquierda, se obtiene

$$M_0(dB) + A_F(dB) = PIRE(dB - W) + \left(\frac{G}{T}\right)(dB/K) - L_b(dB) - \sum L(dB) - R_b(dBbps) - \left(\frac{E_b}{N_0}\right)(dB) + 228,6(dB)$$

Como  $M_0 \geq 0$  dB, entonces el margen por desconocimiento  $M_F$  se define como:

$$M_F \geq A_F; dB$$

y la ecuación de margen queda finalmente:

$$M_F(dB) = PIRE(dB - W) + \left(\frac{G}{T}\right)(dB/K) - L_b(dB) - \sum L(dB) - R_b(dBbps) - \left(\frac{E_b}{N_0}\right)(dB) + 228,6(dB)$$

El enlace radioeléctrico digital diseñado de acuerdo con los lineamientos de esta última ecuación garantiza la calidad del enlace en un  $\delta_p(\%)$  del tiempo de operación. Si  $T_{op}$  se toma como 365 días (1 año) entonces, la disponibilidad del servicio es una disponibilidad promedio anual. Por ejemplo, un enlace diseñado con 99,9% de disponibilidad promedio anual, implica que la interrupción del servicio promedio anual (no garantiza la calidad del sistema) será de 8 horas, 45 minutos y 36 segundos, repartidos en todo el año. También existe la posibilidad de tomar como referencia el “peor mes”. Existe una relación entre la interrupción del servicio anual, dada por  $p(5)$ . Esta relación viene dada por la expresión (Rec 581 del CCIR)

$$p(\%) = 0,3[p_w(\%)]^{1,15}$$

En sistemas digitales, cada salto puede ser diseñado con diferente margen de desvanecimiento, que para el caso de sistemas analógicos, donde son diseñados con un margen de desvanecimiento específico. El margen de desvanecimiento a ser considerado deberá estar de acuerdo a las necesidades de disponibilidad.

Es un “factor de acolchonamiento” incluido en la ecuación de ganancia del sistema que considera las características no ideales y menos predecibles de la propagación de ondas de radio , tal como la propagación de múltiples trayectorias, sensibilidad a superficie rocosa, condiciones climatológicas, objetivos de confiabilidad y es válido para una distancia máxima de 400 km. El margen de desvanecimiento se calcula como:

$$Fm = 30\text{Log}_{10}(D) + 10\text{Log}_{10}(6ABf) - 10\text{Log}_{10}(1 - R) - 70$$

donde:

$30\text{Log}_{10}(D)$  representa el efecto de la trayectoria.

$10\text{Log}_{10}(6ABf)$  es la sensibilidad al terreno y al clima.

$10\text{Log}_{10}(1 - R)$  representa los objetivos de confiabilidad

D es la distancia entre las antenas Tx y Rx (km), f es la frecuencia del enlace microondas (GHz), R es el objetivo de confiabilidad del enlace, (ej. 99.99% R=0.9999).

A es el factor de rugosidad de la trayectoria, y puede tener varios valores como se muestra a continuación:

= 4 sobre agua o terreno muy parejo.

= 1 sobre terreno normal

= 0.25 sobre terreno montañoso o muy disparejo.

B es el factor para convertir la probabilidad del peor de los meses en probabilidad anual, y sus valores pueden ser:

= 1 Para clima muy lluvioso y con mucha neblina.

= 0.5 para áreas calientes y húmedas (calor húmedo).

= 0.25 para clima normal.

= 0.125 para áreas muy secas o montañosas.

## 2.9 RUIDO TÉRMICO

En principio, puede definirse como **ruido** a cualquier señal indeseable en un sistema de telecomunicaciones. Sin embargo, tal definición resultaría ambigua, ya que permite interpretar como ruido a fenómenos tales como intermodulación, interferencias, etc. que, en gran medida son controlables mediante un diseño adecuado del sistema y los circuitos que lo conforman.

El ruido es un fenómeno natural, inevitable y generalmente incontrolable. En otras palabras, el ruido siempre estará presente en cualquier sistema de comunicaciones y contribuirá, en mayor o menor medida, al deterioro de la señal a la salida del receptor, además de constituir el principal factor limitante en su detección. De acuerdo con lo anterior, el ruido es efectivamente una “señal” indeseable, aunque el uso del término señal es discutible, ya que el ruido no representa información excepto en casos muy aislados.

El ruido, la distorsión y la interferencia juegan un papel muy importante en los sistemas de comunicación, ya que limitan la calidad de la señal de información, si bien su naturaleza es completamente diferente. El ruido es, esencialmente, aleatorio tanto en amplitud como en fase, en tanto que la distorsión y la interferencia siguen patrones regulares.

El ruido en un sistema de radiocomunicación puede definirse como una perturbación eléctrica que limita la capacidad del sistema. Las diferentes fuentes de ruido se pueden clasificar como naturales o artificiales.

Según su origen el ruido puede clasificarse como **natural** y **artificial**.

### **1. Ruido artificial.**

El ruido artificial es debido a la actividad humana y se origina principalmente en máquinas eléctricas en las que se producen chispas, tales como motores o generadores electromecánicos, motores de combustión interna de gasolina que utilizan bujías, interruptores y conmutadores eléctricos, líneas de alta tensión, descargas en gases, por ejemplo en las lámparas fluorescentes, etc.

Algunos de sus efectos se perciben fácilmente en el receptor de radio de un automóvil en que, a veces, la energía radiada por las chispas producidas por las bujías se escucha como chasquidos en el altavoz o cuando en la pantalla de un televisor aparecen líneas o destellos brillantes como consecuencia del paso de un vehículo o la entrada en funcionamiento de un aparato electrodoméstico. Este tipo de ruido puede reducirse ya sea en la fuente que lo produce, o en el receptor, mediante la inclusión de filtros adecuados. No puede estimarse con facilidad y, en el cálculo de sistemas de comunicaciones se incluye su efecto recurriendo a curvas elaboradas con base en numerosas mediciones en diferentes entornos: urbano, suburbano y despejado. El ruido humano generado en zonas urbanas es el mayor y su nivel disminuye con la frecuencia.

El ruido artificial puede clasificarse en tres clases principales:

**Interferencia.** Incluye la interferencia de un canal radioeléctrico sobre otro, como resultado del diseño inadecuado del receptor o de la antena, variaciones en la frecuencia de la portadora en el transmisor, efectos debidos a dispersión troposférica o reflexión ionosférica en transmisiones de larga distancia, modulación cruzada entre canales en radioenlaces e interferencia causada por propagación multicamino. Estos tipos de ruidos pueden reducirse o eliminarse con un buen diseño del sistema.

**Zumbido.** Es un ruido periódico originado por las líneas de alimentación que transportan corriente alterna. Generalmente es predecible y puede eliminarse con filtrado y blindaje adecuados.

**Ruido impulsivo.** Este término se emplea para designar una variedad de fenómenos, no todos de origen humano y puede modelarse como la superposición de un número reducido de impulsos de gran amplitud, que pueden ocurrir con cierta periodicidad, como el ruido de ignición en los motores.

## 2 Ruido natural.

El ruido natural puede clasificarse en dos grandes grupos: el producido por los propios componentes electrónicos de un circuito o sistema y el producido por fuentes externas al sistema. En el primer caso pueden citarse el ruido térmico, el de granalla, el de partición y el ruido por defecto. En el segundo caso, el ruido atmosférico y el ruido cósmico.

En la figura 2.9 se representa el modelo general de un sistema receptor que se usará para el cálculo de los parámetros y potencia de ruido.

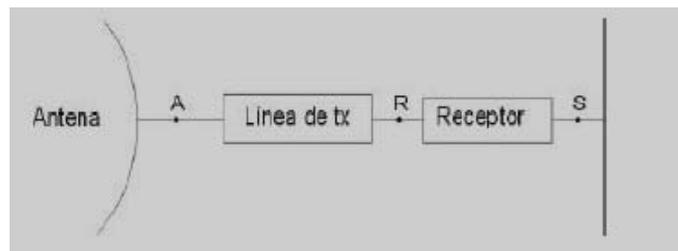


Figura 2.9

El **ruido térmico** es la causa de ruido más importante en los circuitos eléctricos y, por consecuencia, a todos los componentes de los sistemas de comunicaciones que incluyen circuitos eléctricos o electrónicos, particularmente a los receptores en que los niveles de señal que se manejan pueden ser comparables a los de ruido térmico generado en los circuitos del propio receptor.

Su origen es el movimiento aleatorio de los electrones libres en los conductores y semiconductores. Este movimiento es causado por la temperatura y puede

interpretarse como que, en un instante dado, el número de electrones que se mueven en una dirección es mayor que el de los que se mueven en dirección opuesta, sin que en un período largo de tiempo predomine el movimiento en ninguna de las dos direcciones, es decir, su valor medio es cero. En otras palabras el ruido térmico se considera como una **variable aleatoria** de valor medio cero, pero **su valor instantáneo no es cero**.

En ausencia de un voltaje externo, el movimiento aleatorio de los electrones da lugar a una corriente que cambia de magnitud y dirección continuamente que, en los extremos del conductor o del elemento de circuito particular, produce un voltaje fluctuante: el voltaje de ruido. La magnitud instantánea de este voltaje de ruido es muy pequeña y no puede medirse con instrumentos convencionales, sin embargo en receptores, en que los niveles de señal procedentes de la antena son muy pequeños, el voltaje de ruido puede ser comparable y aún superior al de señal, con lo que ésta quedaría literalmente “enterrada” en el ruido y no sería posible detectarla, ya que el ruido, al igual que la señal, serían amplificados por igual en los circuitos amplificadores del receptor.

La densidad espectral del ruido térmico es uniforme en el espectro de frecuencias, es decir que sus componentes espectrales abarcan desde 0 Hz, hasta frecuencias del orden de  $10^{13}$  Hz, en la región del ultravioleta, con la misma amplitud, de aquí que a este tipo de ruido se le designa como **ruido blanco** por analogía con la luz blanca cuyo espectro es uniforme en el rango de frecuencias visibles, o en otras palabras, contiene por igual componentes de todos los colores del espectro visible.

La potencia media de ruido térmico en una resistencia pura se puede considerar como un generador de tensión asociado a esa resistencia con valor cuadrático medio:

$$\overline{v_n^2} = 4kbtR$$

Donde:

$\overline{v_n^2}$  es el valor cuadrático medio de la tensión de ruido ( $V^2$ )

$k$  es la constante de Boltzman,  $1.381 \times 10^{-23}$  J/K

$t$  es la temperatura absoluta ( K)

$b$  es el ancho de banda (Hz)

$R$  es la resistencia ( W)

La potencia media de ruido es la que se entrega al receptor visto como una carga, y su valor máximo se puede obtener en condiciones de adaptación de impedancias. Su expresión es:

$$n = ktb$$

## **2.10 INDISPONIBILIDAD**

La no disponibilidad tiene un especial significado en los estándares de la ITU. De acuerdo a la ITU – R, el período de tiempo de no disponibilidad empieza cuando, al menos una dirección de transmisión, una o ambas de las siguientes condiciones ocurre por 10 segundos consecutivos: o la señal digital es interrumpida (pérdida de alineamiento o sincronización) o el BER en cada segundo es peor que  $1 \times 10^{-3}$ . Estos 10 segundos son considerados parte del tiempo no disponible.

El período de tiempo no disponible termina cuando para ambas direcciones de transmisión, ambas de las siguientes condiciones ocurren por 10 segundos consecutivos: la señal digital es restaurada (recuperación de alineamiento y sincronización) y el BER en cada segundo es mejor que  $1 \times 10^{-3}$ . Estos 10 segundos son considerados parte del tiempo disponible.

### *Causas de No disponibilidad.*

Las causas de las interrupciones largas pueden ser usualmente consideradas en tres categorías.

- 1) Propagación;
- 2) Falla en el equipo;
- 3) Otros.

### *Propagación*

Las interrupciones relacionadas a las propagaciones, mayores que 10 seg. son debidas principalmente a tres causas:

- 1) Pérdida por Difracción;
- 2) Entubamiento (Ducting);
- 3) Lluvia.

Los desvanecimientos por multirayecto no están incluidos porque en su mayoría son menores que 10 s.

### *Pérdida por difracción*

La duración de la mayoría de interrupciones por desvanecimientos por multitrayecto son menores que 10 s; por consiguiente, se consideran bajo los estándares de rendimiento. Los efectos de desvanecimientos atmosféricos dominantes, los cuales afectan la disponibilidad, son debidos a la difracción de la señal de radio. Si las antenas son instaladas con altura insuficiente sobre la tierra, bajo ciertas condiciones de propagación adversas los rayos de radio viajarán mas cerca de la tierra que lo usual, y ocurrirá pérdida de señal. Esta pérdida es llamada pérdida por difracción y ocurre cuando una parte del frente de onda total es obstruida por un obstáculo (esto será discutido posteriormente).

Si esta pérdida causa que la señal recibida sea atenuada a un nivel tal que ya no se pueda demodular la señal, ocurrirá una interrupción. En la práctica, escogiendo las reglas de claridad adecuadas, las antenas pueden instalarse en alturas convenientes para que estas pérdidas puedan ignorarse. Es el límite de interrupción a la propagación expuesto en esta sección lo que proporciona una guía para determinar las alturas a la que las antenas deben colocarse.

### *Entubamiento (Ducting)*

El Ducting es una condición que puede ocurrir si la curvatura del haz de radio excede la curvatura de la tierra (esto es cubierto en detalle posteriormente). Bajo esta condición ocurren desvanecimientos con interrupciones totales de señal que pueden durar varias horas. En la práctica, esta condición puede ser usualmente ignorada desde el punto de vista de la interrupción. Las áreas geográficas que presentan un alto riesgo de falla por “ducting” están bien documentadas. Cuando esta condición existe, puede usarse, diversidad de espacio con grandes antenas para reducir su efecto.

### *Lluvia*

La interrupción de la propagación debido a la lluvia es proporcional a la tasa de lluvia de la región. Es importante darse cuenta de que no depende del promedio de lluvia. Es la cantidad instantánea de agua en el trayecto la que es relevante. Las moléculas de agua absorben la energía de las microondas en forma de calor – el mismo principio usado para calentar alimentos en un horno microondas. A mayor tamaño de las gotas de agua, mayor cantidad de absorción de la señal de microondas. Esta es la razón por la que la niebla causa menos atenuación que una fuerte lluvia. La nieve

también exhibe menor atenuación, aunque las nieves húmedas tienen una mayor atenuación que la llovizna.

También necesitamos asegurar que la nieve o el hielo no se depositen sobre la antena, caso en el cual la atenuación será mayor. Las cubiertas para antenas llamadas “radomes”, calientes en algunos casos, son a menudo empleados para asegurar que esto no suceda. La atenuación por lluvia causa desvanecimiento plano porque atenúa la señal recibida. La única forma para mejorar la disponibilidad es incrementar la ganancia del sistema empleando, por ejemplo, grandes antenas. Las técnicas de diversidad (frecuencia o espacio) no proporcionan mejoras, a veces ambos canales se atenúan igualmente. La diversidad de polarización proporciona una pequeña pero significativa mejora con la polarización vertical. La razón de esto es que las gotas de lluvia tienden a caer como gotas aplanadas; así la atenuación en la polarización horizontal es mayor que en la polarización vertical.

La atenuación debido a la lluvia se incrementa con el aumento de la frecuencia. La atenuación debido a la lluvia es el mecanismo de desvanecimiento dominante sobre los 10 GHz. Es necesario verificar la atenuación por lluvia para enlaces largos por debajo de los 10 GHz. - por ejemplo en la banda de 8 GHz, la atenuación por lluvia puede exceder el margen de desvanecimiento permitido, llamado margen de desvanecimiento, en algunas regiones incluso debajo los 10 GHz. En la práctica la atenuación por lluvia es tan severa en las bandas de frecuencias altas que limita la distancia sobre la cual el radio enlace puede operar. El límite de interrupción establecido en esta sección es el factor principal que determina el tamaño de la antena para enlaces sobre 10 GHz.

### *Equipo*

Las interrupciones largas pueden ocurrir si fallan los equipos de radio. El número de veces que el equipo de radio falla es inversamente proporcional al tiempo medio antes de falla (MTBF, “Mean Time Before Failure“) del equipo. La duración de la interrupción es determinada por el tiempo que toma el equipo de mantenimiento en reponer el servicio: el tiempo medio de reposición (MTTR “Mean Time To Restore”). Esto incluye el tiempo de viaje, el tiempo empleado para reparar la falla y la disponibilidad de refacciones. La disponibilidad ( $A$ ) de un terminal está dada por la fórmula:

$$A = \left( \frac{MTBF}{MTBF + MTTR} \right) \times 100\%$$

Incluso para equipos con un excelente MTBF y un MTTR de unas pocas horas, la disponibilidad total es inaceptable para la mayoría de redes críticas a menos que se emplee la diversidad de ruta o un equipo de protección.

Como un ejemplo, asumir que el MTBF de un terminal de radio no protegido es 100,000 horas y el MTTR es 4 horas. El MTBF del equipo de enlace será:

$$MTBF(enlace) = \frac{MTBF}{2}$$

Usando las dos expresiones anteriores, la disponibilidad de enlace puede ser calculada como.

$$A = \left( \frac{50000}{50004} \right) \times 100\% = 99.992\%$$

La no disponibilidad del enlace es la diferencia entre la disponibilidad y el 100%

$$U = (100 - A)\%$$

La no disponibilidad del enlace es entonces:

$$U = (100 - 99.992)\% = 0.0008\%$$

Usando radios de protección (hotstandby), radios sin error de conmutación (hitless) (con un tiempo de conmutación de 20 ms), la disponibilidad de la terminal protegido cambia a:

$$A_{HSB} = \sqrt{\left( \frac{MTBF_A}{MTBF_A + 20ms} \right) \left( \frac{MTBF_B}{MTBF_B + 20ms} \right)}$$

Para aplicaciones de alta calidad los equipos deberían estar protegidos (con respaldo), sin errores de conmutación (hitless), sin embargo no es esencial dado que con cortos tiempos de “intercambio”, los efectos en la interrupción total son despreciables. La técnica de conmutación de Hitless es una técnica por el cual dos rayos (del enlace) son alineados en fase para habilitar el conmutador para que ocurra sin ningún corte en la transmisión o errores en el canal de salida. Es importante comprender que en un arreglo de hot-standby (transmisor de respaldo en “caliente”), donde los dos transmisores están en la misma frecuencia, no es posible operarlos simultáneamente. Es obligatorio un conmutador de transmisores. En el lado del receptor se emplea un híbrido para dividir la señal en dos rutas. Para un arreglo híbrido uniformemente dividido, una pérdida de 3 dB (la mitad de potencia en cada dirección) ocurre en el mejor de los casos.

En términos prácticos, incluyendo la tolerancia de fabricación y pérdidas adicionales, la pérdida en los híbridos es usualmente alrededor de 4 dB. Para evitar esta pérdida considerable de señal, se emplean híbridos asimétricos para dividir la potencia de tal manera que una pérdida insignificante sea experimentada en un camino y la pérdida restante en la ruta de reserva. Es común una división de 1 dB / 10 dB. Los operadores de redes tienen un injustificado prejuicio en contra de este tipo de arreglo, porque 10 dB parece una pérdida inaceptable. Es importante darse cuenta que el canal de reserva debería ser muy poco usado, como se muestra en los cálculos anteriores, sólo para proteger la ruta mientras falle el equipo. Todo lo que debería pasar es que la ruta de reserva debería tener un reducido margen de desvanecimiento. En sistemas digitales, debido al efecto de umbral, no notaríamos esta reducción del margen de desvanecimiento a menos que éste ocurra simultáneamente con la interrupción del equipo. De este modo, debemos escoger entre, tener una reducción permanente de – 3dB en el margen de desvanecimiento (al menos un tamaño de antena incrementado) contra un reducido margen de desvanecimiento para el periodo del MTTR (típicamente de 4 a 8 horas). La última opción es claramente la preferida.

## **2.11 ZONAS DE FRESNEL**

En microondas, se presenta el fenómeno de la difracción, este ocurre cuando un frente de ondas encuentra un obstáculo de mayor tamaño comparado con su longitud de onda.

La pérdida por obstrucción depende el área del rayo que sufra la obstrucción en relación al área total, y a las propiedades de difracción del obstáculo.

Se debe tener total claridad a lo largo de la trayectoria, y se considera que el medio que atraviesan las ondas electromagnéticas es homogéneo.

Para comprender el funcionamiento de las zonas de Fresnel nos referiremos a la figura 2.10:

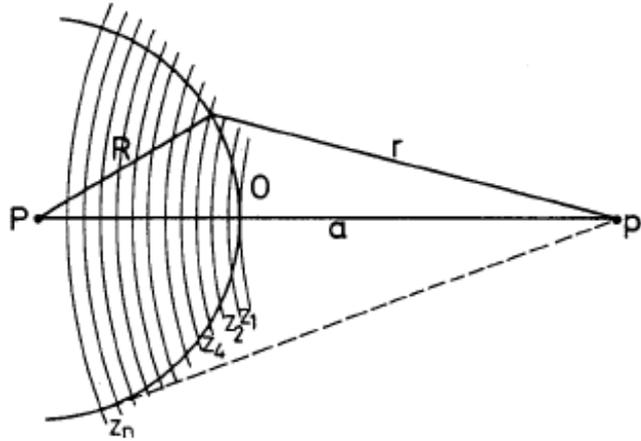


Figura 2.10

La teoría de ondas Huygens-Fresnel establece que el campo electromagnético en el punto  $S_2$  es el resultado de la suma de campos producidos por re-emisión desde pequeñas áreas incrementales sobre una superficie cerrada que contiene al punto  $S_1$ , y si considera a este punto como la única fuente de radiación.

El campo, a una distancia constante  $r$  de  $S_1$ , que es una superficie esférica, tiene la misma fase en toda la superficie, ya que las ondas electromagnéticas viajan con una velocidad de fase constante en todas las direcciones en el espacio libre. Esta superficie de fase constante se conoce como frente de onda. Si se consideran las distancias  $r_2$  desde varios puntos del frente de onda hasta  $S_2$ , las contribuciones al campo en  $S_2$  son componentes que se suman vectorialmente de acuerdo a sus diferencias de fase. Si los valores de  $r_2$  difieren por  $\lambda/2$ , se da una cancelación.

Las Zonas de Fresnel distinguen entre áreas en una superficie cerrada que contiene a  $S_1$ , cuyas componentes se suman en fase. Se considera un punto  $P_1$ , el cual se encuentra en movimiento entre  $S_1$  y  $S_2$ , y la suma de las distancias  $r_1 + r_2$  de las antenas a P es constante. Este punto genera un elipsoide, con  $S_1$  y  $S_2$  como sus focos.

Se definen varios elipsoides concéntricos, tales que la suma de las distancias  $r_1$  y  $r_2$  difieren por  $\lambda/2$ .

Las intersecciones de los elipsoides definen las zonas de Fresnel, como se muestra en la figura 2.10.

La primera Zona de Fresnel se encuentra relacionada con la suma de los segmentos de línea recta  $r_1$  y  $r_2$ , que equivalen a la distancia  $d + \lambda/2$ .

La segunda zona se define como la región en la cual  $r_1 + r_2$  es mayor que  $d + \lambda/2$ . Y menor que  $d + 2(\lambda/2)$ .

Para la n-ésima Zona de Fresnel (Fn), se tiene que la suma de  $r_1$  y  $r_2$  es mayor de  $d + (n - 1)\lambda/2$  y menor de  $d + n\lambda/2$

Las componentes pares de las Zonas de Fresnel pares tienden a cancelar las impares. La aplicación de las Zonas de Fresnel sólo debe llevarse a cabo en el campo lejano. La distancia mínima,  $d_F$ , donde una Zona de Fresnel es aplicable, queda definida por:

$$d_F > \frac{2D^2}{\lambda}$$

Donde  $D$  representa la apertura de la antena.

Para realizar el cálculo del radio de la n-ésima Zona de Fresnel sobre una superficie perpendicular a la trayectoria de propagación se utiliza la siguiente expresión:

$$R_n = 17.3 \sqrt{\frac{n}{F_{GHZ}} \left( \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2} \right)}$$

Donde  $d_1$  y  $d_2$  son las distancias a la antena cercana y lejana respectivamente, en km.

Si  $R_1$  es la primera Zona de Fresnel, entonces:

$$R_n = R_1 \sqrt{n}$$

Convencionalmente, se requiere 0.6 de la Zona de Fresnel para tener claridad en la trayectoria de propagación. Esto es suficiente para asegurar que la atenuación debida a los obstáculos es despreciable.

## CAPITULO 3

### AMPLIFICADORES

#### INTRODUCCIÓN

La amplificación es una de las funciones más básicas y relevantes en los circuitos de microondas.

Los primeros amplificadores de microondas utilizaban tubos y válvulas, como el *klystron* o los tubos de onda progresiva (TWT). El desarrollo de la física del estado sólido con materiales semiconductores permitió la aplicación de dispositivos de dos terminales como amplificadores. Es el caso de los diodos túnel y de avalancha (Jun e IMPATT son los ejemplos más destacados).

Sin embargo, a partir de la década de los 70's, la mayoría de los amplificadores utilizaban dispositivos de tres terminales. Primero fueron los transistores de unión bipolar con sustrato de silicio (BJT). Posteriormente, los de efecto de campo (FET), con sustrato de GaAs (MESFET). Durante estas últimas décadas el desarrollo ha sido espectacular, sobre todo en la creación de conceptos pseudomórficos y de heterouniones, cuyos logros más destacados han sido el transistor bipolar de heterounión (HBT) y el transistor de alta movilidad electrónica (HEMT).

En la tabla 3.1 se resumen las características más destacadas de los principales transistores en microondas:

Frecuencia (GHz)	GaAs FET		GaAs HEMT		BJT		GaAs HBT	
	G (dB)	F (dB)	G (dB)	F (dB)	G (dB)	F (dB)	G (dB)	F (dB)
S 4	20	0.5	-	-	15	2.5	-	-
C 8	16	0.7	-	-	9	4.5	-	-
X 12	12	1.0	22	0.5	6	8.0	20	4.0
Ku 18	8	1.2	16	0.9	-	-	16	-
Ka 36	-	-	12	1.7	-	-	10	-
U 60	-	-	8	2.6	-	-	7	-

Tabla 3.1

Sin hacer un estudio profundo de la física de estado sólido de los semiconductores, para abordar el estudio de los amplificadores de microondas se deben tomar en cuenta algunos conceptos básicos:

Los tres semiconductores mas utilizados son el silicio, el germanio y el galio. Tomando como ejemplo el silicio, su estructura cristalina consiste en una repetición tridimensional de una célula unitaria en forma de tetraedro, con un átomo en cada vértice. Cada átomo tiene 14 electrones, cuatro de los cuales son de valencia. (Fig. 3.1)

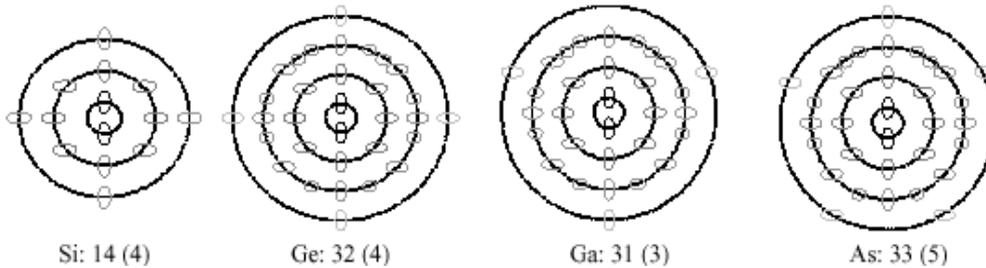


Figura 3.1

Para formar compuestos estables, los átomos se asocian compartiendo, cediendo o aceptando electrones de otros átomos para completar 8 electrones en el nivel más externo. Cuando dos átomos comparten varios electrones, al no alterarse las cargas respectivas, no se producen iones ni se mantienen dichas uniones atómicas por atracción electrostática. A esto se le llama enlace covalente. Los electrones de valencia sirven de unión de un átomo con el siguiente, quedando fuertemente unidos al núcleo. A pesar de la disponibilidad de 4 electrones valencia, pocos de ellos están libres para contribuir a la conducción. (Figura 3.2)

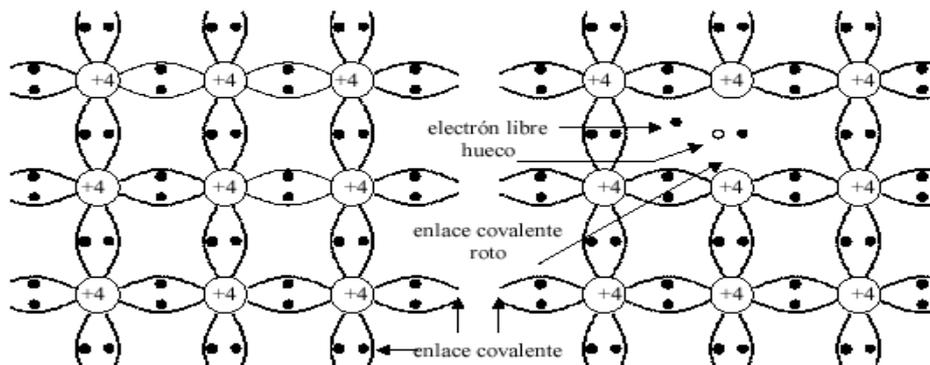


Figura 3.2

A temperatura muy baja (alrededor de 0 K). el cristal semiconductor se vuelve un buen dieléctrico, al no estar disponible ningún portador de carga libre. Pero a temperatura ambiente algunos de los enlaces covalentes se rompen debido a la energía térmica, que puede provocar que algún electrón quede libre para circular al azar por el cristal. El enlace covalente incompleto se llama hueco. La energía térmica confiere a cada electrón cierta cantidad de movimiento. Para cada cantidad de movimiento existe un conjunto discreto de energías accesibles, llamadas bandas de energía. (Figura 3.3)

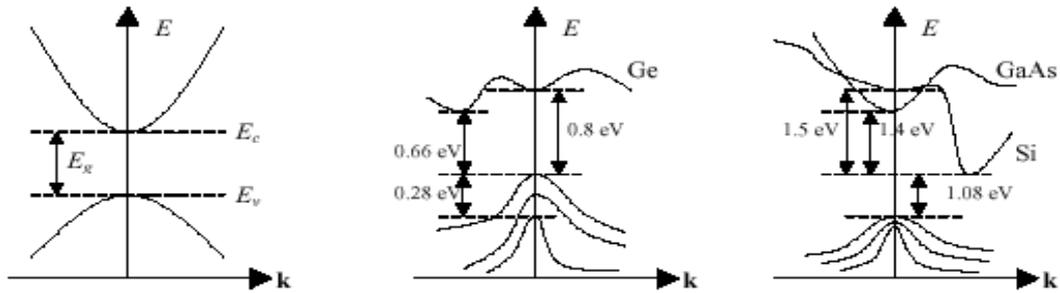


Figura 3.3

Si en esta situación se aplica al cristal un campo eléctrico constante, por las fuerzas electrostáticas los electrones se aceleran y crecería indefinidamente con el tiempo, si no fuera por que se producen colisiones con los iones de la red cristalina. En cada colisión con un ion, cambia la cantidad de movimiento del electrón (en dirección y movimiento), lo que puede provocar cambios en el estado de energía del electrón. Los más frecuentes se dan entre las bandas de valencia y conducción, donde el cambio hace que un electrón libre pase a ocupar un espacio covalente que estaba incompleto. Es un proceso de recombinación electrón-hueco.

Si el mínimo de la banda de conducción y el máximo de la banda de valencia están alineados, las transiciones son verticales y la cantidad de movimiento del portador no cambia. Son semiconductores de transición directa, como el GaAs. Si los ambos extremos no están alineados, la red cristalina absorbe o cede la cantidad de movimiento correspondiente a la diferencia de energía del mínimo de la banda de conducción y el máximo de la banda de valencia.

Se trata de conductores de transición indirecta, como el Si. Tras múltiples colisiones no recombinadas, se alcanza una condición de equilibrio y el electrón se mueve a una velocidad de desplazamiento (o de arrastre) cuya dirección es opuesta a la del campo  $v_d = \mu E$ , donde  $\mu$  es la movilidad electrónica del portador. (Figura 3.4)

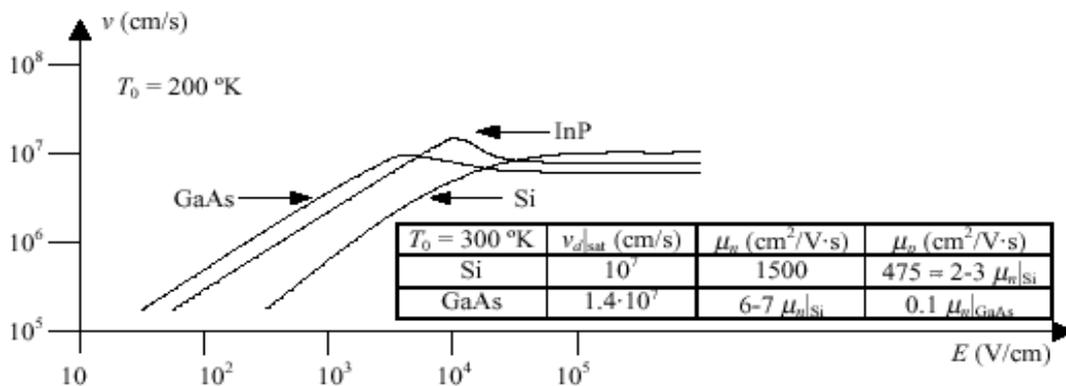


Figura 3.4

Para aumentar el número de portadores de corriente se introducen impurezas sobre el conductor intrínseco. Para el Si se emplean impurezas pentavalentes (Sb, P y As). Éstas producen electrones en exceso, denominándose donadores, y dando los semiconductores tipo *n*. Para el GaAs se utilizan como sustancias donadoras impurezas de Si en sustitución de átomos de Ga. También existe el caso de dopar con sustancias aceptoras para aumentar el número de huecos. Para el Si se emplea B, In y Ga, se trata de semiconductores del tipo *p*.

### 3.1 TRANSMISION

Un sistema de transmisión constará fundamentalmente de un generador y de un medio de transmisión de la onda hasta la carga; en caso contrario, se necesitará de un sistema emisor y otro receptor, estando el emisor compuesto por los elementos anteriormente citados, donde la carga será una antena emisora, mientras que el receptor será otra antena, medio de transmisión y detector adecuado.

Además de estos elementos existirán otras componentes como pueden ser atenuadores, desfasadores, frecuencímetros, medidores de onda, guías de onda.

La guía de onda es en esencia una tubería metálica, a través de la cual se propaga el campo electromagnético sin prácticamente atenuación, dependiendo ésta del material de que la misma esté fabricada; así, a una frecuencia determinada, y para una geometría concreta, la atenuación será tanto menor cuanto mejor conductor sea el material. A diferencia de lo que ocurre en el medio libre, en el que el haz de ondas electromagnéticas es más o menos divergente y sus campos transversales electromagnéticos (ondas TEM), en una guía el campo está confinado en su interior, evitándose la radiación hacia el exterior, y sus campos ya no pueden ser TEM sino que serán necesariamente del tipo TE (campo eléctrico transversal a la dirección de propagación), o bien TM (campo magnético transversal) o bien híbridos, es decir, mezcla de TE y TM.

La configuración de la geometría, tipo de excitación de la guía y frecuencia, ocurriendo además que ciertas configuraciones de campo, denominadas modos, solo son posibles a frecuencias superiores a una determinada, denominada frecuencia de corte, existiendo un modo de propagación de dichos campos, el modo fundamental, que posee la frecuencia de corte mínima. Por debajo de esta frecuencia la guía no propaga la energía electromagnética.

### 3.1.1 Amplificador de Potencia de Estado Sólido con Transistores

Los amplificadores más interesantes por la relación entre el costo, consumo, tamaño, reproductividad y distorsiones son los realizados mediante transistores SSPA (*Solid State Power Amplifier*). El semiconductor silicio es útil en transistores bipolares hasta los 3000 MHz, mientras que el Arseniuro de Galio (As Ga) se utiliza por encima de dicha frecuencia en la configuración de transistor de efecto de campo (FET).

En los amplificadores de potencia de estado sólido el nivel máximo de potencia de salida es de 10 watts en las bandas de 4/6 GHz y de 2,5 w en 11/14 GHz. En los amplificadores de bajo ruido se selecciona la configuración FET con barrera Schottky que permite una figura de ruido muy reducida. Por ejemplo, en estaciones terrenas con 4 etapas donde la primera se enfría termoeléctricamente mediante celdas Peltier a  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  se logran valores de 0,6 dB a 4 GHz con ganancia de 14 dB.

En estaciones para comunicaciones terrestres no se recurre al enfriamiento termoeléctrico y la figura de ruido se encuentra cerca de 4 dB. La tecnología es Circuitos Integrados de Microondas Híbridos HMIC con 2 a 4 etapas en cascada. En la figura 3.5 se observa un amplificador de potencia de 3 etapas para trabajar en la banda de 2 GHz. Se dispone, tanto del diagrama en bloques de las etapas como del esquema circuital en película delgada.

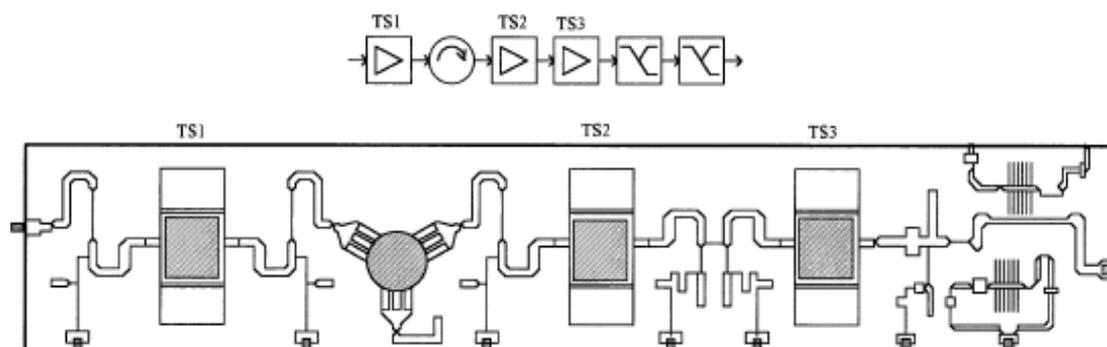


Figura 3.5

#### *Linealidad de intermodulación*

En los radioenlaces para señales digitales se requiere un máximo de linealidad de las etapas activas debido a que la modulación QAM y TCM tienen una modulación de amplitud superpuesta a la de fase. Para obtener buena linealidad, reproductividad con bajo costo, volumen y disipación, se requiere un máximo de integración circuital. Como la modulación digital es muy sensible a la deriva de fase de la portadora los resonadores, filtros y circuladores deben tener tolerancias muy reducidas para prevenir las fluctuaciones por temperatura. En la modulación QAM de 16 ó 64 estados y en la

TCM se presenta una alta sensibilidad a la linealidad de amplitud producida por la conversión AM-PM de los amplificadores de salida.

La transferencia de un amplificador del tipo HMIC con FET-AsGa es de la forma:

$$y(t) = B1 \cdot X(t) + B3 \cdot X(t)^3 + B5 \cdot X(t)^5 + \dots$$

produciendo una componente de intermodulación principalmente de tercer orden como distorsión fundamental.

La intermodulación se produce en circuitos alineales. Suponiendo la entrada de las frecuencias  $f_1$  y  $f_2$ . Como tienen distinta frecuencia giran con distinta velocidad angular y la amplitud fluctúa desde un máximo a un mínimo. Por lo tanto se exige al amplificador en todo el rango dinámico. Los productos de intermodulación son:

$f_1 \pm f_2$  intermodulación de 2º orden

$m \cdot f_1 - f_2$  y  $m \cdot f_2 - f_1$  intermodulación de 3º orden

El amplificador por cada incremento de potencia de 1 dB de  $f_1$  y de  $f_2$  produce un incremento de 3 dB de  $2 \cdot f_1 - f_2$  y de  $2 \cdot f_2 - f_1$ ; es decir que empeora la relación señal a intermodulación.

Para reducir la intermodulación se recurre a 2 métodos. El primero consiste en trabajar los amplificadores en la zona de transferencia lineal reduciendo la potencia de salida en un valor denominado *Back-off*. El segundo consiste en colocar un linealizador en el cual se genera una distorsión igual y opuesta al resto de los circuitos. El Back-off se define como la diferencia entre la potencia de saturación del amplificador y la potencia realmente obtenida. En la modulación 4PSK este valor es de 1 dB, en la 16QAM es cercano a los 6 dB y en 64QAM (128TCM) de 8 dB. En la medida que se incrementa el número de fases también debe aumentarse la linealidad reduciéndose la potencia de salida.

Al no trabajar en saturación el amplificador tiene una disipación mayor que obliga a ocupar un volumen físico también mayor, consumiendo más potencia que los enlaces radioeléctricos para señales analógicas de capacidad equivalente. El volumen físico ocupado también está determinado por el límite de consumo de potencia eléctrica, que en las instalaciones normales es de 400 w/m<sup>2</sup> tanto para el consumo desde la red de distribución como para el cálculo de calorías del aire acondicionado.

## 3.2 RECEPCIÓN

### 3.2.1 Amplificador de Bajo Ruido Paramétrico

Mientras en el transmisor se recurre a amplificadores de Potencia de Estado Sólido con Transistores, en el lado recepción se recurre a amplificadores con transistores o paramétricos. El principal requerimiento para el amplificador del receptor es el bajo ruido interno. Existen amplificadores paramétricos sin enfriar con temperatura de ruido de 50 K. Con amplificadores a transistores FET se han obtenido temperaturas de ruido de 80 a 300 K sin enfriamiento Peltier y de 55 K con celdas Peltier.

El amplificador paramétrico utiliza una reactancia no lineal (reactancia que varía en función de una señal apropiada). El diodo varactor actúa como una resistencia negativa ante la presencia de la señal lo cual produce la amplificación. La señal que varía la resistencia se llama señal de bombeo.

En la figura 3.6, se muestra el circuito equivalente a un diodo varactor. La resistencia de pérdida de los elementos en serie  $R_s$  es proporcional al ruido térmico del amplificador y de reducirse  $R_s$  mejora el factor de ruido. El valor de  $R_s$  disminuye cuando se enfría el conjunto con una celda Peltier o con las mejoras introducidas en el diseño del diodo y los materiales. En la misma figura 3.6 se muestra el diagrama del amplificador paramétrico.

El amplificador consiste en 3 señales: la señal de bombeo proveniente de un oscilador con diodo Gunn de frecuencia superior a la señal a amplificar; la señal a amplificar y la señal complementaria que se produce al mezclarse ambas señales precedentes. En condiciones ideales toda la potencia de la señal de bombeo se transfiere a la señal a amplificar; esto ocurre cuando la frecuencia de la señal de bombeo es el doble de la otra señal y cuando ambas están en fase.

En el diodo varactor se dispone entonces de 2 señales: una senoidal que corresponde a la RF a amplificar y otra rectangular que es la señal de bombeo. Cuando la tensión del capacitor es máxima la carga también lo es y equivale a  $Q=C.V$ . Si en este momento se produce un salto en el valor de la capacidad  $C$  (mediante la tensión de bombeo) el valor de  $V$  se incrementa para mantener constante la carga. Cuando el valor de  $Q$  es cero se vuelve al valor original de  $C$  (mediante la tensión de bombeo).

A cada paso de bombeo se obtiene una pequeña amplificación de la tensión proporcional a la variación de la capacidad.

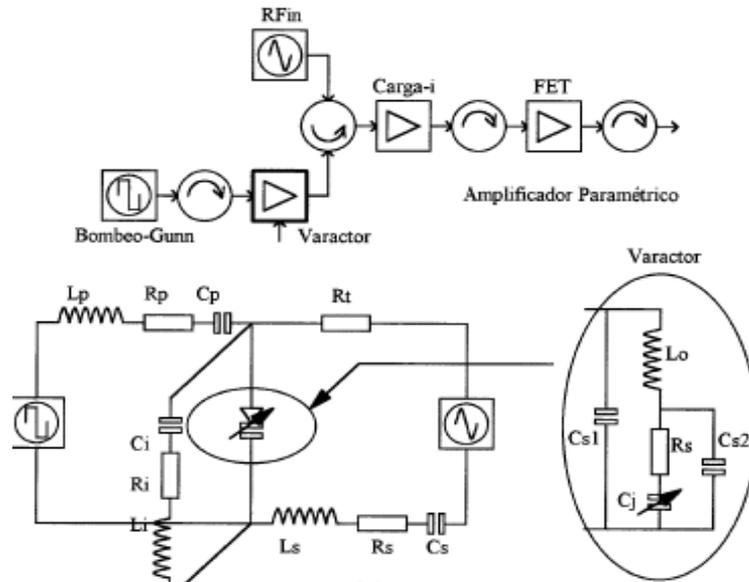


Figura 3.6

El amplificador paramétrico donde la frecuencia de bombeo es el doble de la frecuencia de resonancia del circuito se denomina degenerado. En la práctica, como el valor de corriente que circula por la juntura del diodo varactor es muy pequeña, el circuito se encuentra libre de ruido y su figura o número de ruido NF (*Noise Figure*) es muy baja. Para lograr dicha condición es necesario que la polarización del diodo varactor sea inversa.

### 3.2.2 Amplificador a Transistores

#### *Transistores bipolares*

El transistor bipolar consiste en dos uniones p-n encapsuladas en el mismo sustrato. Se llaman bipolares por existir dos tipos de portadores: electrones y huecos. Aunque existen dos dispositivos duales, denominados npn y pnp, en microondas se prefieren los primeros, al tener mayor movilidad electrónica los electrones que los huecos.

Las tres terminales se denominan emisor (E), base (B) y colector (C). En el emisor, la densidad del dopado suele ser alta, de manera que cuando la unión BE se polariza directamente, un importante flujo de difusión alcanza la base del transistor. Para que no se pierdan electrones por recombinación en la base, el espesor de esta se hace muy pequeño (alrededor de 1  $\mu\text{m}$ ), y la unión CB se polariza inversamente. (Fig. 3.7)

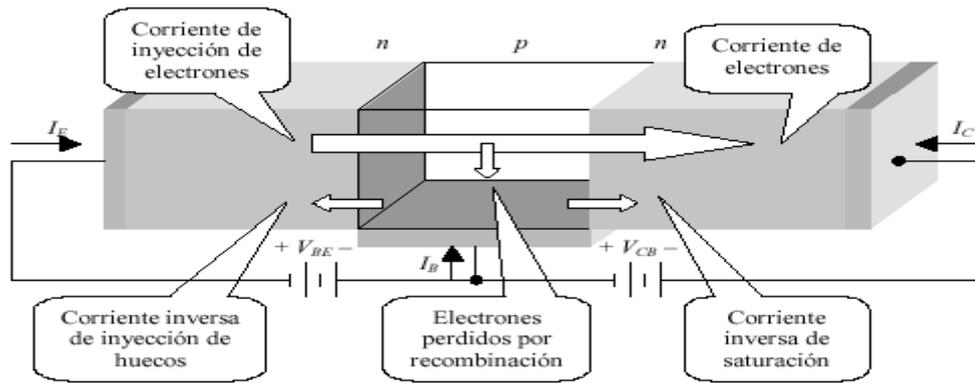


Figura 3.7

Bajo polarización inversa de la unión CB, los electrones son barridos al interior del colector, contribuyendo a la corriente. Por otra parte, los electrones que se generan térmicamente en la base, por efecto de la corriente de arrastre, son barridos hacia el colector, sumándose a la corriente de inyección de la unión BE.

En microondas, su realización suele ser interdigital multidedo, con el objeto de tener unos tiempos de tránsito razonables a través de base y suficiente área de emisor. (Fig. 3.8)

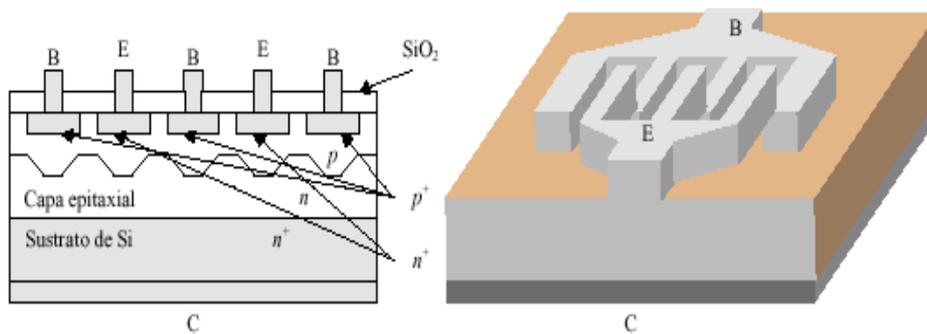


Figura 3.8

A la hora de integrar un transistor de microondas a un amplificador, se suele partir de la medida de sus parámetros S a distintas frecuencias, con lo cual se puede sintetizar un modelo circuital equivalente. En el caso de los transistores bipolares, el más frecuente es el indicado en la figura 3.8.

Como figura de mérito, se suele caracterizar un transistor en microondas por su frecuencia de transición  $f_T$ , que se define como la frecuencia a la que la ganancia de corriente con salida de cortocircuito se hace la unidad. Para el caso unilateral, puede suponerse  $C_{bc} = 0$ , en cuyo caso:

$$I_c^{CC} = g_m v_{b'e}, \quad I_b = j\omega v_{b'e} C_{b'e} \quad \rightarrow \quad |A_I^{CC}| = \frac{g_m}{\omega C_{b'e}} \quad \rightarrow \quad f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}}$$

Se suele expresar también  $f_T = 1/\tau_{ec}$ , siendo  $\tau_{ec} = \tau_e + \tau_c + \tau_b$  el tiempo de tránsito emisor-colector. De los tres tiempos, el más crítico es el tiempo de tránsito a través de la base, pues el emisor está altamente dopado. (Figura 3.9)

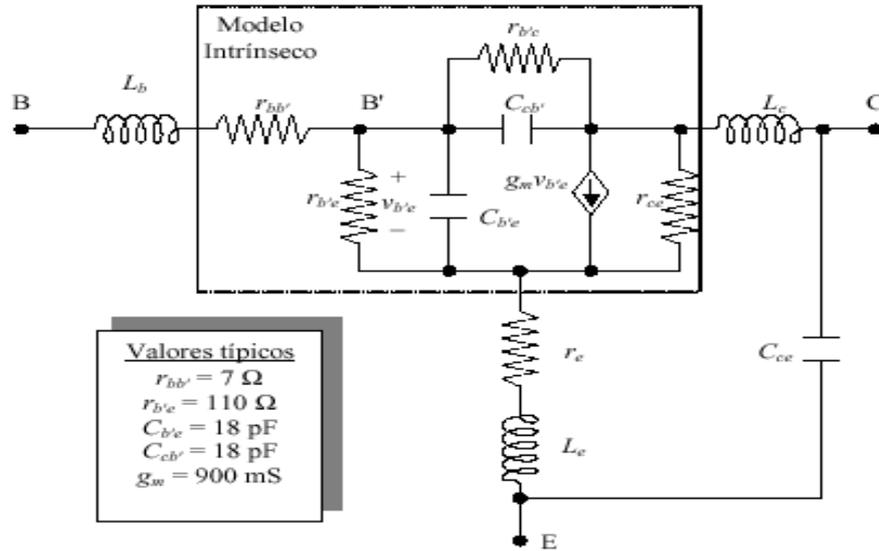


Figura 3.9

El ruido de un transistor bipolar es de naturaleza térmica, y se genera en la resistencia de los electrodos. También se presenta ruido de disparo (shot), debido a la fluctuación de los portadores al atravesar las uniones semiconductoras. Ambos ruidos se asemejan al ruido blanco, pero el segundo es proporcional a las corrientes de polarización en DC. Por esto los transistores bipolares de microondas se polarizan en una pequeña región con polarización en DC. El mínimo factor de ruido en un TBJ puede aproximarse por la expresión:

$$F_m = 1 + h \left( 1 + \sqrt{1 + \frac{2}{h}} \right)$$

donde

$$h = 0.04 I_c r_{bb'} \left( \frac{f}{f_T} \right)^2$$

Este factor de ruido solo se puede alcanzar bajo condiciones apropiadas de polarización. Como redes de polarización se utilizan circuitos que permita, por un lado, independencia a los cambios de temperatura y a las variaciones de los parámetros del transistor, y por otro, que el circuito de polarización quede aislado de los circuitos de alta frecuencia, de tal manera que las señales de microondas no fluyan por el circuito de polarización.

El primer objetivo se puede alcanzar incorporando realimentación de DC en el circuito de polarización. El segundo objetivo se puede satisfacer introduciendo elementos inductivos en serie con los componentes DC, que no dejan pasar las altas frecuencias, y elementos capacitivos en paralelo con los componentes DC, para que las corrientes de alta frecuencia se deriven por los elementos capacitivos y no afecten las redes de polarización. (Figura 3.10)

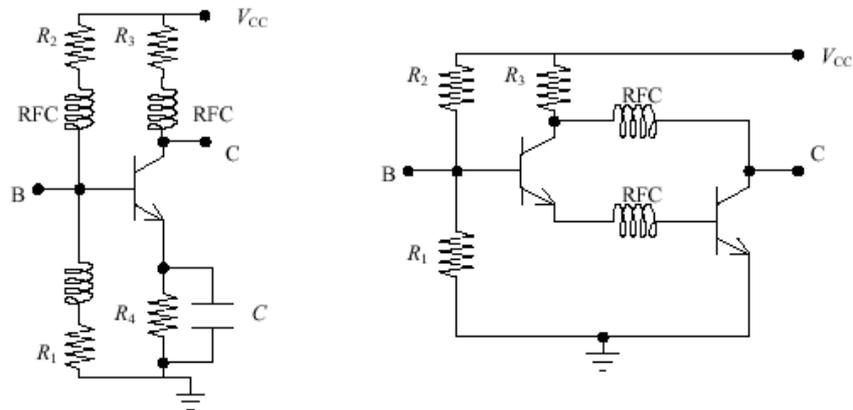


Figura 3.10

### Transistores de efecto de campo

Formados por un canal tipo n, se puede obligar a que los portadores mayoritarios, electrones, fluyan a lo largo del canal aplicando una diferencia de potencial entre los terminales de drenador (D) y fuente (S). El tercer terminal, llamado puerta (G) se forma conectando eléctricamente dos zonas con dopado  $p^+$ . (Fig. 3.11)

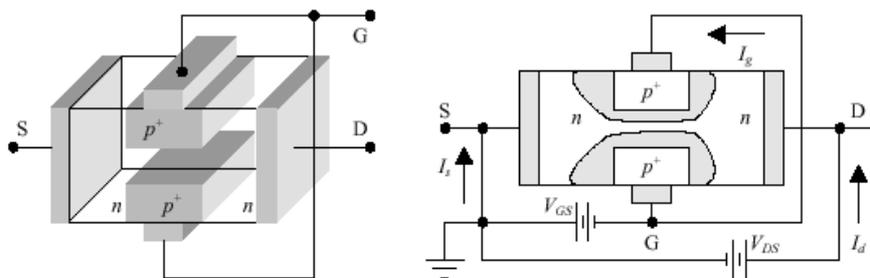


Fig. 3.11

Las regiones de puerta y canal forman una unión p-n que en su funcionamiento se mantiene con polarización inversa mediante una tensión  $V_{GS} < 0$  y  $V_{DS} > 0$ . Debido a la región de carga espacial que se forma a ambos lados del canal cuando la unión p-n se polariza inversamente, el ancho efectivo del canal disminuye al aumentar la polarización inversa, pudiendo incluso obstruirse completamente.

En consecuencia, para una determinada tensión  $V_{DS}$ , la corriente que alcanza el drenador depende de la tensión que modula la anchura del canal. Si para cierta tensión  $V_{GS}$  el canal está abierto, para valores bajos de  $V_{DS}$ , la corriente  $I_D$  dependerá

linealmente de  $V_{DS}$ . Pero conforme esta tensión aumenta, la unión p-n se polariza inversamente, provocando que la región de carga espacial reduzca la anchura del canal.

Los transistores de efecto de campo de microondas suelen hacerse con sustratos de GaAs, al tener mejor movilidad electrónica. La configuración típica es una unión metal-semiconductor (MESFET), que reemplaza la unión puerta-canal. Para alcanzar frecuencias muy altas (100 GHz) se utilizan longitudes de puerta del orden de  $2\mu\text{m}$ . El contacto metal-semiconductor produce una transferencia de electrones del semiconductor al metal, el cual queda cargado negativamente. Esto produce un campo eléctrico, que atrae los electrones en sentido contrario, alcanzándose una situación de equilibrio. (Fig. 3.12)

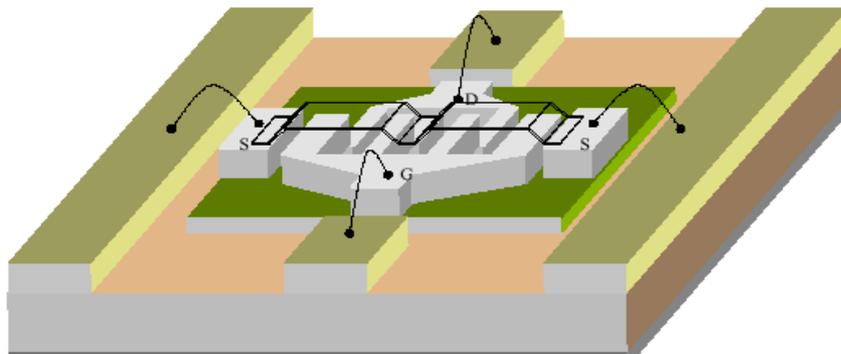


Figura 3.12

El circuito equivalente de un transistor de efecto de campo de microondas es el que se indica en la figura, junto con sus valores típicos de sus parámetros, que se adjuntan a partir de las medidas de los parámetros S. La frecuencia de transición en el caso unilateral, se puede expresar como:

$$I_g = j\omega v_g C_{gs} \rightarrow |A_I^{CC}| = \frac{g_m}{\omega C_{gs}} \rightarrow f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}}$$

Se suele expresar también como  $f_T = v_s/L_g$ , donde  $v_s$  es la velocidad de saturación de los electrones y  $L_g$  la longitud de la puerta. (Figura 3.13)

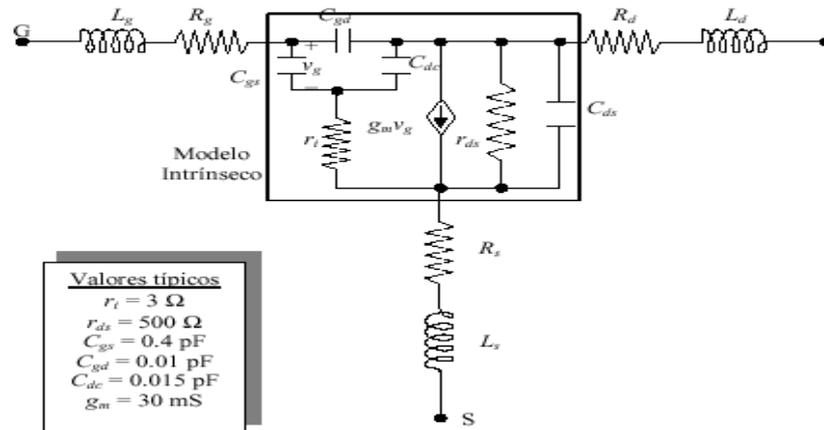


Figura 3.13

En un MESFET, al no haber uniones p-n, no existe ruido shot, aunque si ruido térmico y ruido flicker. Este último tiene una respuesta en frecuencia del tipo  $1/f$ , por lo que en microondas no suele afectar. El mínimo factor de ruido que puede alcanzarse en un transistor MESFET puede aproximarse a la expresión:

$$F_{\min} = 1 + 2.5 \cdot \frac{f}{f_T} \sqrt{g_m (R_g + R_s)}$$

En cuanto a las redes de polarización, en aplicaciones de pequeña señal, la mejor respuesta frente al ruido se obtiene cuando la corriente DC es un 20% de la saturación para  $V_{GS} = 0$ . No obstante, para pequeños valores de la corriente, la transductancia se reduce, y con ello la ganancia, por lo que siempre existe un compromiso. En la figura 3.14 se muestran dos posibles redes de polarización:

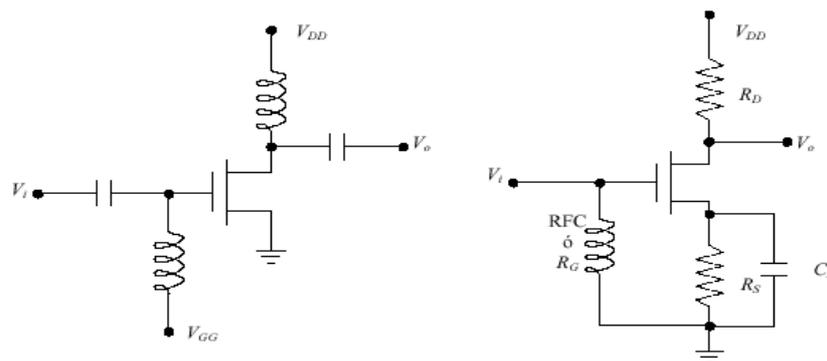


Figura 3.14

### Transistores HBT y HEMT

HBT y HEMT son las siglas de Heterojunction Bipolar Transistor y High Electron Mobility Transistor, respectivamente. Se trata de dispositivos de tres terminales formados por la combinación de diferentes materiales con distinto salto de

banda prohibida. Las heteroestructuras que se utilizan suelen ser compuestos GaAs-AlGaAs. (Fig. 3.15)

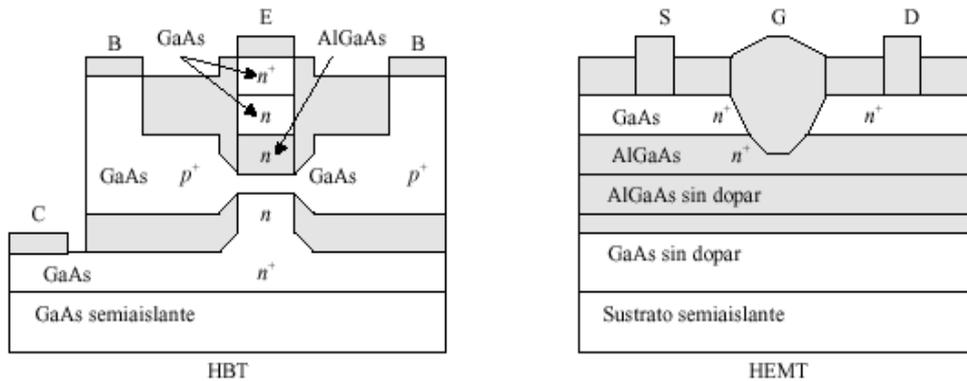


Figura 3.15

En el caso de HBT, el empleo de materiales en el emisor con un salto de banda prohibida mayor que los de la base proporciona un desplazamiento de las bandas de la heterointerfaz que favorece la inyección de electrones en la base, mientras que se retarda la inyección de huecos en el emisor. (Fig. 3.16)

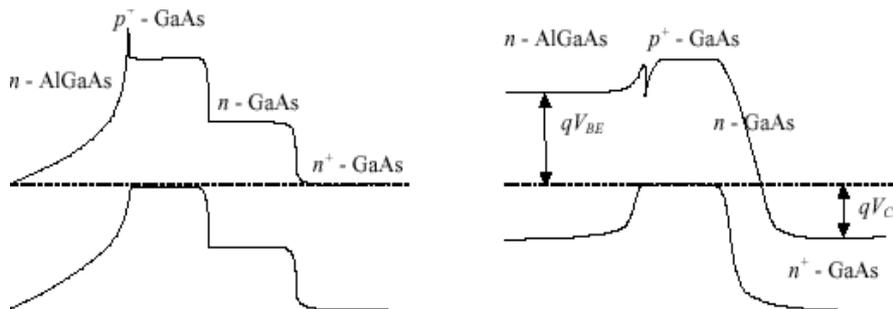


Figura 3.16

El empleo de heteroestructuras permite dotar a los transistores de efecto de campo de canales con alta movilidad electrónica. Los dispositivos resultantes reciben el nombre de HEMT. Debido al mayor salto de banda prohibida del AlGaAs, comparado con las regiones adyacentes de GaAs, los electrones libres se difunden desde el AlGaAs en el GaAs y forma un gas electrónico bidimensional en la heterointerfaz. Una barrera de potencial confina los electrones libres en una lámina muy estrecha. (Fig. 3.17)

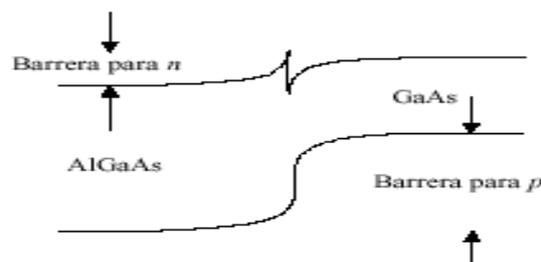


Figura 3.1

# CAPITULO 4

## CLASES DE INTERFERENCIA

### 4.1 CANAL ADYACENTE

La interferencia de canal adyacente es la interferencia en un canal adyacente producida por el funcionamiento de un transmisor, cuando las bandas laterales del transmisor de canal adyacente batan con la señal portadora a la estación deseada; este fenómeno también se conoce como interferencia de banda lateral. Es la interferencia entre la portadora deseada y la banda lateral más próxima (modulación) de una transmisión indeseada en la recepción.

Parte de la potencia de una portadora es capturada por un transpondedor o una estación terrena sintonizados a la frecuencia de una portadora adyacente. La causa de esta interferencia radica en un mal filtrado entre canales. En la figura 4.1 se muestra un esquema simplificado de lo que ocurre en este tipo de interferencia:

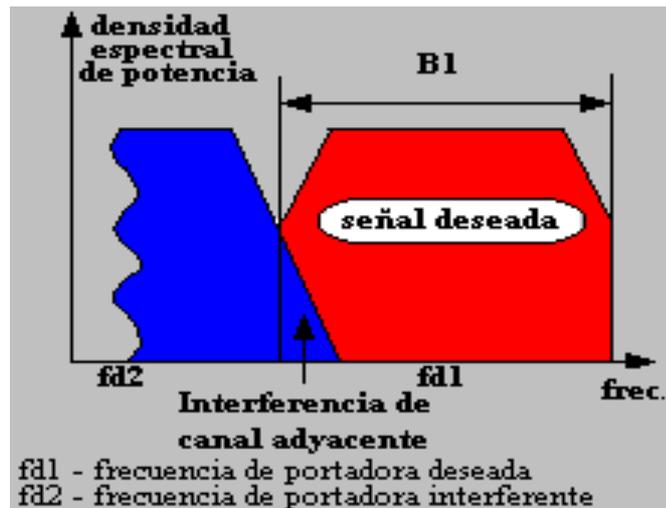


Figura 4.1

La **interferencia de un canal adyacente (ACI)** se produce cuando la contribución de densidad espectral de potencia del enlace descendente de un haz que emplea una determinada banda de frecuencias se superpone al espectro del enlace descendente que mantiene otro haz que opera en una banda de frecuencias adyacente (Figura 4.2).

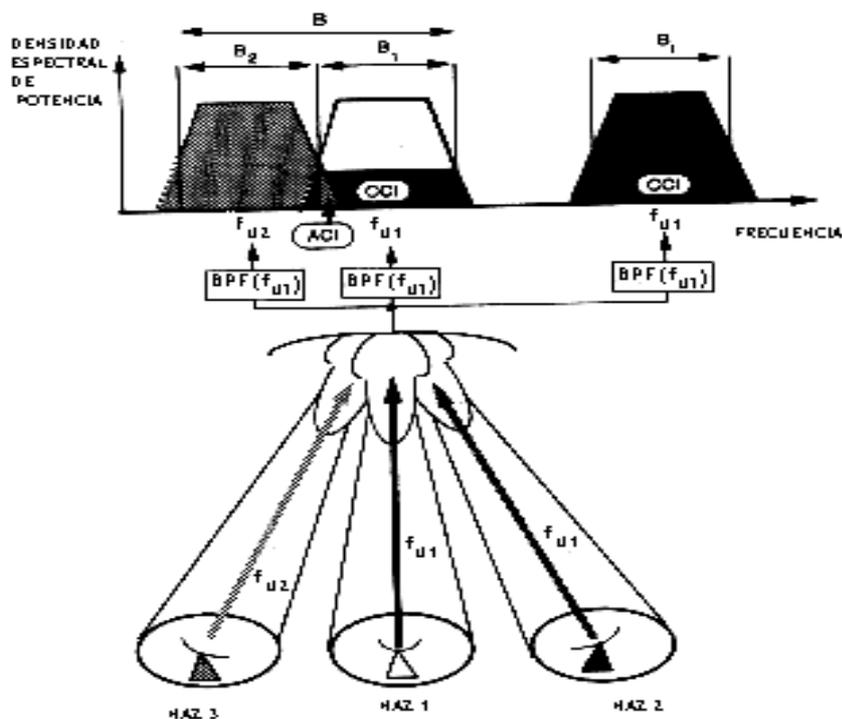


Figura 4.2

Las interferencias de canal adyacente son las interferencias procedentes de señales que son adyacentes en frecuencia a la señal deseada. Estas interferencias están producidas por la imperfección de los filtros en los receptores que permiten a las frecuencias cercanas colarse dentro de la banda pasante.

El problema puede ser particularmente serio si un usuario de un canal adyacente está transmitiendo en un rango muy próximo al receptor de un abonado, mientras que el receptor está intentando recibir una estación base sobre el canal deseado. A esto se le suele llamar efecto "nearfar", donde un transmisor cercano (que puede ser o no del mismo tipo que el usado en el sistema celular) captura al receptor del abonado.

Otra forma de producir el mismo efecto es cuando un móvil cercano a una estación base transmite sobre un canal cercano a otro que está usando un móvil débil. La estación base puede tener dificultad para discriminar al usuario móvil deseado del otro debido a la proximidad entre los canales. Este tipo de interferencias se pueden minimizar filtrando cuidadosamente, y con una correcta asignación de frecuencias. Dado que cada celda maneja sólo un conjunto del total de canales, los canales a asignar en cada celda no deben estar próximos en frecuencias.

La interferencia de las bandas adyacentes son niveles de potencia no deseados provenientes de emisores de señales situadas en portadoras diferentes de la señal útil y que no son completamente eliminadas por los filtros del receptor. Siendo  $f_1$  la frecuencia portadora de la señal útil,  $f_2$  la frecuencia portadora de la interferencia por canal adyacente,  $B$  el ancho de banda de la señal útil,  $d_1$  la distancia a la estación base útil,  $d_2$  la distancia del móvil a la estación base interferente y  $G(f)$  la ganancia del receptor a frecuencia  $f$  y  $\alpha$  el coeficiente de atenuación con la distancia, la CIR (relación entre señal útil  $C$  e interferencia  $I$ ) viene dada por:

$$CIR = \frac{S}{I} = \frac{G(f_1) \frac{1}{d_1^\alpha}}{G(f_2) \frac{1}{d_2^\alpha}} = \frac{G(f_1)}{G(f_2)} \left( \frac{d_2}{d_1} \right)^\alpha$$

## 4.2 CO-CANAL

La reutilización de frecuencias implica que en un área de cobertura dada haya varias celdas que usen el mismo conjunto de frecuencias. Estas celdas son llamadas celdas co-canales, y la interferencia entre las señales de estas celdas se le llama interferencia co-canal. Al contrario que el ruido térmico, que se puede superar incrementando la relación señal ruido ("Signal to Noise Ratio" ó SNR), la interferencia co-canal no se puede combatir simplemente incrementando la potencia de portadora de un transmisor.

Esto es debido a que un incremento en la potencia de portadora de transmisión de una celda, incrementa la interferencia hacia las celdas co-canales vecinas. Para reducir la interferencia co-canal las celdas co-canales deben estar físicamente separadas por una distancia mínima que proporcione el suficiente aislamiento debido a las pérdidas en la propagación.

Cuando el tamaño de cada celda es aproximadamente el mismo, la interferencia co-canal es aproximadamente independiente de la potencia de transmisión y se convierte en una función del radio de la celda ( $R$ ), y de la distancia al centro de la celda co-canal más próxima ( $D$ ). Incrementando la relación  $D/R$ , se incrementa la separación entre celdas co-canales relativa a la distancia de cobertura

En el *enlace ascendente*, la **interferencia co-canal (CCI)** se produce cuando la contribución de densidad espectral de potencia del enlace descendente de un haz que emplea una determinada banda de frecuencias se superpone al espectro del enlace descendente que mantiene otro haz que opera en la misma banda de frecuencias

Este tipo de interferencias se producen fundamentalmente por dos causas:

❖ Interferencias entre haces

Se debe a imperfecciones en el aislamiento entre haces geográficamente separados (sistema multihaz), que para aprovechar mejor el ancho de banda, usan la misma banda de frecuencias. Aparecen dos casos: en el enlace de subida y en el enlace de bajada. En el enlace de bajada, se tiene:

$$\left(\frac{C}{N_i}\right)_D = \frac{PIRE_{ES^w} \cdot B_i}{PIRE_{ES} \cdot \min(B_i, B_N)} \cdot \frac{L_{D^i}}{L_{D^w}} \cdot \frac{G_{RX^w}}{G_{RX}}$$

L<sub>D</sub> son pérdidas debido al camino recorrido  
G<sub>RX</sub> es la ganancia del receptor

El subíndice i hace referencia a la señal interferente, y a la dirección en la que llega. El subíndice w hace referencia a la señal deseada y a la dirección en la que llega. En el enlace de subida, se tiene:

$$\left(\frac{C}{N_i}\right)_D = \frac{PIRE_{ES^w} \cdot B_i}{PIRE_{ES^i} \cdot \min(B_i, B_N)}$$

En este caso las pérdidas en el camino de la señal deseada e interferente son las mismas, y también la ganancia del receptor en la dirección de las señales, ya que se supone que la interferencia proviene del mismo satélite que la señal deseada.

❖ Interferencias por polarización cruzada

Normalmente es causada por portadoras transmitidas por estaciones terrenas de otras redes que usan el mismo satélite, el mismo haz y utilizan una polarización ortogonal a la del sistema afectado. Dentro de una misma red VSAT no es normal que

se usen dos polarizaciones ortogonales, sino solamente una. El cálculo de la relación portadora a ruido por polarización cruzada viene dado por:

$$\left(\frac{C}{N_c}\right) = \frac{C_N}{I_N + J_N} = \left\{ \frac{P_Y}{P_N} 10^{-\frac{XPI}{10}} + \frac{C_Y}{C_N} 10^{-\frac{XPI}{10}} \right\}^{-1}$$

$C_N$  - Portadora en la polarización deseada  
 $C_Y$  - Portadora en la polarización interferente  
 $I_N$  - Potencia capturada en recepción de  $C_Y$   
 $J_N$  - Potencia interferente que se "cuela" en transmisión y viaja con  $C_N$   
 $P_N$  - Potencia transmitida deseada  
 $P_Y$  - Potencia transmitida interferente  
 $XPI$  - Aislamiento de polarización cruzada

Se ha de notar que los valores de XPI (Cross Polarisation Isolation) están en dB. En los cálculos anteriores no se ha tenido en cuenta la depolarización de la onda en el camino entre el transmisor y el receptor debido a elementos como la lluvia, nubes o hielo. Para el cálculo final de la relación portadora a densidad espectral de ruido por polarización cruzada sólo hay que multiplicar la fórmula anterior por el ancho de banda equivalente de ruido. Se ha de tener en cuenta tanto el enlace de subida como el de bajada.

La interferencia co-canal son señales interferentes que se presentan en la misma banda de frecuencia de la señal útil, con lo que resultan particularmente perjudiciales. Siendo  $d_1$  la distancia a la estación base útil,  $d_2$  la distancia del móvil a la estación base interferente y  $\alpha$  el coeficiente de atenuación con la distancia, la relación entre la señal útil,  $C$ , y la interferencia,  $I$ , observada en el móvil de la figura 4.3, viene dada por:

$$CIR = \frac{C}{I} = \frac{K \frac{1}{d_1^\alpha}}{K \frac{1}{d_2^\alpha}} = \left(\frac{d_2}{d_1}\right)^\alpha$$

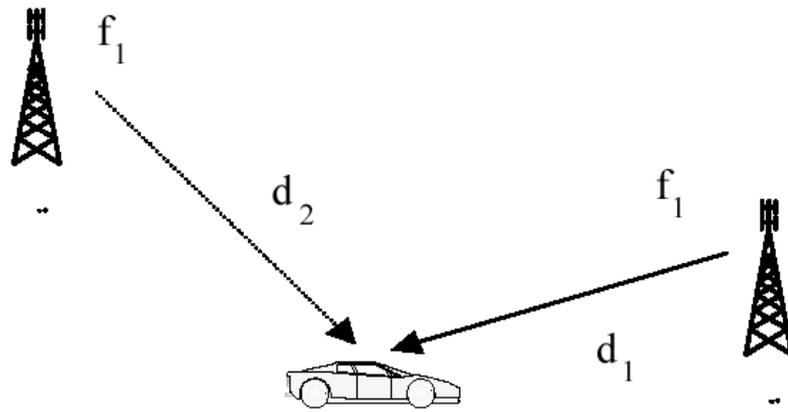


Figura 4.3 Representación de la interferencia co-canal

Nótese que a medida que todas las bases transmitan al mismo nivel de potencia, cualquiera que sea la potencia transmitida dará lugar a la misma CIR.

En los sistemas digitales, debido al efecto de umbral de los receptores digitales que se ilustra en la figura, la interferencia de bajo nivel tiene poco o ningún efecto en la calidad de la señal en la condición de no-desvanecimiento. El efecto de la BER es despreciable para pequeñas variaciones alrededor del nivel nominal de recepción (Figura 4.4).

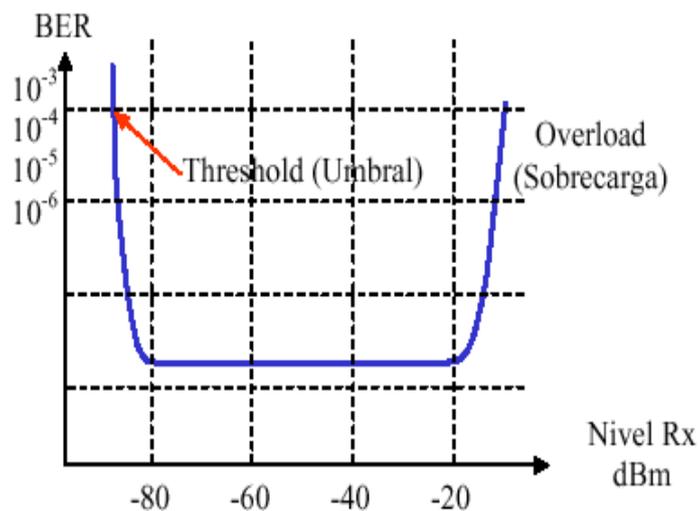


Figura 4.4

Solo cuando uno se acerca al punto de inflexión del área de umbral, las variaciones en el nivel de recepción tienen un defecto dramático en la calidad., es interesante notar que al efecto umbral, no es esencial que se opere en el margen de

desvanecimiento específico, por ejemplo, 40 dB. Uno puede calcular el margen de desvanecimiento real requerido para el enlace específico siempre que se mantenga un margen de desvanecimiento mínimo tal que la señal quede fuera de la porción de umbral de la curva.

La interferencia  $N_i$  se añade al límite inferior del ruido térmico del receptor. En un sistema digital hay una cierta relación  $C/I$  mínima ( $C/I_{\min}$ ) sobre la cual la BER es constante, y debajo de la cual el rendimiento se hace rápidamente inaceptable. Esto depende mucho del sistema de modulación. La señal digital debe mantener esta razón incluso en una condición de desvanecimiento. Esto significa que la  $C/I$  debe ser mayor que la  $C/I_{\min}$  más el margen mínimo de desvanecimiento calculado para cumplir el objetivo de rendimiento, por tanto:

$$C/I = C/I_{\min} + FM_{\min}$$

En la práctica, la situación de interferencia en un sitio nodal mejora si los niveles de recepción son de igual magnitud. Los niveles de recepción son afectados por los tamaños de antenas utilizados en los respectivos tramos. Este requerimiento debe balancearse con los objetivos de rendimiento que dictan tamaños específicos de antenas para cumplir un margen de desvanecimiento requerido.

La degradación de umbral debe incluirse en las predicciones de desvanecimiento general. El margen general de desvanecimiento es una combinación de desvanecimiento plano, desvanecimiento selectivo e interferencia.

## **CONCEPTOS BASICOS DE ANTENAS**

Antes de abordar los siguientes dos tipos de interferencia, se analizarán brevemente algunos conceptos referentes a las antenas para microondas que nos ayudaran a comprender mejor cómo se producen estos tipos de interferencia:

### *Antenas para microondas*

En los enlaces radioeléctricos terrestres por problemas de interferencias se requieren reflectores adicionales de alto rendimiento y ancho de banda. Se han adoptado viseras recubiertas de material absorbente que disminuyen los campos difusos. En una antena parabólica típica una onda esférica procede del alimentador de la antena el cual

actúa de fuente primaria y es transformada en una onda plana tras el paso por el reflector. El problema reside en iluminar el reflector desde el foco del mismo.

El reflector de la antena debe cumplir la condición de entregar una onda plana a la salida del mismo. En teoría el alimentador es una fuente puntual que alimenta al reflector que está situado en el foco de la parábola. En la práctica ocupa un espacio y no satisface el diagrama direccional. La energía radiada por el alimentador desborda al reflector y produce una emisión espuria que crea lóbulos laterales.

Una solución es colocar una superficie absorbente y otra es reducir la irradiación del iluminador sobre el borde de la parábola con lo cual se reduce tanto el lóbulo lateral como se incrementa la ganancia total del reflector. Los sistemas comunes de reflectores e iluminadores son el alimentador en el foco de una parábola, en Cassegrain y en Gregorian.

La parábola tiene la ventaja de que el bloqueo por parte del iluminador de la abertura de la antena es reducido y la bocina alimentadora es reducida y pequeña. Sin embargo, requiere de tramos de cable coaxial o guía de onda largos. Es la antena típica usada para radioenlaces terrestres. Por debajo de 2 GHz se usan antenas grilla (Grid) (Figura 4.5).

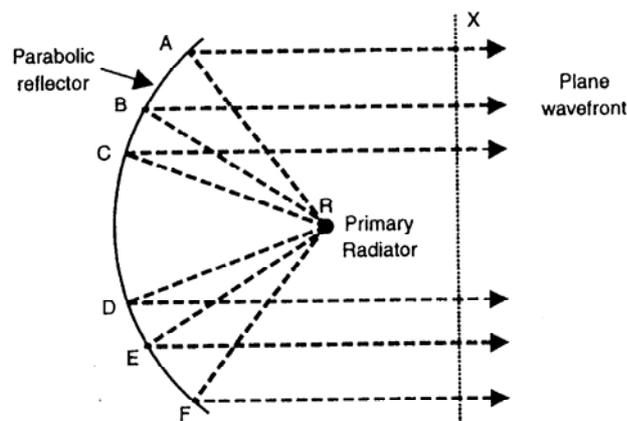


Figura 4.5

Las antenas rejillas pueden usarse en frecuencias de microondas bajas, por debajo cerca de 2.5 GHz, la ventaja de las antenas rejillas es que tienen significativamente menos carga de viento (wind loading) sobre la torre. Desde un punto de vista eléctrico tienen los mismos parámetros de la antena de plato sólido, exactamente el mismo terminal alimentador puede usarse.

La longitud de onda es tal que la “abertura” entre las rejillas no es problema. Eléctricamente no hay diferencia entre un sólido reflector y un reflector rejilla. En la

práctica, el reflector rejilla tiene un poco menos razón F/B debido a la difracción alrededor de los elementos de rejillas. Una limitación de las rejillas es que no pueden soportar más de una polarización. La varilla reflectora naturalmente polariza la señal en la dirección que la varilla se sitúa. Esto resulta una muy buena discriminación de cruce polar.

Las antenas de rejillas tienden a ser significativamente más económicas que las antenas sólidas. El terminal alimentador es de simple construcción y determina el aumento de material usado por el reflector. Los costos por transporte, una porción significativa del costo de una antena, son también reducidos debido a que pueden ser distribuidos en partes.

La Cassegrain se basa en un doble reflector diseñado por Cassegrain en el siglo XVII para telescopios ópticos. Está formada por un reflector principal y otro auxiliar que corresponde a una porción de paraboloides. Esta antena se la usa para producir atenuaciones elevadas en el lóbulo secundario y obtener pequeños ángulos de irradiación. El sistema Cassegrain permite ubicar la bocina con un tramo de guía menor pero el subreflector bloquea gran parte de la apertura y el desbordamiento aumenta los lóbulos laterales.

El reflector Off-set está para evitar el bloqueo de la apertura del reflector por parte del iluminador (enfoque descentrado del reflector). De tal tipo de antenas surge el reflector horn ampliamente utilizado en enlaces para obtener una elevada ganancia, buena discriminación a la polarización cruzada y gran ancho de banda. El costo es, sin embargo, bastante superior a las antenas parabólicas normales. La aplicación de las antenas depende de la congestión del enlace y la capacidad. En la figura 4.6 se observan algunos tipos de antenas que se utilizan para los enlaces de microondas:

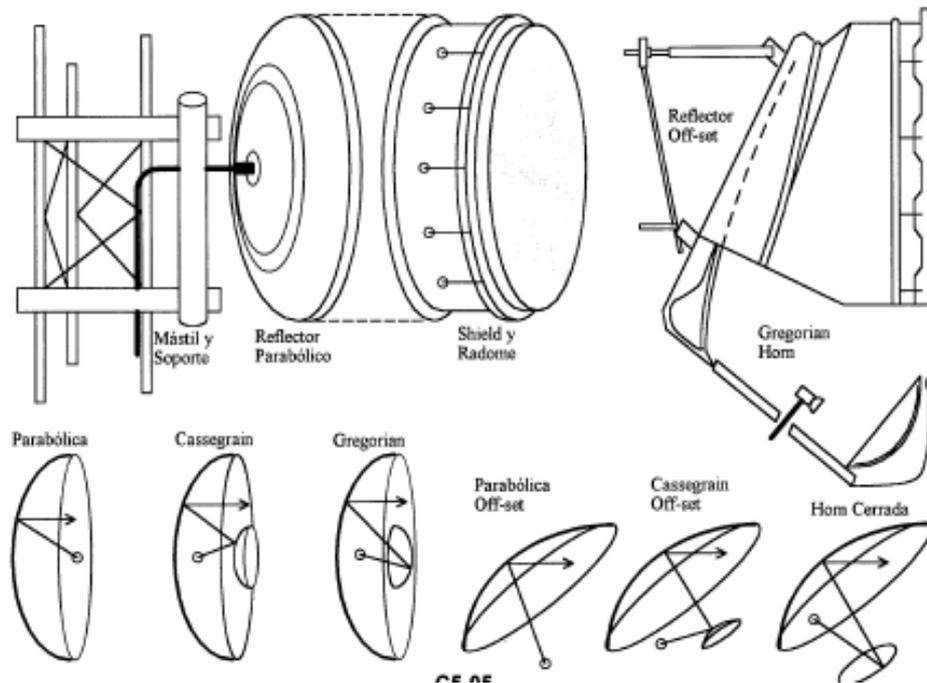


Figura 4.6

### *Razón F/B*

Las antenas de microondas tienen características direccionales, la radiación máxima esta por lo tanto en la dirección de propagación. En la práctica, es imposible concentrar toda la energía en esta dirección. Algunas de ellas se extienden fuera por los lados laterales y posteriores de la antena. Debido a la fase compleja establecida en un patrón de antena, resultan lóbulos.

El lóbulo principal esta alrededor del centro de la antena. El objetivo de una antena direccional es maximizar la energía en el lóbulo principal por medio de la minimización de la energía en los lóbulos laterales. Ello es importante para entender las gráficas de patrón de radiación de la antena.

No toda la energía radiada sale por el frente de la antena. Algunas de ellas radian por los lóbulos posteriores. La razón F/B se define como la razón de la ganancia en la dirección deseada respecto a la ganancia en la dirección opuesta de la parte posterior de la antena, expresado en decibeles. Esto es muy importante en sistemas backbone (columna vertebral) de radio microonda para tener antenas con una buena razón F/B para habilitar el reuso de frecuencia. Generalmente se establece una razón de 70dB. Cuando se especifica la razón F/B de una antena, un ángulo amplio en la parte posterior del plato debiera ser considerado y no precisamente el valor actual en 180 grados.

### *Ancho del haz*

El ancho del haz es una manera de indicar la estrechez del lóbulo principal, el ancho del haz en los puntos de media potencia es el ancho del lóbulo principal a intensidad de media potencia (i.e 3dB por debajo del punto máximo). A mayor ganancia de la antena, más estrecho se hace el ancho del haz. Recordar que cuando la ganancia es incrementada en una dirección, los lóbulos laterales decrecen en las otras direcciones. El ancho del haz de la antena es usualmente reducida por el incremento del tamaño del reflector, la alta ganancia de las antenas no solo mejora el margen de desvanecimiento (Fade margin) de un radio enlace pero también reduce la interferencia de señales fuera de vista.

Normalmente se debe ser cuidadoso con antenas de ganancia muy alta que la estabilidad de las torres deba ser bastante rígida para evitar una pérdida de potencia por el retorcimiento de la torre. No es común tener antenas de microondas con un ancho del haz de menos de un grado. Con antenas de alta ganancia, donde el ancho del haz es muy estrecho, puede variar el ángulo de desvanecimiento. Esto causa bajo desvanecimiento debido a la discriminación de la antena. En la práctica, este límite es útil para la ganancia de antena especialmente sobre enlaces de altas frecuencias.

### *Estructura*

El alimentador o iluminador de la antena se une a la guía de ondas y termina en un radome de teflón que permite la estanquidad del flujo de presurización de la guía. El teflón es transparente a la radiación electromagnética.

**REFLECTOR PARABÓLICO:** se construye de fibra de vidrio o aluminio. El caso de fibra de vidrio se construye con un laminado reforzado con resina poliéster; la superficie se metaliza con Zinc. La superficie interna de la parábola está metalizada y se coloca una visera (de fibra de vidrio o aluminio) con cobertura absorbente para reducir el lóbulo lateral de irradiación (entre 70 y 180°) con el propósito de mejorar las prestaciones frente a las interferencias. Esta cobertura se conoce como Shield.

**RADOME EXTERIOR:** es de fibra de vidrio o tela de Hypalon e impide la acumulación de nieve o la carga del viento sobre la antena. Se realiza en forma plana cuando existe shield o de lo contrario es parabólico. El material es de Hypalon o Raydel en el primer caso o de fibra de vidrio reforzada con resina en el segundo. El radome introduce una atenuación entre 0,2 y 0,4 dB para diámetros de 1 a 4 m de antena en las bandas hasta 4,2 GHz; aumenta a valores desde 0,4 a 1 dB en las bandas hasta 6,4

GHz; a 1,2 dB hasta en las bandas hasta 8,5 GHz y desde 1 a 2,5 dB las bandas de 13,2 GHz. El shield tiene un compensador de presión consistente en un tubo de descarga que permite la variación de la presión interna y el equilibrio con la externa cuando el viento acciona sobre el radome.

*EFICIENCIA:* en una antena se ve reducida la ganancia por las siguientes causas:

- ❖ Spill over: La potencia incidente es irradiada en todas las direcciones por el borde de la parábola (rendimiento 90%).
- ❖ El iluminador tiene un diagrama de emisión que abarca más que la superficie de la antena (rendimiento de 70%).
- ❖ El iluminador absorbe parte de la energía reflejada en la parábola por que obstruye el camino (rendimiento de 95%).
- ❖ La rugosidad del reflector produce una diferencia de fase en las ondas reflejadas (rendimiento de 93%).
- ❖ Se genera una diferencia de fase cuando el iluminador no está exactamente en el foco de la parábola (rendimiento 98%).
- ❖ Como el reflector no es un conductor ideal parte de la energía penetra en el material y es absorbida (rendimiento 99%).

### **4.3 OVERSHOOT**

Este tipo de interferencia se presenta al tener transmisores distantes que se pertenecen a la misma ruta del sistema de comunicaciones, como el que se muestra en la figura 4.7:

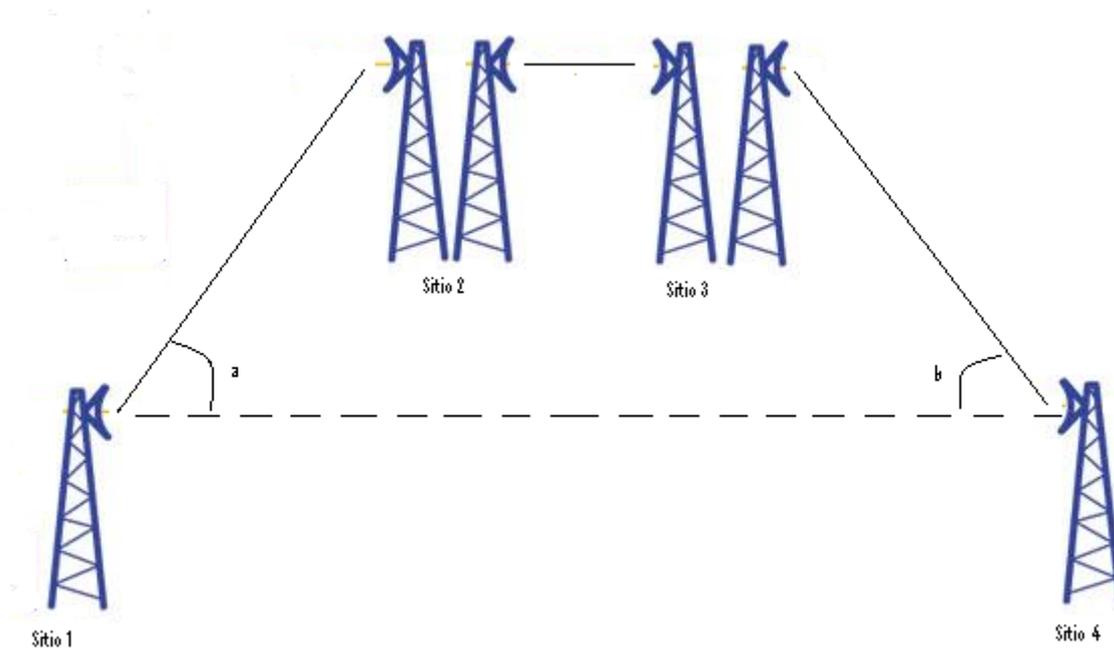


Figura 4.7 Interferencia Overshoot

La señal que sale del sitio 1 será recibida por el sitio 4, con una intensidad que depende del ángulo  $a$  y el ángulo  $b$  que se muestran en la figura anterior.

Una forma para evitar la presencia de esta interferencia es el suprimir lo más posible la radiación en el lóbulo lateral de la antena que se encuentra en el sitio 1.

Un segundo método que se puede utilizar es el cambio de polarización en uno de los dos trayectos, lo que causará que la señal interferente experimente una discriminación por polarización de parte de la antena.

Los repetidores pasivos son esencialmente “dobladores de haces”. Ellos redireccionan las señales de microondas alrededor de una obstrucción. Los repetidores pasivos tienen las siguientes ventajas:

- ❖ No requieren energía.
- ❖ No requieren ningún camino de acceso regular
- ❖ No requiere ningún alojamiento para equipos
- ❖ Son ambientalmente amistosos
- ❖ Se requiere un pequeño o ningún mantenimiento

Todas estas ventajas significan que se pueden construir en áreas relativamente inaccesibles. Uno de estos repetidores es el back to back (espalda-espalda), colocando dos antenas conectadas por un corto cable alimentador. Este tipo de repetidores y su interferencia se abordan el siguiente tema de este capítulo.

Mientras más grande es el repetidor pasivo, más grande es su área de captura y grande su ganancia (menor su pérdida por inserción pasiva). La ganancia del sistema requerido deberá ser obtenida por una combinación del incremento de la ganancia del repetidor pasivo y de la ganancia de las dos antenas en los extremos del enlace, hasta que se alcancen los objetivos del margen de desvanecimiento. La pérdida de inserción se puede calcular como:

$$IL = FSL - (FSL_1 + FSL_2) + G$$

Donde FSL es la pérdida total en espacio libre,  $FSL_1$  es la pérdida en el espacio libre del salto del punto A a la ubicación del repetidor y  $FSL_2$  es al pérdida del espacio libre del salto del repetidor al punto B y

$$G = \text{ganancia del reflector (dBi)}$$

$$G = 42.840f_{(\text{GHz})} + 20 \log A_{a(m^2)} + 20 \log (\cos\theta)$$

Donde  $\theta$  es el ángulo verdadero entre los trayectos. Se puede ver que un lado del enlace deberá mantenerse corto en razón de mantener la pérdida de inserción, en un valor práctico.

La complicación más seria con los sitios pasivos es la interferencia overshoot. Se tienen dos trayectos desarrollados con sistema espalda-espalda: el trayecto directo difractado y el trayecto vía antenas. Dado que el repetidor pasivo puede instalarse en la línea, el overshoot siempre debe considerarse.

Si ambos lados del enlace operan en polarización cruzada, la interferencia por overshoot en el trayecto se puede ignorar. La discriminación por polarización cruzada está normalmente entre los 30 y 40 dB, que es más que adecuado para la relación de la portadora a la interferencia (C/I carrier to interference). El error en este argumento es que uno está considerando dos trayectos separados.

La señal ha viajado vía el sistema de antenas back to back con una atenuación extra del FSL enorme. La señal de interferencia solamente ha experimentado la pérdida de la difracción sin FSL adicional. Además, como los trayectos son normalmente cortos con antenas sobredimensionadas en tamaño, la intensidad de la señal es a menudo muy alta.

Para reducir los problemas por overshoot, se deben instalar antenas con máxima ganancia, como antenas back to back. Aumentando la ganancia de las antenas en los extremos del salto no se mejorará la relación C/I

## 4.4 BACK TO BACK

Este tipo de interferencia se hace presente en sitios donde se tienen dos enlaces que transmiten a la misma frecuencia, pero esa transmisión se realiza en direcciones opuestas. A este sitio se le puede considerar como un repetidor. Esto se ejemplifica en la figura 4.8:

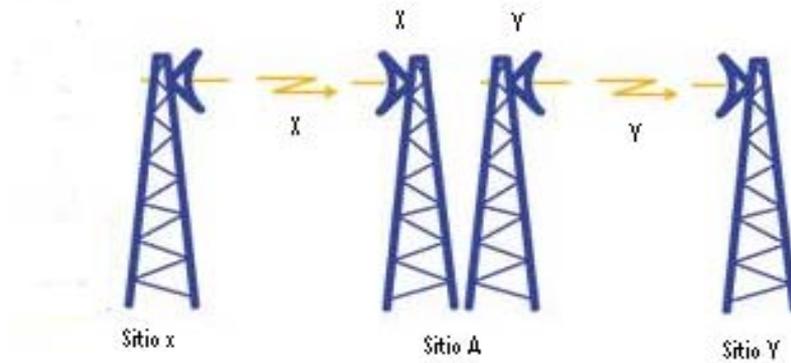


Figura 4.8 Interferencia Back to Back

Se tiene el enlace X a la izquierda y el enlace Y a la derecha. Al sitio se le identifica como sitio A. El repetidor se encuentra transmitiendo en la frecuencia  $f_1$  en ambas direcciones, por lo que el sitio X se encuentra transmitiendo con la frecuencia  $f_1'$ .

En el sitio A, la antena X, orientada hacia el enlace X, recibirá la señal de frecuencia  $f_1'$ , mientras que la antena Y, orientada hacia el enlace Y, también va a recibir la señal desde X, pero con la diferencia que la señal que arribará a la antena estará atenuada debido su razón **F/B**.

La señal recibida por la antena interfiere con la que se está transmitiendo, y se provoca la interferencia Back to Back o de sitio nodal.

Cuando se está en un esquema donde sólo se utiliza una frecuencia, ésta debe ser reutilizada, porque dentro del receptor, debe mantenerse a un nivel mínimo la relación portadora a interferencia, donde la señal que funge como portadora es la señal a la frecuencia  $f_1'$  que es radiada desde la antena Y, y la señal interferente es la que proviene del enlace X.

Cuando la señal interferente crece, es necesario modificar la razón F/B de la antena, ya que si se decide modificar la polarización en el enlace Y, no tendrá resultados satisfactorios con respecto a la interferencia presente en el nodo, ya que la discriminación por polarización alrededor de la antena es despreciable.

Si se decide aumentar la amplitud de la señal existente en el enlace Y, esto llevara a causar problemas con el enlace X.

Los sistemas repetidores con antenas back to back pueden considerarse para trayectos cortos donde exista una obstrucción física que bloquee la línea de vista. Las dos antenas se conectan con una guía de onda de corta longitud y se colocan en un punto donde exista línea de vista total entre cada antena pasiva y respectivos extremos del enlace. El concepto es capturar la energía de microondas, concentrándola por medio de las antenas pasivas y retransmitirlo alrededor de la obstrucción.

Algo fundamental es tener en cuenta que la pérdida por inserción es muy grande. Aunque se hable de ganancia pasiva siempre se introduce una pérdida considerable. Si el repetidor está en la región de campo lejano de las dos antenas de los extremos, la pérdida total en espacio libre (FSL), es el producto de las dos perdidas totales de espacio libre (FSLs). Las dos pérdidas en decibelios deben entonces sumarse juntas. Esto produce un FSL muy alto que debe superarse por las dos ganancias de antena back to back. Esto limita las aplicaciones para trayectos muy cortos.

El método más simple para calcular su diseño es trabajar con una pérdida de inserción debido al repetidor pasivo. La pérdida de inserción puede calcularse con la ecuación

$$IL = FSL - (FSL_1 + FSL_2) + 2A_e$$

Donde FSL denota la pérdida total por el espacio libre,  $FSL_1$  es la pérdida del espacio libre del salto del sitio A al sitio del repetidor pasivo,  $FSL_2$  es la pérdida del espacio libre del salto del sitio del repetidor pasivo al sitio B y  $A_e$  es la ganancia de la antena (en dBi) de cada antena pasiva.

# CAPITULO 5

## CÁLCULO DE INTERFERENCIA

### INTRODUCCIÓN

Una vez que se ha estudiado en qué consisten y cuáles son las características de los 4 tipos de interferencia que se mencionan en este trabajo, este capítulo tiene por objeto ejemplificar dichos tipos de interferencia.

Se dan brevemente un ejemplo para cada caso, en el que un enlace de microondas se ve afectado por los distintos tipos de interferencias y la forma de calcular el valor de éstas para ver en qué medida afectan la calidad de la señal en un enlace real.

### 5.1 CANAL ADYACENTE

A pesar de los esquemas de sectorización, reutilización de frecuencias y distintas polarizaciones que se emplean en los sistemas inalámbricos punto a punto, es necesario un análisis cuidadoso del sistema para evitar en lo posible las interferencias co-canal y de canal adyacente. Como se ve en la figura 5.1, las interferencias degradan el BER, siendo necesario un aumento de la potencia de señal recibida para compensar esta degradación.

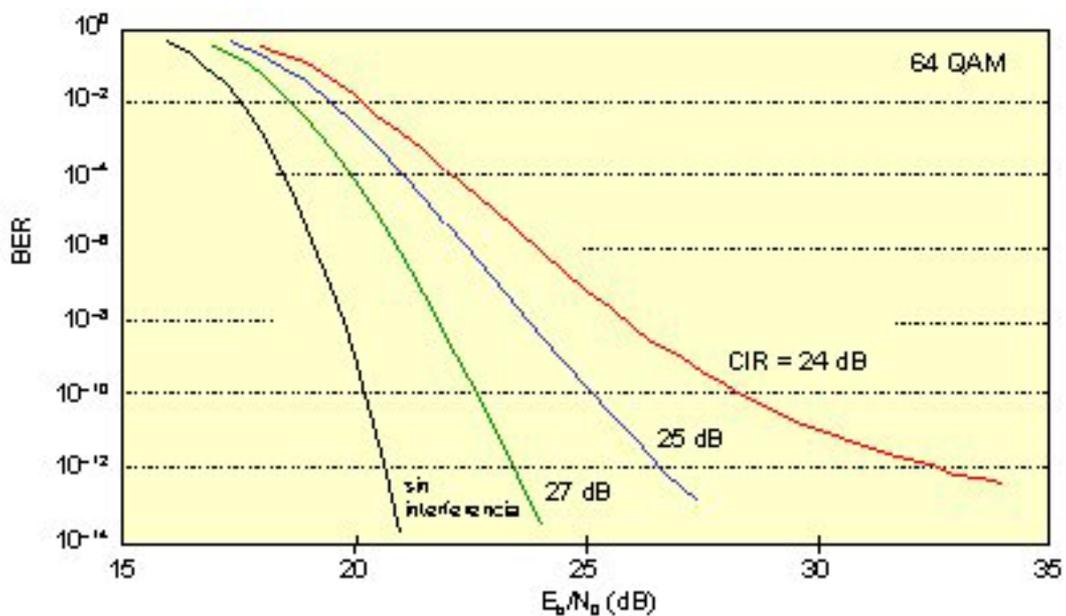


Figura 5.1 Curvas de BER para una modulación 64QAM y varios niveles de CIR

Existe pues un nivel mínimo de CIR que debe imponerse al sistema, el cual depende del esquema de modulación empleado. Normalmente, el valor de CIR

requerido es de 12 dB para una modulación 4QAM/QPSK, 18 dB para 16QAM ó 24 dB para 64QAM.

Un factor importante en el cálculo de la interferencia lo constituye la selectividad que posee el receptor frente a las modulaciones de los canales de frecuencia adyacentes. En la tabla 5.I se presentan estos valores para las modulaciones 4QAM, 16QAM y 64QAM. Como ejemplo, el receptor puede atenuar 10 dB la potencia de un canal adyacente con modulación 4QAM. Lógicamente, conforme los canales se encuentran más alejados la selectividad es más elevada. El caso peor se tiene con la modulación 64QAM, donde el nivel de interferencia sería 2 dB superior a la potencia de canal adyacente.

<b>Parámetro</b>	<b>Enlace de subida</b>	<b>Enlace de bajada</b>
Frecuencia	40 GHz	40 GHz
Potencia transmitida	+14 dBm	+27 dBm
Canales por amplificador	1	3
Ganancia de antena transmisora	34 dBi	17 dBi
PIRE	16 dBW	6,2 dBW
Pérdida del radioenlace (2 km)	130,6 dB	130,6 dB
Pérdida por lluvia (99,99 %)	18,5 dB	18,5 dB
Ganancia de antena receptora	17 dBi	34 dBi
Figura de ruido	5 dB	7 dB
Ancho de banda de canal	8,5 MHz	33 MHz
CNR	14,2 dB	11,8 dB
CIR	14 dB	14 dB
CNR efectiva	11,2 dB	9,8 dB

**Tabla 5.I. Parámetros típicos de un enlace LMDS/MVDS.**

Por otro lado y en lo referente a la polarización, la antena tampoco es ideal y posee una atenuación finita sobre la polarización cruzada. En la figura 5.2 se representa el diagrama de radiación de la antena para la polarización cruzada, donde se observa que existe una atenuación mínima de unos 30 dB con respecto al nivel de señal útil. Estos valores deben considerarse en cualquier diseño.

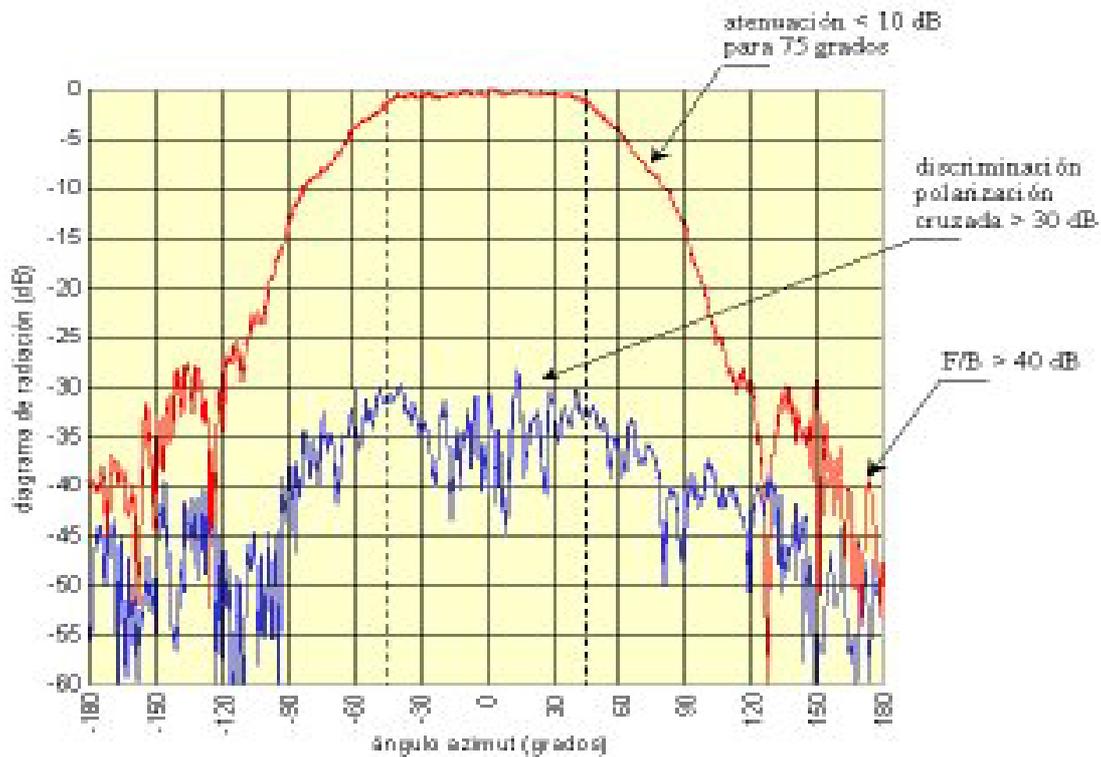


Figura 5. 2. Diagrama de radiación de una antena sectorial de 90 grados.

Por los motivos de interferencia anteriormente comentados, es necesario un aislamiento entre sectores adyacentes que se realiza, bien empleando frecuencias distintas, o bien mediante polarizaciones distintas.

A continuación realizaremos un ejemplo típico de cálculo de interferencias que se realizan en el diseño de este tipo de sistemas.

Un esquema de planificación el mostrado en la figura 5.3. En este caso, se emplean polarizaciones vertical y horizontal en cada uno de los sectores. Inicialmente se utiliza polarización vertical dado que proporciona menores pérdidas de propagación y, posteriormente, para completar el exceso de tráfico se utilizan enlaces con polarización horizontal.

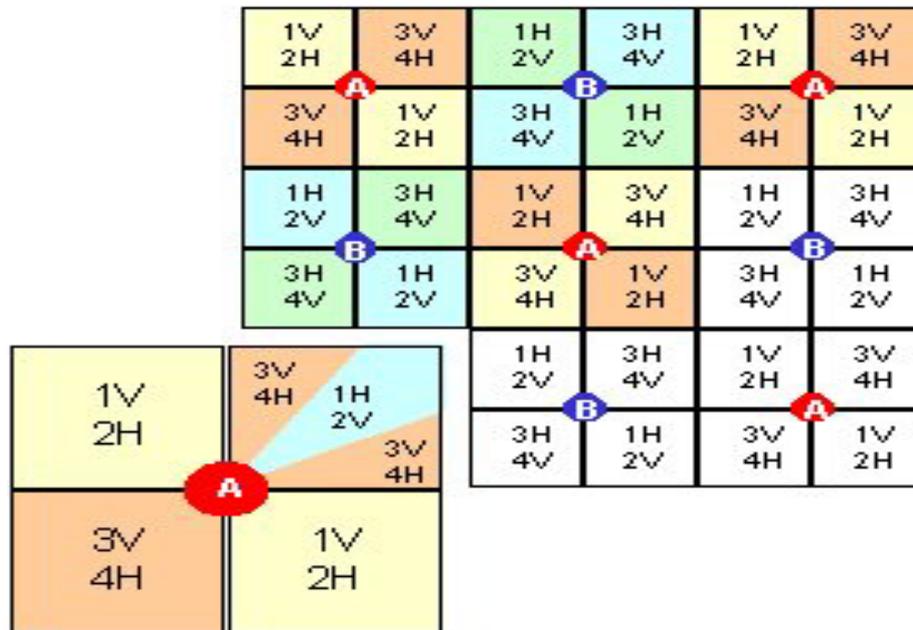


Fig. 5.3. Planificación con 4 frecuencias, 2 polarizaciones y sectores de 90/30 grados.

Fijémonos en primer lugar en la celda de tipo A de la figura 5.3. La primera interferencia que se observa es la que produce el canal de frecuencia F1 sobre el canal de frecuencia F3 y misma polarización del sector adyacente. De acuerdo con la tabla 5.II se obtienen unos valores de selectividad de segundo canal adyacente de 20 dBc para 4QAM, 14 dBc para 16QAM y 8 dBc para 64QAM. Dado que los niveles de CIR requeridos son de 12, 18 y 24 dB para 4QAM, 16QAM y 64QAM respectivamente, se necesita que el diagrama de radiación de la antena se atenúe fuera del ancho de haz de 90 grados en 4 dB para 16QAM y en 16 dB para 64QAM para que el sistema funcione correctamente. Las mismas conclusiones se obtendrían para los sectores a frecuencias F2 y F4 con polarización horizontal.

Canal adyacente	4QAM	16QAM	64QAM
Primero	10 dBc	4 dBc	-2 dBc
Segundo	20 dBc	14 dBc	8 dBc
Tercero	30 dBc	24 dBc	18 dBc

Tabla 5.II. Selectividad de canal adyacente para diversas modulaciones digitales.

Existe en este ejemplo la posibilidad de presentarse interferencias de tipo co-canal, la cual se analiza en el tema siguiente.

## 5.2 CO-CANAL

Para que en celdas distintas puedan reutilizarse los mismos canales, es necesario que las celdas estén separadas a una distancia  $D$ , denominada distancia de reutilización o distancia co-canal, que garantice un valor mínimo en la razón portadora a interferencia ( $C/I$ ). Veamos un ejemplo sencillo (ver figura 5.4)

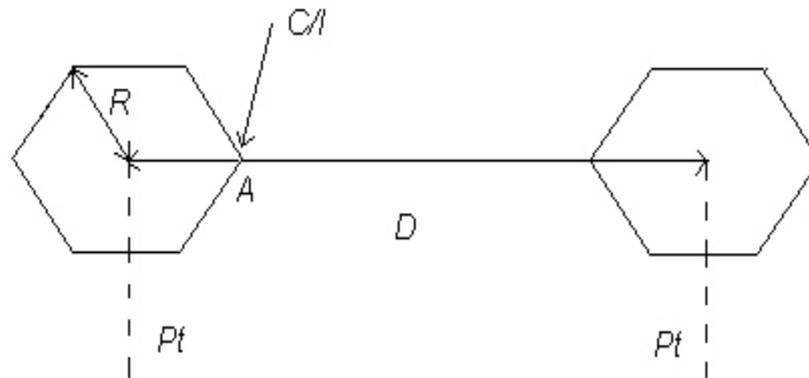


Figura 5.4 Evaluación de  $C/I$  en el punto indicado A

Consideremos que ambas estaciones base emiten la misma potencia radiada  $P_t$  y que poseen un patrón de radiación  $n$  omnidireccional en el plano horizontal.

Suponiendo que la ley de propagación sigue la expresión  $L = Kd^n$ ; donde  $L$  es la pérdida del trayecto,  $d$  es la distancia entre el transmisor y el receptor y  $K$  y  $n$  son parámetros típicos del mecanismo de propagación, entonces la potencia de la portadora ( $C$ ) y la interferencia ( $I$ ) producida por la celda co-canal en el mismo punto A, será:

$$C = \frac{P_t}{KR^n} \quad (1); \quad I = \frac{P_t}{K(D-R)^n} \quad (2)$$

Entonces combinando (1) y (2) y tomando en cuenta que  $D \gg R$  se obtiene:

$$(C/I) = \left(\frac{D}{R}\right)^n \quad (3)$$

El valor mínimo de  $(C/I)$  para garantizar la calidad adecuada se denomina razón de protección ( $R_p$ ) y depende no solamente de  $D$  sino también del tamaño de la celda ( $R$ ). En la medida que se reduce  $R$ , se puede disminuir  $D$  y se incrementa el re-uso de la frecuencia, aumentando con ello la capacidad del sistema.

Ahora se procede a ejemplificar la interferencia co-canal que se presenta en el sistema mostrado en la sección 5.1 de *interferencia de canal adyacente*, remitiéndonos una vez

más a la figura 5.3. Analicemos a continuación la interferencia entre sectores opuestos. En este caso, ambos sectores emplean la misma combinación de frecuencia y polarización, por lo que la interferencia será co-canal (caso peor).

Sin embargo, el diagrama de radiación de la antena se encuentra por debajo de 30 dB para un margen de ángulos entre -180 y -135 grados y entre 135 y 180 grados, por lo que cualquiera de las modulaciones cumplirá el requerimiento de CIR que es inferior a los 30 dB.

La utilización de sectorización de 30 grados merece una mención especial. El sector central opera ahora a la misma frecuencia pero distinta polarización que los sectores de 90 grados adyacentes, por lo que se asegura una CIR superior a los 30 dB para todas las modulaciones y se minimizan los requerimientos sobre el diagrama de radiación de las antenas de 90 grados. Ahora bien, la problemática se encuentra en el caso de los sectores de 30 grados.

En especial, el sector central produce una interferencia de canal adyacente a la misma polarización (vertical) entre los canales de frecuencias F2 y F3. Esto significa que la selectividad obtenida en el receptor para cada modulación es de 10 dBc, 4 dBc y -2 dBc para 4QAM, 16QAM y 64QAM respectivamente. Luego tomando los requerimientos de CIR anteriores, se necesita asegurar una atenuación del diagrama de radiación fuera del sector de 2 dB, 14 dB y 26 dB respectivamente. Aunque las antenas de ancho de haz de 30 grados son más directivas, sólo sería posible en la práctica cumplir con los requerimientos para las modulaciones 4QAM o 16QAM.

La situación alternativa de emplear en el sector central dos canales a frecuencia F1 y polarización vertical, y frecuencia F2 y polarización horizontal sería incluso más problemática. En este caso se tendrían interferencias copolares de segundo canal adyacente tanto para polarización vertical (F1 sobre F3) como para polarización horizontal (F2 sobre F4), las cuales se tratarían de igual forma a como se ha comentado anteriormente.

Sin embargo, en este caso el requerimiento impuesto a los diagramas de radiación de las antenas de 90 grados son más estrictos, dado que existen interferencias cocanales y copolares entre el sector de 30 grados central y los sectores de 90 grados adyacentes. Las antenas de estos últimos deberían pues, presentar una atenuación superior a 12 dB, 18 dB y 24 dB para las modulaciones 4QAM, 16QAM y 64QAM respectivamente, para ángulos comprendidos entre 75 y 105 grados. En la figura 5.3 se

observa que este requerimiento es difícil de cumplir, especialmente en el caso de las modulaciones 16QAM y 64QAM.

Finalmente, las interferencias entre polarizaciones cruzadas no afectan debido a la atenuación mínima de 30 dB impuesta por el diagrama de radiación. No obstante, el aumento de la potencia interferente en 2 dBc en el canal adyacente de la modulación 64QAM debe tenerse en cuenta.

### 5.3 OVERSHOOT

Para el cálculo de la interferencia Overshoot se utilizará una ruta de radio típica como la que se muestra en la figura 5.5:

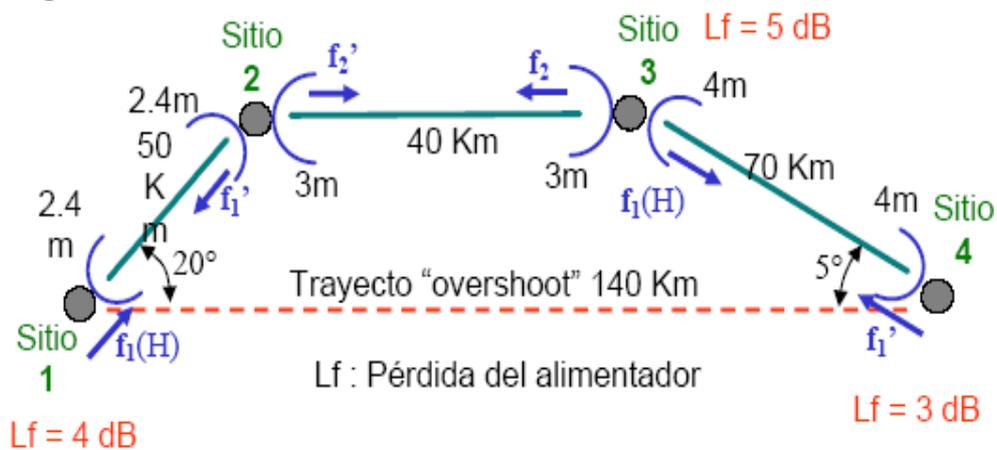


Figura 5.5

La potencia salida de transmisión es de +30 dBm, el umbral del receptor es de -80 dBm, y la mínima razón portadora a interferencia ( $C/I_{min}$ ) es de 15 dB. Las antenas utilizadas son de rejilla.

Para este caso se utilizarán las figuras 5.6 y 5.7 para antenas de 3 y 4 metros de diámetro:

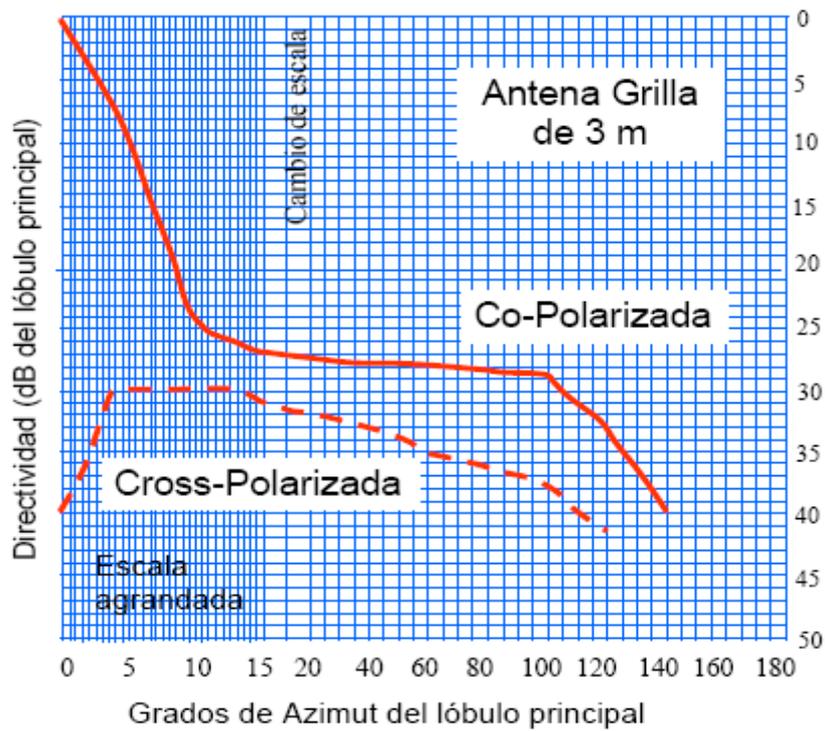


Figura 5.6

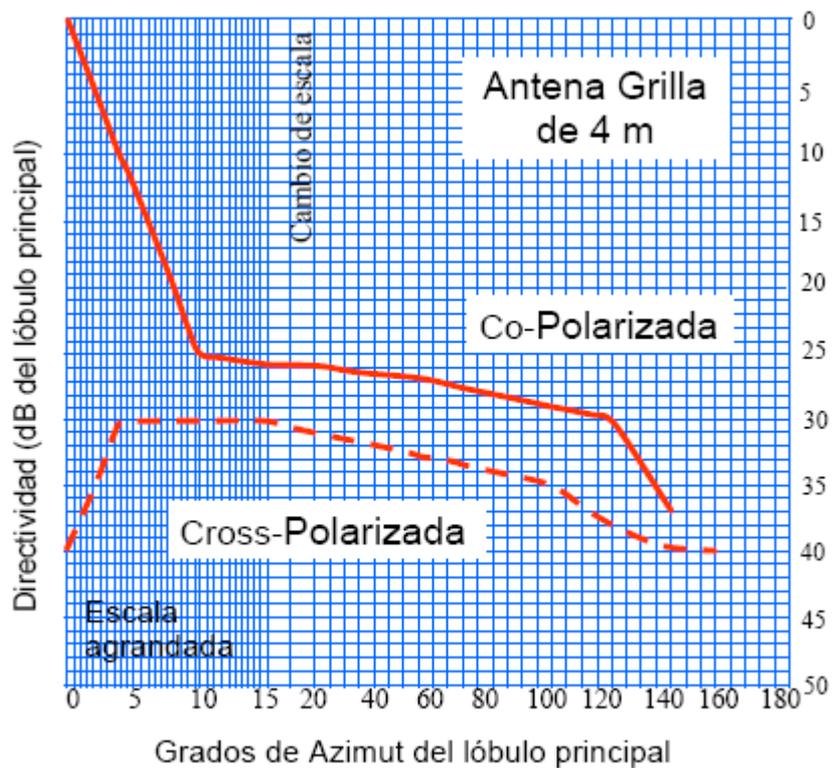


Figura 5.7

Las gráficas anteriores se aplican para platos de 3 y 4 metros de diámetro.

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

$$C_{RX4} \text{ (sin desvanecimiento)} = TX_3 - L_3 + AC_3(0) - FSL(79 \text{ Km}) + AC_4(0)$$

$TX_3$  es la potencia de salida de transmisión en el sitio 3,  $L_3$  es la pérdida en el alimentador en el sitio 3,  $A_{C3}(0)$  es la ganancia de la antena en el sitio 3,  $A_{C4}(0)$  es la ganancia de la antena en el sitio 4, y FSL equivale a  $92.4\text{dB} + 20\log f \text{ GHz} + 20 \log D_{\text{km}}$

Por lo que:

$$C_{RX4} = +30\text{dBm} - 5\text{dB} + 35.4 \text{ dBi} - 134.4 + 35.4 \text{ dBi} = -38.6\text{dBm} \text{ (sin desvanecimiento).}$$

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

$$I_{RX4} = TX_1 - L_1 + A_{C1}(20^\circ)_{CO} - FSL(140 \text{ Km}) + A_{C4}(5^\circ)_{CO}$$

$TX_1$  es la potencia de salida de transmisión en el sitio 1,  $L_1$  es la pérdida en el alimentador en el sitio 1,  $A_{C1}(0)$  es la ganancia de la antena en el sitio 3, 20 grados fuera de vista, copolar,  $A_{C4}(0)$  es la ganancia de la antena en el sitio 4, 5 grados fuera de vista, copolar, y FSL equivale a  $92.4\text{dB} + 20\log f \text{ GHz} + 20 \log D_{\text{km}}$

Por lo que:

$$\begin{aligned} I_{RX4} &= +30\text{dBm} - 4 + (32.5 - 26) - 140.4 + (35.4 - 9) \\ &= -81.5\text{dBm} \end{aligned}$$

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

$$C/I_{CO} = -38.6 - (-81.5) = 42.9 \text{ dB}$$

Si el tramo de 3 a 4 se desvanece 30 dB, el nivel de recepción de portadora en el sitio 4 sería:

$$\begin{aligned} C_{RX4} &= -38.6\text{dBm} \text{ (sin desvanecimiento)} - 30 \text{ dB} \\ &= -68.6\text{dBm} \text{ (con desvanecimiento)} \end{aligned}$$

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

$$C/I_{CO} = -68.6 - (-81.5) = 12.9 \text{ dB}$$

Esto resulta insuficiente, ya que no está dentro del límite de los 15 dB. Para lograr una mejora, es necesario llevar a cabo un cambio en la polarización.

Al tramo que va de 3 a 4 se le reasigna una polarización vertical. El nivel deseado de portadora en 4 con una condición de desvanecimiento no cambia.

$$C_{RX4} = -68.6\text{dBm} \text{ (con desvanecimiento)}$$

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

$$I_{RX4} = 10 \log(I_{RX4}(H)/10) + 10 \log(I_{RX4}(V)/10)$$

Tanto la componente horizontal como la vertical pueden expresarse como:

$$I_{RX4} (H/V) = TX_1 - L_1 + A_{C1}(20^\circ)_{CO/XPOL} - FSL(140 \text{ km}) + A_{C4}(5^\circ)_{XPOL/CO}$$

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

$$\begin{aligned} A_{C1}(20^\circ)_{CO/XPOL} &= \text{ganancia de antena en el sitio 1 a } 20^\circ \text{ copolar cruzada} \\ &= \text{ganancia de antena } (0^\circ) - \text{discriminación de antena } (20^\circ) \end{aligned}$$

Los valores se obtienen de las graficas anteriores de esta misma sección:

$$\begin{aligned} A_{C1}(5^\circ)_{CO/XPOL} &= \text{ganancia de antena en el sitio 4 a } 5^\circ \text{ cruzada copolar} \\ &= \text{ganancia de antena } (0^\circ) - \text{discriminación de antena } (5^\circ) \end{aligned}$$

La componente horizontal de la interferencia en el sitio 4 es:

$$\begin{aligned} I_{RX4} (H) &= TX_1 - L_1 + A_{C1}(20^\circ)_{CO} - FSL(140 \text{ km}) + A_{C4}(5^\circ)_{XPOL} \\ &= +30\text{dBm} - 4 + (32.5 - 26) - 140.4 + (35.4 - 30) = -102.5\text{dBm} \end{aligned}$$

La componente vertical de la interferencia en el sitio 4 es:

$$\begin{aligned} I_{RX4} (V) &= TX_1 - L_1 + A_{C1}(20^\circ)_{CO} - FSL(140 \text{ km}) + A_{C4}(5^\circ)_{XPOL} \\ &= +30\text{dBm} - 4 + (32.5 - 31) - 140.4 + (35.4 - 9) = -86.39\text{dBm} \end{aligned}$$

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

$$I_{RX4} = 10 \times \log(10^{-86.5/10} + 10^{-102.5/10}) = -86.39\text{dBm}$$

Se observa que la interferencia general se determina por el componente vertical.

La C/I general es la razón de la portadora ( $C_{RX4}$ ) y la interferencia ( $I_{RX4}$ ), por lo que:

$$C/I = -68.6 - (-86.39\text{dB}) = 17.8 \text{ dB}$$

Es notable que al hacer que el enlace sea de polarización cruzada, la interferencia entre dentro de los límites aceptables.

Ahora se realizará otra modificación, cambiando las antenas de rejilla por platos sólidos de doble polarización y utilizando ambas polarizaciones. El nivel de portadora se mantiene para ambas polarizaciones:

$$C_{RX4} \text{ (sin desvanecimiento)} = -38.6 \text{ dBm}$$

$$C_{RX4} \text{ (con desvanecimiento)} = -68.6 \text{ dBm}$$

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

$$I = C \text{ (sin desvanecimiento)} - XPD$$

$$= C \text{ (sin desvanecimiento)} - 40\text{dB}$$

$$= -38.6\text{dBm} - 40 = -78.6\text{dBm}$$

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

$$C/I \text{ (sin desvanecimiento)} = XPD = 40\text{dB}$$

Y si se incluye el desvanecimiento:

$$\begin{aligned}
 I &= C \text{ (sin desvanecimiento)} - \text{margen de desvanecimiento} - \text{XPD} \\
 &= C \text{ (con desvanecimiento)} - 40\text{dB} \\
 &= -68.6\text{dBm} - 40 = -108.6\text{dBm}
 \end{aligned}$$

La razón C/I en una condición de desvanecimiento es:

$$C/I \text{ (sin desvanecimiento)} = C \text{ (con desvanecimiento)} - I$$

$$C/I \text{ (sin desvanecimiento)} = [C \text{ (con desvanecimiento)} - 40\text{dB}] = 40 \text{ dB}$$

El C/I es aún de 40 dB, que es la cantidad de la XPD. Es posible ver que en ambos casos la razón C/I es igual a al XPD de la antena.

Ya que el trayecto de interferencia esta sobre el mismo tramo de la portadora, el nivel de desvanecimiento es el mismo. El único efecto del desvanecimiento es girara ligeramente los portadores, degradando por tanto la XPD

## 5.4 BACK TO BACK

Para observar a detalle la forma en la que se calcula la interferencia back to back o nodal se analizará un ejemplo práctico:

Se considera un nodo tipo de una ruta de radio, como el que se muestra en la figura 5.8:

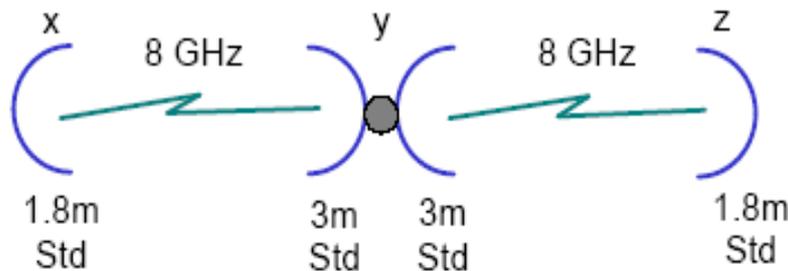


Figura 5.

El nivel de recepción nominal (Rx) en Y desde el transmisor X[T(X)] se designa como  $C_{YX}$ . El valor de  $C_{YX}$  es de -40 dBm, y el nivel de recepción nominal desde TX(Z) es  $C_{YX} = -45$  dBm.

Las antenas en Y son ambos platos estándares de 3m de diámetro y operan a una frecuencia de 8 GHz. Estas antenas poseen una razón F/B de 52 dB y tienen una ganancia ( $A_c$ ) de 45 dBi.

Las antenas en X y Y tienen un diámetro de 1.8 m y operan a una frecuencia de 8 GHz, con una razón F/B de 48 dB y una ganancia ( $A_c$ ) de 40 dBi.

El margen de desvanecimiento requerido para cumplir con los objetivos de rendimiento es de 40 dB y la razón mínima C/I requerida ( $C/I_{\min}$ ) es de 15 dB.

Se pretende determinar si es posible determinar el mismo par de frecuencias, es decir, si la frecuencia utilizada en el tramo XY puede ser usada en el tramo YZ.

El primer paso es considerar el nivel de recepción en Y desde el transmisor X. El nivel de portadora  $C_{YX}$  se da como  $C_{YX}$  (sin desvanecimiento) = -40 dBm, por lo que el nivel de desvanecimiento se puede calcular como sigue:

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

La señal interferente en Y desde Z ( $I_{YZ}$ ) se obtiene como:

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

Utilizando los resultados anteriores, la razón portadora ( $C_{YX}$ ) a interferencia ( $I_{YZ}$ ) se obtiene por:

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

Ahora se considera el nivel de recepción en Y desde el transmisor Z. El nivel de portadora  $C_{YZ}$  se da como  $C_{YZ}$  (sin desvanecimiento) = -45 dBm, con lo que es posible realizar el cálculo de  $C_{YX}$  (desvanecido):

$$\begin{aligned}C_{YZ}(\text{desvanecido}) &= \text{Nivel de recepción nominal} - \text{margen de desvanecimiento} \\ &= -45\text{dBm} - 40\text{db} = -85\text{dBm}\end{aligned}$$

La señal interferente en Y desde X ( $I_{YX}$ ) se calcula como se muestra a continuación:

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

El cálculo de la razón portadora ( $C_{YZ}$ ) a interferencia ( $I_{YX}$ ) se obtiene por:

$$\begin{aligned}C/I(\text{desvanecido}) &= C_{YZ}(\text{desvanecido}) - I_{YX} \\ &= -85 - (-92\text{dBm}) = 7\text{ dB}\end{aligned}$$

Este resultado es insuficiente, la interferencia es inaceptablemente alta, por lo que se debe buscar una alternativa para reducir su nivel.

Se intentará balancear los niveles de recepción en Y, por lo que las características de la antena en el sitio Z se modificarán, y esta tendrá un diámetro de 3m y su ganancia se incrementará en 5 dB.

El nivel de portadora sin desvanecimiento no cambia,  $C_{YX}$  (sin desvanecimiento) = -40 dB, por lo que el cálculo de la portadora con desvanecimiento se hace como sigue:  
 $C_{YX}$  (con desvanecimiento) = -40dBm – 40dB = -80dBm

Ahora se considerará la señal interferente en Y desde Z.  $C_{YZ}$  aumenta en 5 dB debido al plato de 3m, por lo que  $C_{YZ} = -40$ dBm, y el cálculo del nuevo nivel de interferencia es el siguiente:

$$I_{YZ} = C_{YZ} - F/B(\text{Antena Y a X}) \\ = -40\text{dBm} - 52\text{dB} = -92\text{dBm}$$

La nueva razón portadora ( $C_{YX}$ ) a interferencia ( $I_{YZ}$ ) se obtiene por:

$$C/I (\text{desvanecido}) = C_{YX} (\text{desvanecido}) - I_{YZ} \\ = -80 - (-92\text{dBm}) = 12 \text{ dB}$$

Este resultado aun resulta insuficiente, ya que es necesario un mínimo de 15 dB.

La interferencia existente desde el otro tramo se obtiene con el nivel de recepción en Y desde el transmisor Z. El nivel de portadora ha aumentado a  $C_{YZ}$  (sin desvanecimiento) de -40 dBm, por lo que el nivel de portadora es:

$$C_{YZ} (\text{con desvanecimiento}) = -40\text{dBm} - 40\text{dB} = -80\text{dBm}$$

La señal interferente en Y desde X es:

$$I_{YX} = C_{YX} - F/B(\text{Antena Y a Z}) \\ = -40\text{dBm} - 52\text{dB} = -92\text{dBm}$$

La razón portadora ( $C_{YZ}$ ) a interferencia ( $I_{YX}$ ) se obtiene como se muestra a continuación:

$$C/I (\text{desvanecido}) = C_{YZ} (\text{desvanecido}) - I_{YX} \\ = -80 - (-92\text{dBm}) = 12 \text{ dB}$$

El resultado es mejor, pero sigue siendo insuficiente.

Se realizó un balanceo de las razones C/I, con una mejora considerable de la interferencia en Y desde X, aunque no suficiente, pero se tuvo que optar por una antena más grande.

Se llevará a cabo otra modificación de parámetros, cambiando la antena Y en la dirección Z por una antena de alto rendimiento de 3m de diámetro, una razón F/B de 70dB y se conservará la misma ganancia de 45 dBi.

El nivel de recepción Y desde el Transmisor X y la señal interferente en Y desde Z se mantienen sin cambios.

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

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

El nivel de recepción en Y desde el transmisor Z se mantiene sin cambios, por lo que:

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

Ahora consideramos la señal interferente en Y desde X, tomando en cuenta el plato de alto rendimiento:

$$\begin{aligned} I_{YX} &= C_{YX} - F/B(\text{Antena de alto rendimiento Y a Z}) \\ &= -40\text{dBm} - 70\text{dB} = -110\text{dBm} \end{aligned}$$

La portadora ( $C_{YZ}$ ) a interferencia ( $I_{YX}$ ) resulta:

$$C/I \text{ (con desvanecimiento)} = -85 - (-110\text{dBm}) = 25\text{dB}$$

Este resultado nos da una gran mejora, ya que se cumple con el requerimiento de los 15 dB

## **CAPITULO 6**

### **ADMINISTRACIÓN DEL ESPECTRO**

### **RADIOELÉCTRICO EN MÉXICO**

En virtud de que el espectro radioeléctrico es un recurso limitado se requiere de procedimientos a través de los cuales se otorguen, en forma transparente y ordenada las concesiones para su uso, explotación y aprovechamiento eficiente. A finales de 1994, se detectó que no existía una política integral para la atribución, asignación, planificación y ordenamiento del espectro radioeléctrico, lo que limitaba su aprovechamiento.

En este sentido, se carecía de procedimientos adecuados para lograr su eficiente administración y el otorgamiento de concesiones se caracterizaba por un elevado grado de discrecionalidad y poca eficiencia. Tampoco existían mecanismos para aplicar exitosamente los servicios que se estaban generando a raíz de las nuevas tecnologías digitales y la compresión de señales. Aunado a ello el Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias de 1993 requería ser actualizado.

El hecho de que el espectro radioeléctrico sea un recurso escaso, requiere de un procedimiento mediante el cual se otorguen las concesiones para su uso, aprovechamiento y explotación de manera eficiente. De conformidad con el artículo 14 de la Ley Federal de Telecomunicaciones (LFT), las concesiones sobre bandas de frecuencias del espectro radioeléctrico para usos determinados se otorgarán mediante licitación pública.

Al otorgar las concesiones a través de licitaciones públicas, el Estado cuenta con un instrumento que promueve y genera los incentivos para lograr un sector de telecomunicaciones competitivo, al no restringir el acceso de nuevos agentes económicos que pretenden ofrecer algún servicio de telecomunicaciones. Lo anterior, sin perjuicio del establecimiento de restricciones de acumulación por los participantes en las licitaciones y del establecimiento de requerimientos de cobertura a los ganadores.

Asimismo, las licitaciones permiten que nuevos competidores puedan ofrecer servicios comparables a los que ofrecen los agentes económicos ya establecidos, en un plazo relativamente corto y permiten también, que países con tecnologías menos avanzadas puedan tener acceso a los mejores servicios de telecomunicaciones en un plazo reducido. A fin de promover el desarrollo eficiente de los procesos de licitación, se estableció un esquema de licitación pública de subastas simultáneas ascendentes.

El 11 de enero de 1999 se publicó en el Diario Oficial de la Federación el Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (Ver capítulo 1). Dicho cuadro substituyó al expedido por la Secretaría de Comunicaciones y Transportes en 1993, y su objetivo es actualizar las bases para el eficiente uso y explotación del espectro radioeléctrico, así como para el desarrollo planificado de las redes y servicios de telecomunicaciones que utilizan dicho recurso. Mediante la publicación del Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias, el Gobierno Federal ejerce su facultad rectora y promotora en la materia, proporcionando a la industria de las telecomunicaciones los elementos para la planeación, diseño y fabricación de equipos de telecomunicaciones que serán integrados a redes públicas y privadas. Asimismo, se establecen los criterios técnicos necesarios para llevar a cabo las futuras licitaciones de concesiones para el uso, explotación y aprovechamiento de bandas de frecuencias del espectro radioeléctrico para usos determinados.

La Ley Federal de Telecomunicaciones “es de orden público y tiene por objeto regular el uso, aprovechamiento y explotación del espectro radioeléctrico, de las redes de telecomunicaciones, y de la comunicación vía satélite”, por lo que “corresponde al Estado la rectoría en materia de telecomunicaciones, a cuyo efecto protegerá la seguridad y la soberanía de la Nación. En todo momento el Estado mantendrá el dominio sobre el espectro radioeléctrico y las posiciones orbitales asignadas al país”

Lo que esta Ley busca es desarrollar eficientemente las telecomunicaciones promoviendo una sana competencia entre los prestadores de servicios de telecomunicaciones en cuestión de precios, diversidad y calidad en beneficio de los usuarios de dichos servicios.

El Artículo 10 de la Ley Federal de Telecomunicaciones establece la clasificación de las bandas de frecuencias del espectro radioeléctrico. Por su parte, la fracción tercera de dicho artículo define al espectro para uso oficial como aquellas bandas de frecuencias destinadas para el uso exclusivo de la administración pública federal, gobiernos estatales y municipales, y que son otorgadas mediante asignación directa. En estas asignaciones se incluyen frecuencias para diferentes usos, como son radiocomunicaciones marítimas, enlaces de voz y datos punto a punto, sistemas de telemetría y telecontrol, y de radiocomunicación móvil. Las radiofrecuencias asignadas se destinan a diferentes aplicaciones, como pueden ser las correspondientes a las actividades operativas de las dependencias usuarias, para apoyo de funciones administrativas, para propósitos de seguridad pública, o para localización de personas.

A la letra, el artículo 10 de la Ley Federal de Telecomunicaciones, respecto al uso y clasificación del espectro radioeléctrico, dice:

***Artículo 10***

El uso de las bandas de frecuencias del espectro radioeléctrico se clasificará de acuerdo con lo siguiente:

- I. Espectro de uso libre: son aquellas bandas de frecuencias que pueden ser utilizadas por el público en general sin necesidad de concesión, permiso o registro;
- II. Espectro para usos determinados: son aquellas bandas de frecuencias otorgadas mediante concesión y que pueden ser utilizadas para los servicios que autorice la Secretaría en el título correspondiente;
- III. Espectro para uso oficial: son aquellas bandas de frecuencias destinadas para el uso exclusivo de la administración pública federal, gobiernos estatales y municipales, otorgadas mediante asignación directa;
- IV. Espectro para usos experimentales: son aquellas bandas de frecuencias que podrá otorgar la Secretaría, mediante concesión directa e intransferible, para comprobar la viabilidad técnica y económica de tecnologías en desarrollo tanto en el país como en el extranjero, para fines científicos o para pruebas temporales de equipo, y
- V. Espectro reservado: son aquellas bandas de frecuencias no asignadas ni concesionadas por la Secretaría.

Adicionalmente se han asignado frecuencias con motivo de visitas de Estado, visitas operacionales y de investigación científica extranjera

El espectro radioeléctrico por su comportamiento omnidireccional requiere ser regulado no sólo a nivel nacional sino también a nivel internacional. El Reglamento de Radiocomunicaciones (RR) de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) es el instrumento internacional con rango de tratado multilateral que forma parte de la legislación en materia de telecomunicaciones de nuestro país. Dicho reglamento se revisa y actualiza aproximadamente cada 2 a 3 años para mantenerlo al día con los avances tecnológicos.

La Unión Internacional de Telecomunicaciones fue creada el siglo pasado como una organización internacional imparcial, en la que gobierno y sector privado

coadyuvan en la coordinación de la explotación de redes y servicios de telecomunicaciones así como en la promoción del desarrollo de la tecnología de comunicaciones.

Medularmente, la Unión procura la cooperación internacional para el mejoramiento y empleo racional de toda clase de telecomunicaciones, proporcionando a su vez asistencia técnica en la materia a los países en desarrollo, todo ello con el fin de aumentar el rendimiento de los servicios de telecomunicaciones en beneficio de todos los habitantes del planeta.

En ese sentido, conviene establecer que la Unión Internacional de Telecomunicaciones, organización que sirve de marco a la Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones, despliega su actividad a través de tres sectores, a saber, Sector de Radiocomunicaciones, Sector de Normalización de las Telecomunicaciones y Sector de Desarrollo de las Telecomunicaciones.

Cada uno de los sectores se desarrolla mediante conferencias y reuniones en las que los Estados Miembros negocian los acuerdos que servirán de base para la explotación de servicios mundiales de telecomunicaciones. Asimismo, los sectores tienen la encomienda de realizar estudios exhaustivos sobre los que se formulan Recomendaciones elaboradas por las Comisiones de estudio constituidas por expertos procedentes de organizaciones de telecomunicaciones líderes de todo el mundo.

En ese tenor, la misión del sector de Radiocomunicaciones de la UIT consiste en garantizar la utilización racional, equitativa, eficaz y económica del espectro de frecuencias radioeléctricas por todos los servicios de radiocomunicaciones, incluidos los que emplean órbitas de satélites, así como la de realizar estudios y adoptar Recomendaciones sobre la materia.

En la consecución de su misión, este sector toma en cuenta las crecientes demandas de los países en desarrollo a efecto de que se incluya el acceso equitativo al espectro radioeléctrico y las órbitas de satélite, a fin de responder a sus necesidades nacionales; la elaboración de normas mundiales de radiocomunicaciones, que permitan el interfuncionamiento y la economía general de los sistemas; y la elaboración de manuales y capacitación permanentes.

Ahora bien, en el marco de su misión general, destacan dentro de las prioridades del Sector de Radiocomunicaciones para el período 2004-2007 las siguientes:

- Facilitar la introducción de sistemas modernos de radiocomunicación en las zonas rurales, prestando atención particular a los países en desarrollo y asistir a

los Estados Miembros en las actividades de gestión del espectro, ello mediante actividades de formación, reuniones de información, seminarios, elaboración de manuales y entrega de instrumentos de gestión automatizada del espectro.

- Velar por la eficacia y eficiencia de las Conferencias Mundiales y Regionales de Radiocomunicaciones y otras actividades pertinentes del sector, pugnar por la revisión apropiada de su funcionamiento y método de trabajo, y velar para que no se aprueben Resoluciones y Decisiones que pudieran dar origen a gastos que superen los límites establecidos por la Conferencia de Plenipotenciarios.

- Ampliar la asistencia que se ofrece a los Estados Miembros para coordinar y registrar las asignaciones de frecuencias y para aplicar el Reglamento de Radiocomunicaciones, prestando especial atención a los países en desarrollo y a los Estados Miembros de reciente adhesión a la Unión.

- Alentar una mayor participación de los Estados Miembros, Miembros del Sector, Asociados y otras organizaciones en las actividades de la Unión Internacional de Telecomunicaciones, sector radiocomunicaciones (UIT-R), entre otras cosas mediante la concertación de acuerdos de cooperación oficiales u officiosos para ciertas tareas, con el fin de elaborar mejores normas y recomendaciones mundiales relativas en la materia.

A partir de los antecedentes y misión de la Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones (CMR-2000), las Comisiones que dictaminan en la H. Cámara de Senadores de los Estados Unidos Mexicanos procedieron a la aprobación de las Actas Finales de la Conferencia citada, adoptadas en la Ciudad de Estambul, Turquía, el dos de junio de dos mil.

Lo anterior con base en la trascendencia del foro internacional que representa la CMR, integrante de la Unión Internacional de Telecomunicaciones, ya que en su seno, se acuerda a nivel mundial la utilización de las frecuencias radioeléctricas y de las órbitas, así como del espectro de frecuencias radiológicas, definiéndose el marco de las futuras evoluciones tecnológicas. Asimismo, se actualiza el Reglamento de Radiocomunicaciones de la UIT.

Históricamente, México ha mostrado interés en el tema de las telecomunicaciones, reconociendo su impacto en el desarrollo de los países y en la necesidad de mantenerse vigente en los adelantos técnicos en la materia, de ahí que

haya venido participando en las diferentes Conferencias Mundiales de Radiocomunicaciones, firmando y ratificando las Actas resultantes desde 1959.

En ese sentido, la Conferencia en estudio genera como principal resultado acuerdos que toman la forma de Resoluciones y Recomendaciones, mismas que quedan plasmadas en las Actas Finales y que conforme al artículo 31 del Convenio de la UIT, tienen carácter vinculatorio para los Estados Miembros que las firman. No obstante ello, los Estados Miembros tienen la facultad de incluir notas al pie de página o de inscribir las reservas respectivas en el evento que alguna de las decisiones no sea aceptada por el Estado Miembro, situación que salvaguarda los intereses de nuestro país.

La Conferencia Mundial de Radiocomunicaciones de 2000, concluyó con un programa detallado de acción para el sector de las radiocomunicaciones mundiales, dentro del que destacan los siguientes temas:

- Espectro adicional para la tercera generación de sistemas móviles, los sistemas IMT-2000.
- Compartición entre los satélites en órbita no geoestacionaria y los satélites en órbita geoestacionaria.
- Sistemas de determinación mundial de la posición por satélite.
- Radioastronomía.
- Sistemas fijos de alta densidad.
- Diligencia debida administrativa, y
- Recuperación de costos de las notificaciones de satélite, entre otros.

Es importante mencionar que la participación de México en la Conferencia en mención fue en respuesta al interés por proteger el espectro radioeléctrico y evitar que sean impuestas nuevas obligaciones y cargas económicas dentro del Reglamento de Telecomunicaciones, ello en atención a que las Actas Finales de la citada Conferencia contienen decisiones que afectan las radiocomunicaciones internacionales.

En ejercicio de la facultad de los Estados Miembros de oponer reservas a las Actas Finales, el Gobierno Mexicano formuló la siguiente:

"1. Tomar las medidas que considere necesarias para salvaguardar sus intereses, y en particular para proteger sus redes, sistemas y servicios de telecomunicaciones existentes y planificados, en caso de que un Miembro de la Unión no cumpla o deje de cumplir con las disposiciones contenidas en las presentes actas, o si por virtud de las declaraciones o reservas formuladas por

otros Miembros de la Unión, se afecte el buen funcionamiento de sus redes, sistemas o servicios de telecomunicaciones.

2. Aceptar o rechazar las consecuencias que deriven de la aplicación, por otros Miembros de la Unión o de sus Empresas de Explotación Reconocidos, de las decisiones adoptadas en la CMR-2000 que puedan afectar el buen funcionamiento de sus redes, sistemas y servicios de telecomunicaciones existentes y planificados, o que impliquen o puedan implicar un menoscabo en sus bienes y derechos.

3. Rechazar el establecimiento y aplicación de cualquier procedimiento de debida diligencia financiera, así como el establecimiento y la aplicación de cualquier medida punitiva diferente a las señaladas en la Constitución y el Convenio en perjuicio de los derechos de los Estados Miembros, por la falta o la mora en los pagos o contribuciones, según sea el caso.

4. Formular, conforme al Convenio de Viena sobre el Derecho de los Tratados de 1969, nuevas reservas a las presentes Actas en todo momento que juzgue conveniente, entre la fecha de su firma y la fecha de su ratificación, de acuerdo a los procedimientos establecidos en su legislación interna, y a no considerarse obligado por ninguna disposición de las presentes Actas que limiten su derecho a formular las reservas que estime pertinentes.

5. Asimismo, el Gobierno de los Estados Unidos Mexicanos, tomando como base el Cuadro Internacional de Frecuencias y sus notas asociadas, se reserva el derecho a asignar las frecuencias y regular su utilización del modo que resulte mas apropiado para satisfacer sus necesidades de telecomunicaciones."

A efecto de que México obtenga el reconocimiento internacional de sus servicios de radiocomunicaciones, las comisiones que dictaminan consideran de gran importancia la vinculación de nuestro país a las Actas en estudio, quedando protegida la legislación nacional en la materia con la reserva propuesta.

Por consiguiente, México aceptó la responsabilidad internacional de satisfacer las obligaciones y derechos que se consagran en ellas, reglas en las que se manifiesta un evidente respeto a la soberanía nacional, a la seguridad de las relaciones internacionales, se ajustan a las normas imperativas del derecho internacional y, desde luego, a las normas fundamentales de la Constitución Política de los Estados Unidos Mexicanos

Corresponde a la COFETEL, de conformidad con el Reglamento Interior de la SCT, dar seguimiento a los compromisos internacionales en materia de telecomunicaciones de su competencia. Por esta razón, la Coordinación General de Asuntos Internacionales coordina los Comités Mexicanos para la preparación de las Conferencias Mundiales de Radiocomunicaciones (CMR). En estos Comités se convocan a diferentes dependencias del gobierno, a la industria, a la academia y a interesados para trabajar durante el periodo entre conferencias, en el análisis, discusión y preparación de la posición de México.

En forma paralela, la Comisión coordina en el mismo periodo, la posición de México en materia de radiocomunicaciones con la Región de las Américas en el seno de los Comités Consultivos Permanentes (CCPs) de la CITEL (organismo de la OEA), para fortalecer la posición de la región ante los foros mundiales.

## **6.1 REUTILIZACION DE FRECUENCIAS**

La reutilización de frecuencias son métodos para aumentar la capacidad de los sistemas de satélites de comunicaciones, mediante la utilización de las frecuencias asignadas en más de una ocasión. Las mismas frecuencias pueden ser utilizadas para los enlaces de diferentes áreas geográficas, siempre y cuando las antenas tengan haces bien definidos y las emisiones laterales sean suprimidas. Algunos métodos de reutilización de frecuencias son: reutilización de frecuencias por aislamiento espacial; reutilización de frecuencias por polarización y reutilización de frecuencias por separación de haces.

Las mismas bandas de frecuencias son transmitidas por las antenas del satélite y utilizan diferentes transpondedores, por medio de haces direccionales y con separación espacial.

La reutilización de frecuencias consiste en utilizar la misma banda de frecuencias varias veces de manera que sea posible aumentar la capacidad del sistema para un determinado ancho de banda B. Puede llevarse a cabo utilizando **polarizaciones ortogonales** o utilizando la misma banda de frecuencias en distintos haces siempre que la **separación angular** sea suficiente.

El **factor de reutilización de frecuencias** se define como el número de veces que el ancho de banda B se utiliza. En el caso de reutilización por polarizaciones ortogonales el factor sería dos y si utilizamos la misma banda de frecuencias en

distintos haces podría ser reutilizado este ancho de banda B para tantos haces como el nivel de interferencia nos permitiera. Ambas técnicas pueden ser combinadas

Consiste en utilizar el mismo conjunto de frecuencias para transmisión y recepción en zonas geográficas separadas en la superficie terrestre. Para ello hay que diseñar con cuidado las antenas, tal que los lóbulos secundarios hacia de una zona hacia la otra sean de un nivel considerablemente bajo, para que la interferencia sea permisible. Se suelen usar para todo ello alimentadores compuestos por agrupaciones de bocinas, como los de la figura 6.1, que permiten diseñar patrones de cobertura a medida.

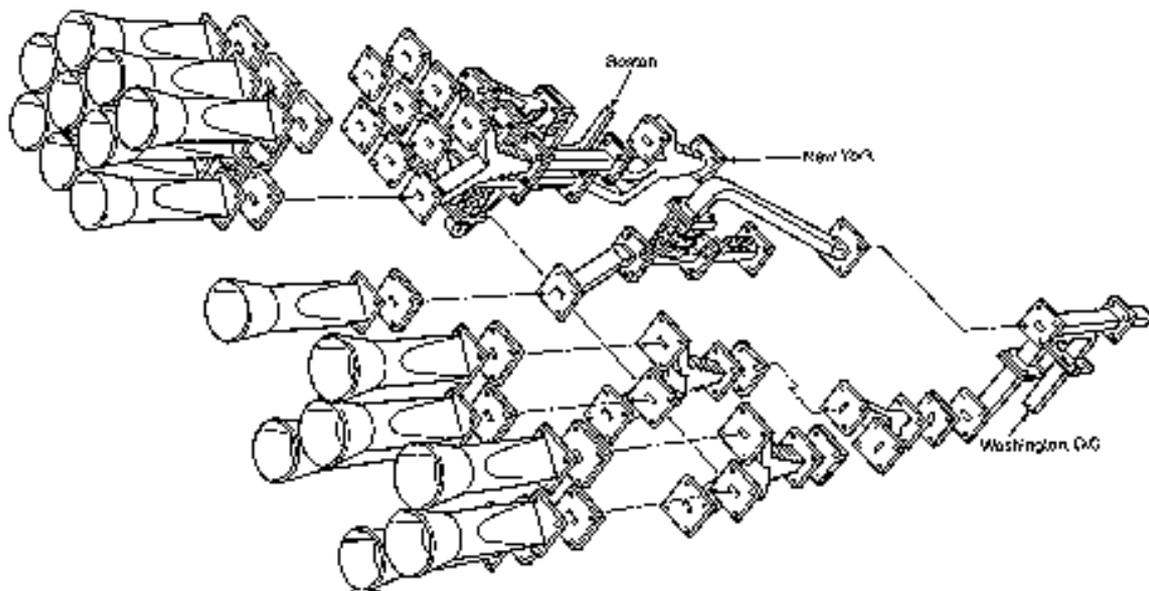


Figura 6.1

### ***Reutilización de Frecuencias por Polarizaciones Ortogonales.***

Esta técnica se basa en generar cada haz que se proyecta en dos polarizaciones ortogonales, cosa que implica que la antena posea un aislamiento entre ambas de unos 25 dB en las zonas de cobertura, requisito muy estricto en la fase de diseño de la misma. Un problema, por ejemplo, en los reflectores parabólicos, es el gran acoplo que presentan entre polarizaciones ortogonales debido a la curvatura y las características de radiación del alimentador, por lo que la solución suele ser usar una configuración Cassegrain para evitar el bloqueo que produce el alimentador, compuesto generalmente por agrupaciones de bocinas. En la figura 6.2 se observa un reflector de este estilo.

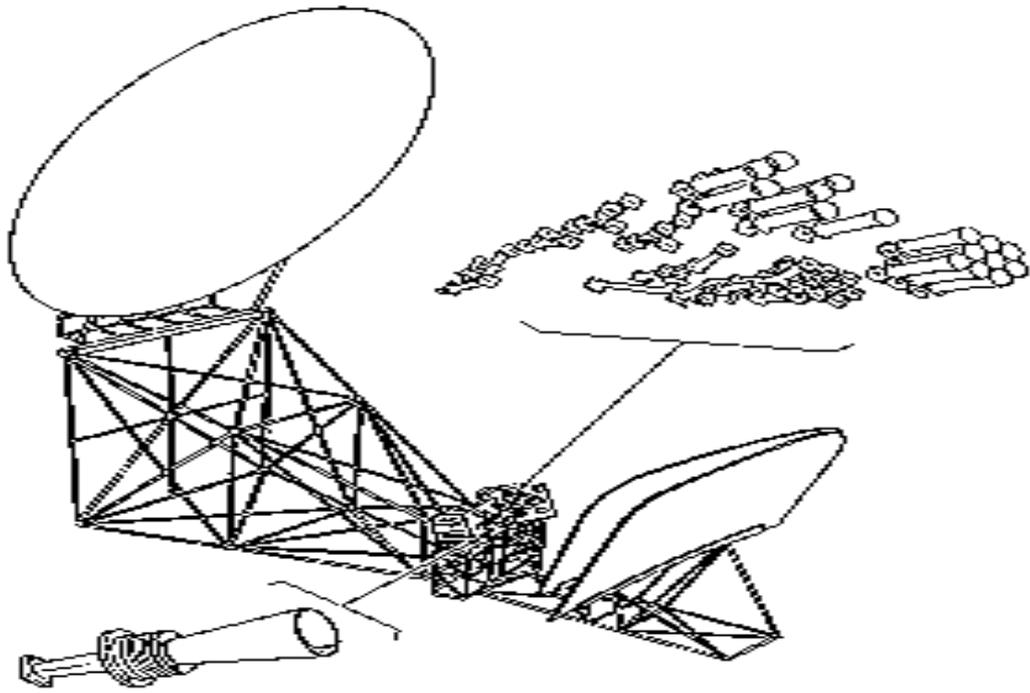


Figura 6.2

La reutilización de frecuencias se refiere a una situación en la que el mismo par de frecuencias se reutiliza en una ruta. Con la mira en una buena administración del espectro, al empezar el planeamiento de frecuencias uno debe partir de la presunción de que la frecuencia se puede reutilizar.

***Plan de dos frecuencias (Un par)***

El plan de reutilización más eficiente es aquel en el que sólo se usa un par de frecuencias en toda la ruta. Se necesita considerar la interferencia desde dos perspectivas, la interferencia en los sitios repetidos (nodal) y el problema en sitios muy alejados dentro de la ruta (overshoot). (Cap. 4 y 5)

***Plan de cuatro frecuencias (Dos pares de frecuencias)***

Si la discriminación de polarización cruzada de las antenas es insuficiente para solucionar el problema de overshoot utilizando solo un par de frecuencias, se requiere un segundo par de frecuencias. En este caso, la frecuencia y la polarización deben alternarse cada segundo tramo. Esto lleva a que el trayecto de overshoot al tercer tramo tenga una frecuencia diferente, y la polarización opuesta asegura que la interferencia de canal adyacente sea mínima, como se ve en la figura 6.3:

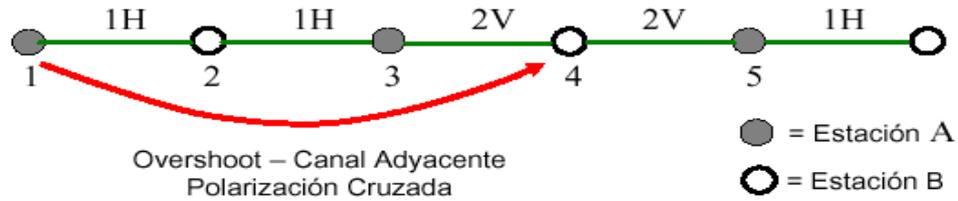


Figura 6.3 Plan de cuatro frecuencias con Polarización alternada

El segundo par de frecuencias se requiere para compensar antenas con razón F/B insuficiente, las frecuencias deben alternarse cada tramo y la polarización cada tercer tramo. La polarización común cada segundo nodo no es un problema en lo que se refiere a la razón F/B puesto que virtualmente no hay discriminación de polarización en la parte posterior de las antenas. El cambio de polarización en el tercer tramo se requiere para protección de overshoot. Esto se ilustra a continuación en la figura 6.4

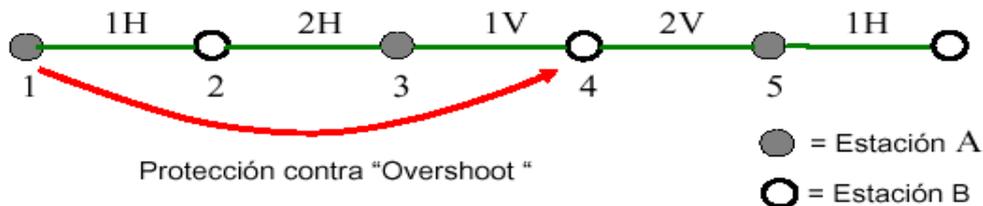


Figura 6.4 Plan de cuatro frecuencias con frecuencias alternadas

*Plan de seis frecuencias (Tres pares)*

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

Las siguientes técnicas son utilizadas para optimizar la reutilización de frecuencias:

- ❖ Minimización de caminos múltiples y cruce de polarización utilizando antenas altamente direccionales y posicionándolas a grandes alturas.
- ❖ Maximización de la direccionalidad de las antenas de las celdas a través de la sectorización del sistema de distribución; el equipo microondas de la celda es generalmente configurado con múltiples sectores, antenas, transmisores y receptores. Una configuración típica es una celda con cuatro sectores utilizando antenas de 90 grados de amplitud de rayo para proveer servicios al conjunto de suscriptores. Cada una de estas antenas sectorizadas (transmisores y receptores) puede soportar el ancho de banda total del espectro reservado.

- ❖ Maximización del aislamiento entre sectores adyacentes a través de polarización; polarización horizontal (H) y vertical (V) puede ser empleada a lo largo del sistema según un patrón alternado entre los sectores. La polarización horizontal y vertical es reutilizada a lo largo del sistema.

El reuso de la frecuencia dentro de una misma área geográfica, es una técnica que permite incrementar la eficiencia en el uso del espectro radioeléctrico, la cual se consigue bajo ciertas condiciones que varían de acuerdo con la técnica de modulación, las características de las antenas, el tipo de polarización utilizado, el tipo de acceso radioeléctrico y la velocidad de transmisión, entre otros elementos a considerar.

En los sistemas de radiocomunicaciones siempre existe la posibilidad de tener interferencia; ella puede ocurrir por emisiones de transmisores que emplean la misma frecuencia, otras frecuencias, e inclusive por la misma señal emitida debido a los múltiples trayectos que se producen por el rebote de la señal cuando se propaga desde el transmisor al receptor. Las administraciones de telecomunicaciones generalmente disponen que se cumpla con normas técnicas para minimizar la posibilidad de interferencia, como el no exceder de ciertos niveles de potencia, así como la operación con determinadas características técnicas de las antenas. Es por ello que es necesario adoptar medidas técnicas y normativas en salvaguarda de la coexistencia.

El aspecto más importante a tener en cuenta en el estudio de interferencias entre canales radioeléctricos es el plan de frecuencias a utilizar. La UIT-R determina la mayoría de los planes de frecuencia usados en la actualidad. La conferencia WARC de la UIT regula la distribución de bandas según la región (capítulo 1). Algunas variaciones sobre las mismas son realizadas por la Oficina Gubernamental encargada de la gestión del espectro.

Los planes de frecuencia surgieron con una separación entre portadoras tal que permitían acomodar canales analógicos con modulación FM. Los enlaces digitales deben adaptarse (mediante el método de modulación conveniente) para utilizar la misma canalización en coexistencia con los enlaces instalados.

La norma técnica toma en cuenta la formulación de medidas viables, que salvaguarden el buen funcionamiento de los servicios de comunicaciones, pero que a la vez no constituyan un freno para el desarrollo de los servicios. Es por ello que se establece para el caso de los enlaces punto a punto que las antenas deben ser direccionales, con un ancho de lóbulo no mayor de 30° y para enlaces punto a multipunto, las antenas podrán ser direccionales con un ancho de lóbulo no mayor de

30° y/o sectoriales con un ancho de lóbulo de hasta 90°. También, se establece el empleo de transmisores con potencia de 1 vatio equivalente a 30 dBm como máximo para espacios abiertos.

Las redes de comunicaciones vía radio, independientemente del servicio al que están dedicadas, hacen uso del espectro radioeléctrico. Existen toda una serie de factores como son la saturación del espectro radioeléctrico, la variabilidad del medio de transmisión o la normativa regulatoria relativa a emisiones radioeléctricas, que hacen necesario la realización de distintos tipos de medidas en las fases de planificación, implantación, optimización y operación de una red radio

La reutilización de frecuencias debida a la alta ocupación del espectro radioeléctrico así como el uso indebido que algunas entidades hacen del medio radioeléctrico provoca que se produzcan en múltiples ocasiones problemas de interferencias e incompatibilidades entre sistemas. La mayor parte de estos casos requiere una comprobación in-situ de los niveles de señal, características y procedencia de las señales en litigio.

Si se considera que el espectro radioeléctrico como patrimonio público común, esto constituye uno de los reservorios más importantes a tener en cuenta para el futuro desarrollo de los servicios y afectará, a la vez, al conjunto de los prestadores de servicios de telecomunicaciones y a todos los usuarios.

A medida que la evolución tecnológica prosigue su curso, el uso del espectro se incrementa y en el mediano plazo, frecuencias que hoy tienen un bajo potencial de uso pueden transformarse en soportes de alto valor para el crecimiento cuantitativo y cualitativo de servicios que hoy se brindan en otras bandas. Así mismo, la expansión de los servicios actuales, así como la introducción de nuevos servicios, incrementan día a día el uso del espectro y su valor.

La planificación del uso espectral debe ser lo suficientemente dinámica como para aceptar la evolución y generación de servicios y debe, a la vez, generar garantías de estabilidad a quienes hayan fundado sus inversiones en las atribuciones obtenidas. Deben evitarse al máximo grado posible las modificaciones en la atribución de bandas, por el perjuicio económico que generan al usuario.

## CONCLUSIONES

El espectro radioeléctrico es la porción del espectro electromagnético que ocupan las ondas de radio y que permite el desarrollo estructurado de los distintos medios y servicios de radiocomunicación en un país, así como la coordinación de éstos medios con los de otras naciones.

La división o clasificación de las frecuencias utilizadas para diversos fines, públicos o privados, permite la identificación clara de cada una de las necesidades y requerimientos de los sistemas de radiocomunicaciones, que van de acuerdo al lugar donde se usan, al tipo de servicio que van a proveer, y al presupuesto que se destine para estos sistemas de comunicaciones.

Dentro del espectro radioeléctrico tenemos a la franja o banda denominada de microondas terrestres, en la que se pueden llevar a cabo enlaces de radiocomunicaciones confiables y estables, siempre y cuando se cumpla con ciertos requerimientos de calidad de la señal, entre los cuales podemos destacar a los que afectan la amplitud de la señal que se esta usando, la forma de onda que se envía o se recibe, el tipo de entorno en el que el sistema de radiocomunicaciones por microondas se encuentra, es decir, los obstáculos que se pueden presentar debidas al clima, a la contaminación, a diversos factores ambientales que pueden causar alguna alteración en la señal transmitida e incluso a factores de tipo eléctrico como son otras señales en el medio o alteraciones en los equipos que envían y/o reciben la señal transmitida.. La señal también se ve afectada por la aplicación, adecuada o no, de conceptos como la polarización y el ruido térmico, entre otros factores que puede debilitar o cambiar el estado original de las microondas.

La distancia existente entre cada uno de los nodos que unen un trayecto o ruta de microondas puede contribuir a que la señal se vea atenuada durante su trayecto, por lo que el uso de amplificadores de microondas nos dan la oportunidad de regenerar las señales que son de nuestro interés, y mantener sus características esenciales dentro de ciertos límites ya preestablecidos, que nos permitirán tener una señal confiable y de calidad que puede transmitirse a distancias lejanas entre el nodo transmisor y el nodo receptor.

El adecuado uso de los recursos del espectro radioeléctrico, como lo son las frecuencias, y su correcta aplicación o montaje sobre el medio de transmisión, darán la

pauta para evitar lo más posible la presencia de interferencia durante el uso de la ruta o trayecto de microondas.

Es necesario tener presente la posibilidad de que la señal que se encuentra siendo utilizada en un canal de comunicaciones, a cierta frecuencia, debe mantener ciertos límites o fronteras en los parámetros de potencia y calidad, ya que éstos pueden afectar a señales que se encuentran en canales adyacentes o se puede ver afectada por estas mismas.

Al utilizar un mismo canal de comunicaciones, se puede tener ciertas alteraciones de señales que viajen por este mismo canal, pero que lo hagan con una frecuencia diferente.

La forma en la que la ruta de microondas se encuentra diseñada, puede representar una fuente de interferencia, ya que se pueden llegar a recibir señales de un sitio lejano, pero con cambios en la polarización y fase de la señal.

Son cuatro tipos de interferencia los que se presentaron en este trabajo, los cuales son muy comunes en los enlaces de microondas terrestres y que su comprensión, así como el conocimiento de los factores que contribuyen a que dichas interferencias aparezcan nos permitirá hacer las adecuaciones necesarias para que el realizar un enlace de microondas reduzcamos lo más posible las interferencias citadas; buscando que el enlace sea lo más puro posible manteniendo la calidad de la señal y evitando con ello que la información contenida en el enlace se altere o sufra alguna pérdida en el trayecto de la ruta.

El adecuado uso y asignación de las frecuencias del espectro radioeléctrico permiten que las comunicaciones por microondas se den de la manera mas limpia y con la mejor calidad posible, y el re-uso o reutilización de estas mismas frecuencias sobre el mismo trayecto de microondas, nos permitan llevar a cabo una adecuada administración del espectro radioeléctrico, apoyándonos en el concepto del cambio de polarización de la señales.

Poder reutilizar las frecuencias con las que se cuentan, nos permite crecer en lo que a rutas de comunicación se refiere usando un medio limitado como lo es el espectro radioeléctrico y brindar un mayor servicio a un mayor número de usuarios de estas vías de comunicación a nivel nacional e internacional.

## **GLOSARIO**

### **Amplificador**

Dispositivo diseñado para aumentar el nivel de potencia, voltaje o corriente de señales eléctricas o electromagnéticas

### **Amplificador de Alta Potencia (HPA)**

Dispositivo que incrementa el nivel de potencia de la señal en la etapa final para ser transmitida al satélite.

### **Amplificador de Bajo Ruido (LNA)**

Dispositivo que tiene como función amplificar la señal recibida del satélite a través de una antena con una contribución mínima de ruido.

### **Ancho de banda**

Es la diferencia entre dos frecuencias dadas. Rango de frecuencias ocupado por una señal.

### **Antena Cassegrain**

Antena de reflector parabólico principal y un subreflector hiperbólico colocado frente al alimentador, entre el vértice y el foco principal del reflector.

### **Atenuación**

Término general para denotar una disminución en la magnitud de una señal en una transmisión de un punto a otro. Puede ser expresada como la relación entre la magnitud de entrada y la magnitud de salida, o en decibeles.

### **Atenuación por lluvia**

Pérdida o reducción de las características de potencia y polarización de las ondas radioeléctricas debido a la lluvia o a nubes muy densas. Varía de región a región de acuerdo a la tasa de pluviosidad.

### **Banda de frecuencias**

Conjunto de frecuencias comprendidas entre límites determinados.

### **Banda C**

Rango de frecuencias que va de 3.7 a 6.4 GHz utilizada para transmisión/recepción de señales del Servicio Fijo por Satélite y microondas.

### **Banda Ku**

Rango de frecuencias que va de 11 a 18 GHz utilizada para la transmisión/recepción de señales del Servicio Fijo por Satélite.

### **Banda L**

Rango de frecuencias ubicado entre 1 y 2 GHz. Se emplea para comunicaciones móviles por satélite

### **Bit Error Rate (BER)**

Tasa de bits erróneos. Relación del número de bits erróneos al total de bits transmitidos en un determinado intervalo de tiempo.

### **Banda Ka**

Rango de frecuencias de 20 a 30 GHz utilizada para la transmisión/recepción de señales desde estaciones fijas y móviles.

### **BPSK**

Técnica de modulación digital por corrimiento de fase binario. La información digital se transmite cambiando la fase de la portadora 180°.

### **Constante de Boltzman**

Relación de la energía promedio de una molécula a la temperatura absoluta del medio. Su valor es  $k=1.38 \times 10^{-23}$  joules/kelvin = 228.5992 dBJ/K.

### **CCIR**

Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicación. Actual Sector de Radiocomunicación de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT-R).

### **dB**

Unidad estándar para expresar la relación entre dos parámetros utilizando logaritmos de base 10. Se utiliza debido a que facilita los cálculos cuando intervienen cantidades muy grandes y muy pequeñas como en el caso de los enlaces vía satélite.

### **dBc**

Decibeles referidos al nivel de potencia de la portadora.

### **dB<sub>i</sub>**

Decibeles referidos a la potencia radiada por una antena isotrópica.

### **dB<sub>m</sub>**

Decibeles referidos a la potencia expresada en miliwatts.

### **dbw**

Decibeles referidos a la potencia expresada en Watts. La potencia de los satélites se expresa en dBW.

### **Densidad de potencia de ruido**

Es la potencia de ruido generada por unidad de ancho de banda o en un determinado ancho de banda de referencia

### **Figura de ruido**

Representada como la relación señal a ruido a la entrada de un sistema con respecto a la relación señal a ruido a la salida del mismo sistema. Es la medida de la degradación de la relación señal a ruido en un sistema de comunicaciones.

**Guía de onda**

Dispositivo para conducción de ondas electromagnéticas.

**Portadora**

Señal de frecuencia fija generalmente, que es modulada por la señal de información a fin de transportarla.

**PSK**

Modulación por Corrimiento de Fase. Técnica de modulación digital.

**Relación portadora a ruido (C/N)**

Relación de la potencia de una portadora digital con respecto a la potencia de ruido en el ancho de banda que ocupa. Se expresa en dB.

**Relación señal a ruido**

Relación de la potencia de una señal analógica con respecto al nivel de ruido. Se expresa en Db

**Ruido**

Señales indeseables en un circuito de comunicaciones. Se expresa en dB.

**Ruido térmico**

Ruido producido por el movimiento aleatorio de los electrones tanto en un medio de transmisión como en los equipos de comunicación.

**UIT**

Unión Internacional de Telecomunicaciones (International Telecommunications Union).

## BIBLIOGRAFIA

- ❖ **Hund, Edgar. Microwave Communications, Componets and Circuits**
- ❖ **Car, Joseph. Elements of Microwave Electronics Technology**
- ❖ **Handbook of Microwave Technology Vol 1 y 2**
- ❖ **Baden, Fuller. Microwaves an Introduction to Microwave theory and Techniques**
- ❖ <http://www.librys.com/espectroem/> Espectro electromagnético
- ❖ [http://www.lu1xa.com.ar/espectro\\_radio\\_elect\\_.htm](http://www.lu1xa.com.ar/espectro_radio_elect_.htm) Espectro radioeléctrico
- ❖ <http://www.fisicaysociedad.es/view/?cat=137&id=236> Espectro radioeléctrico
- ❖ [http://www.sea.freehosting.net/espectro\\_electromagnetico.htm](http://www.sea.freehosting.net/espectro_electromagnetico.htm) Espectro electromagnético
- ❖ [http://www.subtel.cl/download/plan\\_espectro.doc](http://www.subtel.cl/download/plan_espectro.doc) División del espectro radioeléctrico
- ❖ <http://ultra04.agitec.gob.mx/cuadro/region.html> División del espectro radioeléctrico
- ❖ <http://www.cofetel.gob.mx/html/agitec/cuadro/intro.shtml> Espectro radioeléctrico en México
- ❖ <http://www.cofetel.gob.mx/html/agitec/cuadro/sercom.shtml> Espectro radioeléctrico en México
- ❖ <http://www.cofetel.gob.mx/html/agitec/cuadro/modal.shtml> Espectro radioeléctrico en México
- ❖ <http://www.bgmt.com.mx/regulacion/telecom/19990111%20cuadro.doc> Espectro radioeléctrico en México
- ❖ <http://www.itu.int/ITU-R/conferences/seminars/cuba-99/docs/06-harm-interf-es.doc> Definición de interferencia
- ❖ <http://www.satmex.com/clientes/glosario.php> Interferencia
- ❖ <http://www.com.uvigo.es/asignaturas/rcom/TEMA6.htm> Interferencia
- ❖ <http://www.satmex.com/clientes/glosario.php> Definición de atenuación
- ❖ <http://www.udistrital.edu.co/comunidad/profesores/jruiz/jairocd/texto/usm/Introduc.doc> Margen de desvanecimiento

- ❖ <http://www.eie.fceia.unr.edu.ar/ftp/Antenas%20y%20Propagacion/1513.pdf>  
f Umbral y nivel de recepción
- ❖ <http://www.rares.com.ar/PDF/1515.pdf> Discriminación
- ❖ <http://personal.telefonica.terra.es/web/fdimadrid/ICTelec/fdi/antenas.htm>  
Discriminación y degradación
- ❖ <http://personales.unican.es/perezvr/pdf/RUIDO1.pdf> Ruido térmico
- ❖ [http://www.euromaya.com/glosario/I\\_GLOSARIO.htm](http://www.euromaya.com/glosario/I_GLOSARIO.htm) Canal Adyacente
- ❖ [http://www.upv.es/satelite/trabajos/Grupo9\\_99.00/haces.htm](http://www.upv.es/satelite/trabajos/Grupo9_99.00/haces.htm) Canal Adyacente, Co-canal
- ❖ [http://ceres.ugr.es/~alumnos/c\\_avila/gsm22.htm](http://ceres.ugr.es/~alumnos/c_avila/gsm22.htm) Canal Adyacente, Co-canal
- ❖ <http://aniak.uni.edu.pe/sdemicro/> Canal Adyacente, Co-canal
- ❖ <http://www.edicionsupc.es/ftppublic/pdfmostra/TL03203M.pdf> Canal Adyacente, Co-canal
- ❖ <http://aniak.uni.edu.pe/sdemicro/Cap%202%20MW%202004-1.pdf> Back to Back, Overshoot
- ❖ [http://telematica.cicese.mx/revistatel/archivos/Telem@tica\\_AnoIII\\_No17.pdf](http://telematica.cicese.mx/revistatel/archivos/Telem@tica_AnoIII_No17.pdf)  
f Cálculo de Interferencia Canal Adyacente y co-canal
- ❖ <http://www.radioptica.com/Radio/planificacion.asp> Cálculo de Interferencia Canal Adyacente y co-canal
- ❖ [http://www.cft.gob.mx/html/1\\_cft/informe3/cofetel\\_08.pdf](http://www.cft.gob.mx/html/1_cft/informe3/cofetel_08.pdf) Administración del espectro radioeléctrico en México
- ❖ <http://www.broadcasting-mex.com/lft.htm> Administración del espectro radioeléctrico
- ❖ <http://www.senado.gob.mx/sgsp/gaceta/?sesion=2004/11/25/1&documento=11> Administración del espectro radioeléctrico
- ❖ [http://www.upv.es/satelite/trabajos/Grupo9\\_99.00/haces.html](http://www.upv.es/satelite/trabajos/Grupo9_99.00/haces.html) Reutilización de frecuencias
- ❖ <http://www.upv.es/satelite/trabajos/pracGrupo2/intro/antena.html> Reutilización de frecuencias
- ❖ <http://aniak.uni.edu.pe/sdemicro/> Reutilización de frecuencias
- ❖ [http://www.unavarra.es/organiza/etsiit/cas/estudiantes/pfc/redaccna/Tecnologias%20de%20Acceso/LMDS/elementos%20red/Sistema\\_celular.htm](http://www.unavarra.es/organiza/etsiit/cas/estudiantes/pfc/redaccna/Tecnologias%20de%20Acceso/LMDS/elementos%20red/Sistema_celular.htm) Reutilización de frecuencias

- ❖ [http://www.euromaya.com/glosario/R\\_GLOSARIO.htm](http://www.euromaya.com/glosario/R_GLOSARIO.htm) Reutilización de frecuencias
- ❖ [http://www.teradata.com.pe/download/DirectivaMTC2004\\_version%2017.8.4.pdf](http://www.teradata.com.pe/download/DirectivaMTC2004_version%2017.8.4.pdf) Reutilización de frecuencias
- ❖ <http://secom.psi.gov.ar/documentos/res-170-00/ayg/comsat.doc> Reutilización de frecuencias
- ❖ [http://www.inteliaconsultores.com/\\_servicios/servicios\\_medidasradio.htm](http://www.inteliaconsultores.com/_servicios/servicios_medidasradio.htm) Reutilización de frecuencias