



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

"MODELO DE UN SISTEMA PARA CALCULO DE
ENLACES EN MICROONDAS Y SATELITES"

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES
P R E S E N T A N :

**ERIKA JEANETE REYES DELGADO
RODICA SHEYNA TREJO BECERRIL**

ASESOR: DR. SALVADOR LANDEROS AYALA



MEXICO, D. F.

2004

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN



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.

ESTA TESIS NO SALE
DE LA BIBLIOTECA

1955 JUN 21
UNIVERSITY OF MICHIGAN

AGRADECIMIENTOS

A la Universidad Nacional Autónoma de México por ser nuestra alma mater y darnos las herramientas necesarias para ser personas útiles y profesionales a nuestro país.

A la Facultad de Ingeniería por brindarnos el conocimiento que contribuyó en nuestra formación profesional y humana como ingenieras.

Al Dr. Salvador Landeros Ayala por el tiempo y dedicación que nos brindó en la elaboración de esta tesis, así como por darnos la confianza.

A nuestros profesores por compartir sus conocimientos y experiencias con nosotras y enseñarnos a ser mejores profesionistas.

A nuestros compañeros y amigos a lo largo de la carrera: Lupe, Edith, Areli, Lolita, Nancy, Luis, Alicia, Zaira, Uriel, Leonel, Miguel, Sanka y Daniel por compartir con nosotras momentos gratos y difíciles, pero sobre todo por brindarnos su apoyo y su amistad.

Autorizo a la Dirección General de Bibliotecas de la UNAM a difundir en formato electrónico e impreso el contenido de mi trabajo recepcional.

NOMBRE: Rojas Delgado Erika

Jeanote

FECHA: 26 - Mayo - 2004

FIRMA: Erika

AGRADECIMIENTOS

*A esa persona que me dio la vida y que no conforme con eso se ha empeñado en hacer de mí una buena persona, gracias por enseñarme a ser independiente y permitirme descubrir que nada es difícil ni suficiente y porque sin tu apoyo no lo habría conseguido.
"Gracias Mamá porque este logro más que mío es tuyo"*

A quien en algún tiempo fue mi compañero de juegos y más tarde se convirtió en mi mejor ejemplo a seguir. Gracias porque sin saberlo sembraste en mí la inquietud y el ánimo de ser una mejor persona y hoy sé que al igual que tú puedo lograr todo lo que me proponga.

A esa persona que apareció en mi vida hace algunos años y que me ha acompañado a lo largo de este camino. Gracias por enseñarme a ver las cosas con tranquilidad y a sonreír en cualquier momento, también porque has estado cerca cuando he necesitado una palabra de aliento o un abrazo. Además gracias porque me has brindado tu cariño y sabes lo importante que es este logro para mí.

A aquellas personas que conocí el día que llegue a esta facultad y que más tarde me brindaron su amistad.

DEDICATORIA

A mi mami Alicia por consentirme cuando no me lo merezco, por cuidarme y quererme tanto, por hacerme reír siempre, por todos los sacrificios que has hecho por mí, pero sobre todo por arriesgar tu vida desde que nací. Te quiero mucho.

A mi papá Horacio por el esfuerzo que hiciste y sigues haciendo en darme una educación y un hogar, por todos tus consejos para enfrentar los retos de la vida y ser mejor cada día, pero sobre todo por depositar siempre tu apoyo y confianza en mí. He aprendido mucho de ti y también te quiero mucho.

A mis hermanas Marisa, Bárbara y Tamara por ser un ejemplo de dedicación y superación, por crecer junto a mí y por que cada una de ustedes posee talentos diferentes que me han enseñado a crecer humanamente. Las admiro mucho.

A mi mejor amigo el Ing. Fredy Chavarría E. por descubrir junto a ti lo que realmente es la amistad, por apoyarme en mis problemas y alentarme a nunca darme por vencida, por estar dispuesto a escucharme en cualquier momento y darme un consejo. Por los buenos momentos que hemos pasado juntos todos estos años y por siempre acordarte de mí.

A mi compañera y amiga Erika por el tiempo dedicado a este trabajo, por la paciencia, por compartir tus conocimientos conmigo y por los momentos divertidos que pasamos en la Universidad y en la realización de esta tesis.

A mis casi hermanos Tefi y Lotar por compartir los momentos de ocio conmigo y por ser tan chistosos y hacerme reír.

INDICE

	Página
Introducción	<i>i</i>
1 Generalidades	
1.1 Importancia de los enlaces de Microondas y Satélites	1
1.2 Conceptos Básicos	2
1.3 Bandas y Frecuencias asignadas en Microondas y Satélites	2
1.4 Tipos de Satélites y sus Órbitas	5
1.5 Localización del Satélite	6
1.5.1 Rango	7
1.6 Configuración Básica de un Enlace de Microondas	8
1.7 Configuración Básica de un Enlace Satelital	9
2 Sistemas de Microondas	
2.1 Componentes de un Radioenlace de Microondas	12
2.1.1 Antenas	12
2.1.1.1 Parámetros Característicos de una Antena	12
2.1.1.2 Antenas usadas en Microondas	15
2.1.2 Torres	16
2.1.3 Líneas de Transmisión	16
2.2 Propagación de Microondas	17
2.2.1 El factor K	19
2.3 Corrección del Perfil	22

2.3.1	Curvatura de la Tierra	23
2.4	Zonas de Fresnel	24
2.5	Cálculo de la Altura de las Antenas	28
2.6	Atenuación en el Espacio Libre	
2.6.1	Ecuación de transmisión en el Espacio Libre	30
2.7	Desvanecimiento	31
2.7.1	Desvanecimiento de Potencia	32
2.7.2	Ductos	32
2.7.3	Desvanecimiento por Atenuación	33
2.7.4	Desvanecimiento por Multitrayectoria	33
2.7.5	Margen de Desvanecimiento	34
2.8	Atenuación por Oxígeno y Vapor de Agua	35
2.9	Atenuación por Lluvia	36
2.10	Atenuación por Líneas de Transmisión	39
2.11	Pruebas de Propagación	44
2.12	Disponibilidad en un Enlace de Microondas	45
2.12.1	Contribuciones a la Indisponibilidad de un Enlace de Microondas	47
2.13	Cálculo de un Radioenlace Digital	47
2.13.1	Tasa de Error de Bit (BER)	48
2.13.2	Relación Portadora a Ruido y BER	49
2.13.3	Análisis de Trayectoria para un solo Salto Radioeléctrico	49
3	Sistemas de Satélites	
3.1	Estaciones Terrenas	52
3.1.1	Características Generales	53
3.2	Transpondedores	58
3.3	PIRE	62
3.4	Atenuación en el Espacio Libre	63
3.4.1	Interferencia Solar	64
3.4.2	Pérdidas por Conectores y Alimentadores	66
3.4.3	Pérdidas por Desapuntamiento	67
3.5	Atenuación por Oxígeno y Vapor de Agua	69
3.6	Atenuación por Lluvia	71
3.6.1	Despolarización Causada por la Lluvia	75
3.7	Otros Factores de Deterioro por Propagación.	76
3.8	Ecuación para el Cálculo de la Potencia de Enlace	77
3.9	Ruido en un Enlace Satelital	78

3.9.1	- Ruido térmico	79
3.9.2	Factor o Figura de Ruido	79
3.9.3	Temperatura de Ruido de Varios Amplificadores en Cascada.	80
3.9.4	Temperatura de Ruido de un Atenuador	82
3.9.5	Temperatura de Ruido de una Antena (Enlace Descendente)	83
3.9.6	Temperatura de Ruido Total de un Sistema (Enlace Descendente)	85
3.9.7	Temperatura de Ruido Total de un Sistema con presencia de Lluvia (Enlace Descendente)	86
3.9.8	Temperatura de Ruido de una Antena (Enlace Ascendente)	86
3.10	Factor de calidad o Figura de Mérito G/T	
3.10.1	Factor de calidad o Figura de Mérito G/T de un Satélite	87
3.10.2	Factor de calidad o Figura de Mérito G/T de la Estación Terrena	88
3.11	Contornos de PIRE	88
3.12	Configuración Básica de un Enlace Satelital en Radiofrecuencia	89
3.13	Relación portadora a Ruido	90
3.14	Relación portadora a Ruido Ascendente	92
3.14.1	Back-off de Entrada en el Satélite	93
3.14.2	Potencia del HPA de la Estación Terrena	94
3.14.3	Relación portadora a Ruido Ascendente con Presencia de Lluvia	94
3.15	Relación portadora a Ruido Descendente	95
3.15.1	Back-off de Salida en el Satélite	96
3.15.2	Potencia de Salida del TWTA del Satélite	97
3.15.3	Relación portadora a Ruido Descendente con Presencia de Lluvia	97
3.16	Relación portadora a Ruido de Intermodulación	98
3.17	Relación portadora a Ruido Total	101
4	Desarrollo del Modelo	
4.1	Estructura del Modelo	103
4.1.1	Desarrollo del Software	104
4.1.1.1	Programación de las Bases de Datos	104
4.1.2	Parámetros de Diseño de los Enlaces	104
4.1.3	Resultados del Diseño de los Enlaces	107
5	Resultados y Aplicaciones	
5.1	Enlace de Microondas	110
5.2	Enlace Satelital	111

Conclusiones y Recomendaciones	114
Anexos	
Apéndice A La Distribución de Rayleigh y el Desvanecimiento	117
Apéndice B Sistemas de Microondas PCM	121
Apéndice C Características Geográficas para el Cálculo de Atenuación por Lluvia en Enlaces Satelitales	123
Apéndice D Modelo DAH para la Predicción de Atenuación por Lluvia	126
Apéndice E Programas	130
Glosario	151
Bibliografía	156

INTRODUCCIÓN

Actualmente estamos viviendo en lo que podríamos llamar la “Revolución de la Información y las Telecomunicaciones”, en donde la explotación adecuada de la información juega un papel preponderante en el avance y desarrollo de las comunicaciones.

Este gran avance tecnológico que se ha venido suscitando en los últimos años ha traído como consecuencia que las telecomunicaciones a grandes distancias requieran de una eficiencia mucho mayor a la que ya se tiene. El resultado de lo anterior ha hecho que los enlaces de microondas terrestres y los satelitales deban ser diseñados y calculados conjuntamente.

Debido a la ausencia de herramientas que faciliten y simplifiquen esta tarea, el presente trabajo tiene como objetivo proporcionar un modelo de programación que ayude a diseñar y realizar de manera rápida este tipo de cálculos, ya que desafortunadamente el software desarrollado por empresas y equipos consultores es de carácter totalmente lucrativo, es decir, no es accesible para los estudiantes interesados en este tema y que tienen el deseo de ampliar sus conocimientos. De esta necesidad surgió el presente proyecto.

Para lograr nuestro objetivo, el software aquí desarrollado por medio del lenguaje de programación en Mat-Lab, solicita al usuario una serie de datos para ser procesados, generando así los resultados sobre la propagación de las señales en dichos enlaces.

Recopilamos aquí la teoría necesaria de propagación en ondas milimétricas como base fundamental en el desarrollo de nuestro modelo y en la planeación de enlaces Microonda-Satélite; cabe aclarar que dicho modelo no está basado en programas ya existentes.

En el primer capítulo se incluyen conceptos básicos y algunas definiciones previas que ayudaran a la mejor comprensión y que sirven para apoyar la teoría subsecuente de enlaces.

En el segundo capítulo se desarrollan los elementos que intervienen en los sistemas de microondas terrestres con línea de vista. Se detallan los efectos ambientales y del equipo que se presentan a lo largo del camino recorrido por la señal transmitida y que deben ser considerados en el cálculo, así como la sensibilidad de estos parámetros para lograr un enlace de forma viable.

El capítulo tres está enfocado a los sistemas satelitales y de igual forma que el anterior se analiza el trayecto del haz, pero en este caso para la forma ascendente y descendente; para la consolidación del enlace vía satélite en forma efectiva.

En el capítulo cuatro presentamos los pasos que seguimos para el desarrollo del modelo, así como una serie de especificaciones a seguir para llevar a cabo la ejecución del programa. También se

describen los parámetros de diseño necesarios para el cálculo de los enlaces, así como los resultados generados por nuestro software.

Posteriormente, en el capítulo quinto presentamos un ejemplo práctico para ambos casos demostrando así el funcionamiento del modelo aquí desarrollado, y los cuales dan una visión más real de los resultados que se obtienen en la práctica.

Como complemento incluimos algunos tópicos referentes a los enlaces que ayudan a obtener el valor de algunos parámetros indispensables en el cálculo de estos. Tales como la Distribución de Rayleigh en el Desvanecimiento, y los sistemas PCM para enlaces terrestres de microondas. El Modelo DAH para la predicción de Atenuación por Lluvia en banda Ka y algunas Características Geográficas para enlaces satelitales en presencia de Lluvia. En el Apéndice E se puede encontrar el código de programación del modelo, para aquellas personas interesadas en el tema y que deseen conocer el procedimiento seguido, hacer alguna aportación y/o cambios a este.

El software aquí presentado es auxiliar en el análisis y diseño de enlaces microonda-satélite, más no realiza esta tarea completa, pues no hemos considerado algunas características y que también son de relevancia, como lo son: el equipo que debe ser utilizado, las técnicas de modulación y acceso, y los tipos de líneas de transmisión; sino que únicamente realiza el análisis y diseño concerniente a la propagación de la onda en el espacio libre.

Así la finalidad de este trabajo es dar una visión general de todos los parámetros que intervienen en la realización de enlaces microonda-satélite, además de proporcionar un instrumento útil y alternativo para dar solución al diseño de estos.

CAPITULO 1

GENERALIDADES

1.1 Importancia de los Enlaces de Microondas y Satélites

Vivimos en la era de la comunicación, todas nuestras actividades diarias están relacionadas con la comunicación: comunicación en nuestros centros de trabajo, comunicación con instituciones bancarias, comunicación en los centros educativos (tele conferencias), comunicación con clientes y proveedores, etc..

La globalización de las actividades e intercambios comerciales entre países depende intrínsecamente de las comunicaciones para efectuar pagos, consultas, compraventa e intercambio de información pertinente. Sin esta comunicación sería prácticamente imposible realizar todas estas actividades y el desarrollo de muchas naciones se vería afectado en todos los ámbitos.

Las comunicaciones vía satélite han venido a resolver los enlaces de comunicaciones a grandes distancias e incluso en polos opuestos del planeta, por esto los enlaces satelitales por sí solos son de gran importancia, no solo para nuestro país sino para el mundo. Permiten en la actualidad la comunicación móvil en zonas donde es imposible e incosteable el tendido de líneas telefónicas o la instalación de otros medios de transmisión de ondas y señales, ya sea por la inaccesibilidad, incosteabilidad o la cantidad de usuarios programada.

Gracias a las comunicaciones satelitales podemos saber lo que ocurre en el punto más distante del planeta en cuestión de segundos por medio de la televisión, compartir todo tipo de conocimientos e información por medio del teléfono e Internet a través de una conexión convencional o móvil.

La importancia de los enlaces satelitales junto con los de microondas es importante, por que los enlaces de microondas complementan de alguna forma la comunicación que el satélite permite tener entre puntos distantes. Es decir, en ocasiones es necesario tener un enlace final de microondas después de un enlace satelital.

El tener una herramienta, que en este caso es un modelo que permite realizar los cálculos y consideraciones necesarias para tener un enlace microonda-satélite, reduce el trabajo de realizar los cálculos correspondientes para cada enlace de manera independiente.

1.2 Conceptos Básicos

Un **satélite** es un cuerpo que gira alrededor de otro cuerpo de masa preponderante y que tiene un movimiento primaria y permanentemente determinado por la fuerza de atracción de ese otro cuerpo.

Una **microonda** es toda aquella onda electromagnética que tiene su frecuencia en el rango de 1 a 300 GHz, recibe el término de microonda porque la longitud de onda de esta banda es muy pequeña (milimétrica), resultado de dividir la velocidad de la luz (3×10^8 m/s)

Por **enlace** o **radioenlace** entendemos el tramo de transmisión directa entre dos estaciones adyacentes, ya sean terminales o repetidoras, de un sistema de microondas. El enlace comprende los equipos correspondientes de las dos estaciones, así mismo las antenas y el trayecto de propagación entre ambas. De acuerdo con las recomendaciones del CCIR, los enlaces, deben tener una longitud media de 50 Km.

1.3 Bandas y Frecuencias asignadas en Microondas y Satélites

Las microondas son ondas electromagnéticas que poseen un rango de frecuencia que aproximadamente va desde los 300 MHz a los 300 GHz, la ingeniería de microondas/milimétricas tiene que ver con todos aquellos dispositivos, componentes y sistemas que trabajan en este rango. Pero la mayoría de las aplicaciones de las microondas usan frecuencias entre 1 y 40 GHz.

En el diagrama del espectro de ondas electromagnéticas (Figura 1.1), se puede ver que las microondas se encuentran por encima de las ondas de radio y por debajo del infrarrojo y del espectro óptico.

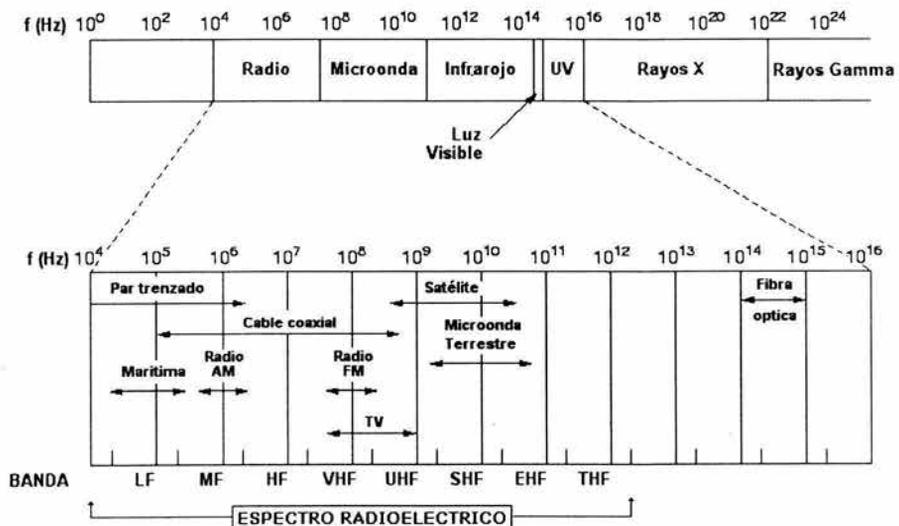


Figura 1.1 Espectro Electromagnético

De acuerdo con la UIT y con lo publicado en el Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias, el espectro radioeléctrico se subdivide en nueve bandas de Frecuencias, que se designan por números enteros, en orden creciente, como lo muestra la tabla 1.1.

Número de la Banda	Símbolos (en Inglés)	Gama de Frecuencias (excluido el límite inferior, pero incluido el superior)	Subdivisión métrica correspondiente	Abreviaturas métricas para las Bandas
4	VLF	3 a 30 kHz	Ondas miriamétricas	B.Mam
5	LF	30 a 300 kHz	Ondas kilométricas	B.km
6	MF	300 a 3000 kHz	Ondas hectométricas	B.hm
7	HF	3 a 30 MHz	Ondas decamétricas	Bdam
8	VHF	30 a 300 MHz	Ondas métricas	B.m
9	UHF	300 a 3000 MHz	Ondas decimétricas	B.dm
10	SHF	3 a 30 GHz	Ondas centimétricas	B.cm
11	EHF	30 a 300 GHz	Ondas milimétricas	B.mm
12	THF	300 a 3000 GHz	Ondas decimilimétricas	

Tabla 1.1 Bandas de Frecuencias del Espectro Radioeléctrico

Debido a tan amplio margen de frecuencias, tales componentes encuentran aplicación en diversos sistemas de comunicación. Los enlaces de Radiocomunicaciones terrestres son tan solo un ejemplo de estas aplicaciones. En estos enlaces detrás de las antenas emisora y receptora, hay toda una circuitería capaz de generar, distribuir, modular, amplificar, mezclar, filtrar y detectar la señal. Otro ejemplo lo constituyen los sistemas de comunicación por satélite.

La capacidad de tráfico de un satélite esta limitada por dos factores: ancho de banda y potencia de los amplificadores. Por lo que respecta al ancho de banda, la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) ha asignado para los satélites actuales de comunicación las bandas VHF, UHF y SHF (ver tabla 1.2). Estas bandas son muy amplias y han sido divididas por diferentes necesidades en sub-bandas; así cada una de estas bandas contienen algunas sub-bandas.

Banda	Rango de Frecuencias	Bandas contenidas dentro de esta
VHF	30 MHz – 300 MHz	
UHF	300 MHz – 3 GHz	L (1 GHz – 2 GHz) S (2 GHz – 4 GHz)
SHF	3 GHz – 30 GHz	C (4 GHz – 8 GHz) X (8 GHz – 12 GHz) Ku (12 GHz – 18 GHz) K (18 GHz – 26 GHz) Ka (26 GHz – 40 GHz)

Tabla 1.2 Bandas de Frecuencia

La banda Ku significa “under K” (bajo la banda K), y la banda Ka significa “above K” (sobre la banda K). La banda Ku es una de las más utilizadas actualmente para los servicios DBS, y también se usa para proporcionar algunos servicios fijos. Por otro lado, la banda C es utilizada básicamente para proveer servicios fijos por satélite. La banda VHF es la asignada para los servicios móviles y de navegación, mientras que la banda L se usa para proveer servicios de radiodifusión móvil así como de radionavegación. En nuestros días, la banda C solo se usa comúnmente en el rango de 4 y 6 GHz. La frecuencia superior se usa para los enlaces de subida al satélite, mientras que la frecuencia inferior es utilizada para los enlaces de bajada. Para los servicios de radiodifusión directa al hogar o DBS se usa la banda Ku y el rango de frecuencias comúnmente usado es de 12 a 14 GHz, denotado como 14/12 GHz, dada la frecuencia de enlace de subida primero.

Las bandas de frecuencias son atribuidas a distintos servicios de radiodifusión por satélite, aunque a un determinado servicio le puede ser designada una diferente banda de frecuencia según la región sobre la que se opere. Los tres principales servicios definidos por la UIT y por la CFC¹ de los Estados Unidos son:

FSS (Fixed Satellite Service): Servicio Fijo por Satélite. Se aplica a todo servicio de comunicaciones que no es móvil ni de radiodifusión. La mayoría de los satélites corresponden a esta categoría.

MSS (Mobile Satellite Service): Servicio Móvil por Satélite. Se aplica a todas las comunicaciones entre dos puntos arbitrarios en tierra firme, aire o mar, donde uno de los puntos o ambos pueden cambiar de posición.

BSS o DBS (Direct Broadcasting Satellite): Servicio de Radiodifusión por Satélite. Se refiere a las señales transmitidas que son recibidas directamente en los hogares. También se le llama DTH.²

Banda	Enlace de Subida GHz	Enlace de Bajada GHz	Servicio proporcionado
C 6/4 GHz	5.925 – 6.425 BW de 500 MHz	3.7 – 4.2 BW de 500 MHz	FSS
Ku 14/12 GHz	14.0 – 14.5 BW de 500 MHz	11.7 – 12.2 BW de 500 MHz	FSS
Ku 17/12 GHz	17.3 – 17.8 BW de 500 MHz	12.2 – 12.7 BW de 500 MHz	BSS o DBS
Ka 30/20 GHz	27.5 – 31.0 BW de 3500 MHz	17.2 – 21.2 BW de 3500 MHz	FSS

Tabla 1.3 Bandas de Frecuencia de Enlaces Satelitales

Las bandas de frecuencia que en realidad se utilizan son mucho más precisas; por ejemplo en la banda Ku para el enlace de subida se utiliza la frecuencia de 14.030 GHz y para el enlace de bajada se usa 11.730 GHz

La tabla anterior muestra las bandas de frecuencias más precisas, así como el ancho de banda de los canales para enlaces tanto de subida como de bajada.

¹ Comisión Federal de Comunicaciones

² DTH: Direct to home service

1.4 Tipos de Satélites y sus Órbitas

Una forma de diferenciar los tipos de satélites es por la altura a la que se encuentra la órbita por la que circulan. Dado cierto ancho de haz, el área de cobertura será mucho menor estando en una órbita baja que en otra de mayor altura. Por otro lado, la potencia para emitir en órbitas bajas es menor.

Se pueden considerar cinco tipos de órbitas según sus altitudes:

- **Órbita GEO (Geoestacionary Earth Orbit):** Órbita Terrestre Geoestacionaria. También conocida como órbita o cinturón de Clarke. La órbita GEO está situada a 35,786 Km de altura, y con un radio de 42,000 Km, con una latitud de 0°, es decir, situada sobre el Ecuador. El período de esta órbita es de exactamente 24 horas y por lo tanto está siempre sobre la misma posición relativa respecto a la Tierra. La mayoría de los satélites actuales son GEO. Los satélites GEO (satélites que viajan en órbitas GEO) precisan menor cantidad de ellos para cubrir la totalidad de la superficie terrestre, pero poseen un retardo de 0,24 seg por día, debido al camino de ida y de vuelta que debe recorrer la señal. Los satélites GEO necesitan también obtener unas posiciones orbitales específicas alrededor del Ecuador para mantenerse lo suficientemente alejados unos de otros (unos 2 grados aproximadamente) para evitar posibles interferencias intersatélite. Proporcionan servicios MSS, FSS, y DBS.
- **Órbita MEO (Médium Earth Orbit):** Órbita Terrestre Media. Se encuentran a una altura de entre 10,075 y 12,000 Km. A diferencia de la GEO su posición relativa respecto a la Tierra no es fija. Debido a su menor altitud se necesitan más satélites para cubrir la superficie terrestre. En la actualidad no existen muchos satélites MEO.
- **Órbita LEO (Low Earth Orbit):** Órbita Terrestre Baja. Se encuentran ubicadas aproximadamente entre 500 y 1500 [km] de altura de la Tierra. Son utilizadas por los transbordadores, los laboratorios espaciales, los satélites para la observación y la fotografía de la Tierra o los destinados a misiones científicas o militares especiales. Este tipo de satélites se denominan de seguimiento, ya que necesitan antenas seguidoras de grandes dimensiones para la recolección de la información. Satélites en estas órbitas son muy utilizados para predicción meteorológica, e investigación atmosférica. Actualmente también tienen gran importancia en los servicios MSS, sobre todo en las comunicaciones móviles por satélite.
- **Órbita HEO (Heliptic Earth Orbit):** Órbita Terrestre Elíptica. Estas orbitas permiten cubrir algunas regiones, especialmente en zonas polares donde los satélites geoestacionarios no pueden dar servicio precisamente por la forma de la órbita.
- **Órbitas polares:** Son órbitas polares bajas (alrededor de los 1000 Km), y en cada rotación ven una región diferente de la Tierra, debido a la rotación de esta. Sistemas basados en este tipo de satélites son el NNSS que es un sistema de posicionamiento global para la marina mercante, y el GMDSS (sistema de búsqueda y rescate marítimos) el cual se sirve de 4 satélites geoestacionarios de INMARSAT y de los satélites COSPAS/SARSAT de órbita polar.

1.5 Localización del Satélite

Para orientar una antena de la estación terrena en la dirección correcta hacia el satélite con el que se desea comunicar, se definen los ángulos de azimut y elevación. Estos ángulos son medidos tomando como referencia la línea sobre la cual la antena tiene ganancia máxima; en el caso de una antena parabólica, que son comúnmente las más usadas, esta referencia es el eje del plato parabólico. Este eje contiene el vértice y el foco, como se muestra en la figura siguiente:

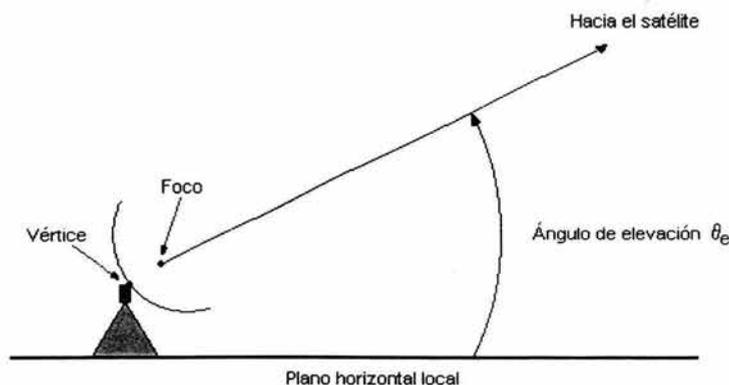


Figura 1.2 Definición del ángulo de elevación

El ángulo de elevación θ_e se define como el ángulo formado entre el plano horizontal y la línea de vista entre la ET y el satélite.

Tanto el valor del ángulo de elevación θ_e como el ángulo de azimut ϕ_a dependen de las coordenadas geográficas de la ET y de la posición orbital del satélite. El ángulo ϕ_a de azimut es el ángulo medido en el sentido de las manecillas del reloj entre la línea que une a la estación terrena con el norte geográfico y la proyección horizontal local de la línea de máxima radiación de la antena, que debe apuntar en dirección hacia el satélite.

Una de las formas más comunes de calcular estos ángulos para operar con satélites geoestacionarios emplea los siguientes datos:

l = latitud de la estación terrena

ΔL = |longitud del satélite - longitud de la estación terrena|

R_e = radio de la Tierra = 6,378 km

h = radio de la órbita geoestacionaria = 42,164 km

Para calcular el ángulo de elevación θ_e , se tiene:

$$\theta_e = \text{ang tan} \left[\frac{a - \frac{R_e}{\text{sen } \theta'}}{h} \right] \quad (1-1)$$

donde $a = \cos l \cos \Delta L$ y $\theta' = \text{ang } \cos a$.

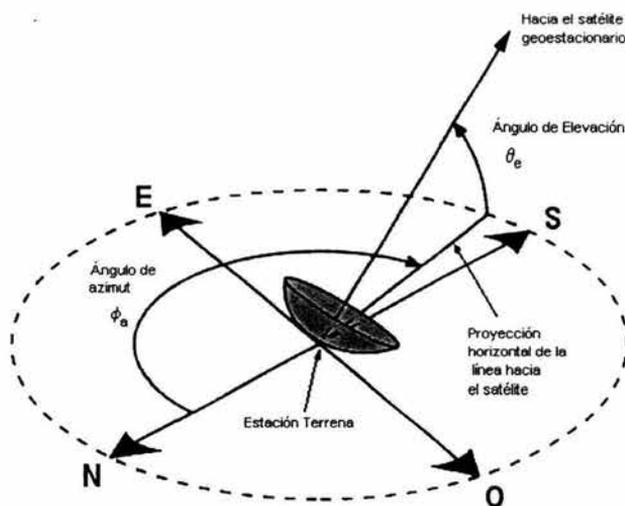


Figura 1.3 Definición del ángulo de azimut

Para calcular el ángulo de azimut ϕ_a , se tiene la siguiente fórmula:

$$\phi_a' = \text{ang} \tan \left[\frac{\tan \Delta L}{\text{sen } l} \right] \quad (1-2)$$

dependiendo de la localización de la ET con relación al satélite, el ángulo de azimut es:

$\phi_a = 180^\circ - \phi_a'$ Estación en el hemisferio norte y al oeste del satélite

$\phi_a = 180^\circ + \phi_a'$ Estación en el hemisferio norte y al este del satélite

$\phi_a = \phi_a'$ Estación en el hemisferio sur y al oeste del satélite

$\phi_a = 360^\circ - \phi_a'$ Estación en el hemisferio sur y al este del satélite

En donde la latitud del satélite es exactamente de 0° para cualquiera de estas fórmulas.

1.5.1 Rango

La distancia que hay entre una estación terrestre y un satélite se denomina rango.

El ángulo de elevación θ_e se obtiene a partir de la ecuación (1-1) de la página anterior.

Conocidas las coordenadas geográficas l y L de la estación terrestre y la posición del satélite geostacionario. A los ángulos θ' y γ se les llama, respectivamente, "ángulo de cobertura o central" y "ángulo de nadir". El ángulo de cobertura θ' se obtienen como:

$$\theta' = \text{ang} \cos [\cos l \cos \Delta L] \quad (1-3)$$

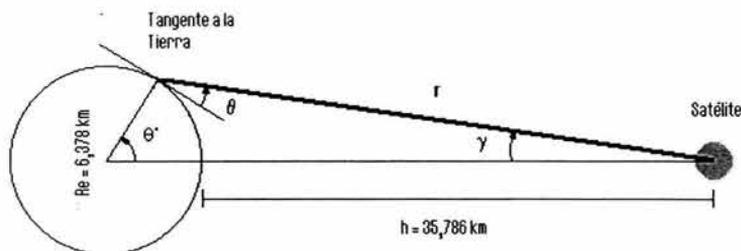


Figura 1.4 Geometría para el cálculo del rango r

en donde l es la latitud de la estación terrena y ΔL es el valor absoluto de la diferencia de longitudes del satélite y de la estación terrena. Conocido θ' , el rango r es igual a:

$$r = 35,786 \sqrt{1.4199 - 0.4199 \cos \theta'} \quad [km] \quad (1-4)$$

Para mayor exactitud, habría que tomar en cuenta la altitud de la estación terrena sobre el nivel del mar y modificar ligeramente el triángulo de la Figura 1.3. Sin embargo, la diferencia que se obtiene en el rango r es muy pequeña y generalmente se desprecia en los cálculos de niveles de potencia. En cambio para los cálculos de atenuación por lluvia sí es muy importante considerar dicha altitud.

1.6 Configuración Básica de un Enlace de Microondas

Básicamente un enlace vía microondas consiste en tres componentes fundamentales: El Transmisor, El receptor y El Canal Aéreo. El Transmisor es el responsable de modular una señal digital a la frecuencia utilizada para transmitir, El Canal Aéreo representa un camino abierto entre el transmisor y el receptor, y como es de esperarse el receptor es el encargado de capturar la señal transmitida y llevarla de nuevo a una señal digital.

El factor limitante de la propagación de la señal en enlaces microondas es la distancia que se debe cubrir entre el transmisor y el receptor, además esta distancia debe ser libre de obstáculos. Otro aspecto que se debe señalar es que en estos enlaces, el camino entre el receptor y el transmisor debe tener una altura mínima sobre los obstáculos en la vía, para compensar este efecto se utilizan torres para ajustar dichas alturas.

El diseño de enlaces por medio de microondas terrestres es similar al de los enlaces satelitales, ya que en muchos casos se utilizan las mismas bandas de frecuencias, atribuidas en forma compartida, pero en este caso la onda electromagnética no sale de la atmósfera terrestre.

El problema fundamental de este tipo de comunicación es la atenuación, que dependerá de la longitud de onda que estemos utilizando, así como de las condiciones meteorológicas, ya que por ejemplo a partir de los 10 MHz aumenta mucho la atenuación a causa de la lluvia, al igual que en los enlaces satelitales.

En los sistemas de microondas las señales tienen variaciones que son debidas a cambios instantáneos en el medio de transmisión, es decir a la constante dieléctrica la cual depende de la altura sobre la tierra, dichas variaciones producen fuertes cambios en el nivel de ruido del sistema.

Si la tierra no tuviera atmósfera los haces se propagarían en línea recta, pero debido a la variación del índice de refracción, los haces tendrán una determinada curvatura. Es por ello que el diseño de un enlace de microondas requiere una corrección de perfil; el perfil esencialmente asegura que la trayectoria del haz estará libre de obstrucciones. Esto implica a la vez la realización de varias pruebas de propagación que nos ayudan a determinar los obstáculos y las reflexiones de los tramos del sistema de microondas.

En condiciones normales de transmisión, el objetivo de diseñar un sistema de estos es el de proveer suficiente claridad de los obstáculos sin tener una cantidad apreciable de pérdidas causadas por estos, y por ello se debe de librar la 0.6 Zona de Fresnel. Las zonas de Fresnel forman una serie de círculos concéntricos imaginarios entre el transmisor y receptor. La posición de zonas depende de la longitud de onda, pero este tema se estudiara a detalle en el Capítulo 2.

También se consideran las pérdidas por espacio libre, desvanecimiento, oxígeno y/o vapor de agua y atenuación por lluvia, y como en el caso de un enlace satelital, no se debe olvidar tomar en cuenta las pérdidas por líneas de transmisión.

Finalmente, dependiendo de la calidad o confiabilidad del enlace que se desea efectuar se selecciona la disponibilidad, la cual esta directamente relacionada con la atenuación por lluvia.

La geometría para este tipo de enlaces es la siguiente:



Figura 1.5 Configuración Básica de un Enlace de Microondas Terrestre

1.7 Configuración Básica de un Enlace Satelital

Para lograr que los enlaces por satélite cumplan con los requisitos de una determinada red de comunicación deben considerarse las características de las unidades de equipo para las estaciones terrenas y los transpondedores que forman parte de la misma, las del medio de propagación y los efectos de radiaciones no deseadas de origen externo.

El diseño de los enlaces de las estaciones terrenas con el satélite depende de diversos factores, tales como la distancia del satélite a la zona de servicio, el ruido interno y externo, la absorción de la radiación en el espacio, la polarización, las interferencias por compartir la banda con otros servicios terrenales y sistemas de satélites, así como el margen requerido para conservar la operación dentro

del valor de continuidad deseado ante variaciones ocasionales causadas por perturbaciones atmosféricas. La banda de frecuencias en que opere una red determinada hace que algunos de los factores mencionados tengan una importancia menor o mayor en el diseño de los enlaces.

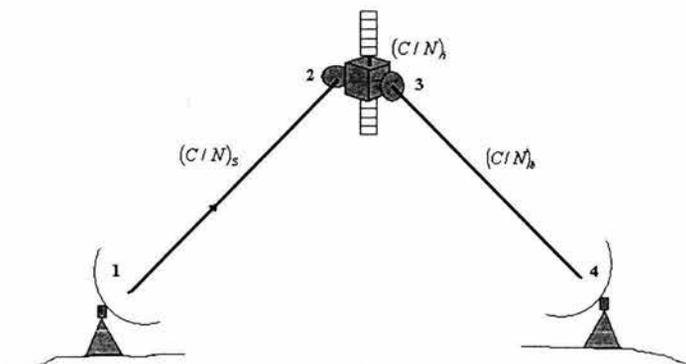


Figura 1.6 Configuración Básica de un Enlace Satelital

Tal como se muestra en la Figura 1.6, la señal emitida por la estación transmisora (1) debe llegar a la receptora (4) con la potencia suficiente para garantizar la calidad esperada de la comunicación, a pesar de las pérdidas y el ruido introducidos en su propagación y recepción, de tal forma que en el punto de destino la relación de la potencia de la portadora al ruido acumulado que se simboliza como C/N , incluyendo todas las fuentes de interferencia, tenga el valor requerido para la red considerada.

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

CAPITULO 2

SISTEMAS DE MICROONDAS

Los enlaces punto a punto juegan un papel muy importante en las telecomunicaciones. Constituyen una manera de comunicar dos puntos a diferentes distancias; así los enlaces punto a punto se han convertido en un medio de comunicación muy efectivo en redes metropolitanas para interconectar puntos como bancos, mercados, tiendas departamentales, radio bases celulares, etc., sobre distancias moderadas y a través de obstáculos como autopistas, edificios, ríos, etc.

De acuerdo a la COFETEL³, se entiende por enlace punto a punto “el radioenlace entre dos puntos transreceptores fijos, ubicados en coordenadas geográficas específicas”. En otras palabras “ la comunicación bidireccional establecida entre dos transreceptores ubicados en dos puntos fijos mediante la emisión de radiofrecuencias de microondas”.

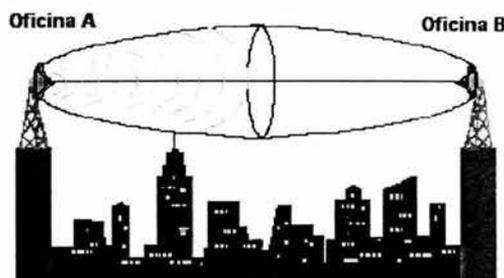


Figura 2.1 Enlace punto a punto

De ahí que por costumbre, al término microonda se le asocie a la tecnología conocida como microondas terrestres que utilizan un par de radios y antenas para microondas.

³ Comisión Federal de Telecomunicaciones.

La ingeniería en los sistemas de radio requiere de una estimación de la pérdida de potencia entre el transmisor y el receptor. Las pérdidas de transmisión determinan si la señal recibida será útil. Cada sistema de radio tiene un máximo de pérdidas de transmisión que son permitidas las cuales, si se exceden, resultan en una pobre calidad o poca confiabilidad en la señal.

Las pérdidas de transmisión son causadas por varios factores, incluyendo las reflexiones, el desvanecimiento, refracciones en la atmósfera y refracciones sobre la superficie de la Tierra.

2.1 Componentes de un Radioenlace de Microondas

2.1.1 Antenas

Tanto para transmisor como para receptor, las antenas son la interface entre el espacio y la línea de transmisión. Son muy útiles para aplicaciones en altas frecuencias (tamaño de la antena $\gg \lambda$).

2.1.1.1 Parámetros característicos de una Antena

Ganancia

La ganancia de una antena se puede definir como la razón de la potencia radiada (o recibida) por unidad de ángulo sólido de una antena que radia en una dirección dada a la potencia radiada (o recibida) por una antena isotrópica alimentada con la misma potencia. La ganancia es máxima en la dirección de la máxima radiación y tiene el siguiente valor:

$$G_{max} = \left(\frac{4\pi}{\lambda^2} \right) A_{eff} \quad (2-1a)$$

Donde $\lambda = c/f$ y c es la velocidad de la luz e igual a 3×10^8 m/s y f es la frecuencia de la onda electromagnética. A_{eff} es la superficie electromagnética equivalente al área de la antena, llamada también área efectiva. Para una antena con apertura circular o reflector de diámetro D y superficie geométrica $A = \frac{\pi D^2}{4}$, $A_{eff} = \eta A$, donde η es la eficiencia de la antena. Por consiguiente:

$$G_{max} = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 = \eta \left(\frac{\pi D f}{c} \right)^2 \quad (2-1b)$$

Expresado en dBi (la ganancia relativa a una antena isotrópica), la ganancia es:

$$G_{max, dBi} = 10 \log \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 = 10 \log \eta \left(\frac{\pi D f}{c} \right)^2 \quad (2-1c)$$

Directividad

La ganancia directiva es la relación de la densidad de potencia radiada en una dirección en particular con la densidad de potencia radiada al mismo punto por una antena de referencia, suponiendo que ambas antenas irradian la misma cantidad de potencia. El patrón de radiación para

la densidad de potencia relativa de una antena es realmente un patrón de ganancia directiva si la referencia de la densidad de potencia se toma de una antena de referencia estándar, que por lo general es una antena isotrópica. La máxima ganancia directiva se llama directividad.

La ganancia de potencia es igual a la directividad excepto que se utiliza el total de potencia que alimenta a la antena (o sea, que se toma en cuenta la eficiencia de la antena).

Área Efectiva de una antena

Debido a que la potencia radiada de una antena o la potencia recibida por una antena receptora depende del área efectiva de las antenas, la ganancia también dependerá del área efectiva, por lo que se define como la razón de la potencia disponible en las terminales de la antena a la potencia por unidad de área de la onda recibida.

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \quad (2-2a)$$

El área efectiva de una antena isotrópica, por ser $G=1$, es:

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi} [m^2] \quad (2-2b)$$

donde λ es la longitud de onda a la frecuencia de operación (calculada con $c = \lambda f$). El área efectiva de una antena puede ser de 50 a 80% del área real, dependiendo del material y de su construcción mecánica.

Para una onda electromagnética plana con polarización lineal, el área efectiva de cualquier antena de transmisión o recepción es calculada como:

$$A_{eff} = \frac{P_r}{P_o} \quad (2-2c)$$

donde P_r es la potencia recibida y P_o es el flujo de potencia por unidad de área del campo incidente en la antena receptora.

Ancho del haz

Se define como anchura del haz de media potencia o simplemente anchura del haz al ángulo entre las direcciones a los lados del eje a las cuales la ganancia de la antena se reduce a la mitad de la ganancia máxima, es decir, se reduce a 3dB.

El ancho del haz de la antena es sólo la separación angular que existe entre los dos puntos de media potencia (-3dB) en el lóbulo principal del patrón de radiación del plano de la antena, por lo general tomado de uno de los planos "principales". El ancho del haz para una antena cuyo patrón de radiación se muestra en la figura siguiente es el ángulo formado entre los puntos A, B y C (ángulo θ).

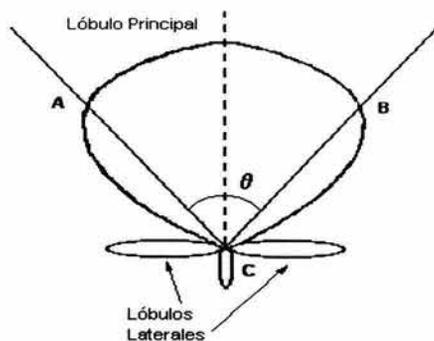


Figura 2.2 Ancho del haz una antena

Los puntos A y B son los puntos de media potencia (la densidad de potencia en estos puntos es la mitad de lo que es, una distancia igual de la antena en la dirección de la máxima radiación). El ancho de haz de la antena se llama ancho de haz a -3dB o ancho de haz de media potencia. Para un plato parabólico, se puede calcular en forma muy aproximada como:

$$\theta_{-3\text{dB}} \cong \frac{75\lambda}{D} [\text{grados}] \quad (2-3)$$

Eficiencia

Relacionado con la impedancia de la antena se tiene la eficiencia de radiación y la eficiencia de reflexión. Estas dos eficiencias indican, que tan buena es una antena emitiendo una señal, y la otra, que tan bien está adaptada una antena a una línea de transmisión.

La *Eficiencia de Radiación* se define como la relación entre la potencia radiada por la antena y la potencia que se entrega a la misma antena. Como la potencia está relacionada con la resistencia de la antena, podemos volver a definir la Eficiencia de Radiación como la relación entre la Resistencia de radiación y la Resistencia de la antena.

$$\text{Eficiencia de radiación} = \frac{R_r}{R_r + R_l} \quad (2-4a)$$

La *Eficiencia de Adaptación* o *Eficiencia de Reflexión* es la relación entre la potencia que le llega a la antena y la potencia que se aplica a ella. Esta eficiencia depende mucho de la impedancia que presente la línea de transmisión y de la impedancia de entrada de la antena.

Eficiencia de Reflexión = $1 - (\text{Coeficiente de Reflexión})^2$, donde dicho coeficiente es igual a:

$$\text{Coeficiente de reflexión} = \frac{z_c - z_0}{z_c + z_0} \quad (2-4b)$$

Patrón de Radiación

En algunas circunstancias es necesario una representación gráfica de la fase del campo eléctrico. Esta representación recibe el nombre de *Patrón de Radiación* o *Diagrama de Fase*.

Un patrón de radiación es un diagrama polar o gráfica que representa las intensidades de los campos o las densidades de potencia en varias posiciones angulares en relación con una antena. Si el patrón de radiación se traza en términos de la intensidad del campo eléctrico (E) o de la densidad de potencia (P), se llama patrón de radiación absoluto. Si se traza la intensidad del campo o la densidad de potencia en relación al valor en un punto de referencia, se llama patrón de radiación relativo.

Campo cercano y Campo lejano

El campo de radiación que se encuentra cerca de una antena no es igual que el campo de radiación que se encuentra a gran distancia. El termino campo cercano se refiere al patrón de campo que esta cerca de la antena, y el termino campo lejano se refiere al patrón de campo que está a gran distancia. Durante la mitad del ciclo, la potencia se irradia desde una antena, en donde parte de la potencia se guarda temporalmente en el campo cercano. Durante la segunda mitad del ciclo, la potencia que esta en el campo cercano regresa a la antena. Esta acción es similar a la forma en que un inductor guarda y suelta energía. Por tanto, el campo cercano se llama a veces campo de inducción. La potencia que alcanza el campo lejano continúa irradiando lejos y nunca regresa a la antena por lo tanto el campo lejano se llama campo de radiación. La potencia de radiación, por lo general es la mas importante de las dos, por consiguiente, los patrones de radiación de la antena, por lo regular se dan para el campo lejano. El campo cercano se define como el área dentro de una distancia D^2/λ de la antena, en donde λ es la longitud de onda y D el diámetro de la antena.

Polarización

La polarización de una antena se refiere solo a la orientación del campo eléctrico radiado desde ésta. Una antena puede polarizarse en forma lineal (por lo general, polarizada horizontal o verticalmente), en forma elíptica o circular. Si una antena irradia una onda electromagnética polarizada verticalmente, la antena se define como polarizada verticalmente; si la antena irradia una onda electromagnética polarizada horizontalmente, se dice que la antena está polarizada horizontalmente; si el campo eléctrico radiado gira en un patrón elíptico, está polarizada elípticamente; y si el campo eléctrico gira en un patrón circular, esta polarizada circularmente.

Ancho de Banda de la antena

El ancho de banda de la antena se define como el rango de frecuencias sobre las cuales la operación de la antena es "satisfactoria". Esto, por lo general, se toma entre los puntos de media potencia, pero a veces se refiere a las variaciones en la impedancia de entrada de la antena.

2.1.1.2 Antenas usadas en Microondas

Estas antenas surgen por la necesidad de obtener un mayor ancho de banda en la transmisión de información. Además, las frecuencias que se logran anteriormente, dejaban ver la necesidad de

cambiar la forma de las antenas y los elementos para construirlas sin perjudicar la ganancia y directividad que hasta entonces se tenían.

Por debajo de los 700 MHz, las antenas que frecuentemente se utilizan en enlaces de microondas punto a punto son las yaguis y se alimentan con líneas de transmisión coaxiales. Sobre los 700 MHz, son parabólicas alimentadas con arreglos de reflectores. Sobre los 2000 MHz, las líneas de transmisión son usualmente guías de ondas, las antenas son generalmente platos parabólicos con diferente alimentación y se utiliza la misma antena para recepción y transmisión. Los requisitos principales impuestos a una antena relacionan las siguientes características.

La ganancia de la antena debe medirse en dirección al lóbulo principal. Para enlaces de línea de vista, debe evitarse que la ganancia de las antenas este sobre los 45 dB, por que el ancho de banda de potencia media, provoca un aumento en los requisitos para las torres, estabilidad en la montura y rigidez.

El ancho de banda de potencia media, afecta los requisitos de la antena y el diseño de las torres. La atenuación de lóbulos laterales reduce o previene interferencia hacia o entre otros sistemas que usan la misma frecuencia o frecuencias adyacentes.

La antena típica de microondas es parabólica y tiene unos tres metros de diámetro; el haz es muy estrecho por lo que las antenas receptora y emisora deben estar muy bien alineadas. Mientras mayor sea la altura en la que se sitúen las antenas mayor será la facilidad para esquivar obstáculos. La distancia cubierta por enlaces microondas puede ser incrementada por el uso de repetidoras, las cuales amplifican y redireccionan la señal, es importante destacar que los obstáculos de la señal pueden ser salvados a través de reflectores pasivos.

2.1.2 Torres

Sirven de soporte para las antenas y pueden ser de tres tipos:

1. Cableadas: Los tensores las mantienen estables, son ligeras pero requieren de un área grande.
2. Autosportadas: Son de estructura piramidal y muy pesadas, pero requieren de un área más reducida que las anteriores.
3. Monopolares: Son de estructura cilíndrica, y las líneas de transmisión van por dentro del tubo que la soporta.

2.1.3 Líneas de Transmisión

Una línea de transmisión consiste de un sistema de dos conductores separados por un dieléctrico, por el cual viajan ondas electromagnéticas. Para acoplar eficientemente cualquier sistema con una línea de transmisión, la impedancia de la fuente, la línea y la carga deben ser iguales. Si no son iguales, la impedancia de entrada será función de la longitud de la línea y de las impedancias de la carga y de la línea de transmisión. Estas líneas de transmisión pueden ser cable bipolar, cable coaxial, par trenzado.

Este tipo de sistemas son funcionales para frecuencias bajas (≥ 3.4 GHz), ya que para altas frecuencias disipan mucha energía; por ello para frecuencias muy grandes la transmisión de señales se hace por medio de *guías de onda*. Una guía de onda es un tubo de material conductor, de sección

rectangular, circular o elíptica usado para conducir una onda electromagnética. El tubo puede estar vacío o relleno con un dieléctrico. El dieléctrico le da soporte mecánico al tubo (las paredes pueden ser delgadas) pero reduce la velocidad de propagación. El diseño de una guía de onda es muy estricto, ya que las guías de onda solo pueden transmitir frecuencias discretas, relacionadas a las dimensiones de las guías, por lo tanto la modulación en frecuencia no es una alternativa válida para transmitir las señales. Además las guías de onda solo tienen aplicaciones para distancias muy cortas, debido a su poca flexibilidad.

Así, dependiendo de lo que se desee transmitir, bajo que condiciones y a que frecuencia; es que se hace la selección entre una línea de transmisión y una guía de onda.

2.2 Propagación de Microondas

Debido a que las frecuencias de operación de los enlaces punto a punto están en las bandas UHF y SHF, el tipo de propagación es por línea de vista.

El término línea de vista (LOS)⁴ se refiere a que la onda es captada por el receptor directamente desde el transmisor. Este tipo de onda solo se recibe dentro del horizonte visual, de ahí el nombre.

En los sistemas de microondas las señales tienen variaciones que son debidas a cambios instantáneos en el medio de transmisión, dichas variaciones producen fuertes cambios en el nivel de ruido del sistema. Estas variaciones o desvanecimientos de la señal pueden disminuirse proyectando cuidadosamente los tramos de la trayectoria y efectuando pruebas de propagación en cada tramo del sistema, calculando teóricamente las condiciones de propagación esperadas durante las más adversas condiciones del tiempo que puedan ocurrir.

Los efectos de la atmósfera, a las frecuencias de microondas se deben a las variaciones de la constante dieléctrica, o bien del índice de refracción n del medio con respecto a la altura sobre la tierra. Sabemos que la atmósfera esta formada por capas esféricas que dependen de la temperatura T , la presión de la atmósfera P y la humedad p , según la formula del índice de refracción.

$$n = 1 + \frac{A}{T} \left(P + \frac{Bp}{T} \right) \times 10^{-6} \quad (2-5a)$$

donde T esta en grados Kelvin [K], P y p en milibarios [mb] y los factores A y B son constantes. El factor p es la presión parcial del vapor y normalmente es 1% de la presión atmosférica P .

La parte $\frac{A}{T}$ de la ecuación (2-5a) se debe a los momentos de dipolos inducidos en las moléculas del

vapor de agua y la parte $\left(P + \frac{Bp}{T} \right)$ se debe a los momentos de dipolos permanentes. Los valores de

las constantes A y B son 79 [K] y 4800 [K] respectivamente, basados en datos experimentales, los cuales se pueden incluir en la ecuación (2-5a) para obtener la siguiente ecuación:

$$n = 1 + \frac{79}{T} \left(P + \frac{4800p}{T} \right) \times 10^{-6} \quad (2-5b)$$

⁴ Line of Sight, como se nombra en inglés.

En una atmósfera normal, la temperatura T disminuye lentamente con la altura y la presión atmosférica también disminuye al aumentar la altura. Siendo estos los factores más importantes de la ecuación (2-5b) el efecto neto es doblar el haz de microondas hacia arriba o hacia abajo dependiendo de estos parámetros de la atmósfera. Normalmente se flexionan las ondas hacia la tierra, debido a que el índice de refracción disminuye con la altura, resultando que la parte superior del frente de las ondas se propagará más rápidamente que la parte inferior.

Si la tierra no tuviera atmósfera, los haces se propagarían en línea recta desde la antena transmisora situada sobre la superficie terrestre que tiene una determinada curvatura, pero, debido a la variación del índice de refracción, los haces tendrán una determinada curvatura. En realidad lo importante no es la curvatura de la tierra o del haz sino la curvatura relativa de los haces con respecto a la tierra, lo cual permite convenientemente considerar la propagación de las ondas en línea recta sobre una tierra que tiene una curvatura relativa. El índice de refracción debe variar de tal manera que su derivada con respecto a la altura sobre la tierra sea la recíproca del radio de la tierra, por lo cual la tierra podrá considerarse como plana modificando el índice de refracción n por un factor $(1 + \frac{h}{R_T})$.

El índice modificado (N) sería entonces:

$$N = n \left(1 + \frac{h}{R_T} \right) \approx n + \frac{h}{R_T} \quad (2-6a)$$

donde h es la altura sobre la tierra y R_T es el radio real de la tierra. Normalmente n disminuye pero N aumenta con la altura sobre la tierra. El índice n debe disminuir en forma lineal, por lo que podemos decir que:

$$n = n_0 + \left(\frac{dn}{dh} \right) h \quad (2-7)$$

donde n_0 y $\left(\frac{dn}{dh} \right)$ son constantes y $\left(\frac{dn}{dh} \right) h$ es un factor pequeño comparado con n_0 , es decir, de la ecuación (2-6a) se obtiene:

$$N = n_0 + \left(\frac{dn}{dh} \right) h + \frac{hn_0}{R_T} + \frac{h^2}{R_T} \left(\frac{dn}{dh} \right) \quad (2-6b)$$

El factor $\frac{h^2}{R_T} \left(\frac{dn}{dh} \right)$ es despreciable y si se define que R_E es el radio efectivo de la Tierra, el índice modificado se expresará como:

$$N = n_0 + \left(1 + \frac{h}{R_E} \right) \quad (2-6c)$$

considerando que

$$\frac{1}{R_E} = \frac{1}{n_0} \frac{dn}{dh} + \frac{1}{R_T} \quad (2-8)$$

Para obtener el radio efectivo de la tierra se corrige el radio R_T por un factor K , es decir,

$$R_E = KR_T \quad (2-9)$$

El factor $K = R_E / R_T$ y se define por la dirección y el valor de la curvatura del haz con respecto a la curvatura de la tierra y cualquier cambio de K equivaldría a una variación de las condiciones de la atmósfera ya que el índice n es variable.

2.2.1 El factor K

El factor K es un factor de escala (actualmente asumido como una constante para cada trayectoria en particular) que ayuda a cuantificar la curvatura de la trayectoria de un rayo emitido. Comúnmente los radioenlaces, incorrectamente sugieren que la efectividad de las comunicaciones esta limitada por el horizonte óptico ($K=1$). Pero, la mayoría de los radioenlaces no están restringidos a la propagación en línea de vista. En realidad, frecuentemente se pueden lograr comunicaciones más allá del horizonte óptico (por ejemplo $K=1.33$). La Figura 2.3 muestra este concepto en forma simplificada, y la Figura 2.4 muestra los efectos de varios factores K sobre la curvatura del radio del haz. Esta curvatura es debida a la refracción angular.

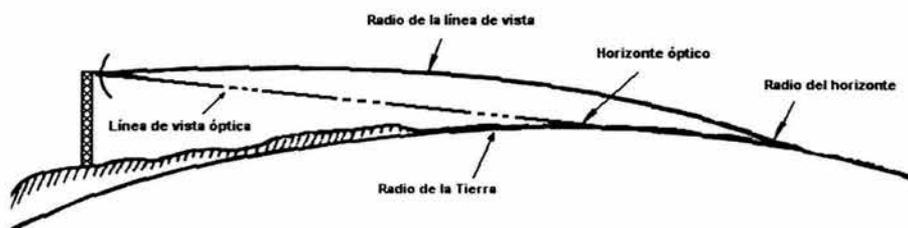


Figura 2.3 Línea de vista óptica contra radio de la línea de vista

La refracción angular a través de la atmósfera ocurre por que las ondas de radio viajan con diferentes velocidades a través de un medio de constante dieléctrica variable. En el espacio libre la velocidad de grupo es máxima, pero en la atmósfera ionizada, en donde la constante dieléctrica es ligeramente más grande debido a la presencia de gas y moléculas de agua, las ondas de radio viajan lentamente. Los radiometeorólogos han definido que para una atmósfera estándar; la presión, la temperatura, y el contenido de vapor de agua (humedad) disminuyen cuando aumenta la altura. La constante dieléctrica, siendo un simple parámetro que resulta de la combinación de los efectos de estas tres propiedades meteorológicas, también disminuye con la altitud.

Las ondas electromagnéticas viajan más rápido en un medio de constante dieléctrica baja. En una atmósfera horizontalmente homogénea en donde el cambio vertical de la constante dieléctrica es gradual, la curvatura o refracción es continua, así que, el rayo es lentamente desviado de la densidad de aire más delgada hacia la más gruesa, haciendo que el haz tienda a seguir la curvatura de la tierra.

Esta curvatura puede ser directamente relacionada al radio de dos esferas. La primera esfera es la tierra ($R = 3600$ km) y la segunda esfera es la formada por la curvatura del rayo con su centro coincidiendo con el centro de la tierra. Entonces, el factor K resulta como una relación de dos

radios, el radio real de la tierra R_T y el radio de la curvatura del haz R_E . K es frecuentemente llamado *factor del radio efectivo de la tierra*.

$$K = \frac{R_E}{R_T} \quad (2-10)$$

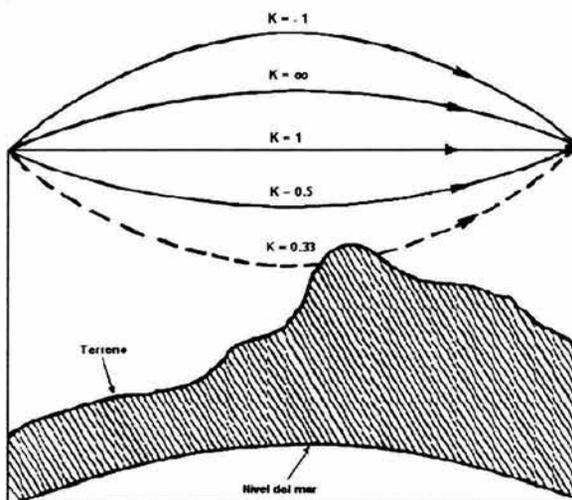


Figura 2.4 Curvatura del rayo para varios factores K

El factor K puede deducirse de la ecuación (2-8):

$$\frac{1}{R_E} = \frac{R_T \frac{dn}{dh} + n_0}{R_T n_0} \quad (2-11a)$$

ordenando la ecuación:

$$\frac{R_E}{R_T} = \frac{n_0}{R_T \frac{dn}{dh} + n_0} = K \quad (2-11b)$$

es decir,

$$K = \frac{1}{1 + \frac{R_T}{n_0} \frac{dn}{dh}} \quad (2-11c)$$

La mayor parte del tiempo existe una atmósfera estándar, esto quiere decir, que se considera para una refracción normal, entonces $\frac{dn}{dh}$ por metro es :

$$\frac{dn}{dh} = -3.66 \times 10^{-8} \quad (2-12)$$

sustituyendo este valor, considerando que n_0 es casi igual a la unidad y que $R_T = 6370$ km en la ecuación (2-11c) tendremos:

$$K = \frac{1}{1 + (3.66 \times 10^{-8})(6370 \times 10^3)} \approx \frac{4}{3} \quad (2-13)$$

El valor normal de K es $4/3$, ya que se ha comprobado experimentalmente a través de varios años y se considera que ocurre más del 60% del tiempo.

Las variaciones de $K = 4/3$ hasta $K = 2/3$ ocurren aproximadamente durante 0.1 % del tiempo, por lo que es conveniente efectuar pruebas de propagación durante el tiempo en que prevalecen las condiciones de atmósfera estándar ($K = 4/3$), esta ocurre durante el día entre las 9 de la mañana y las 5 de la tarde. La confiabilidad del sistema depende grandemente de las variaciones de K , es decir, del terreno, el lugar y el tiempo. El análisis de los resultados debe tomar en cuenta estas variaciones y para obtener una buena confiabilidad del sistema, se debe determinar las alturas de las torres basándose en variaciones de K hasta $K = 2/3$. Ocasionalmente pueden ocurrir valores negativos de K . Corrigiendo la curvatura de la tierra por $K = 4/3$ resulta que el radio terrestre será de 8493 km en vez de 6370 km.

En la siguiente figura se muestran algunos ejemplos de la variación del índice de refracción y por lo tanto de la trayectoria de un haz bajo diferentes condiciones atmosféricas.

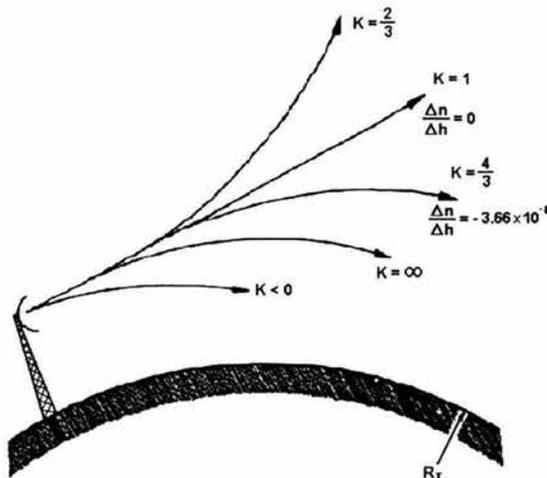


Figura 2.5 Propagación de un haz de Microondas bajo diferentes condiciones atmosféricas

2.3 Corrección del Perfil

Un perfil de trayectoria es una representación gráfica de la trayectoria entre dos sitios adyacentes de radioenlace en dos dimensiones. La altura de las torres puede ser derivada del perfil, y, subsecuentemente, estas alturas pueden ser ajustadas (en papel) para que el haz del rayo evite puntos de reflexión en algunas superficies. El perfil esencialmente asegura que la trayectoria del haz estará libre de obstrucciones.

Estos son tres métodos reconocidos para dibujar un perfil de trayectoria:

1. *Método Completamente Lineal.* Comúnmente las graficas lineales en papel son usadas cuando la trayectoria puede ser una línea recta dibujada desde la estación transmisora hasta la estación receptora, proporcionando un despeje tangencial de las alturas equivalentes de los obstáculos. Una línea recta es también dibujada desde el receptor hasta el transmisor. La curvatura del radio del haz es representada por un ajuste de la altura de cada obstáculo por un cerro o bulto de tierra equivalente, usando la ecuación siguiente:

$$h = \frac{d_1 d_2}{12.75K} \quad (2-14)$$

en donde h es el cambio en la distancia vertical en metros desde una línea de referencia horizontal, d_1 es la distancia en km desde un extremo de la línea de trayectoria hasta la altura del obstáculo en cuestión, y d_2 es la distancia en km desde el otro extremo de la trayectoria al mismo obstáculo. K es el factor seleccionado que ya hemos mencionado antes, para hacer el debido ajuste.

2. *Método Terrestre de 4/3.* Se requiere la grafica de 4/3 de la tierra. En este caso pueden emplearse los valores reales de las alturas de los obstáculos. Un ejemplo de un perfil usando una gráfica de 4/3 en papel es mostrado en la Figura 2.6. Por supuesto, con este método, el valor de K se fija en 4/3.

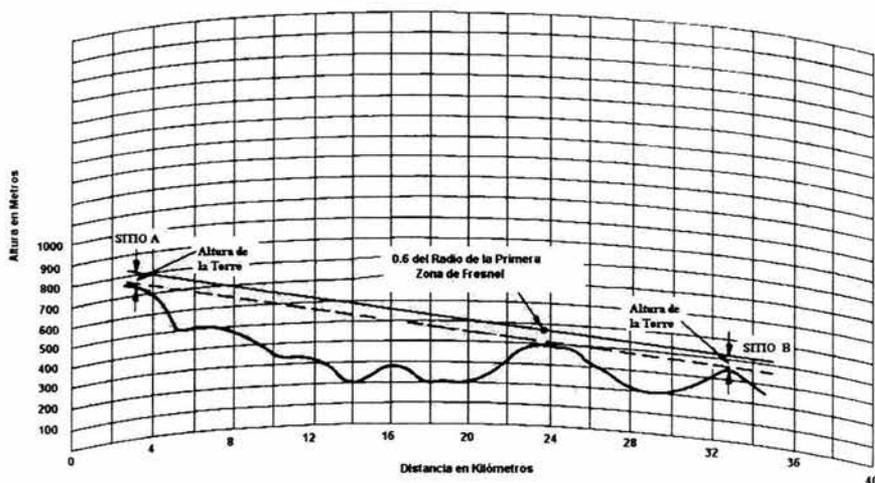


Figura 2.6 Ilustración de un perfil de trayectoria utilizando el método de 4/3

3. *Método de Curvatura.* Se utiliza una gráfica lineal en papel. Los valores reales de las alturas de los obstáculos son empleadas como una referencia lineal al nivel del mar y una curva es dibujada desde la estación transmisora hasta la estación receptora y viceversa. La curva tiene un valor de curvatura KR , en donde K es el factor a aplicar y R es el radio geométrico de la tierra e igual a 6370 km, asumiendo que la tierra es una esfera perfecta.

El primer método es el más recomendado por que permite una investigación e ilustración de las condiciones de varios valores de K sobre una gráfica. También elimina las necesidades especiales para una gráfica de la curvatura de la tierra sobre papel y no requiere graficar curvas, únicamente es necesaria una línea recta, facilitando así la tarea de graficar el perfil.

2.3.1 Curvatura de la Tierra

Cualquier cambio en la atmósfera puede ser expresado como una variación equivalente del factor K y que, multiplicado por el radio terrestre, nos proporciona el radio efectivo de la tierra, el cual equivale a la curvatura de la tierra menos la curvatura del haz de microondas. Cualquier cambio de K puede demostrarse gráficamente de dos maneras:

- Realizando una gráfica del perfil sobre la curvatura efectiva de la tierra KR_T mostrando el haz de microondas como una línea recta.
- La gráfica del perfil hecho sobre una superficie terrestre plana con el haz de microondas teniendo una curvatura relativa de KR_T .

Para facilitar el análisis de las pruebas de propagación, se traza el perfil con los datos tomados de los mapas y se corrigen las alturas por el factor equivalente a la curvatura efectiva KR_T , es decir, se obtiene un perfil corregido que permite trazar el haz de microondas como una línea recta. Cualquier cambio de K corresponde a otra corrección del perfil, lo cual permite fácilmente visualizar los efectos de los cambios de la atmósfera. Se puede obtener una fórmula para calcular la curvatura efectiva de la tierra para cualquier valor de K como se muestra a continuación.

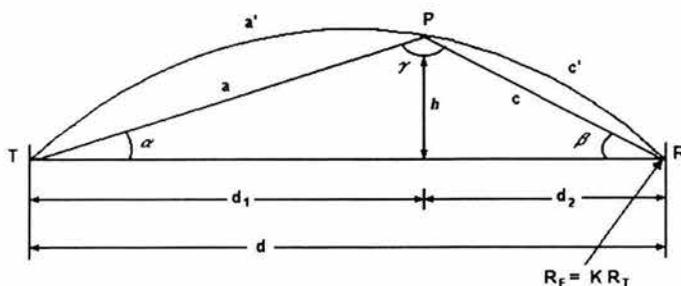


Figura 2.7 Construcción Matemática

Si b es la distancia entre los puntos T y R de la figura, siendo d_1 y d_2 las distancias de estos puntos a cualquier otro punto donde se desea conocer la altura h del arco de radio KR_T , se puede aplicar en el triángulo TPR la ley de los senos:

$$\frac{c}{\text{sen } \alpha} = \frac{a}{\text{sen } \beta} = \frac{b}{\text{sen } \gamma} = 2 R_E \quad (2-15a)$$

además:

$$\operatorname{sen} \alpha = \frac{h}{a} \quad (2-15b)$$

combinando las ecuaciones anteriores:

$$\operatorname{sen} \alpha = \frac{h}{a} = \frac{c}{2 R_E} \quad (2-15c)$$

Por lo tanto:

$$h = \frac{ac}{2 R_E} \quad (2-16)$$

Generalmente se considera que:

$$a \approx a' \approx d_1 \quad \text{y} \quad c \approx c' \approx d_2$$

entonces:

$$h = \frac{d_1 d_2}{2 R_E} \quad (2-17a)$$

obteniendo una relación de esta fórmula con K y expresando a d_1 y d_2 en [km] y h en [m] tenemos:

$$h = 0.0786 \frac{d_1 d_2}{K} \quad [m] \quad (2-17b)$$

Es conveniente hacer los perfiles de los tramos del sistema con una escala horizontal de 1 cm = 2 km y una escala vertical de 1 cm = 50 m. En el caso de que se quiera o sea necesario aumentar la escala horizontal al doble, se debe aumentar la escala vertical cuatro veces para mantener la relación correcta, debido a que se multiplican las dos distancias d_1 y d_2 de la ecuación (2-17b).

2.4 Zonas de Fresnel

Se debe considerar que la presencia de la tierra cambia las condiciones de propagación, ya que la señal recibida depende no solamente de la señal propagada por el espacio libre, sino también de las ondas que se hayan reflejado en el terreno.

Las pruebas de propagación (ver tema 2.11), se efectúan principalmente para determinar los obstáculos y las reflexiones de los tramos del sistema de microondas, y siendo que la señal recibida depende de estos factores, se efectúan dichas pruebas variando en manera determinada las alturas de las antenas receptoras y transmisoras, para así determinar finalmente las alturas de las torres.

Cualquier obstrucción en la trayectoria de las ondas no dejará pasar la radiación y presentará una variación de la señal al cambiar las alturas de las antenas, primero por la sombra del obstáculo y por la interferencia entre la onda directa del transmisor y la onda reflejada del obstáculo, como se puede ver a continuación:

Bajo condiciones normales atmosféricas, el terreno tiene dos efectos sobre las pérdidas de propagación en un sistema de microondas:

1. Árboles, edificios, colinas, o la tierra; pueden bloquear una porción del rayo que transporta la microonda y puede causar pérdidas de obstrucción (adicional a la atenuación en el espacio libre).
2. Una gran sección plana de terreno o agua pueden reflejar una segunda señal para la antena receptora. La señal reflejada podría llegar fuera de fase con la señal directa, resultando así una atenuación adicional que puede cancelar la señal (interferencia).

Efectos de la difracción (obstáculos).

La difracción en una onda de radio ocurre cuando la onda encuentra un obstáculo que es igual de grande en comparación con la longitud de onda del rayo. Por debajo de los 1000 MHz existe una difracción o encurvamiento de un obstáculo con el incremento de la atenuación como función de la obstrucción del obstáculo. Por arriba de los 1000 MHz, con el incremento de la obstrucción, la atenuación crece mucho más rápidamente hasta que el trayecto se hace más inusual. La cantidad actual de pérdidas por obstrucción es dependiente del área del rayo obstruido en relación con el área total frontal de la energía propagada y de las propiedades de difracción de la obstrucción.

Bajo condiciones normales de transmisión, el objetivo de diseñar un sistema es el de proveer suficiente claridad de los obstáculos sin tener una cantidad apreciable de pérdidas causadas por estos. Para poder calcular el suficiente espacio para evitar estos obstáculos es necesario estudiar el principio de Huygens y la teoría desarrollada por Fresnel.

Con la intervención de la difracción de un obstáculo podemos asumir que el volumen del espacio es lo suficientemente pequeño que los efectos del gradiente pueden ser despreciados de modo que la discusión de la difracción puede estudiarse como si se estuviese en un medio homogéneo.

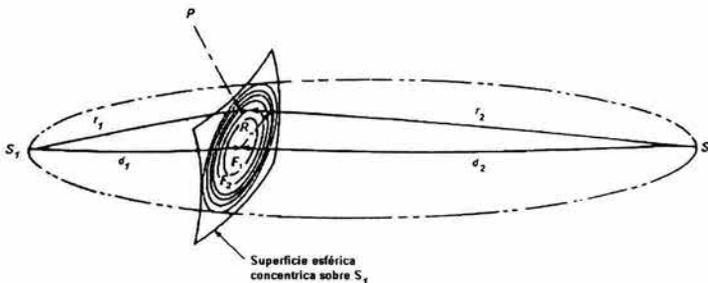


Figura 2.8 Geometría de las zonas de Fresnel

Considerando la figura anterior, la teoría de onda de Huygens-Fresnel plantea que el campo electromagnético en el punto S_2 es debido a la suma de los campos causados por la radiación de pequeñas áreas que se incrementan sobre una superficie cercana sobre el punto S_1 , que hace que S_1 sea la única fuente de radiación. El campo a una distancia constante r_1 de S_1 (el cual es una superficie esférica), tiene la misma fase sobre toda la superficie desde que la onda electromagnética viaja a una velocidad de fase constante en todas las direcciones del espacio libre.

Las Zonas de Fresnel forman una serie de círculos concéntricos imaginarios entre el transmisor y receptor. La posición de las zonas depende de la longitud de onda. Cada zona contiene componentes que viajan por trayectos que no tienen más de media longitud de onda de diferencia entre sí a lo largo de toda la longitud.

La superficie de fase constante es llamada frente de onda. Si las distancias r_2 de varios puntos sobre el frente de onda a S_2 son consideradas, las contribuciones al campo de S_2 se ven como componentes que se suman vectorialmente de acuerdo con la diferencia de sus fases relativas. Cuando varios de los valores de r_2 difieren por media longitud de onda ($\lambda/2$), es cuando se da la cancelación más fuerte. Las Zonas de Fresnel se distinguen entre las áreas de una superficie cercana a la fuente S_1 cuyas componentes están en fase.

Considerando un punto en movimiento P_1 en la región con respecto a una antena terminal colocada en S_1 y S_2 tal que la suma de las distancias r_1 y r_2 a P es constante. En tal punto, generamos un elipsoide con S_1 y S_2 como los focos. Podemos definir un grupo de elipsoides concéntricos tal que la suma de las distancias de r_1 y r_2 difiera por múltiplos de media longitud de onda ($\lambda/2$). La intersección de estas elipsoides definen las *Zonas de Fresnel* de la superficie que se muestra en la figura anterior (Figura 2.8). Así, sobre la superficie del frente de onda, la primera zona de Fresnel F_1 está definida como el contorno de la intersección de la suma de los segmentos rectos r_1 y r_2 igual a la distancia d más la suma de media longitud de onda ($\lambda/2$). La segunda zona de Fresnel F_2 está definida como la región donde la suma de $r_1 + r_2$ es más grande que $d + \frac{\lambda}{2}$ y menor que $d + 2\left(\frac{\lambda}{2}\right)$.

Así el caso general puede ser definido, donde F_n es la región donde la suma de $r_1 + r_2$ es más grande que $d + (n-1)\frac{\lambda}{2}$ pero menor que $d + (n)\frac{\lambda}{2}$. Igualmente, todas las componentes del campo de las Zonas de Fresnel tienden a cancelarse de las zonas libres, desde la segunda, tercera, cuarta y quinta, etc. ya que sus áreas son aproximadamente iguales.

La aplicación de las Zonas de Fresnel a caminos con obstáculos solo pueden ser usadas en el campo lejano. La distancia mínima d_F donde las zonas se aplican puede ser aproximadamente determinada por:

$$d_F > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2-18)$$

donde D es la apertura de la antena con unidades iguales a las de λ .

Para calcular el radio de la zona n de Fresnel, es decir R_n en una superficie perpendicular al camino de propagación, se utiliza la siguiente ecuación:

$$R_n \equiv \sqrt{n\lambda \left(\frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2} \right)} \quad [m] \quad (2-19)$$

donde:

λ : Longitud de onda de la portadora

n : Número entero de la Zona de Fresnel que se desea calcular.

d_1 : Distancia a la antena más cercana medida desde el obstáculo

d_2 : Distancia a la antena más lejana medida desde el obstáculo.

También puede ser calculado como:

$$R_n = 17.3 \sqrt{\frac{n}{F_{GHz}} \left(\frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2} \right)} \quad [m] \quad (2-20)$$

En esta ecuación todas las distancias están dadas en kilómetros, la frecuencia de la señal emitida esta en GHz y R_n en metros.

La siguiente gráfica muestra la forma de atenuación para varios caminos en el espacio libre:

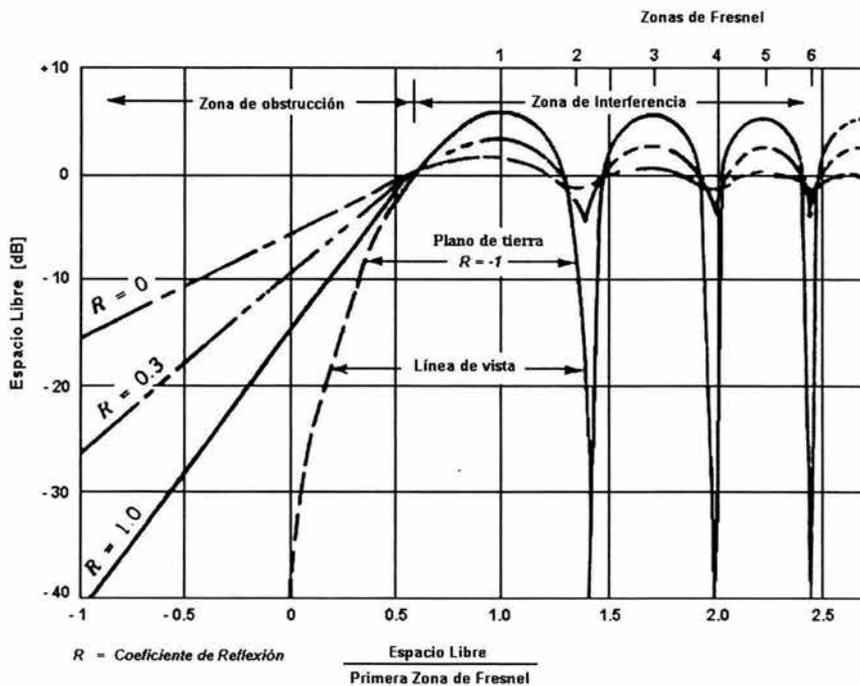


Figura 2.9 Atenuación contra Transmisión en el Espacio Libre

Si R_1 es la primera zona de Fresnel, entonces:

$$R_n = R_1 \sqrt{n} \quad (2-21)$$

Así para calcular el radio de la primera Zona de Fresnel, donde d está medido en kilómetros:

$$R_1 = 17.3 \sqrt{\frac{1}{F_{GHz}} \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (2-22)$$

En la figura 2.10 se muestra un enlace con la primera Zona de Fresnel dibujada y delimitada por el radio R_n correspondiente a cada punto a lo largo del trayecto.

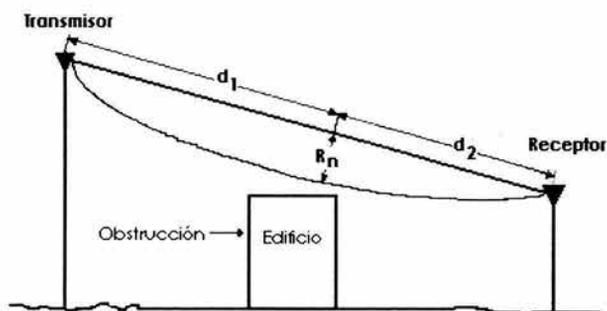


Figura 2.10 Primera Zona de Fresnel

Convencionalmente en el espacio libre se necesita la zona 0.6 de Fresnel, es decir, para cuando el rayo está a 3 dB; debido a los obstáculos en el camino. Conociendo la zona 0.6 de Fresnel es suficiente para asegurar que la atenuación debida a un obstáculo en o cerca del rayo emitido es imperceptible.

2.5 Cálculo de la Altura de las Antenas

Esta parte del enlace es una de las más importantes, ya que es necesario que las antenas se encuentren en línea de vista para poder obtener la mayor recepción de potencia y por lo tanto el menor número de obstáculos o reflexiones entre las estaciones. El objetivo es conservar la altura de la torre lo más bajo posible y mantener comunicaciones efectivas. Las torres deben ser lo suficientemente altas para que el rayo emitido supere los obstáculos en el camino. El procedimiento a seguir para obtener la altura de las antenas es el siguiente:

- Determinar la posición geográfica de las estaciones entre las cuales se llevará a cabo el enlace y desarrollar sobre un plano de alturas del terreno el perfil geográfico entre las estaciones
- Determinar el valor estándar para el coeficiente de curvatura de la tierra K de acuerdo con la zona geográfica y altura del enlace. Generalmente se utiliza, por costumbre, el valor medio $K=4/3$.
- Determinar el valor de K crítico que corresponde al peor caso, con ocurrencia más del 99.9% del tiempo. Este valor se incrementa con la longitud del enlace y corresponde a $K=0.8$ para 50 Km de longitud del enlace.
- Ubicar el obstáculo de mayor altura entre las estaciones, para de esta manera realizar la corrección del perfil h y el cálculo de la curvatura de la tierra.
- Se calcula el radio de la primera zona del elipsoide de Fresnel (R_1) en el obstáculo más evidente. F_1 depende de la distancia y en forma inversa de la frecuencia.
- Se calcula el valor de despejamiento D que se trata de la separación entre el rayo de unión entre antenas y el obstáculo. Es el 0.6 de la primera Zona de Fresnel.

- Considerando el enlace “despejado”, tomar el peor valor de altura entre $\left[K = \frac{4}{3}; \frac{D}{R_1} = 1 \right]$ y $\left[K = 8; \frac{D}{R_1} = 0.6 \right]$.
- En caso de que no pueda despejarse el enlace, se determina la atenuación por obstrucción A_{obs} en función de la relación $\frac{D}{R_1}$ obtenida en el cálculo. Ciertos tipos de obstáculos producen atenuación por absorción y por dispersión, en tanto que otros producen despolarización de la onda.
- Si existieran reflexiones en el terreno plano debe calcularse la altura de la antena de manera que se logre que el rayo reflejado llegue en fase con el directo. En caso contrario se usará el sistema antirreflexivo de diversidad de espacio.
- En el peor de los casos donde no se puede superar un obstáculo es necesario usar repetidores pasivos del tipo espejo o espalda-espalda. Estos permiten cambiar la dirección del enlace. En algunos casos se adoptan repetidores activos amplificadores de radiofrecuencia con bajo consumo de energía para áreas de difícil acceso.

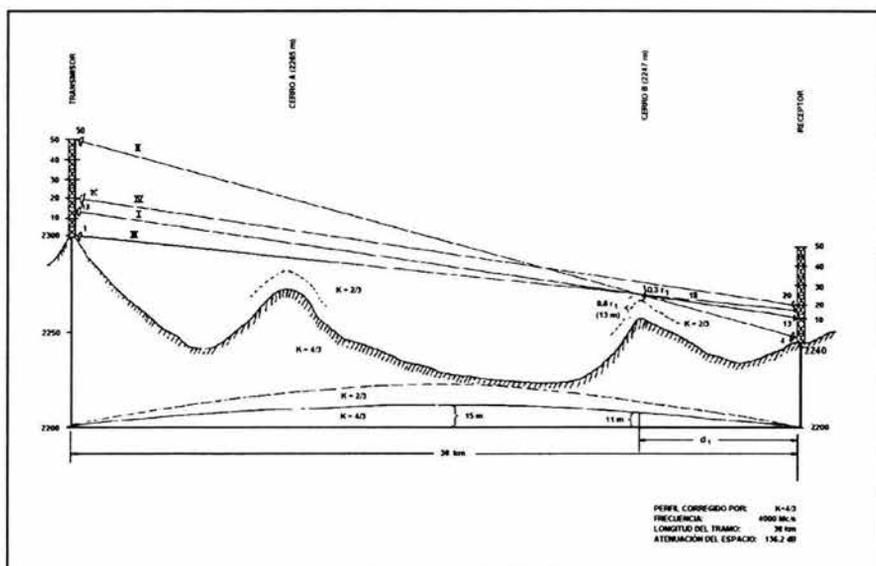


Figura 2.11 Perfil geográfico de la altura de las antenas entre las estaciones.

Se observa que por lo menos una de las alturas de las antenas debe ser mayor a la suma total de la altura del obstáculo, la corrección del perfil (h) y de la 0.6 zona de Fresnel ($R_{0.6}$).

2.6 Atenuación en el Espacio Libre

El concepto básico en la estimación de las pérdidas de radio transmisión son las pérdidas esperadas en el espacio libre, estos es, en una región libre de todos los objetos que pueden absorber o reflejar la energía y bajo condiciones de una atmósfera estándar.

Una comunicación confiable de microondas necesita una línea de vista clara entre sus terminales, además de los requerimientos de la primera zona de Fresnel en el espacio libre. Bajo estas condiciones la intensidad de la señal estará cerca del valor del espacio libre, excepto por posibles reflexiones terrestres o por efectos atmosféricos.

2.6.1 Ecuación de transmisión en el Espacio Libre

En un enlace de microondas se tiene una antena transmisora y otra receptora separadas por una distancia d en km. La potencia transmitida P_t es proporcional al área efectiva A_{eff} , definida en la ecuación (2-2a), e igualmente la potencia recibida P_r . Si \bar{S} es el flujo de energía por unidad de área en la dirección de transmisión y las antenas están alineadas en la dirección de máxima ganancia, a una distancia d se puede decir que, debido a la antena transmisora de ganancia G_t :

$$\bar{S} = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \quad (2-23)$$

Igualmente para la antena receptora la potencia recibida es:

$$P_r = \bar{S} A_r \quad (2-24)$$

La ganancia entonces según la ecuación (2-1a) para la antena receptora es:

$$G_r = \frac{4\pi}{\lambda} A_r \quad (2-25)$$

Combinando las ecuaciones (2-23), (2-24) y (2-25) se obtiene la relación fundamental de la pérdida en el espacio libre entre dos antenas con ganancia G_r y G_t referidas a antenas isotrópicas:

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{\lambda^2 G_t G_r}{4\pi d^2 4\pi} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad * \quad (2-26)$$

donde:

P_t = potencia alimentada dentro de la antena transmisora de sus terminales de entrada.

P_r = potencia disponible en las terminales de salida de la antena receptora

G_t = ganancia máxima de la antena transmisora

G_r = ganancia máxima de la antena receptora

A_r = área efectiva de la antena receptora.

A_t = área efectiva de la antena transmisora.

d = distancia entre las antenas

λ = longitud de onda de la señal

*La longitud de onda y la distancia d deben expresarse en las mismas unidades.

Para obtener una relación práctica para pruebas de propagación, es necesario expresar la ecuación de atenuación del espacio libre en decibeles entre las dos antenas isotrópicas, donde la ganancia para ambas es igual a la unidad ($G_t = G_r = 1$) como la razón de la potencia transmitida a la recibida.

$$A (dB) = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2-27a)$$

que aplicando propiedades de logarítmicas, resulta en:

$$A (dB) = 20 \log \frac{4\pi d}{\lambda} = 20 \log 4\pi + 20 \log d - 20 \log \lambda \quad (2-27b)$$

Para convertir a la frecuencia f en MHz y medir la distancia en kilómetros, utilizamos la fórmula que relaciona la velocidad de la luz con la frecuencia, es decir, $c = \lambda f$ donde c es la velocidad de la luz e igual a $c = 3 \times 10^5 \text{ km/s}$. La longitud de onda por lo tanto es $\lambda = 0.3/f$ con f medido en MHz. La fórmula anterior (2.27b) se convierte en:

$$A (dB) = 20 \log 4\pi + 20 \log d - 20 \log 0.3 + 20 \log f \quad (2-27c)$$

Reduciendo los términos, se tiene finalmente la expresión:

$$A (dB) = 20 \log f_{MHz} + 20 \log d_{km} + 32.46 \quad (2-27d)$$

La cual calcula la atenuación en el espacio libre entre dos antenas. La distancia debe medirse en km para obtener la atenuación en dB.

2.7 Desvanecimiento

El desvanecimiento es definido como alguna variación del tiempo, fase, polarización y/o nivel de una señal recibida. La mayoría de las definiciones básicas de desvanecimiento son en términos de los mecanismos de propagación como: refracción, difracción, esparcimiento y atenuación.

El desvanecimiento es causado por la geometría de ciertos terrenos y las condiciones meteorológicas, que no son necesariamente exclusivas. Todos los sistemas de transmisión en el rango de frecuencia de los 0.3 – 300 GHz pueden sufrir desvanecimiento, incluyendo estaciones terrenas de sistemas satelitales operando en bajos ángulos de elevación y/o bajo grandes precipitaciones pluviales. Los principales efectos que sufren las señales por causa del desvanecimiento son:

- a) Inversión de la curvatura de los rayos.
- b) Efectos de multitrayectoria.
- c) Desvanecimiento de potencia.

En cualquier momento pueden ocurrir los desvanecimientos mencionados solos o en combinación.

2.7.1 Desvanecimiento de Potencia

El desvanecimiento de potencia es resultado de un cambio del haz de la antena receptora debido a uno o varios de los siguientes casos:

1. Intrusión de la superficie de la tierra o las capas atmosféricas en la trayectoria de propagación.
2. Desacoplamiento de la antena debido a la variación del gradiente del índice de refracción (variación del factor K).
3. Reflexión parcial desde capas elevadas que se interponen en la trayectoria del haz.
4. Formación de ductos.

Como se ha visto la atmósfera es la principal causante del desvanecimiento, los rayos al propagarse a través de esta sufren variaciones provocadas por la variación del índice de refracción. En una atmósfera estándar donde $K=4/3$ esta variación del índice es lineal respecto a la altura sobre la tierra. Esta condición normal ($K=4/3$) prevalece durante el día cuando las corrientes de aire caluroso por convección así como los vientos, mantienen a la atmósfera bien mezclada.

Durante otros tiempos ocurren efectos no lineales de temperatura, humedad y presión que causan irregularidades en las curvas del índice.

Al atardecer y durante la noche el calor es radiado por la tierra y distribuido a las capas de la atmósfera que se encuentran cerca de la tierra, creando así una inversión de temperatura y cambios en la humedad de la atmósfera. Dependiendo de la evaporación que ocurre simultáneamente y de la condición de la atmósfera el haz se invierte y se dobla hacia arriba aumentando su curvatura, y disminuyendo la potencia de la señal recibida. En la cercanía de la superficie de la tierra equivale este efecto a una variación de K a $K=2/3$. Esta condición se debe a poca humedad y a un aumento de la temperatura con respecto a la altura de la tierra y, en ciertos casos, puede ocurrir por las temperaturas relativas que se encuentran entre los lagos y la tierra.

En algunas regiones montañosas en donde se forma mucha neblina por enfriamiento de la tierra al atardecer o por flujo de aire caliente sobre la tierra fría. La neblina consiste de pequeñas gotas formadas al cambiar al agua del estado gaseoso al líquido, manteniendo la cantidad total de agua constante, y debido a esto no habrá grandes cambios en el índice de refracción. La inversión normal de la temperatura dentro de la neblina puede ocasionar una ligera inversión del haz acompañada por un nivel bajo de señal que subsiste hasta que desaparece la neblina.

Las gotas de neblina de lluvia normal, tiene un efecto despreciable sobre la propagación y presenta poca pérdida de la señal por atenuación.

2.7.2 Ductos

Si aire caliente y seco pasa sobre la tierra fría se evapora la humedad y se pueden formar capas en la atmósfera muy bien definidas, las cuales dan como resultado la formación de "ductos" llamados así porque pueden atrapar las ondas de manera similar a una guía de onda. El mismo efecto de ducto puede formarse en regiones de alta presión al bajar grandes masas de aire que chocan con la tierra y se desparrraman.

Sin embargo, en regiones de baja presión el aire que sube y los vientos que se forman mantiene la atmósfera bien mezclada y favorecen la propagación estándar.

La condición de ducto elevado formado por dos capas que mantiene las ondas atrapadas aumenta el nivel de la señal recibida cuando ambas antenas se encuentran dentro del ducto y produce desvanecimientos fuertes debido a las condiciones variables del mismo.

2.7.3 Desvanecimiento por Atenuación

Los desvanecimientos por atenuación ocurren bajo condiciones de inversión o doblez del haz, cuando el obstáculo no se libra lo suficientemente para compensar las variaciones de la curvatura del haz. Estos desvanecimientos pueden evitarse aumentando la altura de las antenas, pero sin embargo, pueden ocurrir desvanecimientos por atenuación al atraparse las ondas por ductos atmosféricos y si el transmisor o el receptor se encuentra fuera del ducto atmosférico puede disminuirse la señal considerablemente durante mucho tiempo o por cortos instantes.

2.7.4 Desvanecimiento por Multitrayectoria

El desvanecimiento de multitrayectoria es el más común, particularmente en los enlaces de línea de vista.

Para entender el desvanecimiento de multitrayectoria provocado por la atmósfera, es necesario referirnos al gradiente del índice de refracción. Como el gradiente del índice de refracción varía, el desvanecimiento de multitrayectoria se presenta debido a:

1. La interferencia entre rayos directos y la componente especular de una onda reflejada en la tierra.
2. La componente no especular de una onda reflejada en la tierra.
3. Reflexiones parciales de capas atmosféricas o capas más elevadas.
4. Trayectorias adicionales de la onda directa.

Los cuatro desvanecimientos por multitrayectoria pueden ocurrir en cualquier momento solos o en combinación.

Cuando se presenta la multitrayectoria, cada trayectoria tiene diferente longitud y se suma fuera de o en fase con la onda directa, dando como resultado que en cualquier instante la señal recibida será la suma vectorial de todas las ondas contribuyentes de diferentes trayectorias y puede mejorar o cancelar la señal recibida. Las variaciones de la señal recibida, calculadas estadísticamente, siguen la distribución de Rayleigh, según se muestra en la Figura 2.12 para diferentes longitudes de los tramos y diferentes frecuencias de operación, así como en el Apéndice A.

Para que los desvanecimientos de este tipo no afecten al sistema es necesario proveer una potencia de salida suficientemente alta y un margen adecuado contra desvanecimientos en el receptor, y en el caso de que los desvanecimientos sean excesivamente fuertes se pueden emplear métodos para operación en diversidad, ya sea de frecuencia o de espacio.

La mejor técnica para mitigar el efecto de desvanecimiento por multitrayectoria es la diversidad de frecuencia. Para una operación efectiva de esta técnica, se requiere una separación de frecuencias suficiente entre dos transmisores. En la mayoría de los sistemas un 5% de separación entre frecuencias es deseable. Sin embargo, en muchas instalaciones tal separación no es posible debido a la congestión de frecuencias y regulaciones locales. En tales casos se ha comprobado que un 2% de separación es aceptable.

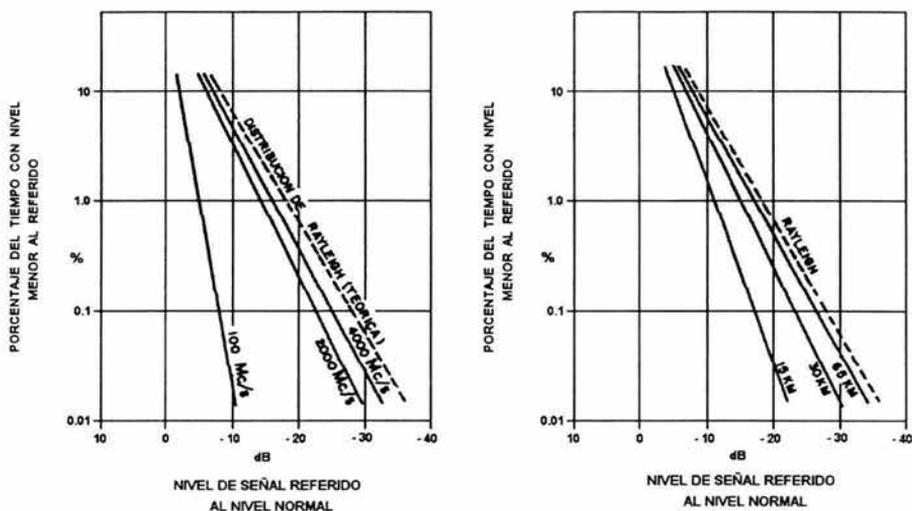


Figura 2.12

El margen de seguridad contra los desvanecimientos debe ser alrededor de 30 dB para lograr una confiabilidad de 99.9 % y de 40 dB para una de 99.99% para el tramo en consideración. Además es importante mantener la longitud de los tramos entre 20 y 60 km ya que los desvanecimientos son proporcionales a la longitud del tramo.

Desvanecimientos fuertes pueden ocurrir en los tramos de propagación que atraviesan sobre terrenos planos o sobre agua debido a que las ondas reflejadas pueden cancelar por completo la señal recibida. Estos efectos pueden disminuirse, si el terreno lo permite, localizando una antena en un punto alto y la otra en un punto bajo manteniendo así la diferencia de fase entre la onda directa y la reflejada relativamente constante debido a que el área de las reflexiones se sitúa en la cercanía de la antena baja y no cambiará mucho cuando varía el factor K . Si los desvanecimientos son demasiado fuertes debe buscarse otra ruta para el sistema de microondas.

2.7.5 Margen de Desvanecimiento

El margen de desvanecimiento es la diferencia en dB entre la relación P_R que se logra con cielo despejado y el mínimo valor de la relación P_R^5 que es necesario para satisfacer la operación. Para una fiabilidad de enlace (expresado en porcentaje de tiempo), el margen de lluvia requerido M en dB es igual a:

$$M_{dB} = (P_R)_{dBm} - (P_{Ru})_{dBm} \quad (2-28)$$

La siguiente tabla contiene valores de porcentaje de tiempo en que se excede un desvanecimiento de 40 dB, disponibilidad del circuito y tiempo medio de interrupción por día si $M = 40$ dB para $f = 6-7$ GHz y un salto de 50 Km, en función de la rugosidad. Se observa que a medida que el terreno es más liso, el efecto del desvanecimiento resulta más perjudicial.

⁵ Conocido como valor de umbral de la relación P_R .

Rugosidad (M)	Porcentaje de Tiempo %	Disponibilidad %	Tiempo de interrupción %
100	0.00036	99.99964	0.31
50	0.00085	99.99915	0.73
15	0.006	99.994	5.2

Tabla 2.1 Porcentaje de tiempo excedido de desvanecimiento

2.8 Atenuación por Oxígeno y Vapor de Agua

De los principales gases en la atmósfera, el vapor de agua y el oxígeno son los que absorben energía de las ondas electromagnéticas, el primero se debe al momento de su dipolo eléctrico y el segundo al momento de su dipolo magnético. Este fenómeno ha sido estudiado por Van Vleck, y los resultados se muestran en la Figura 2.13. El vapor de agua muestra su máxima absorción alrededor de $\lambda = 1.3$ cm. La curva máxima para el oxígeno ocurre para $\lambda = 0.5$ cm.

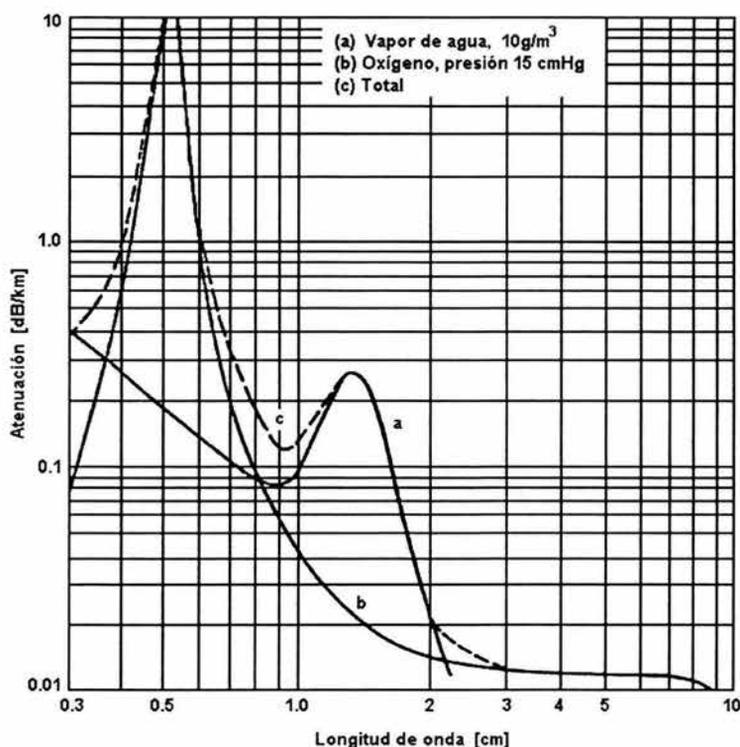


Figura 2.13 Absorción por Vapor de Agua y Oxígeno

De la curva c de la figura anterior, que muestra las pérdidas completas, se puede ver que para longitudes de onda mayores a 3 cm, la atenuación es menor que 0.013 dB/km, o menor que 1 dB por cada 75 km.

2.9 Atenuación por Lluvia

La congestión del rango de frecuencias 1–10 GHz ha forzado la utilización de frecuencias arriba de los 10 GHz para operación de sistemas de microondas. El problema es que para frecuencias de operación por encima de los 10 GHz las atenuaciones por lluvia y absorción atmosférica son más severas que por debajo de los 10 GHz. Generalmente cuando se opera en frecuencias menores a los 10 GHz se hace caso omiso de la atenuación provocada por la lluvia y absorción atmosférica.

Comúnmente la pérdida de potencia o atenuación provocada por la lluvia en la práctica se expresa en función de la intensidad de lluvia. Tal intensidad de lluvia depende de la cantidad de agua en estado líquido que se acumula en un indicador colocado en cierta región durante un periodo y de la velocidad de caída de las gotas de lluvia.

El procedimiento a seguir es el siguiente según lo recomendado por la UIT:

Se obtiene la intensidad de lluvia $R_{0.01}$ excedida durante el 0.01% del tiempo. Esta información puede obtenerse a partir de las fuentes locales, o bien, puede obtenerse a partir de los mapas proporcionados por la UIT.⁶

Se calcula la atenuación específica, γ [dB/km], para la frecuencia, polarización e intensidad de precipitación de interés.

Esta atenuación específica se obtiene a partir de la intensidad de precipitación R [mm/h] mediante la siguiente ecuación:

$$\gamma = aR_p^b \quad (2-29)$$

En la tabla 2.2 se indican los valores correspondientes a los coeficientes a y b , que dependen de la polarización de la señal y de su frecuencia.

Para la polarización lineal y circular, y para cualquier geometría del trayecto, los coeficientes a y b pueden calcularse mediante las siguientes ecuaciones, y utilizando los valores de la tabla:

$$a = \frac{a_h + a_v + (a_h - a_v)\cos^2 \theta \cos 2\tau}{2} \quad (2-30a)$$

$$b = \frac{a_h b_h + a_v b_v + (a_h b_h - a_v b_v)\cos^2 \theta \cos 2\tau}{2a} \quad (2-30b)$$

Se calcula la longitud efectiva del trayecto, d_{eff} del enlace multiplicando la longitud real del trayecto, d , por un factor de distancia r .

⁶ Ver Apéndice C.

Una estimación de este valor viene dada por:

$$r = \frac{1}{1 + \frac{d}{d_0}} \quad (2-31)$$

en donde, $d_0 = 35e^{-0.015R_{0.01}}$ y 0.01 es el porcentaje de tiempo excedido de la intensidad de lluvia. En realidad puede ser cualquier porcentaje pero es necesario realizar la siguiente conversión:

$$A_p = A_{0.01} \left(\frac{P}{0.01} \right) \quad (2-32)$$

la atenuación excedida por 0.01% del tiempo es:

$$A_{0.01} = \gamma d_{eff} = \gamma dr_{0.01} \quad [dB] \quad (2-33)$$

Para una polarización circular $\tau=45^\circ$, para polarización horizontal $\tau=0^\circ$ y $\tau=90^\circ$ para polarización vertical.

Frecuencia GHz	a_h	a_v	b_h	b_v
1	0.0000387	0.0000352	0.912	0.880
2	0.000154	0.000138	0.963	0.923
4	0.000650	0.000591	1.121	1.075
6	0.00175	0.00155	1.308	1.265
7	0.00301	0.00265	1.332	1.312
8	0.00454	0.00395	1.327	1.310
10	0.0101	0.00887	1.276	1.264
12	0.0188	0.0168	1.217	1.200
15	0.0367	0.0335	1.154	1.128
20	0.751	0.0691	1.099	1.065
25	0.124	0.113	1.061	1.030
30	0.187	0.167	1.021	1.000
35	0.263	0.233	0.979	0.963
40	0.350	0.310	0.939	0.929
45	0.442	0.393	0.903	0.897
50	0.536	0.479	0.873	0.868
60	0.707	0.642	0.826	0.824
70	0.851	0.784	0.793	0.793
80	0.975	0.906	0.769	0.769
90	1.06	0.999	0.753	0.754
100	1.12	1.06	0.743	0.744

Tabla 2.2 Coeficientes de atenuación específica para polarización horizontal (subíndice h) y polarización vertical (subíndice v).

Finalmente la estimación de la atenuación del trayecto excedida durante el $p\%$ del tiempo viene dada por:

$$A_p = \gamma d_{eff} = \gamma dr_p \quad [dB] \quad (2-34)$$

La geometría de la situación anterior es la siguiente:

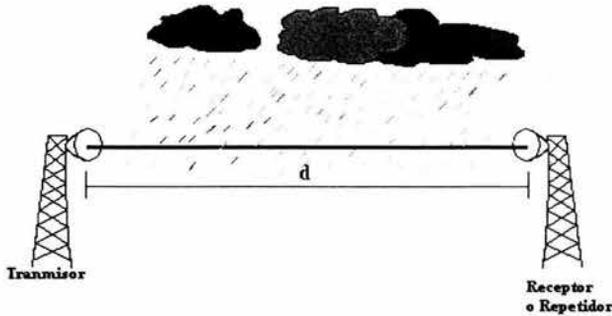


Figura 2.14 Enlace de Microondas en presencia de lluvia.

Las pequeñas gotitas de agua dispersan parte de la energía de un rayo por lo que existe atenuación a lo largo del camino. Este problema ha sido investigado por Ryde y los resultados para varias densidades de la lluvia o niebla se muestran en la figura siguiente:

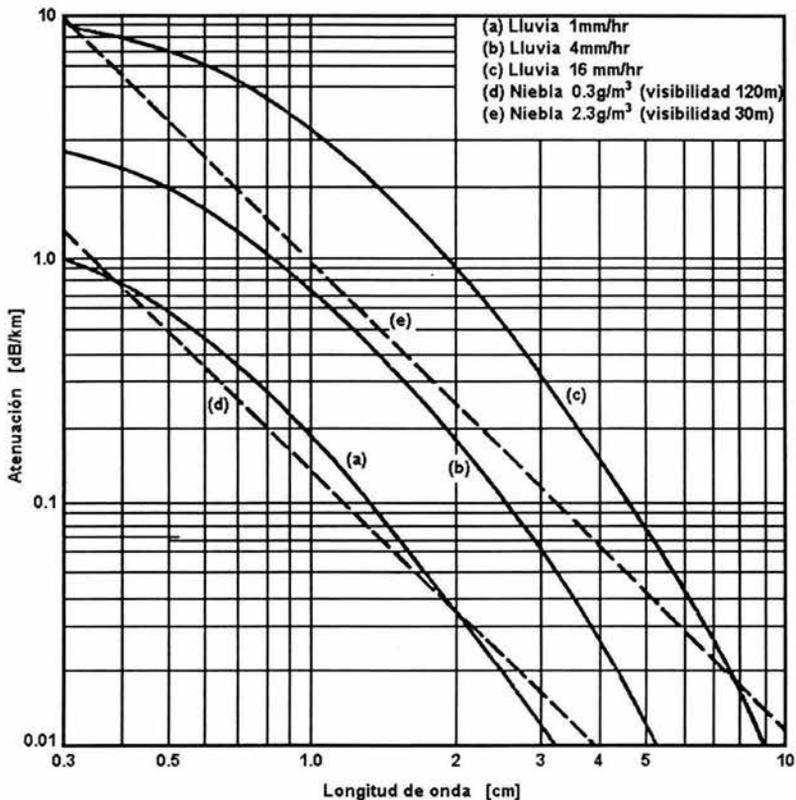


Figura 2.15 Pérdidas de dispersión por lluvia y niebla.

La atenuación, debida a una niebla muy densa para una distancia de 40 millas a longitudes de onda mayores que 4 cm (para frecuencias de 7,500 MHz) es de 4.2 dB. Para $\lambda > 5$ cm, la absorción y dispersión no son muy importantes. Para frecuencias por debajo de los 10 GHz, la atenuación causada por la lluvia no juega un papel importante, el espacio es determinado por las características terrenas y por la altura de las torres que usualmente están en el rango de 30 a 50 km. Arriba de los 10 GHz, la repetición del espacio esta enteramente determinada por la atenuación causada por la lluvia; y por arriba de los 18 MHz, el espacio comienza solo por algunos kilómetros.

2.10 Atenuación por Líneas de Transmisión

Existen dos tipos de líneas de transmisión que son usadas en las terminales de un radioenlace: cable coaxial y guías de onda. En las siguientes tablas se muestran las diferentes guías de onda con su potencia máxima de trabajo así como la atenuación correspondiente a las frecuencias inferior y superior del rango recomendado.

El cable coaxial en general, es fácil de instalar. Sus pérdidas incrementan exponencialmente con la frecuencia, y como resultado, su aplicación esta limitada al rango de 2-3 GHz. Existe un número importante de parámetros que deben ser considerados para la aplicación del cable coaxial como línea de transmisión. Probablemente el más importante para un sistema es la atenuación o pérdidas, como se muestra en la figura 2.16 y 2.17. Las pérdidas varían con la temperatura ambiente, el valor de referencia es de 24°C.

Las Guías de Onda son mejores que el cable coaxial respecto a las atenuaciones, particularmente a grandes frecuencias, además pueden manejar grandes niveles de potencia. Para bajas frecuencias (debajo de los 3 GHz) la elección entre cable coaxial y guía de onda es económica, no solo por el costo de la línea de transmisión, sino por su instalación. Existen tres tipos de guías de onda de uso común: las rectangulares, las circulares y las elípticas. La guía de onda rectangular es la más común para las instalaciones de microondas. Sin embargo, generalmente, las guías elípticas (flexibles) o las circulares son favorecidas por sus bajas pérdidas. Por su fácil instalación, la guía de onda elíptica, comúnmente llamada "flexible", es la más usada para instalaciones que operan por debajo de los 20GHz.

La figura 2.18 muestra las pérdidas contra la frecuencia para las guías de onda más usadas. Los tipos de línea están abreviados como: WR para guías rectangulares, EW para las elípticas y WC para las guías circulares.

Para guías de onda rectangulares en las cuales se supone paredes de aluminio (Al) o de plata (Ag) y aire como dieléctrico en el interior de la guía. Con paredes de cobre, la atenuación se encuentra en la tabla 2.3.

Al igual que en el caso de las guías de onda rectangulares, también existe una variedad de estándares de guías circulares. En el sistema de designación EIA⁷, las guías se clasifican con las siglas WC seguidas de un número. Por otro lado, en el sistema IEC⁸ las guías se clasifican con la letra C seguida de un número diferente al de su equivalente en el sistema EIA. En la tabla 2.4 se proporcionan los datos de algunos de los estándares incluyendo los niveles teóricos de atenuación del modo dominante a una cierta frecuencia de referencia.

⁷ Electronic Industry Association, Estados Unidos

⁸ Internacional Electrotechnical Commission

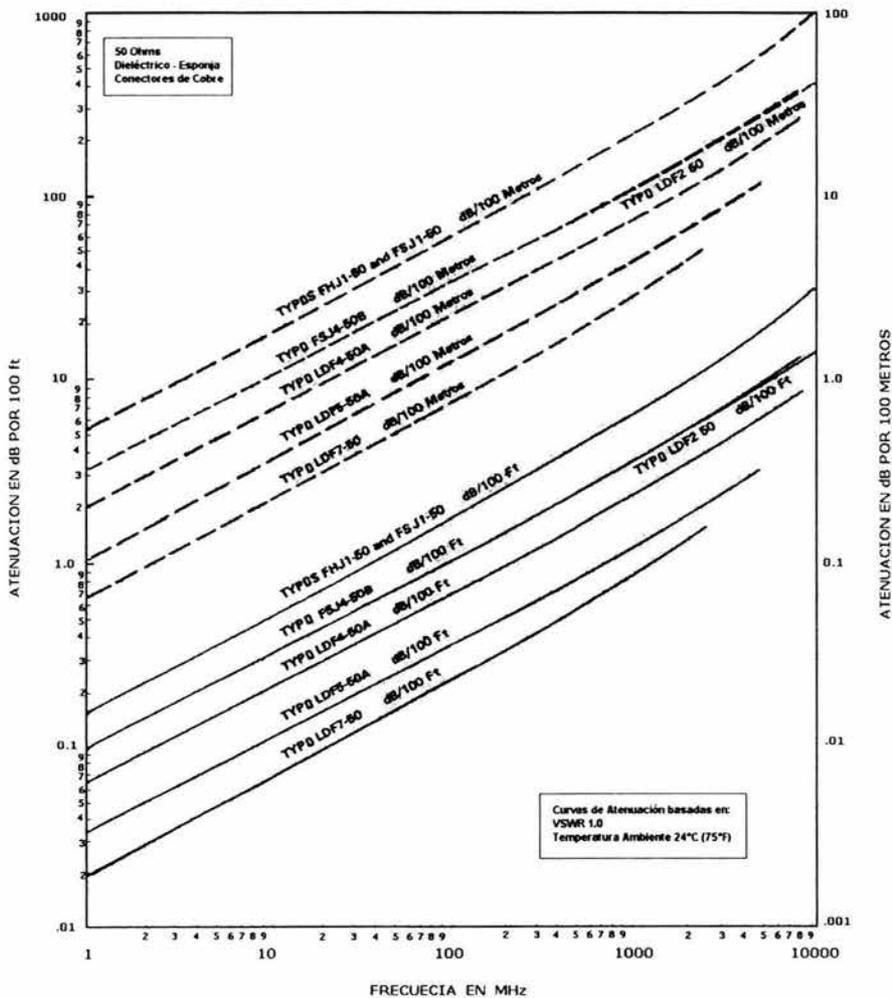


Figura 2.16 Pérdidas contra frecuencia para un cable coaxial.

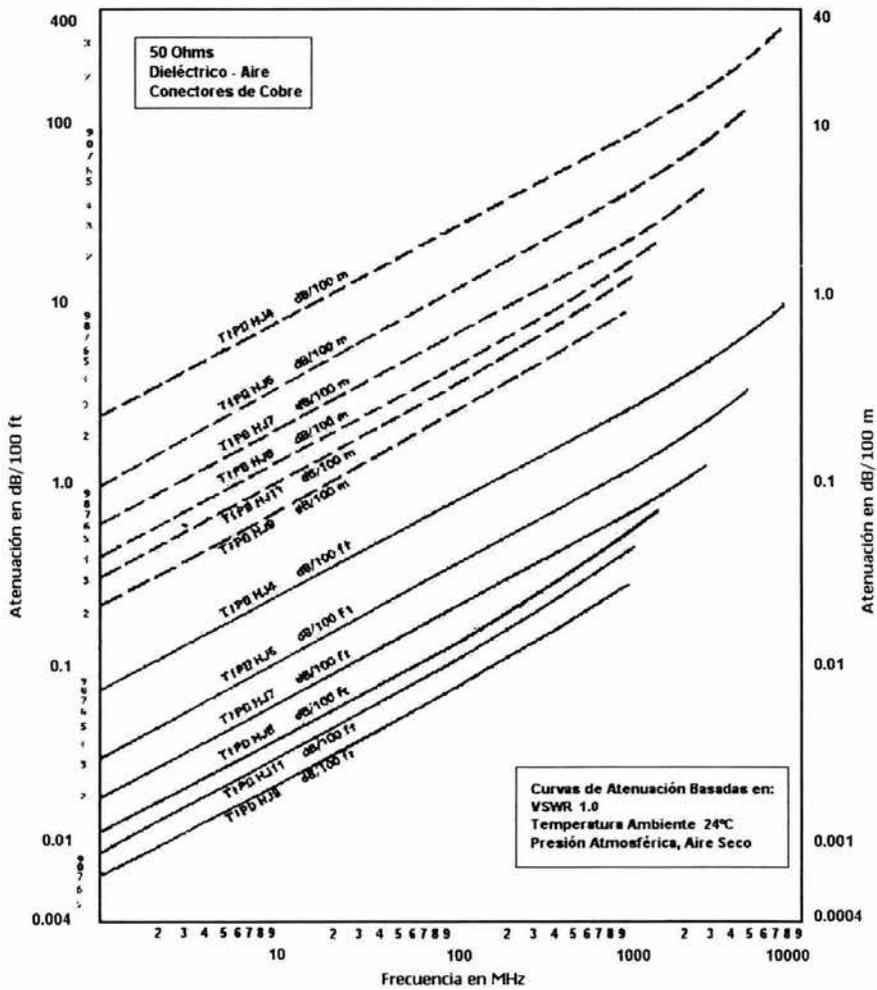


Figura 2.17 Pérdidas contra frecuencia para un cable coaxial (con aire como dieléctrico).

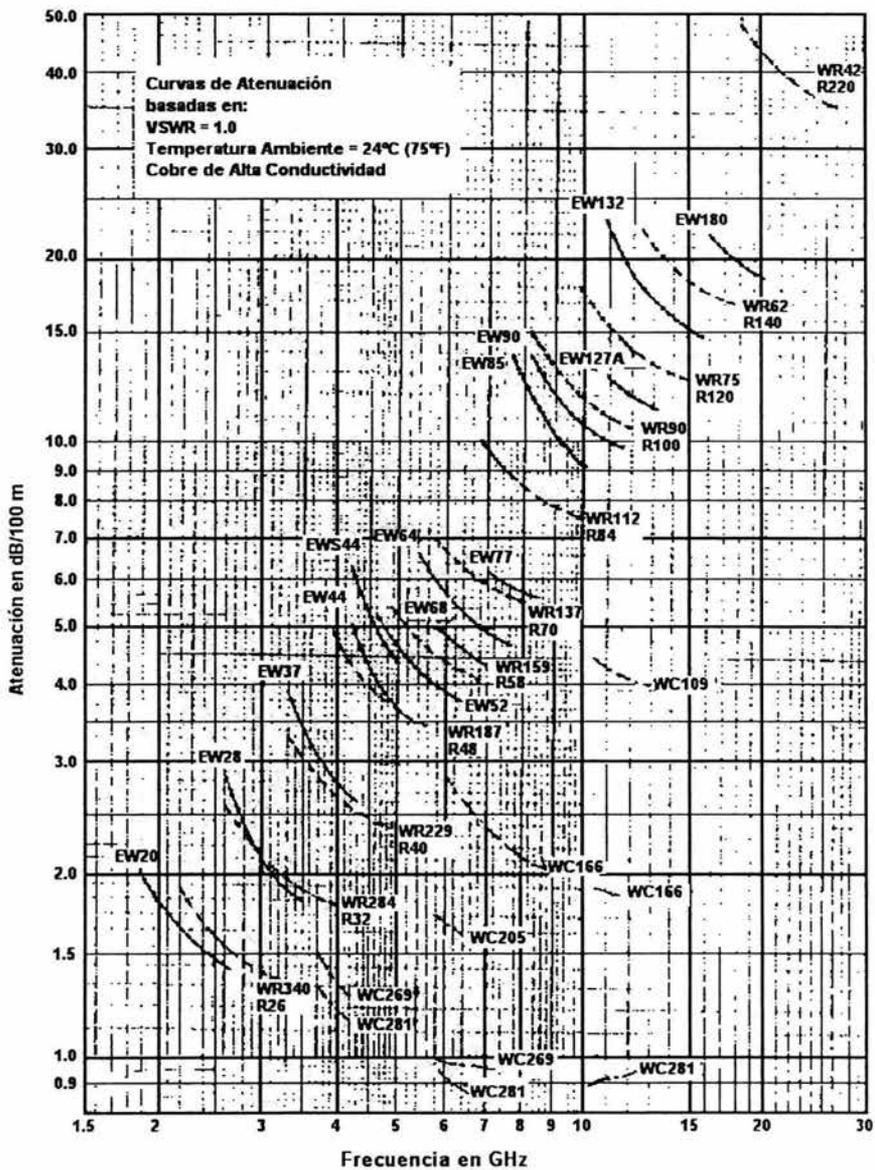


Figura 2.18 Pérdidas contra frecuencia para diferentes tipos de guías de onda.

Designación		Potencia máxima recomendada	Atenuación a las frecuencias inferior y superior del rango recomendado	Rango recomendado de frecuencias
EU	Reino Unido	[kW]	[dB/100m]	[GHz]
WR 284	WG 10	2400	3.1 – 2.1 (Al)	2.60 – 3.95
WR 187	WG 12	1000	5.8 – 4.0 (Al)	3.95 – 5.85
WR 137	WG 14	540	8.0 – 6.4 (Al)	5.85 – 8.20
WR 112	WG 15	350	11.5 – 9.0 (Al)	7.05 – 10.0
WR 90	WG 16	230	18.0 – 12.5 (Al)	8.20 – 12.4
WR 62	WG 18	120	20.1 – 17.6 (Al)	12.4 – 18.0
WR 42	WG 20	48	57.7 – 41.3 (Al)	18.0 – 26.5
WR 28	WG 22	25	71.8 – 49.2 (Ag)	26.5 – 40.0
WR 22	WG 23	15	101.7 – 68.5 (Ag)	33.0 – 50.0

Tabla 2.3 Potencia máxima de transmisión recomendada y niveles de atenuación en guías de onda rectangulares.

Designación	Radio	f	Atenuación
	[mm]	[GHz]	[dB/m]
C30	35.7	2.95	0.0184
C35	30.5	3.45	0.0233
C40	26.0	4.06	0.0297
C48	22.2	4.74	0.0375
C56	19.0	5.53	0.0473
C65	16.3	6.48	0.0599
C76	13.9	7.59	0.0759
C89	11.9	8.85	0.0956
C140	7.54	13.98	0.1893
C290	3.56	29.54	0.5834

Tabla 2.4 Estándares para guías de onda circulares (sistema IEC) con sus niveles teóricos de atenuación.

En la tabla anterior, se observa que, por ejemplo, la guía C40 es el equivalente de la guía WC269, y la C65 es equivalente a la WC205.

En la instalación de sistemas de microondas, la guía circular es útil en tramos verticales largos, además de que por ella es posible transmitir dos modos dominantes TE_{11} simultáneamente, con polarización cruzada.

La guía elíptica más popular es del tipo flexible corrugado. Es fácil de instalar, porque no necesita transiciones para realizar curvaturas o dobleces, y su atenuación es menor que la de una guía rectangular de dimensiones transversales similares.

Designación	Frecuencias de operación	Atenuación
	[GHz]	[dB/100 m]
WE 37	3.4 – 4.2	3.03
WE 44	4.2 – 5.0	4.54
WE 56	5.4 – 6.5	3.98
WE 61	5.6 – 6.425	4
WE 71	7.1 – 8.6	–
WE 107	8.5 – 11.7	11.2
WE 122	12.2 – 13.2	16.4

Tabla 2.5 Estándares para guías de onda elípticas (sistema EIA) con sus niveles teóricos de atenuación.

La guía elíptica de cobre corrugado se usa como conducto para alimentar antenas de microondas en el rango aproximado de frecuencias de 2 a 20 GHz. También hay guías lisas semirrigidas, fabricadas con aluminio puro, que pueden ser dobladas y soportan condiciones ambientales muy adversas; se emplean por ejemplo, en los radares de embarcaciones militares o de vigilancia costera.

2.11 Pruebas de Propagación

Para lograr una alta confiabilidad con un sistema de microondas, se recomienda efectuar pruebas de propagación a la frecuencia de operación del sistema, en todos los tramos del sistema.

Primero se montan dos torres ligeras de prueba en los puntos determinados para estaciones repetidoras futuras, siendo la altura normal de las torres de 60 m. Para poder determinar la altura final de construcción de las torres, las antenas del equipo de prueba se suben y se bajan en rieles montados sobre las torres, registrándose los niveles de potencia de la señal recibida.

Las alturas definitivas de las torres deben ser determinadas, deslizando el transmisor y el receptor sobre la torre desmontable y registrando la señal recibida con el objeto de:

- Tener seguridad de que el haz de microondas se propaga libremente sobre los obstáculos durante las condiciones mas adversas de la atmósfera que puedan ocurrir.
- Determinar las reflexiones en cada tramo y poder disminuirlas o de preferencia evitarlas.
- Tratar de construir torres de alturas estrictamente necesarias con el fin de ahorrar en el costo de estas y de los tramos de guías adicionales, que además aumentan el ruido del sistema.

Las pruebas recomendables bajo condiciones normales son las siguientes:

- Subir ambas antenas simultáneamente.
- Dejar el transmisor arriba y bajar el receptor.

3. Dejar el receptor abajo y bajar el transmisor.
4. Fijar el transmisor abajo y subir el receptor.
5. Fijar el receptor arriba y subir el transmisor.
6. Bajar simultáneamente ambas antenas.

Al realizar las pruebas antes mencionadas sobre las torres, se obtienen niveles máximos y mínimos de la señal recibida los cuales representan las zonas de Fresnel. Se debe considerar que la señal recibida depende grandemente de las ondas que se hayan reflejado desde algún punto del terreno y, dependiendo de las fases, pueden reforzar o cancelar la señal recibida directamente del transmisor sin reflexión. La señal recibida oscilará alrededor del valor esperado por la pérdida del espacio libre.

Los límites de las zonas de Fresnel (1, 2, 3, 4, ...) están definidos por todos los puntos en que la onda puede reflejarse teniendo una trayectoria que difiere por $n(\lambda / 2)$. La figura 2.8 (Zonas de Fresnel) muestra curvas teóricas de la señal recibida con respecto a la transmisión libre y el coeficiente de reflexión R . Las Zonas de Fresnel impares (1, 3, 5, ...) son las que reciben la señal reflejada en fase y aumentan el nivel de la señal recibida. Si el punto de reflexión es perfecto ($R = -1.0$) se cancelará totalmente la señal en las zonas pares (2, 4, 6, ...).

Es importante tomar en cuenta que para cualquier valor de R se logra el valor de la señal que corresponde al espacio libre cuando se tiene 0.6 de la primera zona de Fresnel. Arriba de esta altura se transmite casi toda la potencia, por lo cual se le denomina transmisión con interferencia en comparación con la transmisión con obstrucción, que no permite pasar la energía al receptor.

2.12 Disponibilidad en un Enlace de Microondas

Una disponibilidad (D), usualmente es expresada en porcentaje o como un número decimal, y define el tiempo que un sistema o terminal esta cumpliendo con los requisitos operacionales. Esta disponibilidad del equipo se expresa por medio de la siguiente ecuación:

$$D = \frac{TMEF}{TMEF + TMPR} \quad (2-35)$$

donde $TMEF$ es el tiempo medio (de funcionamiento) entre fallas y $TMPR$ es el tiempo medio (de interrupción) hasta la reparación este último representa el promedio de tiempo real fuera de servicio debido a fallas. Estas medidas son usualmente expresadas en horas.

Como podemos ver, esta ecuación únicamente trata las fallas del equipo y su tiempo de reparación; pero no refleja los daños provocados por el desvanecimiento y otros factores. Pero con la siguiente ecuación se puede cubrir el caso general.

$$D = \frac{\text{uptime}}{\text{uptime} + \text{downtime}} = \frac{\text{enlace activo}}{\text{enlace activo} + \text{enlace inactivo}} \quad (2-36)$$

Frecuentemente lo que se necesita conocer es el grado de Indisponibilidad (U) de un sistema, entonces tenemos:

$$U = 1 - D \quad (2-37a)$$

$$U = 1 - \frac{\text{enlace activo}}{\text{enlace activo} + \text{enlace inactivo}} \quad (2-37b)$$

Las normas de seguridad de funcionamiento de los sistemas de microondas han alcanzado gran rigidez. Por ejemplo, se utiliza un 99.98% de disponibilidad o confiabilidad general en un sistema patrón de 6000 Km. de longitud, lo que equivale a permitir solo un máximo de 25 segundos de interrupción del año por cada enlace.

Los cálculos estimados y cómputos de interrupciones del servicio por fallas de propagación, emplean procedimientos parcial o totalmente empíricos. Los resultados de dichos cálculos generalmente se dan como tiempo fuera de servicio (TFS) anual por enlace o porcentaje de disponibilidad o confiabilidad por enlace.

Se puede establecer entonces:

$$(U)_{\%} = (U_e)_{\%} + (U_d)_{\%} \quad (2-38)$$

U_e es una función de la confiabilidad del equipo medida en términos de Tiempo Medio entre Fallas⁹ o (TMEF) y de la organización de mantenimiento medida en términos de Tiempo Medio para Reparaciones¹⁰ o (TMPR).

Donde la indisponibilidad del equipo esta dada por:

$$(U_e)_{\%} = \frac{TMPR}{TMEF + TMPR} \times 100 \quad (2-39)$$

El valor de $(U_e)_{\%}$ puede estimarse por el TMEF especificado por el fabricante u obtenido de otras administraciones que ya posea el equipo y el valor del TMPR estimado por el usuario y que es función de su estructura y eficiencia de mantenimiento.

Como U es un objetivo de diseño, de las ecuaciones (2-38) y (2-39) obtenemos $(U_d)_{\%}$.

El enlace será considerado satisfactorio si el porcentaje de tiempo, $(T)_{\%}$, del margen de desvanecimiento (2-28) es:

$$(T)_{\%} \leq (U_d)_{\%} \quad (2-40)$$

El procedimiento para estimar $(T)_{\%}$ depende del rango de frecuencias considerado.

Para frecuencias superiores a 10 GHz, adquiere importancia el desvanecimiento ocasionado por lluvia, es decir que al valor de atenuación total hay que sumarle la atenuación adicional que se puede obtener en la Figura 2.15, donde se expresa en función de la longitud de onda para distintos valores de lluvia y niebla; en cuanto a los porcentajes de tiempo asociados a diferentes desvanecimientos, considerando a las distancias del salto como parámetros, se obtienen de las

⁹ En inglés (Mean Time Between Failures) o MTBF

¹⁰ En inglés (Mean Time To Repair) o MTTR

figuras A.1 y A.2 que se encuentran en el Apéndice A para las frecuencias de 11.2 GHz y 12.45 GHz.

2.12.1 Contribuciones a la Indisponibilidad en un Enlace de Microondas

Debe tomarse en cuenta en las especificaciones de confiabilidad de sistemas de microondas el hecho de que en los cálculos de *TMEF* solo se consideran aquellas interrupciones o averías que ocurren por circunstancias imprevistas y fallas de los componentes por causas imposibles de predecir. Por lo tanto se excluye la mayoría de las averías que ocurren en la práctica, la CCIR¹¹ menciona cinco contribuciones tales como:

- Planeación
- Fallas de equipo
- Fallas de potencia primaria
- Propagación (desvanecimiento, interferencia entre símbolos en sistemas digitales)
- Mantenimiento y errores humanos

De todas las razones expuestas se desprende que es necesario tratar con suma precaución los cálculos a priori para determinar la confiabilidad de los equipos de los sistemas de radiotransmisión por microondas.

2.13 Cálculo de un Radioenlace Digital

Los pasos a seguir en el trayecto de un radioenlace digital son parecidos a los de un radioenlace analógico excepto por algunos parámetros, los cuales se basan en conceptos diferentes, como por ejemplo “Tasa de error de Bit” (BER) en lugar de *pW*, umbral en PCM¹² o datos en lugar de umbral para FM, atenuación por lluvia adicionada a la atenuación considerada para las frecuencias utilizadas en radios analógicos.

El procedimiento que proponemos conduce a la realización de los siguientes objetivos:

- a) Calidad (máxima tasa de error permitida)
- b) Altura de las antenas
- c) Confiabilidad
- d) Margen de Desvanecimiento

El objetivo de calidad establecido, en función de la información a usar, se expresa como tasa de error de bit (BER)¹³, o simplemente E.

¹¹ CCIR: Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicación. Actual sector de Radiocomunicación de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT-R).

¹² Ver Apéndice B.

¹³ Del inglés Bit Error Rate (BER) –Tasa de Error de Bit.

2.13.1 Tasa de Error de Bit (BER)

La tasa de error de bit (BER – Bit Error Rate) es el factor que se emplea para medir el nivel de errores en una transmisión. Es decir, sirve para cuantificar la disponibilidad de un sistema de telecomunicaciones con transmisión digital, relacionando los bits de entrada con los bits de salida. La definición del concepto BER es:

$$BER = \text{Errores} / \text{Numero total de Bits} \quad (2-41)$$

Usualmente este valor es expresado como 10 elevado a una potencia negativa, por ejemplo 10^{-6} , este valor de BER en una transmisión indica que de un millón de bits transmitidos, solo un bit tiene un error.

El BER puede también ser definido en términos de la Probabilidad de Error (POE),

$$POE = \frac{1}{2} (1 - \text{erf}) \sqrt{E_b / N_0} \quad (2-42)$$

donde erf es la función de error, E_b es la energía en un bit y N_0 es la densidad espectral de potencia de ruido (potencia de ruido en un ancho de banda de 1 Hz). Podemos notar que la POE es proporcional a la relación E_b / N_0 , la cual es una forma de la relación señal a ruido.

La energía por bit E_b , puede ser determinada dividiendo la potencia de la portadora entre el número de bits, y sus unidades son Joules [J]. N_0 es una potencia por segundos por lo que sus unidades son [J/Hz], de este modo la relación E_b / N_0 es una cantidad adimensional.

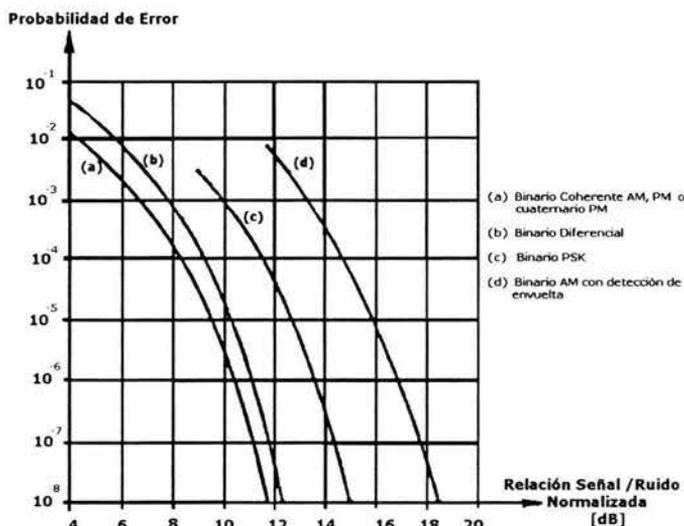


Figura 2.19 Probabilidad de Error en Sistemas de Radio con Ruido Gaussiano Aditivo

2.13.2 Relación Portadora a Ruido y BER

La relación portadora a densidad de ruido necesaria para un enlace digital está en función de la cantidad de errores que se pueden tolerar en un enlace digital para que conserve la fidelidad de la información transmitida. Esta cantidad de errores son estimados probabilísticamente. El desempeño de la transmisión de señales digitales se evalúa principalmente por la porción de bits erróneos recibidos (Figura 2.19).

Esta relación entre la energía por bit de entrada y la densidad de potencia del ruido a la entrada del filtro indica la proporción de bits erróneos en una transmisión y tiene la siguiente relación directa con la relación portadora a densidad de ruido.

$$\frac{C}{N_0} = \frac{R_b E_b}{N_0} \quad (2-43)$$

donde R_b es la velocidad de transmisión (bits / segundo).

En decibeles:

$$\left(\frac{C}{N_0} \right) = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{dB} + 10 \log(R_b) \quad (2-44a)$$

o bien:

$$\left(\frac{C}{N} \right) = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{dB} + 10 \log \left(\frac{R_b}{B} \right) \quad (2-44b)$$

A la relación R_b/B se le conoce como ancho de banda eficiente de modulación

2.13.3 Análisis de Trayectoria para un solo Salto Radioeléctrico

El análisis de trayectoria o cálculo de la potencia de enlace provee al diseñador con los parámetros necesarios para preparar un diagrama de bloques de la configuración de una terminal o de un repetidor y para especificar los requisitos del equipo, tanto cualitativamente como cuantitativamente. Se asume que la asignación de frecuencias ya ha sido planeada o por lo menos la banda de frecuencias asignada por las autoridades reguladoras del lugar.

Para visualizar mejor el esquema de un enlace tenemos la Figura 2.20, en donde el transmisor y el receptor están separados por una distancia D .

Para un solo salto radioeléctrico, tenemos:

En caso de transmisión de datos un valor máximo del BER es de 10^{-7} mientras que para voz el valor de 10^{-4} es todavía aceptable. El CCIR ha definido "Relación señal a ruido normalizada" como:

$$\left(\frac{S}{R} \right)_{dB} = 10 \log \frac{P_R}{KTFB} = (P_R)_{dBm} - (F)_{dB} - (KTB)_{dBm} \quad (2-45)$$

donde:

P_r : Potencia de entrada al receptor en [mW]

K : Constante de Boltzman = 1.38×10^{-23} [J/K]

T : Temperatura absoluta en [K]

F : Número de ruido del receptor

B : Ancho de banda igual a la velocidad en [bits/seg]

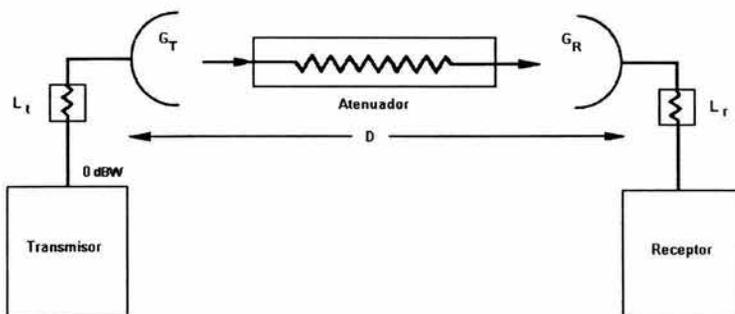


Figura 2.20 Modelo simple del análisis de un enlace.

L_t y L_r son las pérdidas de la línea de transmisión; G_T y G_R son las ganancias de las antenas.

La relación entre S/R y E se expresa gráficamente en la Figura 2.19.

Si se define un valor de umbral para E , se está definiendo automáticamente el umbral de S/R . De la ecuación (2-45) se obtiene la potencia de recepción de umbral:

$$(P_{RU})_{dBm} = \left(\frac{S}{R_U} \right)_{dB} + (F)_{dB} + (KTB)_{dBm} \quad (2-46)$$

La atenuación total del salto radioeléctrico es:

$$A_T = A_o + A_b + A_f - G_t - G_r \quad (2-47)$$

Donde:

A_o : Atenuación en el espacio libre para la distancia y frecuencia considerada.

A_b : Atenuación de Branching

A_f : Atenuación de alimentadores (feeders)

G_t : Ganancia con respecto a una antena isotrópica de la antena de transmisión

G_r : Ganancia con respecto a una antena isotrópica de la antena de recepción.

Todas las magnitudes son expresadas en dB.

La potencia nominal de recepción es:

$$(P_R)_{dBm} = (P_T)_{dBm} - (A_T)_{dB} \quad (2-48)$$

P_T : Potencia de transmisión.

Para una trayectoria fija, si la frecuencia es duplicada, aproximadamente 6 dB son sumados a la ecuación de pérdidas en el espacio libre. Inversamente, si la frecuencia del transmisor se reduce a la mitad, aproximadamente 6 dB son restados de las pérdidas en el espacio libre. Utilizando un razonamiento similar, para una frecuencia fija de transmisión, al duplicar la distancia entre el transmisor y el receptor aproximadamente 6 dB son sumados a la ecuación de pérdidas en el espacio libre; si la distancia se reduce a la mitad, 6 dB son restados a las pérdidas en el espacio libre.

CAPITULO 3

SISTEMAS DE SATÉLITES

Los enlaces entre estaciones terrenas y satélites están constituidos por radiación electromagnética dirigida en haces de mayor o menor concentración, similares en algunas de sus características a los enlaces entre estaciones ubicadas sobre la superficie terrestre y en muchos casos en las mismas bandas de frecuencia, atribuidas en forma compartida.

Aunque a primera vista no lo parezca, el medio espacial alrededor de la Tierra es un lugar muy complejo y poco amigable para los satélites. Algunas de sus características pueden llegar a ofrecer ventajas o solamente crear problemas que son sencillos de resolver, mientras que otras características resultan muy adversas y algunas hasta impredecibles. En el espacio hay un alto vacío, temperaturas extremas, intensas radiaciones y partículas superveloces que pueden dañar o destruir a un satélite. También existen fuerzas invisibles de los cuerpos celestes cercanos al satélite, que llegan a alterar la órbita, la posición sobre ella o su orientación en relación a la Tierra, dificultando así la eficiencia y el buen funcionamiento del satélite. En el presente capítulo se estudiará detalladamente los componentes y alteraciones que se presentan en los enlaces satelitales.

3.1 Estaciones Terrenas

Una estación terrena es un equipo con una antena o un conjunto de equipos de antenas, que pueden tener un extremo de entrada y salida de señales de comunicación en banda base o en frecuencias intermedias y otro de transmisión y de recepción de radiaciones hacia y desde uno o más satélites. En cada una se realiza una parte importante del proceso de dichas señales para hacer posible y suficiente su transmisión, así como del proceso de recepción en el que se convierten las radiaciones recibidas en una reproducción fiel de las señales en la forma que tenían originalmente antes de ser procesadas y transmitidas por otra estación terrena.

La designación de estación terrena incluye tanto a las que están fijas sobre la superficie terrestre, como a las móviles terrestres, marítimas y aeronáuticas instaladas en vehículos de transporte, así como a las portátiles personales.

Algunos tipos de estaciones terrenas solo tienen la capacidad de recibir o transmitir, además de que pueden ser el punto de origen o el final de las señales, o estar enlazadas por medio de redes terrenales con sitios distantes entre origen y destino.

Este segmento terrestre comúnmente conocido como Estación Terrena debe tener la capacidad de realizar todas las funciones que permitan al usuario u operador conocer en todo momento la posición y el estado de funcionamiento de cada sistema a bordo del satélite. Dependiendo del tipo de estación, ésta se puede encargar de transmitir y/o recibir información, así como de controlar el estado del satélite y su situación orbital. Las funciones principales ejecutadas por una Estación Terrena, abarcan las siguientes tareas:

- ❖ Seguimiento (tracking): para determinar la posición del satélite en su órbita.
- ❖ Operaciones de Telemetría: para adquirir y registrar datos y estatus del satélite.
- ❖ Operaciones de Telecomando: para interrogar y controlar las diversas funciones del satélite.
- ❖ Operaciones de Control: para determinar parámetros orbitales, monitorear y cargar el computador a bordo.
- ❖ Operaciones de Procesamiento de Datos: para presentar todos los datos científicos y de ingeniería en los formatos requeridos para el progreso exitoso de la misión.
- ❖ Enlaces de Voz y de Datos a otras estaciones terrenas y centros de procesamiento.

3.1.1 Características Generales

El tamaño y complejidad de una Estación Terrena depende del servicio que será provisto y la potencia radiada por el satélite.

El segmento terrestre de un sistema de comunicaciones satelitales consiste de las estaciones terrenas transmisoras y receptoras. Los más simples de estos son los sistemas receptores de TV por satélite DBS (Direct Broadcast Satellite), y los más complejos son para las estaciones terminales usadas por redes de comunicación internacional. En este segmento terrestre también se incluyen las estaciones que se encuentran sobre buques en el mar y estaciones móviles aeronáuticas y militares.

Las estaciones físicamente más grandes se emplean para operar con alta capacidad de tráfico en sistemas de satélites geoestacionarios de cobertura global. Lo anterior se debe a que casi la cobertura total de la parte iluminada en la tierra por el satélite hace necesario utilizar en estas antenas de poca ganancia pues se requiere mucha anchura de banda por el alto tráfico y en consecuencia más PIRE que el necesario para estaciones terrenas con tráfico de portadoras angostas, por lo que las antenas de las estaciones deben tener ganancia suficiente, es decir, con un diámetro suficiente para atender ambas condiciones, pero al mismo tiempo deben de contar con alta retención de potencia en los amplificadores de salida para lograr una buena linealidad.

Su diseño es básicamente el mismo que el de una estación convencional de comunicaciones dado que, en principio, el procesamiento de la señal a transmitir es similar en todos los casos. Por consiguiente, la estación estará formada por el subsistema de antena, subsistema de seguimiento, transmisión/recepción en radiofrecuencia, etapa de conversión de frecuencia, modulación-demodulación, conexión con el Centro de Programas y Suministro de Energía Eléctrica.

Las partes más importantes de una E.T. son:

- El **sistema de antenas**: Normalmente una misma antena sirve para transmisión y recepción. Este sistema incluye el alimentador primario, el reflector, un arreglo de

duplexor para la conexión de receptores y transmisores a la misma antena, y un arreglo separado de alimentadores, controladores y mecanismos para el seguimiento automático. En un telepuerto un conjunto de cadenas de recepción y transmisión puede combinarse con diversos sistemas de antenas para operar con distintos satélites según sean las necesidades de tráfico.

- Los **transmisores y receptores**: Pueden emplearse una o más cadenas de transmisión, que constan esencialmente de los amplificadores de potencia cuyas salidas se pueden combinar, y de los convertidores de subida, pues los demás procesos pueden realizarse en sitios distintos a la E.T. Las etapas de recepción incluyen uno o más amplificadores de bajo ruido, un divisor de potencia para separar las cadenas de recepción y los convertidores reductores o de bajada.

Conjuntamente el sistema de antena con los transmisores y receptores constituyen la terminal de radiofrecuencia (algunas veces forman la totalidad del equipo en una E.T.):

- Los **moduladores y demoduladores**: Esta etapa modula las señales a transmitir y demodula las señales recibidas, lo cual implica la conversión en banda base a frecuencia intermedia y el proceso inverso. En las estaciones que tienen la capacidad para transmitir y recibir, cada modulador puede estar separado o encontrarse en la misma unidad de equipo que el demodulador correspondiente constituyendo un modem.
- Los **procesadores en banda de base**: En una estación grande, este equipo puede limitarse a los que realizan las funciones de multiplexar y demultiplexar. En estaciones pequeñas es más probable que se realicen funciones adicionales como la conversión analógico-digital y viceversa, y la codificación y decodificación del canal (como en el sistema VSAT, recepción directa de televisión, etc.), en tanto que las E.T. grandes manejan muchos canales simultáneamente.
- Las **interfaces con redes terrenales**: Este equipo permite comunicar el extremo de frecuencias más bajas en una E.T. con diversos puntos de origen y destino de las señales; operan hacia el exterior por medio de fibras ópticas, líneas físicas metálicas o radioenlaces. Este equipo normalmente existe solo en E.T. grandes.
- El **sistema de energía y la infraestructura general**: Esta parte de la estación realiza funciones de apoyo similares a las que en los satélites están asignadas a la plataforma. Debido a la importancia de los servicios que prestan las E.T. deben operar en forma ininterrumpida y dentro de límites normativos como tensión, frecuencia y perturbaciones transitorias. La infraestructura general comprende los edificios y obras exteriores, estructuras de soporte mecánico e instalaciones de apoyo como los equipos de climatización.
- El **sistema de supervisión, control y comunicación del servicio**: Los equipos que permiten la vigilancia y el control de la operación de una estación compleja incluyen las alarmas visuales y audibles, los controles para conmutar equipos y dispositivos que son independientes de la conmutación automática de los de reserva, y los controles generales de los subsistemas.

Las dimensiones, configuración e interconexión de los diferentes subsistemas están en función de las características técnicas del satélite, del número de canales a transmitir, así como de la redundancia que se adopte para los diferentes subsistemas.

Los elementos básicos para una estación terrena redundante son mostrados en la Figura 3.1, la redundancia significa que ciertos módulos son duplicados. Un módulo duplicado o redundante es automáticamente conectado al circuito para remplazar al módulo correspondiente que esta fallando. Los módulos redundantes son mostrados en la figura por líneas punteadas.

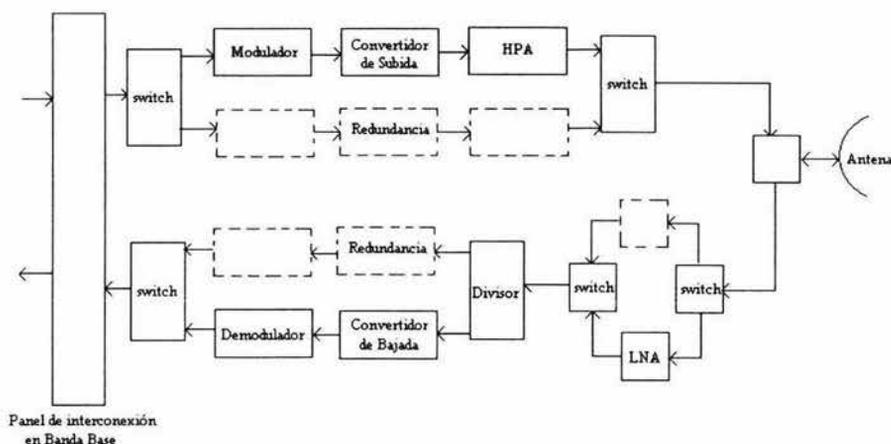


Figura 3.1 Elementos Básicos de una Estación Terrena Redundante

El diagrama de bloques es mostrado con más detalle en la Figura 3.2, en donde las unidades o módulos redundantes no son incluidos para una mayor claridad. Comenzando desde la parte inferior del diagrama, el primer bloque muestra el equipo de interconexión requerido entre el satélite y la red terrestre. En el siguiente bloque se tiene el equipo de multiplexación en el cual se lleva a cabo el reformateo de la señal. Siguiendo a lo largo de la cadena de transmisión, la señal multiplexada es modulada sobre una onda portadora a una frecuencia intermedia. Etapas paralelas de FI (Frecuencia Intermedia) son requeridas, una por cada portadora de microonda que será transmitida. Después de la amplificación en FI, la señal modulada es entonces convertida a una frecuencia más alta requerida por la portadora de microondas en el convertidor de subida o elevador de potencia. Varias portadoras pueden ser transmitidas simultáneamente, aunque estén a diferentes frecuencias estas son generalmente especificadas por sus frecuencias nominales, por ejemplo, como portadoras de 6 GHz para la banda C o 14 GHz para la banda Ku.

Debe notarse que las portadoras individuales pueden ser portadoras de multidesignación. Esto significa que llevan tráfico destinado para diferentes estaciones. Después de que la señal pasa a través de los convertidores de frecuencia, las portadoras son combinadas y la señal resultante tiene un ancho de banda amplificado. La potencia del ancho de banda de la señal es alimentada a la antena a través de un diplexor, el cual permite que la antena dirija la transmisión y recepción de señales de manera simultánea.

La antena de la estación terrena funciona en ambos modos de transmisión y recepción, pero a diferentes frecuencias. En la banda C, la frecuencia nominal de un enlace de subida o de transmisión es de 6 GHz y en el enlace de bajada o recepción es de 4 GHz. En la banda Ku, en el enlace de subida la frecuencia nominal es de 14 GHz, y en la de bajada es de 12GHz. Antenas de alta ganancia son empleadas en ambas bandas, lo que significa que son muy directivas, por lo que necesitan un haz muy estrecho. Este haz estrecho es necesario para prevenir la interferencia entre

enlaces de satélites vecinos. En el caso de la banda C, debe evitarse la interferencia a/y desde enlaces terrestres de microondas. En el caso de la banda Ku no es importante, porque los enlaces terrestres de microondas no operan en esta banda de frecuencias.

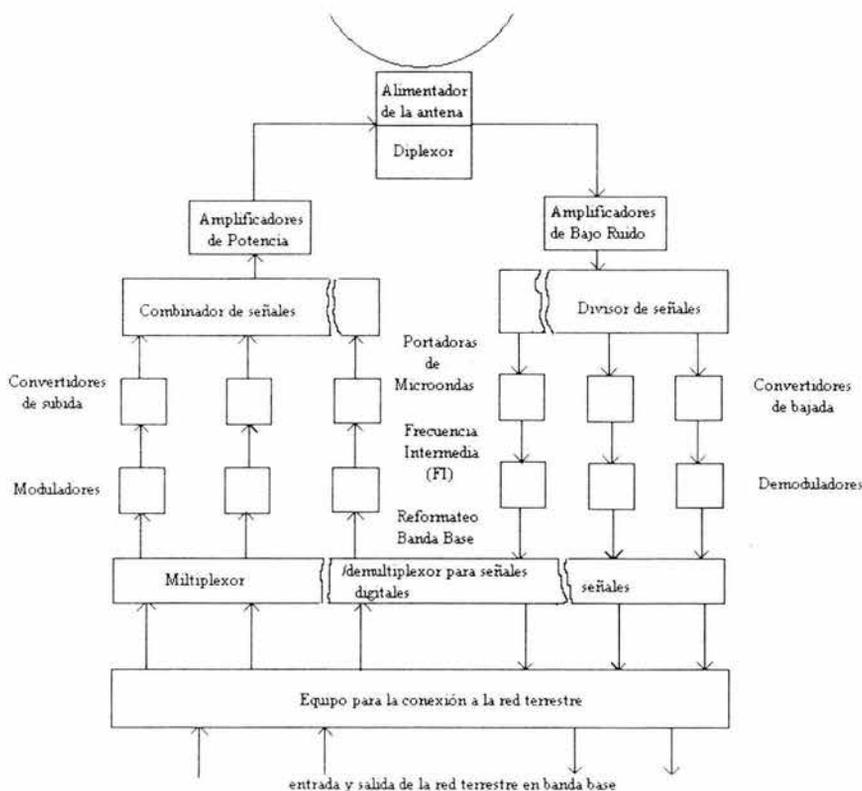


Figura 3.2 Diagrama de Bloques de una Estación Terrena Transmisor-Receptor

En la parte de recepción del diagrama de bloques, el ancho de banda de la señal de entrada es amplificado por un amplificador de bajo ruido y pasado a un divisor de red, el cual separa en la salida las portadoras individuales. Cada una de estas es convertida a una frecuencia intermedia al pasar por un convertidor de bajada, después pasa sobre el bloque de multiplexado, donde las señales son multiplexadas y reformateadas como sea requerido por la red terrestre.

Debe notarse que, en general, el flujo del tráfico de la señal en el lado de recepción se diferenciará del lado de la transmisión. Las portadoras de microondas de entrada serán diferentes en número y en la cantidad de información que lleven, el multiplexado de salida llevará circuitos no necesariamente incluidos en la parte de transmisión.

En la estación terrena la señal pasa a través de varios circuitos que ya se mencionaron, los cuales le adhieren ruido o representan pérdidas. Dentro de la estación terrena la única ganancia que se

presenta es la que los amplificadores de alta potencia le dan a la señal y la correspondiente ganancia de la antena.

El principal parámetro de la estación terrena transmisora o del segmento de transmisión en una estación es el PIRE (Potencia Isotrópica Radiada Efectiva), que depende directamente de la potencia del transmisor y la ganancia de la antena en la frecuencia de transmisión. Esta potencia del transmisor a su vez depende fundamentalmente de la potencia que se encarga de suministrar el HPA.¹⁴

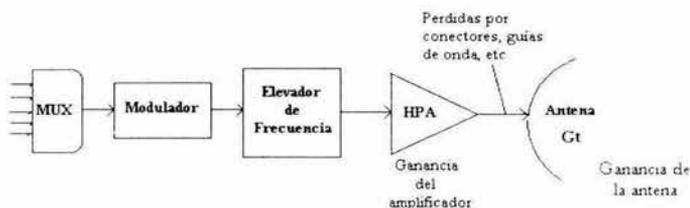


Figura 3.3 Sección de Transmisión en la Estación Terrena

GANANCIAS	PÉRDIDAS
HPA (Amplificador de alta potencia)	Conectores, acopladores, guías de ondas.
Ganancia de la antena Transmisora	Ruido de intermodulación introducido por el HPA

Tabla 3.1 Principales pérdidas en una E.T. transmisora

La estación terrena receptora se caracteriza por una Figura de Mérito (G/T) y por la Frecuencia Intermedia (FI) de banda ancha, además la presencia de un amplificador de bajo ruido (LNA)¹⁵ que se encarga de darle la potencia necesaria a la señal que llega del satélite, sin introducirle demasiado ruido, de ahí su nombre.

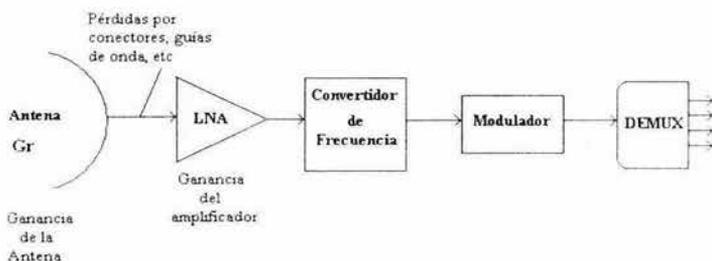


Figura 3.4 Sección de Recepción en la Estación Terrena

¹⁴ High Power Amplifier – Amplificador de Alta Potencia

¹⁵ Low Noise Amplifier

GANANCIAS	PÉRDIDAS
LNA (Amplificador de Bajo Ruido)	Conectores, acopladores, guías de ondas.
Ganancia de la antena Receptora	Ruido térmico introducido por el LNA

Tabla 3.2 Principales pérdidas en una E.T. receptora

La combinación de la ganancia de la antena receptora y la temperatura de ruido del sistema, incluyendo la del LNA, determinarán la relación G/T que se utiliza para definir las cualidades receptoras de una estación terrena, que según el satélite con el que se comunique debe tener un valor mínimo para funcionar de manera aceptable.

3.2 Transpondedores

Las señales de comunicaciones recibidas por el satélite entran a él a través de su subsistema de antenas, y después de procesarlas debidamente las retransmite de regreso a la Tierra. Los principales pasos del proceso, son amplificar las señales a un nivel de potencia adecuado, para que puedan ser recibidas a su regreso con buena calidad, así como cambiarlas de frecuencia, para que salgan por el conjunto de antenas sin interferir con las señales que estén llegando simultáneamente. El subsistema de comunicaciones realiza estas funciones mediante filtros, amplificadores, convertidores de frecuencia, conmutadores y multiplexores, entre otros dispositivos de microondas.

El diagrama de la Figura 3.5 muestra la relación entre las antenas y el equipo de comunicaciones. Para mayor sencillez, en el solamente se ilustra una de las posibles trayectorias o cadenas de los equipos que hay en el subsistema de comunicaciones; es normal que algunos cuenten con redundancia para que en el caso de alguna falla, exista aún la posibilidad de tener una trayectoria ininterrumpida entre las antenas de recepción y transmisión; para efectuar este cambio, se cuenta con conmutadores que hacen la conexión de un elemento a otro. A la trayectoria completa de cada repetidor, comprendiendo todos sus equipos desde la salida de la antena receptora hasta la entrada de la antena transmisora se le da el nombre de *transpondedor*, o sea que el subsistema de comunicaciones consta de muchos transpondedores, y su número depende del diseño del satélite.

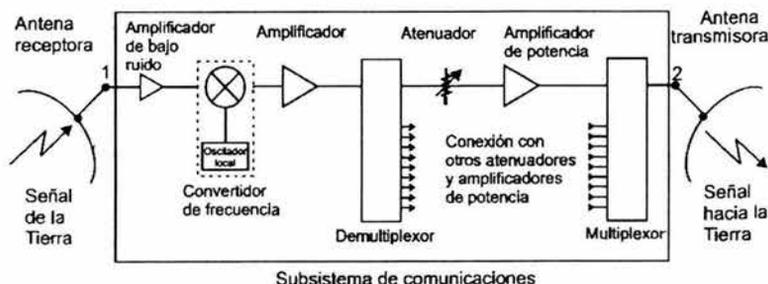


Figura 3.5 Relación entre los subsistemas de antenas y comunicaciones.

Un satélite puede tener varias antenas receptoras o quizá solamente una, dependiendo de su diseño y aplicación, y cada una de ellas debe ser capaz de recibir al mismo tiempo muchos canales con información, que posteriormente serán amplificados por separado en distintos transpondedores. Es decir, las antenas receptoras, y lo mismo en las antenas transmisoras, se tiene un ancho de banda muy grande, suficiente para operar a las frecuencias asignadas para los satélites de comunicaciones¹⁶. En cada una de estas bandas el ancho de banda de operación es de 500 MHz para transmisión y 500 MHz para recepción. Existen satélites denominados híbridos, que tienen los equipos necesarios para trabajar simultáneamente en dos bandas; esto duplica la capacidad en el número de canales que puede manejar el sistema al mismo tiempo.

El ancho de banda de las antenas receptora y transmisora debe ser mayor a 500 MHz, para poder detectar todas las frecuencias de la correspondiente banda de frecuencias en la que opere el satélite. Los transpondedores, entre otras funciones, cambian las frecuencias de todas las señales contenidas en el rango de la banda de frecuencias de operación del satélite, bajándolas a otro rango de igual ancho de banda, pero de límites diferentes; posteriormente todas las señales contenidas en este último rango de frecuencias (de transmisión) son entregadas a la antena transmisora para que las envíe de regreso a la Tierra.

Por conveniencia, el ancho de banda de 500 MHz se divide en espacios o segmentos, cuyo número depende de la aplicación del satélite. En la Figura 3.6 se muestra una división usual del ancho de banda de un satélite en 12 segmentos iguales de 36 MHz de ancho de banda cada uno. Los espacios libres entre segmentos adyacentes se dejan para disminuir la posibilidad de interferencia entre las señales que cada uno contiene y por ello se llaman bandas de guarda. Cada segmento de 36 MHz corresponde a un transpondedor y puede trabajar con un canal de televisión independientemente, varios canales de TV digital, dos canales de TV analógica o cientos de canales telefónicos y de datos. De acuerdo a la figura 3.6, la frecuencia central del transpondedor 4 es de 6.085GHz; o sea que ésta es la frecuencia central con la que se estaría enviando un canal de televisión, o cualquier otra señal; desde la tierra hacia el satélite.

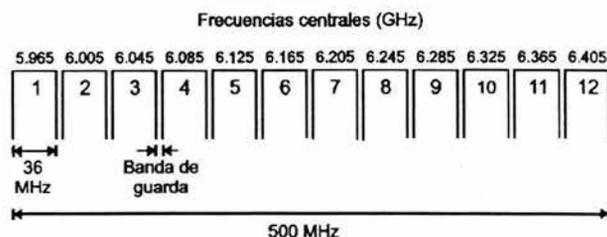


Figura 3.6 Ancho de banda de un satélite que opera en la banda C

Por la antena receptora entran todas las frecuencias de los 12 transpondedores; es decir, por ella entran diferentes clases de señales al mismo tiempo y con diferente frecuencia, como las mencionadas antes. Para la antena esto no representa ninguna dificultad, pero no es fácil construir aparatos electrónicos de alta potencia que realicen sus funciones de amplificación óptimamente con todas esas señales al mismo tiempo. Por esto, es necesario aislarlas para procesarlas y amplificarlas por separado, y es está una de las principales razones por las que se divide el ancho de banda del satélite en transpondedores; después del proceso, todas las señales se vuelven a juntar o agrupar, para que la antena transmisora las envíe hacia la Tierra.

¹⁶ Ver Capítulo I: Bandas y Frecuencias Asignadas

Tal como se muestra en la Figura 3.5, el primer dispositivo electrónico que se encuentran las señales recibidas por la antena es un *amplificador de bajo ruido*, con poca potencia de salida; este aparato genera internamente poco ruido, el cual se suma a las señales originales que entran a él para ser amplificadas. La primera etapa de amplificación es muy importante, porque cualquier señal recibida por la antena es muy débil; debido al largo trayecto que debe recorrer para llegar al satélite. Por esta razón, es muy importante que el ruido generado por este primer dispositivo de amplificación, común para todos los transpondedores de una misma banda de trabajo, sea lo más bajo posible, y de ninguna manera comparable en magnitud a ninguna de las débiles señales que están entrando a él.

El amplificador de bajo ruido tiene un ancho de banda de 500 MHz, pues debe ser capaz de amplificar al mismo tiempo todas las señales recibidas por la antena, antes de que se proceda a separarlas entre sí, por medio de filtros, para realizar las siguientes etapas del proceso que se lleva a cabo en el subsistema de comunicaciones. Es un dispositivo clave, ya que de él depende que la información siga fluyendo o no dentro del satélite, y por esto es un elemento redundante, de tal forma que si uno de los amplificadores falla, el enlace se transfiere a otro que sí este en buenas condiciones, mediante un conmutador.

Cuando las señales han alcanzado un nivel adecuado de amplificación, pasan por un dispositivo conocido como *convertidor de frecuencia*, el cual es un oscilador local que multiplica las señales que entran con otra generada internamente; las señales obtenidas a la salida del aparato son similares a las que entraron, por lo que respecta a su contenido, pero han sido desplazadas a frecuencias más bajas en el espectro radioeléctrico. El siguiente paso es separar las señales en grupos o bloques. Esta separación la realiza un *demultiplexor*, que tiene un solo conducto de entrada y varios de salida. A él entra la información completa de 500 MHz de ancho de banda, y en su interior, mediante filtros, se separan los canales en bloques de 36 MHz cada uno. A continuación, cada bloque pasa por una etapa muy fuerte de amplificación, proporcionada por un *amplificador de potencia*, y después todos los bloques son reunidos nuevamente en un solo conjunto de 500 MHz de ancho de banda, a través de un *multiplexor*, conectado a la antena transmisora del satélite.

Después de cada salida del demultiplexor hay un *atenuador de microondas* o resistencia variable; esta sirve para disminuir a control remoto la intensidad del bloque de señales que entra a cada amplificador de potencia. La regulación de la intensidad de entrada permite operar al amplificador de potencia en distintas condiciones o puntos de trabajo, es decir, se puede controlar la cantidad de potencia que salga de él.

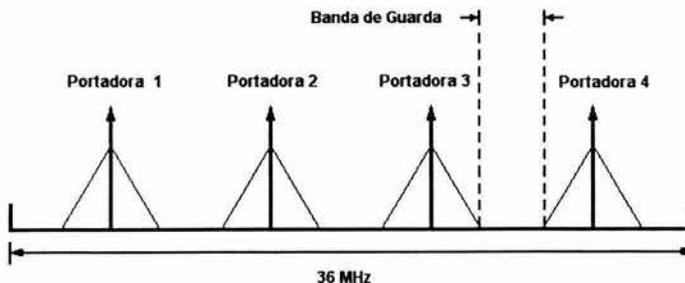


Figura 3.7 Configuración de la ocupación del espacio de frecuencias de un transpondedor de 36 MHz. Cada triángulo representa una señal de telefonía con 132 canales telefónicos individuales y cada uno con su propia frecuencia portadora. La Banda de Guarda entre señales adyacentes se deja para reducir la interferencia entre ambas, y su ancho siempre es función del tipo de señales que vayan a sus lados.

Cuando los amplificadores de potencia del satélite entregan a su salida el máximo de potencia posible, se dice que están operando en su punto de saturación; para que esto ocurra, la potencia total de las señales que entran a ellos debe tener un valor determinado. Sin embargo, no siempre es deseable obtener a la salida de un amplificador de potencia la máxima posible, es decir, operarlo en saturación, pues todo depende de la clase de información que contenga el bloque que se quiere amplificar. Para aquellas circunstancias en las que no se necesita que el amplificador trabaje en saturación, conviene reducir el nivel de las señales con un atenuador variable antes de alimentar a cada amplificador de potencia.

Todo tipo de información que se transmite al satélite tiene una frecuencia asignada, denominada *portadora*; por ejemplo, un canal de televisión tiene su propia frecuencia portadora, y la combinación de 60 canales telefónicos en un solo grupo también. En la Figura 3.7 se muestra un ejemplo usual de lo que podría contener un transpondedor de 36 MHz de ancho de banda, en donde el espacio de frecuencias disponibles es ocupado por cuatro señales similares en amplitud y ancho de banda, con su propia frecuencia portadora; cada señal puede contener 132 canales telefónicos agrupados, o más, dependiendo de la modulación y provenir de una ciudad distinta.

Para la figura anterior, el número de frecuencias portadoras que entrarían al amplificador de potencia sería mayor que uno e igual a cuatro, y como la característica entrada-salida del amplificador es no lineal (ver Figura 3.8), se producirían internamente muchas señales adicionales e indeseables que a la salida se sumarían a la información original, distorsionándola. Estas señales indeseables se denominan en conjunto ruido de intermodulación¹⁷, y su intensidad es cada vez mayor, y más dañina, hasta llegar al punto de saturación del amplificador. Por esta razón es preciso operar al amplificador de potencia en un punto de trabajo inferior al de saturación para reducir así el ruido de intermodulación y su efecto sobre la información original, aunque para ello se tenga que sacrificar potencia de salida.

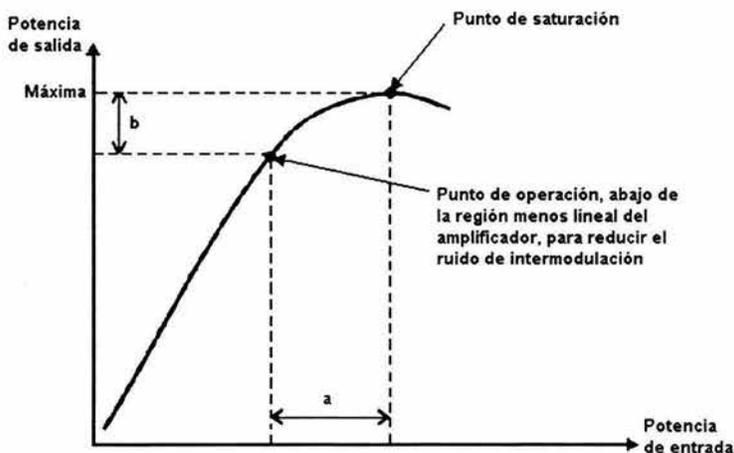


Figura 3.8 Curva característica no lineal de entrada-salida de un amplificador de potencia; *a* es la reducción de la potencia de entrada o "back off" de entrada respecto al valor que satura al amplificador, para trabajar en el punto de operación, *b* es la reducción de potencia de salida o "back-off" de salida respecto a la potencia máxima que se obtendría en la saturación.

¹⁷ Ver el apartado 3.16

Siempre que haya más de una portadora presente al mismo tiempo en el amplificador de potencia, se produce ruido de intermodulación, y cuanto mayor sea su número, mayor será el ruido y su efecto sobre la información original; por lo tanto, mientras más portadoras se quieran amplificar con el mismo dispositivo al mismo tiempo, será preciso operar en un punto cada vez más abajo del de saturación, y será menor la cantidad de potencia que se pueda aprovechar a la salida.

3.3 PIRE (Potencia Isotrópica Radiada Efectiva)

Un parámetro clave en el cálculo de enlaces es la potencia isotrópica radiada efectiva, convencionalmente denotada como PIRE, su expresión proviene de la expresión de la máxima densidad de flujo de potencia a una distancia r de una antena transmisora de ganancia G :

$$\psi_M = \frac{GP_T}{4\pi r^2} \quad (3-1)$$

Una antena o radiador isotrópico con una potencia de entrada igual a GP_T produciría la misma densidad de flujo. Por lo que este producto es referido a un equivalente radiador isotrópico de potencia. De aquí se deduce que:

$$PIRE = GP_T \quad (3-2)$$

El PIRE es frecuentemente expresado en decibeles relativos a un Watt, o bien dBW . Si P_T esta en watts entonces:

$$[PIRE] = [P_T] + [G] \text{ dBW} \quad (3-3)$$

donde, $[P_T]$ esta también en dBW y $[G]$ en dB

El PIRE es el parámetro que caracteriza a la estación terrena transmisora. Esto de hecho esta relacionado a la potencia del transmisor y a la ganancia de la antena en la frecuencia de transmisión. Podemos decir entonces que el PIRE es el producto de la potencia que alimenta la antena transmisora por la ganancia de dicha antena. Esta potencia es la que ofrece el transmisor tras pasar por el alimentador, con las consiguientes pérdidas, que generalmente se presentan por conectores, acopladores o guías de onda que sirven de conexión entre los diferentes elementos que forman parte de la sección de transmisión en una estación terrena.

Para una antena de plato parabólico, que son las que comúnmente se utilizan en enlaces satelitales, la ganancia de potencia isotrópica esta dada por la ecuación (2-1 b). Ya que conocemos el valor de la constante π y sabemos que $\lambda = \frac{c}{f}$, tenemos que:

$$G = \eta(10.472 f \cdot D)^2 \quad (3-4)$$

donde f es la frecuencia de la portadora en GHz , D es el diámetro del reflector en m , y η es la eficiencia de apertura. Un valor típico para la eficiencia de apertura es 0.66.

3.4 Atenuación en el Espacio Libre

La propagación en el espacio libre responde a un modelo ideal análogo a las condiciones de propagación en el vacío, en este medio las ondas electromagnéticas se propagan en línea recta sin atenuación u otros efectos adversos. Sin embargo, el espacio libre es una idealización que es únicamente aproximada cuando las microondas se propagan a través de la atmósfera o en presencia de la tierra. Pero en el entorno terrestre muy pocas situaciones se ajustan a este modelo. La presencia de la tierra, la atmósfera y la ionosfera alteran en la mayoría de los casos reales las condiciones de propagación; provocando pérdidas que resultan por mecanismos de absorción, difracción, esparcimiento, cambios en la polarización e interferencias.

Las características eléctricas de la tierra y su orografía influyen también en al propagación de las ondas. La presencia de obstáculos y la propia esfericidad de la tierra limitan la visibilidad entre una antena transmisora y receptora. Lo cual limita muchas veces la comunicación entre el satélite y la estación terrena.

Como primer paso en los cálculos de pérdidas, la pérdida de potencia resultante de la propagación de la señal en el espacio debe ser determinada.

Usando la ecuación (3-1) de densidad de flujo de potencia en la antena receptora que multiplicada por la apertura efectiva (ecuación 2-3a) de la misma, se obtiene la potencia receptora:

$$\begin{aligned}
 P_R &= \Psi_M A_{eff} \\
 P_R &= \left(\frac{PIRE}{4\pi r^2} \right) \left(\frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \right) \\
 P_R &= (PIRE)(G_R) \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot r} \right)^2
 \end{aligned} \tag{3-5}$$

r es la distancia o el rango entre la estación terrena transmisora y la antena receptora y G_R es la ganancia de potencia isotrópica de la antena receptora.

La parte derecha de la ecuación anterior esta separada en tres términos asociados con el transmisor, receptor y el espacio libre, respectivamente. La notación en decibeles, es la siguiente:

$$[P_R] = [PIRE] + [G_R] - 10 \log \left[\frac{4\pi \cdot r}{\lambda} \right] [dBW] \tag{3-6}$$

la potencia recibida en dBW esta por lo tanto dada como la suma del PIRE transmitido en dBW más la ganancia de la antena receptora en dB menos un tercer término que representa las pérdidas en el espacio libre en dB. La componente de pérdidas en el espacio libre en dB esta dada por:

$$[L_{ef}] = 10 \log \left(\frac{4\pi \cdot r}{\lambda} \right)^2 [dB] \tag{3-7}$$

Esta ecuación es aplicable a los enlaces, de subida y de bajada de un satélite de comunicaciones.

Normalmente, la frecuencia es más utilizada que la longitud de onda, sustituyendo entonces $\lambda = \frac{c}{f}$, con la frecuencia en GHz, y la distancia r en km se tiene que:

$$[L_{ef}] = 20\log(r) + 20\log(f) + 94.44 \text{ [dB]} \quad (3-8)$$

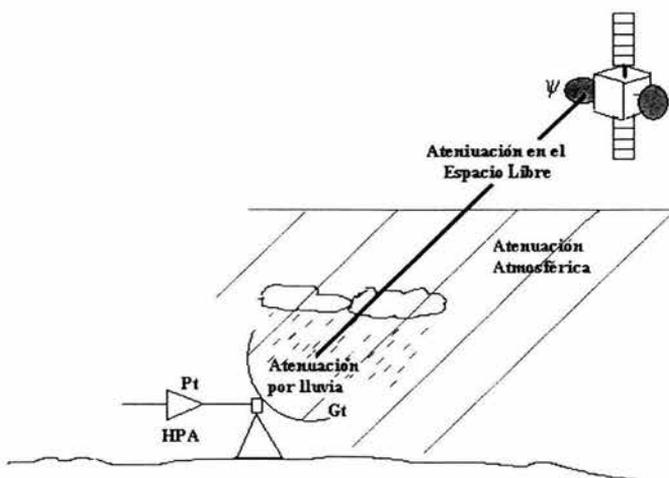


Figura 3.9 Pérdidas por propagación en el Espacio Libre

3.4.1 Interferencia Solar

Aunque las células solares de un satélite están creadas para recibir los rayos del Sol y con estos generar energía eléctrica, hay ciertas épocas del año en el que la conjunción o alineación estación terrena-satélite-sol no es nada favorable para las comunicaciones. Cuando esto ocurre, las radiaciones solares de radiofrecuencia en el rango de las microondas se reflejan en todos los platos parabólicos y entran concentradas al alimentador (ver Figura No. 3.10), interfiriendo con las señales de microondas del enlace de bajada, emitidas por el satélite y que las estaciones intentan recibir. Por lo tanto, esta radiación solar alineada produce ruido en el enlace de comunicaciones. El grado o nivel de interferencia depende de la orientación del lóbulo principal de recepción de la antena con relación a la dirección hacia el satélite y el Sol. Es máxima cuando el eje principal de la antena está perfectamente alineado con la línea satélite-sol, pero también hay interferencia, aunque menor, cuando dicho eje está sólo ligeramente desviado.

Conforme la Tierra gira, el efecto de interferencia desaparece en la región, pero comienza a ser desfavorable en otras regiones adyacentes situadas un poco más al oeste, y así sucesivamente. Mientras este fenómeno dura, las comunicaciones normales con el satélite se interrumpen, ya que la temperatura de ruido introducida por el Sol llega a alcanzar los 25,000 K.

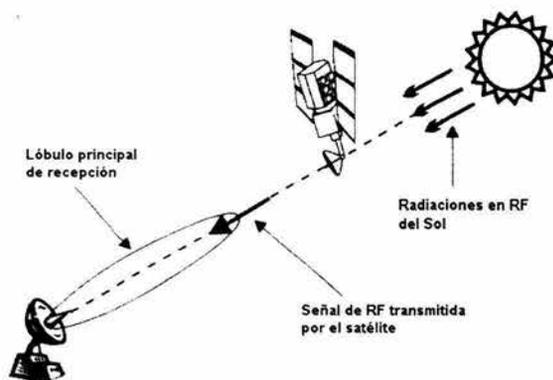


Figura 3.10 La interferencia solar en RF ocurre cuando el lóbulo principal de la estación terrestre receptora, el satélite y el Sol están sobre la misma línea.

La temperatura de ruido que ve la antena receptora de una estación terrestre cuando apunta hacia el espacio bajo, es del orden de solamente unos 50 K. Pero cuando el Sol se coloca detrás del satélite, esta temperatura salta a valores enormes, al sumarse la temperatura de ruido con la que el Sol contribuye. Su valor exacto depende del diámetro de la antena y de la frecuencia a la que se este recibiendo. De cualquier forma, en todos los casos el ruido es muy alto. Esta temperatura aumenta miles de veces cuando ocurren las llamaradas solares. Una fórmula aproximada para calcular la temperatura promedio de ruido debido a los rayos del Sol es:

$$T_{sol} = \frac{120,000}{f^{3/4}} [K] \quad (3-9)$$

en donde f es la frecuencia en GHz

La mala calidad o interrupción de la señal recibida bajo estas condiciones puede suceder dentro de un marco de tiempo que va, aproximadamente, desde medio minuto hasta un cuarto de hora. La duración exacta de la interrupción, que es predecible, depende del ancho del haz de la antena receptora¹⁸, de la latitud geográfica donde esté y la fecha. En todos los casos, el deterioro de la calidad de la señal es gradual, conforme el lóbulo principal de recepción de la antena va pasando por la dirección satélite-Sol, hasta que se pierde, inmersa en el ruido solar, y luego comienza a reaparecer.

Las pérdidas de señal por interferencia solar ocurren diariamente dentro de dos periodos del año; la duración de cada periodo es de una semana o un poco más. Estos periodos ocurren alrededor de las fechas de los equinoccios de primavera y de otoño, y nuevamente la hora exacta de su aparición y su duración en una determinada localidad dependen de la latitud que la estación terrestre tenga.

Estas fuertes radiaciones directas, además de interferir con las comunicaciones, pueden dañar parte del equipo de la estación terrestre, como el alimentador y los cables.

Por estos problemas, los componentes de las estaciones terrestres generalmente son seleccionados de tal forma que permitan tener un "margen de lluvia" para que, si llega a llover intensamente, la

¹⁸ A menor ancho del haz, menor interrupción. Esto aplica a las antenas parabólicas más grandes.

calidad de la señal no se degrade más allá de cierto nivel permisible y útil. Este margen permite resistir un incremento de hasta unos 1,000 K en la temperatura de ruido de la antena, y por ello el efecto de interferencia de las conjunciones con el satélite y el Sol es menos drástico y de menor duración. Esto favorece principalmente a las estaciones de diámetro pequeño (≈ 1 m), ya que la contribución total del cielo a su temperatura de ruido también es del orden de 1,000 K o menos.

Así por ejemplo, una antena con diámetro de 60 cm o 1.2 m que reciba señales a 12 GHz continúa funcionando bien a pesar de la interferencia solar. Tal cualidad beneficia a los sistemas de recepción directa de TV digital en la banda Ku¹⁹ y a las antenas VSAT²⁰ de las redes privadas en la misma banda.

La gráfica siguiente nos da un promedio de la temperatura de ruido de Sol en función de la frecuencia. Esto es válido para un sol tranquilo o en reposo.

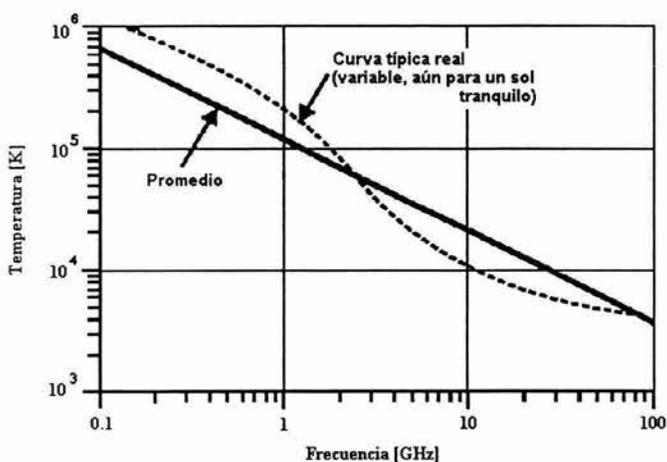


Figura 3.11 La curva punteada indica la forma real de la característica de dicha temperatura en función de la frecuencia.

3.4.2 Pérdidas por Conectores y Alimentadores

Cuando una estación terrena transmite hacia un satélite, o cuando un satélite transmite hacia la tierra, la señal es atenuada por la línea que une al amplificador de microondas con el alimentador de la antena. Por lo tanto, la línea y los conectores asociados añaden una pérdida de potencia, que depende de la frecuencia, el tipo de cable o guía de onda, la longitud de la línea, los conectores y el material del que estén hechos; así, por ejemplo, en banda C, la atenuación de los conectores y una guía de onda de 5 m es del orden de 0.4 dB, y en las bandas Ku y Ka es un poco mayor, ya que la atenuación de una guía de onda aumenta con la frecuencia²¹. En recepción, así se trate de un satélite o de una estación terrena, lo anterior también se aplica, ya que hay líneas y conectores entre la antena receptora y el preamplificador de bajo ruido o LNA. De modo que hay pérdidas tanto en el

¹⁹ Ku: Frecuencias de 12GHz - 18GHz

²⁰ VSAT: Redes Privadas Vía Satélite

²¹ Consultar estándares de guías de onda y su atenuación en la sección 2.9

tramo ascendente como en el descendente, y deben ser tomadas en consideración al diseñar un enlace completo. Por cada tramo de guía y sus conectores es típico considerar entre 0.5 y 1 dB de pérdidas para realizar cálculos preliminares. Sin embargo, cuando los contornos de PIRE y G/T del satélite son conocidos, estas pérdidas por conectores y tramos de línea ya están considerados en los valores anteriores, para transmisión en el enlace de bajada y recepción en el de subida, respectivamente, y solo hay que conocer o estimar las pérdidas de las estaciones terrenas. Estos elementos atenuadores a la vez producen ruido que se superpone a las señales transmitidas y recibidas²².

Estas pérdidas por conectores en la recepción serán denotadas como $[L_{conectores}]$ en dB y sus valores deben ser sumados a la ecuación que corresponde a las pérdidas totales, como se mostrará en el punto 3.8.

$$[PIRE] = [P_r] + [G_r] - [L_{conectores}] \quad [dBW] \quad (3-10)$$

3.4.3 Pérdidas por Desapuntamiento

Sabiendo como se calcula la ganancia máxima de una antena parabólica (ecuación 2.1 b), donde la ecuación es aplicable en antenas transmisoras y antenas receptoras; de modo que para la óptima operación de los platos parabólicos en un enlace satelital estos deben estar frente a frente, es decir, con sus ejes de máxima radiación alineados como se muestra a continuación:

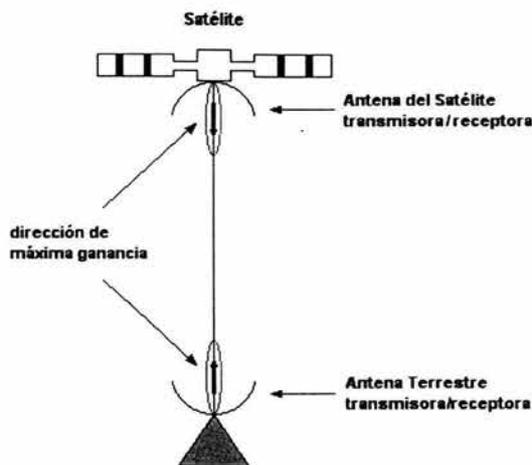


Figura 3.12 Situación ideal para la orientación de las antenas en un enlace

En este caso, los ejes de las antenas receptora y transmisora están alineados y, por lo tanto, las ganancias máximas de ambos extremos del enlace son aprovechadas.

²² Ver cálculo del ruido en un atenuador en la sección 3.9.4

Pero para enlaces reales, esta orientación casi nunca se logra debido a los movimientos del satélite dentro de su ventana o por pequeños errores de orientación en las antenas terrestres; esto causa que en cada enlace se pierda algo de ganancia. La dirección de ganancia máxima es calculada como:

$$[G_{\alpha}]_{dBi} = [G_{max}]_{dBi} - 12 \left(\frac{\alpha}{\theta_{-3dB}} \right)^2 \quad [dBi] \quad (3-11)$$

donde el ángulo θ_{-3dB} se calcula como:

$$\theta_{-3dB} \approx 75 \frac{\lambda}{D} \text{ [}^\circ\text{]} \quad (3-12)$$

Pero la situación real que se presenta en el cálculo de los enlaces satelitales es la que se observa en la figura 3.13:

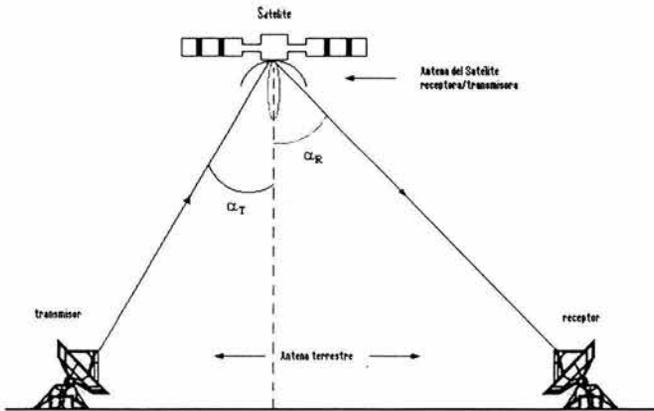


Figura 3.13 Situación típica para la orientación de las antenas en un enlace

Estas pérdidas de desapuntamiento pueden ser calculadas, de acuerdo a:

$$L_{extremo\ transmisor} = L_T = 12 \left(\frac{\alpha_T}{\theta_{-3dB}_T} \right)^2 \quad [dB] \quad (3-13a)$$

$$L_{extremo\ receptor} = L_R = 12 \left(\frac{\alpha_R}{\theta_{-3dB}_R} \right)^2 \quad [dB] \quad (3-13b)$$

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

en donde α_T es el ángulo en grados entre los ejes de la antena terrestre transmisora y la antena del satélite; α_R es el ángulo entre los ejes de la antena terrestre receptora y la antena del satélite; y θ_{-3dB} es el ángulo entre los dos puntos de media potencia del lóbulo principal del patrón de radiación de la estación terrena.

3.5 Atenuación por Oxígeno y Vapor de Agua

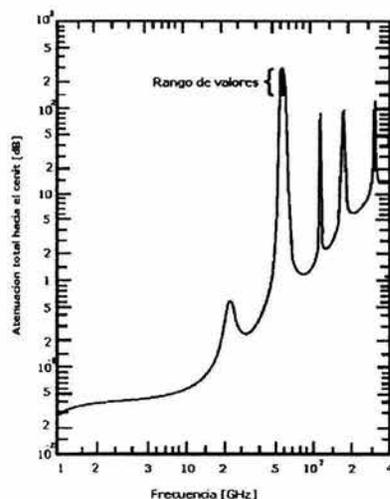
Cuando las frecuencias de transmisión son solo lo suficientemente altas, las ondas electromagnéticas interactúan con las moléculas de los gases en la atmósfera. Estas interacciones reducen la potencia de las señales conforme atraviesan la atmósfera, y se intensifican en las frecuencias de resonancia del vapor de agua (H_2O), oxígeno (O_2) y bióxido de carbono (CO_2). Si consideramos exclusivamente el rango de frecuencias empleado por los satélites de comunicaciones, las únicas resonancias de interés son la del vapor de agua, que está encerrada en 22.2 GHz, y la del oxígeno, que está en los 60 GHz. Más arriba en el espectro radioeléctrico existen otras frecuencias de resonancia para el vapor de agua, el oxígeno y el bióxido de carbono, pero su conocimiento ya no es relevante para los enlaces satelitales.

Algo importante que cabe señalar es que las bandas de frecuencia que la UIT²³ ha asignado para los satélites de comunicaciones (1 a 30 GHz) fueron cuidadosamente elegidas para evitar las zonas de mayor atenuación, entre ellas se encuentran las bandas C, Ku y Ka (zonas de baja absorción atmosférica), denominadas ventanas como se muestra en la figura siguiente, y más detalladamente en la Figura 3.14. Con esto, la atenuación acumulada durante el paso de las señales de microondas se reduce al mínimo y se abaratan los costos de transmisión para una calidad determinada.

En dirección al cenit o para ángulos de elevación altos, y en las bandas C y Ku, estas pérdidas atmosféricas son muy pequeñas y pueden ser despreciadas, ya que no afectan la incertidumbre de cualquier balance de potencias en un enlace satelital. En la banda Ka son un poco mayores, pero cuando mucho de unos 0.4 dB. Sin embargo, si el ángulo de elevación θ de una estación terrena es muy bajo, dichas pérdidas si son más significativas y pueden ser del orden de 1 dB en las bandas más altas.

Banda	f	L_{cenit}
	[GHz]	[dB]
C	4	0.0371
	6	0.0408
Ku	12	0.0636
	14	0.0791
Ka	20	0.2694
	30	0.2498

Tabla 3.3 Atenuación Total en dirección al cenit en dB obtenida de la figura 3.14



²³ Unión Internacional de Telecomunicaciones

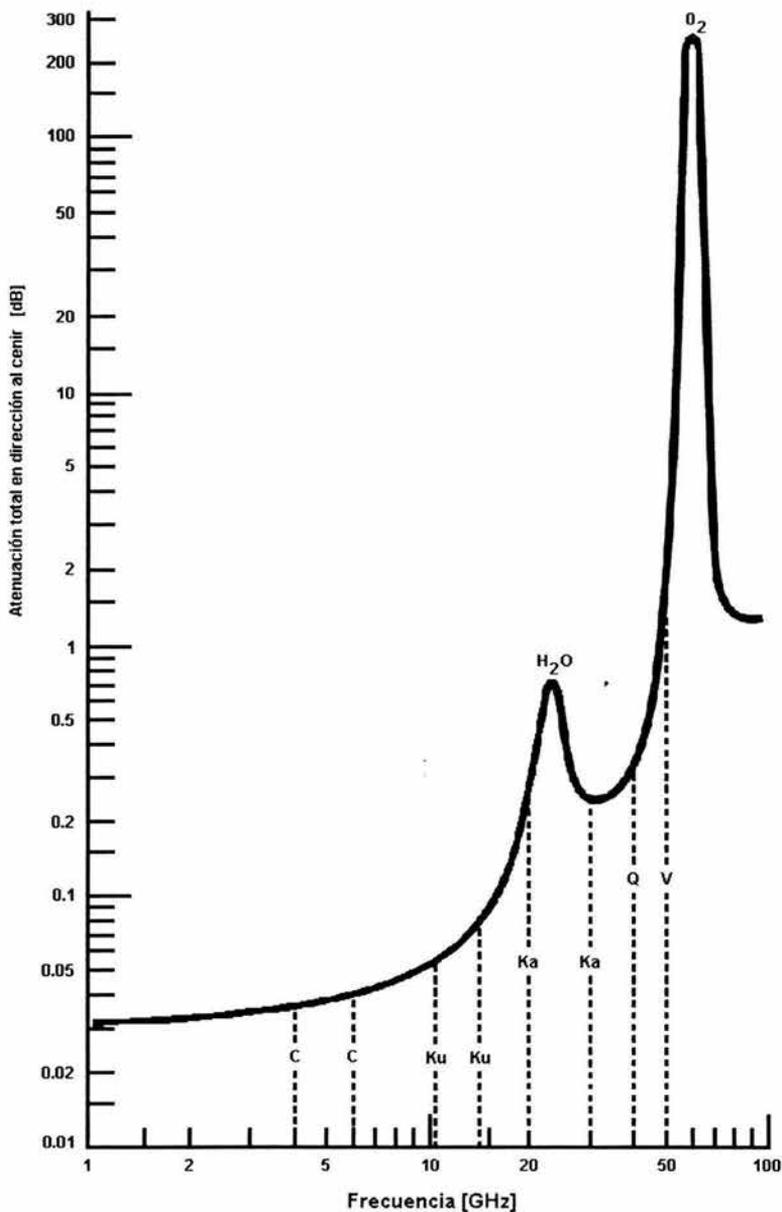


Figura 3.14 Muestra la atenuación total de la absorción atmosférica en dirección al cenit, en decibelios y para Frecuencias correspondientes a la banda C, Ku y Ka.

Estrictamente, la atenuación total acumulada depende de la longitud exacta del trayecto de la señal a través de las capas atmosféricas responsables de esta absorción. Es decir, depende del ángulo de elevación de la estación terrena, de la altitud a la que está sobre el nivel del mar, la temperatura y la densidad del vapor de agua. La gráfica anterior esta hecha para una trayectoria en dirección del cenit, es decir directamente hacia arriba y siguiendo el camino más corto posible, de modo que si el ángulo de elevación de la estación terrena es otro, la estimación de dicha absorción debe ser corregida mediante la fórmula para $10^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$:

$$[L_{a.a}]_{dB} = [L_{cenit}]_{dB} \operatorname{cosec} \theta \quad (3-14)$$

donde θ = ángulo de elevación de la antena terrestre

L_{cenit} = lectura obtenida de la gráfica

$L_{a.a}$ = atenuación por absorción atmosférica para el ángulo θ

Esta fórmula puede ser deducida con el triángulo rectángulo de la siguiente figura:

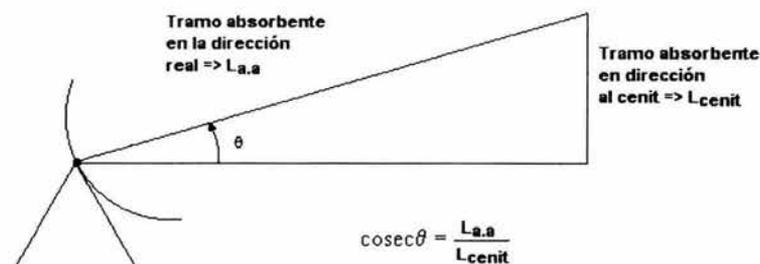


Figura 3.15 Geometría para deducir la ecuación (3-14)

Pues la atenuación es acumulativa por cada kilómetro que la señal se adentra en las capas de absorción.

3.6 Atenuación por Lluvia

Cuando llega a llover en la zona donde está instalada una estación terrena, las señales portadoras son atenuadas conforme se propagan a través de la región del aire en donde esté lloviendo; la distancia total d que las señales viajan a través del fenómeno meteorológico depende de la altura h de las nubes con relación al piso y del ángulo de elevación θ de la antena de la estación, como se muestra en la Figura 3.16.

En la banda C, y especialmente más en la banda Ku, la lluvia es la causa más significativa de desvanecimiento de la señal, es decir que es el fenómeno relacionado con el clima que más afecta la potencia o intensidad de la señal. El resultado de este efecto es la atenuación de las ondas por esparcimiento y absorción de energía de las ondas. Esta atenuación causada por la lluvia como se mencionó antes aumenta con la frecuencia.

Como resultado la caída a través de la atmósfera, las gotas de lluvia son un poco aplanadas en su forma, convirtiéndose en más elípticas que esféricas. Cuando una onda de radio con alguna

polarización arbitraria pasa a través de las gotas de lluvia, la componente del campo eléctrico en la dirección del eje mayor de las gotas de lluvia será afectada de forma diferente que la componente que pasa a lo largo del eje menor. Esto produce una despolarización de la onda, en efecto, la onda adquiere polarización elíptica. En el caso en que una sola polarización este involucrada, el efecto no es serio, pero donde la frecuencia reutilizada se alcanza a través del uso de la polarización ortogonal, dispositivos de despolarización deben ser instalados para compensar la despolarización causada por la lluvia.

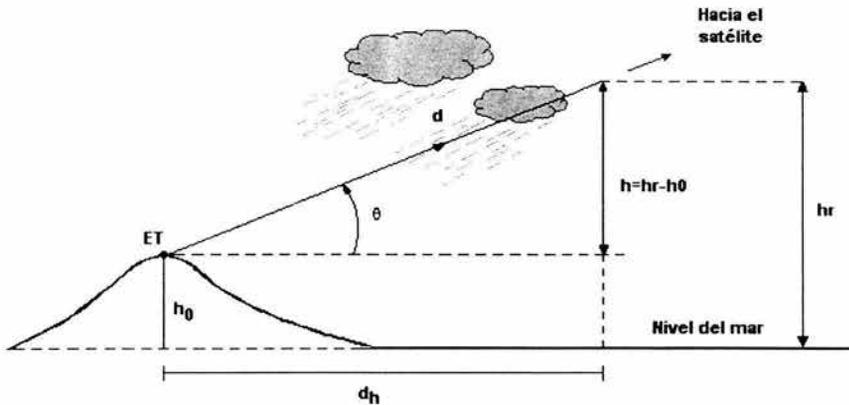


Figura 3.16 Atenuación causada por la lluvia

Las gotas de lluvia absorben energía al ser calentadas por las señales de microondas, y conforme la longitud de onda se hace comparable al tamaño de las gotas, el efecto es más grande. El efecto más severo que se provocan son en la banda Ka para una $\lambda = 1\text{cm}$ a 30 GHz, en la banda Ku a una $\lambda = 2\text{cm}$ a 14 GHz y en la banda C a una $\lambda = 5\text{cm}$ y a 6 GHz; así mismo una parte de la energía de la señal se dispersa al chocar ésta con las gotas de lluvia.

La magnitud máxima de la atenuación y transpolarización por lluvia en los enlaces puede calcularse por medio de uno de los dos modelos de predicción existentes.

Para resolver estos problemas de atenuación causados por la presencia de la lluvia, se recurre a datos estadísticos sobre la probabilidad acumulativa de las tasas de lluvia según la zona geográfica en donde se este trabajando. Con este propósito, se ha subdividido a los continentes en regiones climáticas o hidrometeorológicas (Figura C.1, Apéndice C), pues cada zona tiene características diferentes en cuanto a intensidad de lluvia.

Donde los valores estadísticos para cada una de estas zonas son los que se muestran en la tabla siguiente (3.4).

Sin embargo, la distribución del agua no es uniforme y puede variar dentro de una misma región hidrometeorológica de un año a otro, pues no es lo mismo un huracán que una simple tormenta; además como cada región es muy grande, la intensidad puede ser distinta de un año a otro. Por otro lado, la señal portadora no es afectada por la lluvia de la misma forma en toda la trayectoria, ni

durante todo el tiempo que llueve. Como consecuencia de esto, también existen mapas de contornos de intensidad de lluvia excedidos por ciertos porcentajes de tiempo (Ver figura C2, Apéndice C).

Porcentaje del tiempo excedido en un año (%) y equivalencia en minutos acumulados		Intensidad de lluvia que es excedida (mm/h)													
		A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P
0.3		0.8	2	2.8	4.5	2.4	4.5	7	4	13	4.2	7	11	15	34
0.1	526	2	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35	65
0.03		5	6	9	13	12	15	20	18	28	23	33	40	65	105
0.01	53	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145
0.003		14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140	200
0.001	5.3	22	32	42	42	70	78	65	83	55	100	150	120	180	250

Tabla 3.4 Datos estadísticos para el mapa del apéndice A1

Para el cálculo de atenuación por lluvia existen varios modelos propuestos. Entre ellos se encuentran: El Modelo Global de Crane y el que propone la UIT-R en la recomendación UIT-R PN.618-4, 1996.

A raíz de datos recopilados por satélites experimentales se ha hecho posible la comparación de resultados teóricos provenientes de diversos métodos de predicción de atenuación. Así mismo, se ha buscado mejorar los modelos ya existentes para hacerlos más precisos y se han propuesto nuevos modelos.

El modelo DAH (Dissanayake Asoka, Allnut Jeremy, Haidara Fatim mode!) es, formalmente, un procedimiento para predecir los efectos combinados de atenuación por lluvia y varios factores que contribuyen de manera diferente a la atenuación en un enlace de comunicación satelital. La parte que se refiere a la atenuación por lluvia arroja resultados significativamente mejores que aquellos que se obtienen de otros modelos. Esto es de una gran importancia ya que la contribución de la atenuación por lluvia es la más significativa en frecuencias mayores a los 10 GHz. Debido a que esta se incrementa conforme se incrementa la frecuencia. Este modelo puede ser empleado para el cálculo de la atenuación individual de cada componente o para todo el conjunto de factores que contribuyen a la atenuación de las ondas electromagnéticas en un enlace satelital. La importancia de predecir con la mayor exactitud posible la atenuación por lluvia así como la atenuación por otros fenómenos, radica en la calidad del desempeño de un sistema de comunicaciones así como la posibilidad de disminuir costos en cuanto al diseño e implementación de estos.²⁴

Para fines prácticos, un método sencillo que permite calcular con precisión los niveles de atenuación en función de la frecuencia y del tipo de polarización es el publicado por la CCIR en 1990.

²⁴ Consultar Apéndice D.

Este método permite obtener, para un trayecto oblicuo determinado, el valor estimado de la atenuación A_p que es excedido durante lapsos acumulados con lluvia que en conjunto representen un $\%p$ especificado de un año medio.

El método general empleado que es útil para frecuencias hasta de 40 GHz y provisionalmente para frecuencias más altas, consiste en multiplicar la atenuación específica o coeficiente de atenuación por lluvia y dado en dB/km, en función de la intensidad de la lluvia y de la frecuencia, por una longitud efectiva d_h de trayecto de lluvia y por un factor de ajuste de longitud de trayecto r_p en función de los demás parámetro requeridos.

Basándonos en la Figura 3.16 tenemos:

1. Para calcular la altura efectiva de la lluvia h_r , en km, necesitamos de la latitud φ de la estación terrena:

$$h_r = \begin{cases} 3 + 0.028\varphi & \text{para } 0 \leq \varphi < 36^\circ \\ 4 - 0.075(\varphi - 36) & \text{para } \varphi \geq 36^\circ \end{cases} \quad (3-15)$$

donde φ es la latitud dada en grados de la ET.

2. Una vez conocido el valor de h_r , la longitud física del trayecto oblicuo d por debajo de la altura de la lluvia es obtenida por medio de trigonometría como:

$$d = \frac{h_r - h_0}{\text{sen}\theta} \quad (3-16)$$

donde h_0 es la altitud de la ET sobre el nivel del mar dado en kilómetros y θ el ángulo de elevación de la antena en la estación terrena. También la distancia d esta dada en kilómetros.

Cuando se requiere conocer la distancia h_r en regiones cercanas a los polos o cuando la diferencia de longitudes entre una ET y un satélite es muy grande, es decir, para una $\theta < 10^\circ$; se usa la siguiente ecuación en donde se incluye la curvatura de la Tierra:

$$d = \frac{2(h_r - h_0)}{\sqrt{\text{sen}^2\theta + \frac{2(h_r - h_0)}{R_e} + \text{sen}\theta}} \quad [km] \quad (3-17)$$

donde R_e es el radio de la Tierra y aproximadamente igual a 8500 km, y d está dada en kilómetros.

3. Después se procede a calcular un factor reductor r_p (donde p es el porcentaje de tiempo), que es aplicable para tener una disponibilidad del 99.99% y el cual sirve para ajustar d y obtener la longitud efectiva de la trayectoria oblicua. Este factor toma en cuenta las variaciones de la distribución de la lluvia a diferentes alturas y se obtiene como:

$$r_p = \frac{1}{1 + \left(\frac{d}{35e^{-0.015R_e}} \right) \cos\theta} \approx 1 \quad (3-18)$$

donde R_p es la intensidad de lluvia en mm/h excedida un % dado en un año según la tabla 3.4 y los contornos de la Figura C2, apéndice C.

4. Por otra parte, la atenuación específica o coeficiente de atenuación γ dado en dB/km se determina de acuerdo a la intensidad de la lluvia y de los coeficientes a y b según la siguiente ecuación:

$$\gamma = aR_p^b \quad (3-19)$$

donde el porcentaje de tiempo de indisponibilidad es denotado por p y la intensidad de lluvia por R_p . Además los valores de a y b se calculan a partir de consideraciones sobre la propagación electromagnética a través de las gotas de lluvia, y dependen de la polarización de la señal y de su frecuencia.

Para la polarización lineal y circular, y para cualquier geometría del trayecto, los coeficientes a y b pueden calcularse mediante las siguientes ecuaciones:

$$a = \frac{a_h + a_v + (a_h - a_v)\cos^2\theta \cos 2\tau}{2} \quad (3-20)$$

$$b = \frac{a_h b_h + a_v b_v + (a_h b_h - a_v b_v)\cos^2\theta \cos 2\tau}{2a} \quad (3-21)$$

Donde los coeficientes se obtienen de la tabla 2.2.

5. Finalmente la atenuación final A_p es:

$$A_p = \gamma d r_p \quad \text{dB} \quad (3-22)$$

donde el producto $d r_p$ da como resultado la longitud efectiva de la trayectoria d_h mostrada en la figura 3.16 y la cual también puede ser calculada por la proyección horizontal como:

$$d_h = D \cos \theta \quad [\text{km}] \quad (3-23)$$

Como se puede ver, no existe un método exacto para analizar la atenuación causada por la lluvia, debido a que la geometría de las gotas de lluvia es impredecible, solo se puede afirmar que mientras menor sea la longitud de onda de la señal y se asemeje más con el tamaño de las gotas de lluvia, mayor será la absorción de energía.

3.6.1 Despolarización Causada por la Lluvia

El efecto de despolarización o giro de la polarización de las ondas causado por precipitación se debe a los efectos de atenuación y defasamiento originados por la deformación de las gotas de lluvia. La combinación de estos factores cambia con la frecuencia, el ángulo de elevación y otros parámetros cuya relación precisa aún no se ha podido determinar, pero la cual puede aproximarse a ciertos rangos de valores.

El efecto consecuente más importante es la transpolarización que causa interferencia de una portadora en una polarización a otra en la polarización cruzada, en los que se reutiliza las frecuencias por medio de distintas polarizaciones, siendo independiente de la interferencia de una

polarización a la otra que se origina en el mismo satélite. La despolarización es más acentuada para portadoras con polarización lineal con ángulos de inclinación de 45° y para polarizaciones circulares.

Para calcular la transpolarización a partir de la atenuación por lluvia se considera lo siguiente:

Llamando C_c a la potencia de una portadora recibida en la polarización deseada y C_x a la no deseada recibida de la polarización octogonal debido a la despolarización, la relación entre ambas C_c/C_x se denomina *discriminación por polarización cruzada (XPD)*²⁵ y se puede representar en la gama de frecuencias de 8 a 35 GHz y para ángulos de elevación de la trayectoria no mayores a 60°, por medio de la ecuación:

$$XPD = \frac{C_c}{C_x} = U - V \log A_p \quad [dB] \quad (3-24)$$

para $2 \leq A_p \leq 10$ dB

$$\text{donde} \quad U = 30 \log(f) - 40 \log(\cos\theta) - 10 \log[1 - 0.484(1 + \cos(4\tau))] + C_\sigma \quad (3-25)$$

f = frecuencia de las portadoras en GHz

θ = ángulo de elevación del trayecto

A_p = atenuación por lluvia excedida un tiempo $p\%$

τ = ángulo de inclinación del vector de campo eléctrico con respecto a la horizontal (para polarización circular es 45°)

$C_\sigma = 0$ para 1% del tiempo

0.13 para 0.1%

0.52 para 0.01%

1.17 para 0.001%

$V = 20$ para $8 \leq f \leq 15$ GHz

23 para $15 < f \leq 35$ GHz

La relación de interferencia XPD mejora al aumentar la frecuencia y el ángulo de elevación, así como a ángulos de polarización muy cercanos a la horizontal o vertical y disminuye a valores altos de atenuación.

Aunque la ecuación de U y los valores de V son válidos para la gama de 8 a 35 GHz, para frecuencias menores XPD puede tener un valor relativamente pequeño a bajos ángulos de elevación.

3.7 Otros Factores de Deterioro por Propagación.

El medio de propagación influye mucho sobre la magnitud y la polarización de las señales satelitales en diferentes grados, según su frecuencia y polarización inicial.

En la troposfera ocurren los siguientes fenómenos: atenuación por absorción atmosférica; atenuación por lluvia; atenuación inicial por las nubes, la niebla, el granizo y la nieve; despolarización por la lluvia y por cristales de hielo en la atmósfera; y cambios de amplitud, fase y ángulo de llegada causados por centelleo troposférico.

²⁵ Del inglés Cross Polarization Discrimination

En general, la atenuación por granizo, nubes, niebla y nieve son despreciables a bajas frecuencias (bandas C, L y Ku), pero se vuelven más significativas en las bandas Ka y EHF²⁶. Aún en la ausencia de lluvia, la suma de las atenuaciones producidas por absorción atmosférica, nubes y centelleo puede alcanzar hasta unos 5 dB en la banda Ka en ciertas circunstancias. En cuanto a la despolarización causada por los cristales de hielo esta es muy pequeña.

El centelleo consiste en las fluctuaciones rápidas de la amplitud, la fase y el ángulo de llegada de las microondas. Es producido por los cambios que hay en el índice de refracción a nivel de la troposfera. Este fenómeno también ocurre en la ionosfera y el resultado final es que las ondas llegan al receptor desde diferentes trayectorias. A veces el centelleo, por dicha razón, se refiere a la multitrayectoria atmosférica. Su efecto aumenta o disminuye de manera muy compleja, pues no solo depende de la frecuencia y de la polarización de la señal, sino también de la humedad, la velocidad del viento, los cambios de temperatura, el tamaño y ángulo de elevación de las antenas terrestres, clima local, estación del año, etc. y es más importante en la banda Ka que en otras bandas inferiores.

En la ionosfera los principales fenómenos que produce sobre las ondas satelitales son la rotación de Faraday y el centelleo. Sin embargo, este último disminuye con el cuadrado de la frecuencia; solo puede ser importante a frecuencias menores a las de la banda C, es decir que a partir de los 4 GHz se debe añadir algún margen de operación de varios decibeles. Sin embargo, para las estaciones situadas cerca del ecuador geomagnético, puede haber fluctuaciones de hasta 6 dB a 6 GHz, después de la puesta del Sol y con mayor frecuencia cerca de las fechas de los equinoccios.

Mientras la atenuación puede ser compensada con un margen de operación, este no se puede aplicar a los daños de despolarización. Una opción para este problema podría ser emplear la diversidad, con estaciones separadas entre sí una cierta distancia, pero resultan gastos muy elevados. La otra forma sería el usar una técnica de compensación de despolarización adaptativa.

3.8 Ecuación para el Cálculo de la Potencia de Enlace

Ya se ha visto que el [PIRE] se puede considerar como la potencia de entrada de un enlace de transmisión. Las pérdidas para el enlace han sido identificadas como, la potencia del receptor, la cual es la potencia de salida de el enlace, que puede ser calculada simplemente como $[PIRE] - [Pérdidas] + [G_R]$, donde la última cantidad es la ganancia de la antena receptora. Se debe notar que esta ecuación es la adición de cantidades en dB.

La mayor fuente de pérdidas en un enlace satelital es la propagación en el espacio libre $[L_{el}]$. Sin embargo, las otras pérdidas también deben ser tomadas en cuenta. Las condiciones para pérdidas con cielo despejado son:

$$[Pérdidas] = [L_{el}] + [L_{conectores Rx}] + [L_{desapuntamiento Tx}] + [L_{Atmosferica}] + [L_{polarizacion}] \quad (3-26)$$

La ecuación para la potencia recibida es finalmente:

$$[P_R] = [PIRE] + [G_R] - [Pérdidas] \quad (3-27)$$

²⁶ Del inglés Extra High Frequency

En donde :

$[P_R]$ = Potencia recibida en dBW

$[PIRE]$ = Potencia Isotrópica Radiada Efectiva en dBW

$[L_{ej}]$ = Pérdidas por Propagación en el Espacio Libre en dB

$[L_{conectoresRx}]$ = Pérdidas de Alimentación en el Receptor en dB

$[L_{desapuntamientoTX}]$ = Pérdidas por desapuntamiento de antenas en dB

$[L_{Atmosférica}]$ = Atenuación Atmosférica en dB

$[L_{polarización}]$ = Perdidas por Despolarización en dB.

Esta última ecuación muestra que la potencia aumenta dado un incremento en la ganancia de la antena. También sabemos que la ganancia de la antena es inversamente proporcional al cuadrado de la longitud de onda. Por lo que puede pensarse que incrementando la frecuencia de operación (y por lo tanto disminuyendo la longitud de onda) se incrementaría la potencia recibida. Sin embargo, la ecuación de las pérdidas en el espacio muestra que estas son inversamente proporcionales al cuadrado de la longitud de onda, así estos dos efectos se cancelan. Por consiguiente, para un valor constante del $PIRE$, la potencia recibida es independiente de la frecuencia de operación.

Si la potencia transmitida es una constante especificada, la ganancia de la antena será incrementada y también la frecuencia, ya que la ganancia es directamente proporcional al cuadrado de la frecuencia, por lo que la potencia recibida será directamente proporcional al cuadrado de la frecuencia.

3.9 Ruido en un Enlace Satelital

Por ruido se entiende cualquier señal no deseada que tiene frecuencias o armónicas dentro de la misma banda útil de un sistema de comunicaciones, que tiende a afectar a la señal recibida, ya que las potencias se superponen. Si la señal no es lo suficientemente más alta o fuerte que el ruido puede dañar el enlace, y no serviría de nada amplificar la señal. La proporción de potencias debe ser mucho mayor para la señal que para el ruido, ya que todo equipo electrónico añade ruido interno al sistema de comunicaciones.

Un enlace satelital debe diseñarse para garantizar que la proporción de potencias entre la señal portadora y el ruido sea mayor o igual que cierto valor de umbral, de tal modo que la señal recuperada sea útil. Los valores o niveles de umbral varían según el tipo de señal y el uso final (telefonía, televisión local, televisión directa, transmisión de datos, etc.).

La principal fuente de ruido eléctrico son los equipos receptores y los amplificadores que existen para recuperar la señal, este ruido es ocasionado por el movimiento térmico aleatorio de los electrones en el interior. A esta clase de ruido se le da el nombre de *ruido térmico*. Este tipo de ruido también es generado por diversos componentes de las antenas, como las guías de onda y los conectores; este ruido se añade tanto en la señal transmisora como en la receptora.

También las radiaciones provenientes desde el espacio exterior o desde la Tierra en frecuencias similares o iguales a las de la señal deseada son recibidas por las antenas de transmisión o de recepción y constituyen otra fuente de ruido. A su vez, la lluvia además de atenuar la señal también produce ruido térmico al comparar la señal con la lluvia. La tabla siguiente (Tabla 3.5) muestra los diversos componentes que producen el ruido térmico en un enlace:

Enlace de subida	Enlace de bajada
LNA del satélite y demás Amplificadores	LNA de la estación terrena y demás amplificadores
Guías de onda y conectores de la estación terrena transmisora	Guías de onda y conectores de la antena transmisora del satélite
Guías de onda y conectores de la antena receptora del satélite	Guías de onda y conectores de la Estación terrena receptora
Radiaciones indeseables capturadas por la antena del satélite	Radiaciones indeseables capturadas por la antena de la estación terrena
Lluvia en la zona del enlace Ascendente	Lluvia en la zona del enlace descendente

Tabla 3.5 Fuentes de Ruido

Todos estos tipos de ruido pueden ser calculados.

3.9.1 Ruido Térmico

La potencia N del ruido producido por una fuente de ruido térmico puede ser calculada con la fórmula:

$$N = kTB \quad (3-28)$$

en donde k es la constante de Boltzman e igual a 1.38×10^{-23} [J/K], T es una temperatura de ruido equivalente, y B es el ancho de banda del ruido. Si T se sustituye en grados Kelvin y B en Hertz, el resultado N se obtiene en Watts.

La característica más importante del ruido térmico es que tiene una distribución plana en el espectro de frecuencias; es decir, la potencia por cada Hz o unidad de ancho de banda es constante, esta propiedad hace que se le conozca también como “ruido blanco”.

El ruido blanco permite definir a la “densidad espectral de la potencia de ruido” o simplemente *densidad de ruido*; y es representada por N_0 e igual a:

$$N_0 = \frac{N}{B} = kT \quad (3-29)$$

La densidad de ruido es entonces la potencia del ruido que hay en un ancho de banda unitario, es decir, en un Hertz.

3.9.2 Factor o Figura de Ruido

La temperatura equivalente de ruido T_e de un amplificador es una medida de ruido generado por todos los componentes internos del aparato, y no necesariamente igual a su temperatura física. Para dispositivos funcionando en la banda C, el fabricante proporciona como dato la temperatura de ruido T_e , que permite calcular rápidamente el ruido térmico a la entrada del amplificador. Para los dispositivos que operan en las bandas Ku y Ka el fabricante proporciona la *figura de ruido* del amplificador.

La figura de ruido se define como un cociente de potencias de ruido:

$$F = \frac{N_{\text{salida del amplificador}}}{N_{\text{parcial}}} = \frac{G[k(T_0 + T_e)B]}{G[kT_0B]} \quad (3-30a)$$

$$F = \frac{N_{\text{salida del amplificador}}}{N_{\text{parcial}}} = \frac{T_0 + T_e}{T_0} = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (3-30b)$$

En el numerador se tiene la potencia total del ruido a la salida del amplificador; en el denominador se encuentra la componente o porción de dicha potencia que es producida por un ruido que ya existe en la entrada del amplificador, asumiendo a la entrada una temperatura de ruido T_0 igual a la temperatura ambiente de referencia (290K). Es decir, tomando la situación real, en la que hay un cierto ruido a la entrada del amplificador, y al momento de la amplificación, este será amplificado junto con el ruido generado internamente, que referido al punto de entrada se calcula con la temperatura de ruido equivalente T_e . El ruido total a la salida del amplificador se obtiene a partir de la ecuación (3-28), sustituyendo a T como la suma de las temperaturas de ruido T_0 y T_e , y multiplicando todo por la ganancia G del amplificador.

Cuando el fabricante proporciona el valor de F (generalmente en dB), la temperatura de ruido equivalente del amplificador se obtiene despejando de la ecuación anterior (3-30b):

$$T_e = T_0(F - 1) = 290(F - 1) \quad (3-31)$$

Esta ecuación muestra la relación directa entre la temperatura de ruido y la figura de ruido. Por convención, en la práctica, el *factor de ruido* es F expresado en unidades de Joules y la *figura de ruido* es F expresado en dB. Podemos ver que mientras el valor de F sea más cercano a 1, es decir a 0 dB, mejor será el amplificador, ya que T_e disminuye.

3.9.3 Temperatura de Ruido de varios Amplificadores en Cascada

Generalmente un sistema de recepción consiste de un conjunto de componentes electrónicos conectados en serie; este tipo de conexión se muestra en la Figura 3.17, en donde se tienen conectados dos amplificadores en cascada (serie), cada uno con su temperatura de ruido y ganancia correspondiente.

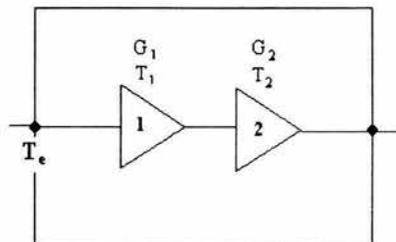


Figura 3.17 Amplificadores en cascada

A la salida del sistema formado por los dos amplificadores, el ruido total amplificado tiene una temperatura de ruido igual a:

$$T_{\text{salida del amplificador 2}} = (T_1 G_1) G_2 + T_2 G_2 \quad (3-32)$$

Ahora bien, si la temperatura de ruido total a la entrada del sistema fuese T_e , entonces a la salida del bloque se tendría:

$$T_{\text{salida del amplificador 2}} = T_e (G_1 G_2) \quad (3-33)$$

Igualando las ecuaciones, ya que se trata del mismo punto se tiene:

$$(T_1 G_1) G_2 + T_2 G_2 = T_e (G_1 G_2) \quad (3-34a)$$

simplificando:

$$T_e = T_1 + \frac{T_2}{G_1} \quad (3-34b)$$

Para este caso la ganancia de todo el sistema es:

$$G = G_1 G_2 \quad (3-35)$$

Siguiendo el razonamiento anterior es fácil deducir la expresión para T_e cuando hay "n" amplificadores conectados en cascada, como se muestra en la Figura 3.18, se tiene:

$$T_e = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \frac{T_4}{G_1 G_2 G_3} + \dots + \frac{T_n}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (3-36)$$

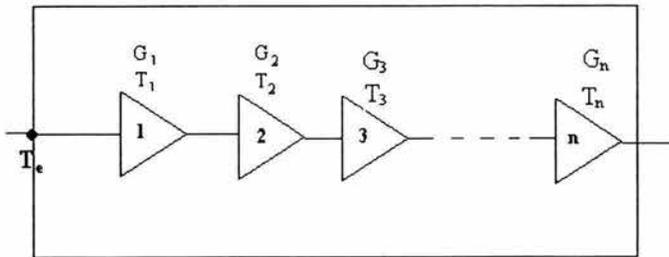


Figura 3.18 n Amplificadores en Cascada

Puede notarse que la principal contribución a la temperatura de ruido equivalente o efectiva del bloque proviene del primer amplificador, y que las contribuciones de las etapas siguientes son cada vez menores o despreciables. Por esta razón la primera etapa de amplificación del equipo debe producir el mínimo ruido posible. Por lo cual se acostumbra usar *amplificadores de bajo ruido* o (LNA) a la entrada.

3.9.4 Temperatura de Ruido de un Atenuador

Un atenuador es un elemento que consiste solamente de elementos pasivos, que pueden ser considerados como una resistencia. Estos elementos pasivos dentro de un sistema de comunicaciones satelitales pueden ser las líneas de transmisión o las guías de onda y los conectores de las antenas, así como la lluvia. La temperatura de ruido de estos elementos depende del grado de atenuación y de la temperatura ambiente o temperatura física T_f que tengan. Si un atenuador produce una atenuación L , entonces su temperatura de ruido T_L , referida a la salida, es:

$$T_{L(salida)} = T_f \left(1 - \frac{1}{L} \right) \quad [K] \quad (3-37)$$

La temperatura T_f es igual a la temperatura ambiente del elemento atenuador; para objetos en la superficie terrestre esta es generalmente de 290K, para las nubes es de 270K, y para la lluvia es de 280K.

En la ecuación (3-37), la atenuación L se encuentra en valor absoluto y sabiendo que es el cociente de la potencia de entrada P_i entre la potencia de salida P_o , se tiene:

$$L = \frac{P_i}{P_o} \quad (3-38)$$

La potencia de ruido total a la salida del atenuador N_o es igual a la potencia de ruido que entra N_i , pero atenuada L veces, más la potencia de ruido generado por el propio atenuador, N_L :

$$N_o = \frac{N_i}{L} + N_L = \frac{kT_i B}{L} + kT_L B \quad (3-39)$$

en donde T_i es la temperatura física del atenuador, es decir T_f y:

$$N_o = kT_o B = kT_L B \quad (3-40)$$

igualando las ecuaciones anteriores y dividiendo todo entre kB tenemos:

$$T_L = T_f \left(1 - \frac{1}{L} \right) \quad [K] \quad (3-41)$$

Esta temperatura de ruido del atenuador esta referida a su salida y la del LNA a su entrada (Figura 3.19), en el punto 1 de la Figura es en donde se hace la suma de dichas temperaturas.

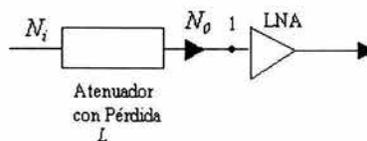


Figura 3.19 Temperatura de Ruido de un Atenuador

Para conocer la temperatura de ruido del atenuador referida a su entrada, simplemente se divide la expresión de temperatura de ruido a su salida entre su ganancia de potencia que es igual a $1/L$.

$$T_{L(\text{entrada})} = T_f(L-1) \quad (3-42)$$

Para un atenuador con ganancia $1/L$, su figura de ruido F es igual a la atenuación L que produce.

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0}, \quad \text{donde } T_0 = T_f = 290 \text{ K} \quad (3-43)$$

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

3.9.5 Temperatura de Ruido de una Antena (Enlace Descendente)

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

En general, las interferencias que se podrían introducir a través de los lóbulos laterales y el lóbulo posterior pueden ser minimizadas si la antena es bien diseñada, pero si el ángulo de elevación es muy bajo, las interferencias terrestres pueden ser significativas. En particular, las antenas de telepuertos que se comunican con satélites internacionales del sistema INTELSAT tienen ángulos de elevación muy bajos, del orden de 10° , por que la longitud relativa entre dichos satélites y las estaciones terrenas es frecuentemente de varias decenas de grados de arco. En estos casos siempre se busca un sitio de baja interferencia local para instalar la antena y, de preferencia, con un blindaje natural o artificial. Esto ayuda a reducir el ruido que pudiera introducirse por los lóbulos laterales debido al bajo ángulo de elevación. Una configuración Cassegrain también reduce la vulnerabilidad de la antena al ruido.

El ruido cósmico tiene una temperatura de 2.76K en frecuencias de radio (RF) y proviene de radiaciones residuales desde los orígenes del universo. En cambio, el ruido galáctico proviene de nuestra galaxia y es máximo en la dirección en la que hay mayor concentración de estrellas; es dependiente de la frecuencia y puede valer varias decenas de grados Kelvin a frecuencias en el rango de los MHz; afortunadamente, es casi nulo en el rango de frecuencias de los 4 GHz para arriba, por lo tanto despreciable, a las frecuencias de recepción en las bandas C, Ku y Ka; sin embargo, en la banda L (1–2 GHz) puede llegar a valer unos 10K. Por su parte la magnitud del ruido generado por la atmósfera (troposfera) y que es capturado a través del lóbulo principal, depende tanto de la frecuencia como del ángulo de elevación de la antena; para ángulos mayores de 10° su temperatura de ruido es del orden de 10K o menor, en las bandas C, Ku y Ka. Las pérdidas por absorción atmosférica son muy bajas, y por esto el ruido que añaden también lo es.

A la suma de ruido cósmico, ruido galáctico y ruido troposférico; se le designará T_{cd} , donde el subíndice cd significa "cielo despejado", es decir que no hay lluvia presente.

Siguiendo con el análisis de las fuentes de ruido, y por lo que se refiere al ruido proveniente del sol en RF; el ruido solar y lunar que se introduce a través de los lóbulos laterales de una buena antena da una cantidad relativamente baja y generalmente es despreciable. Sin embargo, el ruido térmico generado por la Tierra y que es captado por los lóbulos secundarios sí es importante, y debe ser

añadido a la temperatura de cielo despejado. Por lo general, la contribución terrestre de temperatura de ruido, T_{Tierra} , se puede tomar como:

$$\begin{aligned} T_{Tierra} &= 50 \text{ K} & \text{si } 0^\circ < \theta < 10^\circ \\ T_{Tierra} &= 10 \text{ K} & \text{si } 10^\circ < \theta < 90^\circ \end{aligned} \quad (3-44)$$

Las relaciones anteriores introducen bastante incertidumbre, ya que la T_{Tierra} no depende solamente del ángulo de elevación θ , sino también del diámetro, geometría, frecuencia y patrón de radiación de la antena, es decir depende de la ganancia de sus lóbulos posterior y lateral.

La única forma de saber con exactitud la temperatura de ruido de una antena determinada es midiéndola, para diferentes ángulos de elevación. Otra forma de conocerla es teóricamente, y en ese caso habría que integrar todos los componentes de ruido alrededor de toda la antena, es decir, sumar lo que penetra por todos los puntos de una esfera imaginaria en cuyo centro este la antena de acuerdo a la siguiente expresión:

$$T_{antena} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi G(\theta, \phi) T_b(\theta, \phi) d\Omega \quad (3-45)$$

en donde $d\Omega$ es una diferencial de ángulo sólido de la esfera imaginaria y $G(\theta, \phi)$ es la ganancia de la antena en la dirección (θ, ϕ) ; θ y ϕ son los ángulos que se usan en el sistema de coordenadas xyz para ubicar cada punto de campo del patrón de radiación de la antena; θ varía de 0 a π y ϕ de 0 a 2π .

Para evitarse el integrar esta ecuación, se le puede solicitar al fabricante de la antena que proporcione la gráfica correspondiente, en función de la frecuencia de trabajo y del ángulo de elevación, como la que se muestra enseguida.

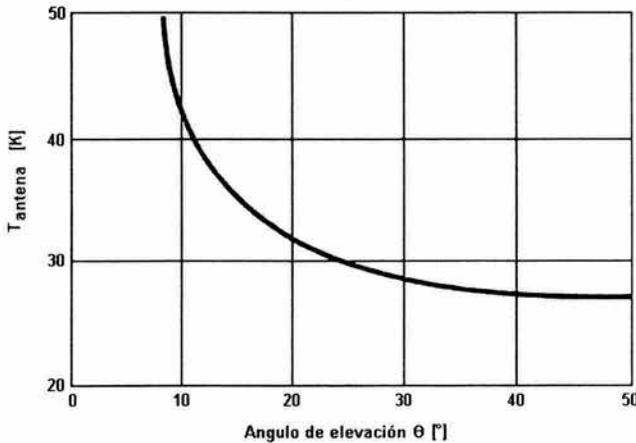


Figura 3.20 Curva aproximada de la temperatura de ruido de una antena de 2.4 m de diámetro en la banda Ku.

La UIT también ha publicado algunas gráficas de este tipo para las frecuencias de recepción y contienen todas las contribuciones de ruido.

También existen formulas empíricas que permiten aproximar el valor de la temperatura total de ruido para cielo despejado. Por ejemplo para la banda Ku se tiene la siguiente:

$$T_{\text{antena}} = 15 + \frac{30}{D} + \frac{180}{\theta} \quad [K] \quad (3-46)$$

En donde D es el diámetro de la antena en metros y θ el ángulo de elevación en grados. Esta ecuación resulta aceptable, ya que la temperatura de ruido de una antena es relativamente baja en comparación con otras fuentes de ruido.

Los valores de temperatura de algunas antenas comerciales se proporcionan enseguida:

Diámetro [m]	Frecuencia [GHz]	Ganancia [dB]	T_A [K]						
			θ : 10°	15°	20°	30°	40°	50°	60°
3.8	4	42.9	36.0	29.7	27.8	26.0	24.1	22.8	22.4
5	4	44.9	33.5	27.7	25.8	23.0	21.7	20.9	20.5
7.3	4	47.5	32.8	26.0	24.4	21.8	20.3	19.5	19.0
1.8	12	45.4	46.0	-	37.0	-	37.0	-	-
3.5	12	50.7	43.0	36.0	31.0	27.0	26.0	25.0	25.0

Tabla 3.6 Valores típicos de temperatura de ruido para antenas comerciales

De acuerdo a la tabla anterior se deduce que conforme aumenta el diámetro de la antena, a la misma frecuencia y ángulo de elevación, la temperatura de ruido disminuye; esto es porque los lóbulos laterales son más pequeños con relación al lóbulo principal, y la contribución del suelo al ruido de T_{Tierra} también se reduce.

3.9.6 Temperatura de Ruido Total de un Sistema (Enlace Descendente)

De acuerdo a la Figura 3.21 y considerando la situación de cielo despejado tendremos:

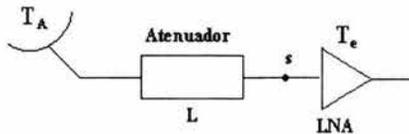


Figura 3.21 Figura que ayuda a calcular la temperatura de ruido total

La temperatura total del sistema será:

$$T_s = \underbrace{\frac{T_A}{L}}_{\text{Contribución de la antena en s}} + \underbrace{290 \left(1 + \frac{1}{L}\right)}_{\text{contribución del atenuador en s}} + \underbrace{T_e}_{\text{contribución del LNA en s}} \quad [K] \quad (3-47)$$

3.9.7 Temperatura de Ruido Total de un Sistema con presencia de Lluvia (Enlace Descendente).

El ruido que antes veía la antena con cielo despejado es atenuado por causa de la lluvia. Al mismo tiempo la lluvia produce una temperatura de ruido. Por lo que ahora la temperatura de ruido de la antena, antes del atenuador será:

$$T_A = \frac{T_{A(\sin lluvia)}}{L_{Lluvia}} + 280 \left(1 - \frac{1}{L_{Lluvia}} \right) [K] \quad (3-48)$$

en donde:

$$T_{A(\sin lluvia)} = T_{cd} + T_{Tierra} [K] \quad (3-49)$$

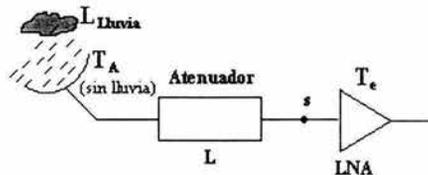


Figura 3.22 Figura que ayuda a calcular la temperatura de ruido en un atenuador con presencia de lluvia.

si consideramos que la lluvia solo atenúa el ruido que proviene del cielo y no el de la tierra, entonces la ecuación más adecuada es:

$$T_A = \frac{T_{cd}}{L_{Lluvia}} + 280 \left(1 - \frac{1}{L_{Lluvia}} \right) + T_{Tierra} [K] \quad (3-50)$$

Aunque la diferencia no es muy grande en el resultado de modo que la ecuación (3-58) es aceptable cuando no se conoce la temperatura total de la antena.

Finalmente la temperatura total del sistema será:

$$T_{s(\text{con lluvia})} = \underbrace{\frac{T_{A(\sin lluvia)}}{L_{\text{atenuador}}}}_{\text{contribución de la antena con lluvia en } s} + \underbrace{280 \left(1 - \frac{1}{L} \right)}_{\text{contribución del atenuador en } s} + \underbrace{T_e}_{\text{contribución del LNA en } s} [K] \quad (3-51)$$

3.9.8 Temperatura de Ruido de una Antena (Enlace Ascendente)

En este caso las antenas del satélite apuntan hacia la Tierra y su haz principal de radiación generalmente es menos ancho que el disco terrestre visto desde la órbita geostacionaria; por lo tanto, reciben toda la radiación térmica de la Tierra y entonces su temperatura equivalente de ruido es muy próxima a los 290K. Esta temperatura no es precisamente igual para todos los satélites, por que depende de la frecuencia y del tipo de masa hacia donde la antena está orientada; por ejemplo

los continentes radian más ruido que los océanos. Sin embargo a menos que se cuente con fuentes más precisas, se considera que T_A es igual a 290 K para todos los casos.

No existe modificación alguna con respecto a la ecuación considerada para el cálculo de la temperatura de ruido de una antena, tampoco para el caso de la temperatura de ruido total de un sistema con o sin presencia de lluvia, ya que difícilmente estará lloviendo en toda el área de cobertura del satélite.

$$T_{\text{antena}} = 15 + \frac{30}{D} + \frac{180}{\theta} \quad [K] \quad (3-52)$$

$$T_s = \underbrace{\frac{T_A}{L}}_{\text{Contribucion de la antena en s}} + \underbrace{290\left(1 + \frac{1}{L}\right)}_{\text{contribucion del atenuador en s}} + \underbrace{T_e}_{\text{contribucion del LNA en s}} \quad [K] \quad (3-53)$$

Solo se debe analizar la contribución de ruido de cada elemento; en este caso la suma de la temperatura de ruido de la antena y el atenuador es comparable a la del receptor. Por esta razón, se considera innecesario colocar un receptor de bajo ruido en el satélite, y que es muy costoso y, además, la señal portadora puede ser enviada con suficiente potencia desde la Tierra, en donde no existen limitaciones de potencia. El enlace ascendente contribuye con menos ruido que el enlace descendente a todo el sistema de comunicación.

3.10 Factor de Calidad o Figura de Mérito G/T

3.10.1 Factor de Calidad o Figura de Mérito G/T de un Satélite

Para este caso la relación se define como sigue:

$$\left[\left(\frac{G}{T} \right)_{\text{Satelite}} \right]_{\text{dB/K}} = \left[\frac{(G_R)_{\text{máx.}}}{T_s} \right] - [L_{\text{desapuntamientoRX}}] - [L_{\text{conectoresRx}}] \quad (3-54)$$

La $(G_R)_{\text{máx.}}$ es la ganancia máxima de la antena en el receptor y esta en dBi, el subíndice de la temperatura de ruido T indica que el punto de referencia del sistema es a la entrada del LNA, según se muestra en el diagrama de abajo. El valor del G/T para cada satélite en particular depende de las características de su antena (ganancia y patrón de radiación), del número de transpondedores y demás elementos del subsistema de comunicaciones, así como de la posición de la estación terrena transmisora dentro de la huella de iluminación del satélite. Es por esto que para algunos casos el G/T esta cerca de los 0 dB/K o negativo, o ligeramente positivo pero nunca demasiado grande. Un rango poco conservador para el G/T del satélite va de -20 a $+10$ dB/K.

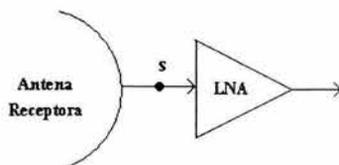


Figura 3.23 Estación Terrena Receptora

3.10.2 Factor de Calidad o Figura de Mérito G/T de la Estación Terrena.

Para la estación terrena esta relación queda definida por la siguiente expresión:

$$\left[\left(\frac{G}{T} \right)_{\text{Estación Terrena}} \right]_{\text{dB/K}} = \left[\frac{(G_R)_{\text{máx.}}}{T_s} \right] - [L_{\text{desapuntamientoRX}}] - [L_{\text{conectoresRx}}] \quad (3-55)$$

En este caso las pérdidas por desapuntamiento son despreciables (0.01dB). Si fueran mayores habría que restarlas, pero sin descontárselas al PIRE del satélite. Es decir, solo se deben restar una vez. T_s es la temperatura total del ruido del sistema a la entrada del LNA de la estación terrena.

Generalmente el fabricante proporciona los valores del G/T de cada estación terrena, según el tipo de tráfico que deseen conducir, dentro de un rango de ángulos de elevación. Esto simplifica los cálculos, además resulta muy útil trabajar con la figura de mérito G/T.

3.11 Contornos de PIRE

En general no es imprescindible conocer cuanta atenuación producen los conectores, guías de onda y otros elementos que existan entre cada amplificador del satélite y la antena transmisora, porque el fabricante proporciona los mapas de contornos de PIRE con los niveles en dBW que son radiados hacia diferentes puntos de la zona de cobertura. Estos contornos ya incluyen las pérdidas mencionadas, así como el desapuntamiento, y esto facilita en gran medida los cálculos de enlace.

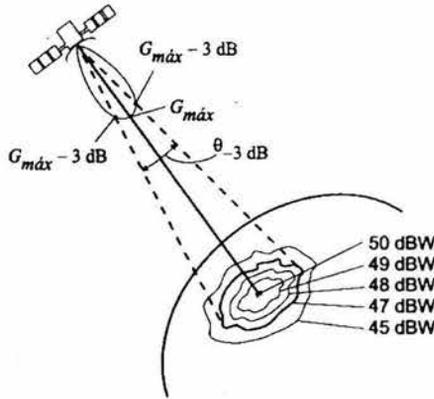


Figura 3.24 Huella y contornos de PIRE de un satélite

En la Figura (3.24) se muestra la huella de iluminación de un satélite arbitrario; en donde el punto central, marcado con una cruz, es hacia donde va dirigido el PIRE máximo; es decir, la trayectoria de máxima potencia de la antena del satélite incide sobre la cruz. Alrededor de esta hay varios contornos de PIRE constante, y el valor de este va disminuyendo conforme abarca mayor área. Un contorno que tenga 3 dBW menos que el PIRE máximo sería la base del cono irregular proyectado por el ángulo entre los dos puntos de media potencia -3 dB del haz principal de radiación de la antena. Nótese que dicha base del cono puede tener cualquier forma, de acuerdo con el patrón que

produzca la antena con su arreglo de alimentadores o con su superficie perfilada y un solo alimentador.

Por lo tanto, los contornos del PIRE proporcionados por el fabricante del satélite son muy útiles, ya que en ellos va incluida la potencia máxima de cada amplificador, las pérdidas entre el amplificador y la antena, la ganancia máxima de la antena y la pérdida por desapuntamiento de ésta hacia diferentes estaciones dentro de la zona de cobertura.

Se debe tener en cuenta que si el amplificador del satélite al que le corresponde el enlace con la estación terrena tiene más de una portadora y un determinado back-off para reducir el ruido de intermodulación, al PIRE de la ecuación (3-80) de la relación señal a ruido de bajada hay que restarle dicho back-off de salida.

3.12 Configuración Básica de un Enlace Satelital en Radiofrecuencia

El diseño de enlaces entre estaciones terrenas y satélites depende de diversos factores que ya hemos mencionado, la banda de frecuencias en que opera una red determinada hace que algunos de los factores que mencionamos en este capítulo tengan una importancia menor o mayor en el diseño de los enlaces.

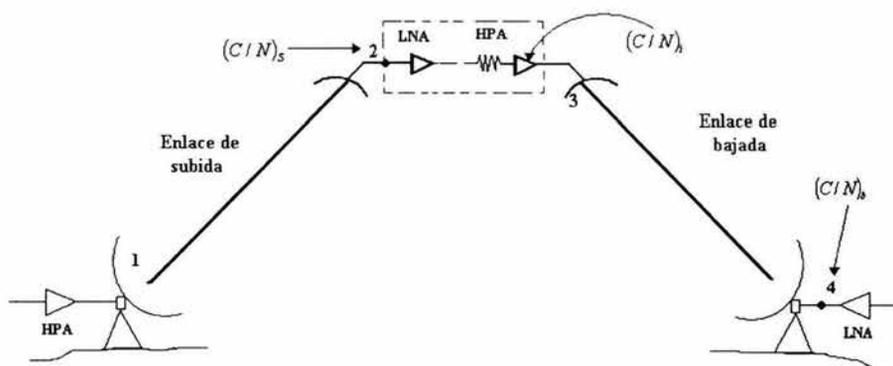


Figura 3.25 Configuración básica de un enlace ET-satélite

En la estación terrena transmisora lo que interesa son el amplificador de alta potencia o HPA y la antena que radia la señal portadora amplificada. Cuando la señal llega al satélite, hay que considerar las características de la antena receptora y del preamplificador de bajo ruido LNA conectado después de ella. En el trayecto de subida, la portadora sufrirá la atenuación por propagación en el espacio libre, por absorción en la atmósfera, por lluvia, por despolarización, y por desalineamiento o desalineación de los ejes de las antenas de transmisión y recepción. Así mismo, dentro de su propio ancho de banda, tal vez recibirá interferencias de RF y, la introducción de ruido. De allí que, al descontarle las atenuaciones en RF a la potencia original de la señal portadora que partió del punto 1 y añadirle la ganancia de la antena receptora del satélite, quedará una señal con muy poca potencia que comúnmente se representa como C , en el punto 2. El ruido acumulado se puede englobar como un ruido total equivalente, designado por N . Todo este punto se refiere a un solo punto que por convención es el punto 2, el cual se encuentra a la salida de la antena de recepción del satélite y a la entrada del LNA del satélite. Conocida la potencia C que quedó en el punto 2 y la

potencia del ruido total referido en el mismo punto, se obtiene el cociente $(C/N)_S$; el subíndice indica que se trata del enlace de subida.

La señal portadora, junto con todo el ruido acumulado, es procesada en el interior del satélite, y antes de ser enviada de nuevo a la tierra, es amplificada en el transpondedor que le corresponda, por el amplificador de potencia de este que puede ser un TWTA²⁷ o un SSPA²⁸. Si se tienen varias portadoras dentro del amplificador, inevitablemente se producirá el ruido de intermodulación; el punto óptimo de operación del amplificador es controlado con el atenuador de microondas representado por una resistencia en la Figura 3.25. Como regla se tiene que a mayor potencia de salida del amplificador, habrá mayor ruido de intermodulación, por lo que, a bordo del satélite, se define un cociente de potencia de la portadora sobre el ruido de intermodulación, designado como $(C/N)_i$. El subíndice i indica la etapa de intermodulación, y el valor del cociente de potencias lo especifica el fabricante del satélite. En la estación terrena transmisora también se debe elegir cierto punto de operación en el amplificador de potencia, según el número de portadoras que transmita. Para reducir el ruido de intermodulación, la reducción de potencia debe ser tomada en cuenta al seleccionar el amplificador de la estación terrena.

Como tercera y última etapa del enlace de RF se tiene la trayectoria de bajada. En este caso la señal portadora revitalizada parte del punto 3, después de ser amplificada por el amplificador de potencia del transpondedor y la ganancia de la antena transmisora del satélite. Conforme desciende, se atenúa por las mismas razones que en el enlace de subida, y al llegar a la estación terrena, después de ser amplificada por la antena, queda una señal con muy poca potencia a la entrada del LNA de la estación, que corresponde al punto 4 de la figura. En este caso también se introducirá ruido de diversas fuentes dentro del ancho de banda de RF de la señal portadora, y se puede calcular otro cociente de potencias $(C/N)_b$, el subíndice b ahora indica que se trata del enlace de bajada.

En los extremos transmisores de ambos enlaces hay que considerar a la pareja integrada por el amplificador de potencia y la antena transmisora, con sus correspondientes conectores; y en los extremos receptores a la pareja formada por el amplificador de bajo ruido y por la antena receptora, también con sus conectores asociados. En la etapa dentro del satélite hay que tomar en cuenta las características del amplificador de potencia, según el transpondedor al que corresponda y la posición del atenuador de microondas a su entrada, ya que este controla el punto de operación y el nivel de ruido de intermodulación.

Una vez que se tengan estos cocientes se podrá calcular el cociente de potencias total $(C/N)_T$, es decir, la relación total de potencias desde el punto 1 hasta el punto 4 del enlace.

3.13 Relación Portadora a Ruido

La relación portadora a ruido debe tener un valor muy grande, ya que esto implica que la portadora C sea grande o que el ruido N sea pequeño ya que:

$$\frac{C}{N} = \frac{\Sigma \text{Ganancias} - \Sigma \text{Atenuaciones}(\text{Pérdidas})}{\Sigma \text{Ruidos}} \quad (3-56)$$

²⁷ Del inglés *Traveling Wave Tube Amplifier* o Amplificador de Tubo de Ondas Progresivas.

²⁸ Del inglés *Solid Space Power Amplifier* o Amplificador de Potencia de Estado Sólido.

Una medida de la representación de un enlace satelital es la relación de la potencia de la portadora con la potencia del ruido a la entrada del receptor, y los cálculos de enlace son frecuentemente enfocados a determinar esta relación, que es en realidad un cociente. Convencionalmente, esta relación es denotada por C/N (o CNR), la cual es equivalente a la relación P_R/P_N . En términos de decibeles:

$$\left[\frac{C}{N} \right] = [P_R] - [P_N] \quad (3-57)$$

Esta ecuación puede ser usada para $[P_R]$ y $[P_N]$, dando por resultado:

$$\left[\frac{C}{N} \right] = [PIRE] + [G_R] - [Pérdidas] - [k] - [T_S] - [B_N] \quad (3-58)$$

La relación G/T (figura de ruido o factor de calidad) es un parámetro clave en el sistema de recepción. La ganancia de la antena G_R y la temperatura de ruido del sistema T_S pueden ser combinados en la ecuación anterior y obtenemos entonces:

$$\left[\frac{G}{T} \right] = [G_R] - [T_S] \quad [dBK^{-1}] \quad (3-59)$$

Por lo tanto, la ecuación de enlace se convierte en:

$$\left[\frac{C}{N} \right] = [PIRE] + \left[\frac{G}{T} \right] - [Pérdidas] - [k] - [B_N] \quad (3-60)$$

La relación de potencia de la portadora a densidad de potencia de ruido P_R/N_0 puede ser la cantidad requerida realmente. Si $P_N = kT_N B_N = N_0 B_N$ entonces:

$$\begin{aligned} \left[\frac{C}{N} \right] &= \left[\frac{C}{N_0 B_N} \right] \\ \left[\frac{C}{N} \right] &= \left[\frac{C}{N_0} \right] - [B_N] \\ \left[\frac{C}{N_0} \right] &= \left[\frac{C}{N} \right] + [B_N] \end{aligned} \quad (3-61)$$

donde $\left[\frac{C}{N} \right]$ es la verdadera relación de potencia en unidades de dB, y $[B_N]$ esta en decibeles relativos a un Hz, o dBHz. Así las unidades para $\left[\frac{C}{N_0} \right]$ son dBHz. Reordenando ecuaciones tenemos:

$$\left[\frac{C}{N_0} \right] = [PIRE] + \left[\frac{G}{T} \right] - [Pérdidas] - [k] \quad (3-62)$$

Esta ecuación (3-62) es la relación de portadora a densidad de ruido.

3.14 Relación de Portadora a Ruido Ascendente

El enlace ascendente o de subida de un satélite es en el cual la estación terrena esta transmitiendo la señal y el satélite esta recibiendo dicha señal. La ecuación de la relación portadora a densidad de potencia de ruido puede ser aplicada a este enlace, pero el subíndice s será usado para denotar específicamente que el enlace ascendente o de subida esta siendo considerado. Así la ecuación mencionada se convierte en:

$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_{Ascendente} = [PIRE]_{Ascendente} + \left[\frac{G}{T} \right]_{Ascendente} - [Pérdidas]_{Ascendente} - [k] \quad (3-63)$$

O bien:

$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_s = [PIRE]_s + \left[\frac{G}{T} \right]_s - [Pérdidas]_s - [k] \quad (3-64)$$

En esta ecuación los valores que se utilizaran son el PIRE de la estación terrena, las pérdidas de alimentación en el receptor del satélite, y la relación de figura de ruido o factor de calidad del receptor del satélite G/T . Las pérdidas en el espacio libre y otras pérdidas las cuales son dependientes de la frecuencia son calculadas para la frecuencia de enlace de subida. El resultado de la relación portadora a densidad de ruido dada por la ecuación anterior es la que aparece en el receptor del satélite.

En algunas situaciones, la densidad de flujo aparece en la antena receptora del satélite y es mejor especificada que el PIRE de la estación terrena, entonces la ecuación anterior es modificada de acuerdo a lo siguiente.

La densidad de flujo requerida por la antena del receptor produce saturación en el TWTA y se llama *densidad de flujo de saturación*. La densidad de flujo de saturación esta especificada cuantitativamente en los cálculos de enlace, sabiendo esto, uno puede calcular el *PIRE* de la estación terrena requerido. Para mostrar esto debemos considerar nuevamente la ecuación (3-1) que relaciona a la densidad de flujo con el *PIRE* y cuya notación en decibele es:

$$[\psi_M] = [PIRE] + 10 \log \left[\frac{1}{4\pi \cdot r^2} \right] \quad (3-65)$$

De la ecuación (3-7) de pérdidas en el espacio libre y aplicando propiedades de logaritmos tenemos:

$$-[L_{e,l}] = 10 \log \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) + 10 \log \left(\frac{1}{4\pi \cdot r^2} \right) \quad (3-66)$$

sustituyendo (3-66) en (3-65) se tiene:

$$[\psi_M] = [PIRE] - [L_{e,l}] - 10 \log \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) \quad (3-67)$$

el término $\lambda^2/4\pi$ tienen dimensiones de superficie, y se observa que a partir de la ecuación de la apertura efectiva (2-3b) convertida en dB:

$$[A_{eff}]_{dB} = 10 \log \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (3-68)$$

para fines prácticos utilizando la ecuación anterior en términos de la frecuencia tendremos:

$$[A_{eff}] = -(21.45 + 20 \log f) \quad (3-69)$$

combinando esta ecuación con la de densidad de flujo en dB:

$$[PIRE] = [\psi_M] + [A_{eff}] + [L_{e,i}] \quad (3-70)$$

Esta ecuación se obtuvo basándonos únicamente en las pérdidas presentes en la propagación por el espacio libre. Pero, como se ha visto, las otras pérdidas de propagación son las pérdidas de absorción atmosférica, las pérdidas por despolarización, y las pérdidas por desapuntamiento (ecuación 3-26). Cuando se consideran estas pérdidas, la ecuación se convierte en la siguiente:

$$[PIRE] = [\psi_M] + [A_{eff}] + [Pérdidas] \quad (3-71)$$

Esta ecuación es para cielo despejado y teniendo el mínimo valor del $[PIRE]$ el cual debe ser proporcionado por la estación terrena para producir una densidad de flujo al satélite. Normalmente, la densidad de flujo de saturación será especificada. Con valores de saturación denotados por el subíndice *Sat*.

$$[PIRE_{Sat}]_s = [\psi_{M_{Sat}}] + [A_{eff}] + [Pérdidas]_s \quad (3-72)$$

3.14.1 Back-off de Entrada en el Satélite

En ocasiones varias portadoras están presentes simultáneamente en un TWTA, el punto de operación debe ser retrocedido a una región lineal de la característica de transferencia para reducir los efectos de la distorsión de intermodulación. La operación de múltiples portadoras se hace por medio de la técnica de acceso al satélite FDMA (Acceso Múltiple por División de Frecuencia). El punto a tratar aquí es que el back-off debe ser tomado en cuenta en el cálculo del enlace.

Suponiendo que la densidad de flujo de saturación para una portadora simple es conocida, el back-off de entrada será especificado para la operación de multi-portadoras, referido al nivel de saturación de una portadora. El $PIRE$ de la estación terrena tendrá que ser reducido por el back-off específico (BO), resultando en un valor del enlace de subida de:

$$[PIRE]_s = [PIRE_{Sat}]_s - [BO]_e \quad (3-73)$$

El Back-off de entrada es normalmente alcanzado por medio de la reducción del $PIRE$ de la estación terrena, realmente accediendo al transpondedor.

La ecuación obtenida anteriormente para la relación señal a ruido ascendente se transforma en la siguiente:

$$\left[\frac{C}{N_0} \right] = [\psi_{sat}] + [A_{eff}] - [BO] + \left[\frac{G}{T} \right] - [k] \quad (3-74)$$

Los márgenes de desvanecimiento no tienen que ser incluidos en esta etapa, ya que esta ecuación se utiliza para condiciones de cielo despejado. Usualmente el más serio desvanecimiento es causado por la lluvia. Para este caso la relación cambia.

3.14.2 Potencia del HPA de la Estación Terrena

El amplificador de alta potencia tiene que suministrar la potencia radiada más las pérdidas de alimentación denotadas por $[L_{conectores Tx}]$ dB. Estas incluyen también las pérdidas causadas por guías de onda, filtros, y acopladores entre la salida del HPA y la antena transmisora. Como hemos visto antes la potencia de salida del HPA esta dada por la ecuación siguiente.

$$[P_{HPA}] = [PIRE] + [G_T] - [L_{conectores Tx}] \quad (3-75)$$

La estación terrena por si misma puede transmitir múltiples portadoras, y su salida también requerirá de un back-off, denotado por $[BO]_{HPA}$. El HPA de la estación terrena debe ser caracterizado por una potencia de saturación de salida dada por:

$$[P_{HPA,sat}] = [P_{HPA}] + [BO]_{HPA} \quad (3-76)$$

Por supuesto el HPA estará operando en el nivel de potencia back-off, así que este proporcionara la potencia de salida requerida $[P_{HPA}]$. Asegurando que el HPA opere en una región lineal puede ser usado con un alto nivel comparativo de saturación y un alto grado de back-off introducido.

3.14.3 Relación Portadora a Ruido Ascendente con presencia de Lluvia

La lluvia provoca atenuación de la señal y un incremento en la temperatura de ruido, degradando la $[C/N_0]$. El incremento en ruido, sin embargo, no es usualmente un factor importante para el enlace ascendente. Esto es así por que la antena del satélite esta apuntando hacia una "tierra caliente", y esto agrega al receptor del satélite temperatura de ruido que tiende a ocultar algún ruido adicional introducido por la atenuación causada por la lluvia. Lo importante es que la potencia de la portadora en el enlace ascendente debe ser mantenida dentro de límites cercanos para ciertos modos de operación, y algunos tipos de *control de potencia de enlace ascendente* son necesarios para compensar el desvanecimiento causado por la lluvia.

La potencia del satélite debe ser monitoreada por una estación central de control o en algunos casos por la propia estación terrena y la potencia de salida de la estación terrena puede ser incrementada si es necesaria una compensación de desvanecimiento causado por la lluvia. Así el amplificador de

potencia (HPA) de la estación terrena debe tener suficiente potencia de reserva para satisfacer los requerimientos de desvanecimiento.

Podemos decir entonces que en caso de que al momento de la transmisión estuviera lloviendo, la $[C/N_0]$ sería la misma que para condiciones de cielo despejado, es decir la ecuación para este caso no cambia considerablemente, ya que difícilmente estará lloviendo al mismo tiempo en toda la zona de cobertura del satélite. Esto quiere decir, que solo algunas estaciones transmisoras tendrían que aumentar la potencia de subida bajo fuertes condiciones de lluvia para compensar el desvanecimiento de la señal. Esto sucede por que la antena receptora del satélite sigue viendo una "Tierra Caliente" cuya temperatura esta entre 280 y 290 K, y la lluvia no afecta la temperatura terrestre que ve la antena receptora del satélite.

A la relación obtenida para condiciones de cielo despejado únicamente se le debe restar el factor de pérdidas causadas por la lluvia (A_p).

$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_{s(LUUVIA)} = \left[\frac{C}{N_0} \right]_{s(CIELO DESPEJADO)} - [A_p] \quad (3-77)$$

3.15 Relación Portadora a Ruido Descendente

El enlace de bajada o descendente del un sistema satelital es en el cual el satélite transmite la señal y la estación terrena la recibe. La ecuación de la relación portadora a densidad de potencia de ruido $[C/N_0]$ puede ser aplicada para el enlace de bajada, pero se utiliza el subíndice b para especificarlo. Esta ecuación se convierte en la siguiente:

$$\left[\frac{C}{N_0} \right] = [PIRE]_b + \left[\frac{G}{T} \right]_b - [Pérdidas]_b - [k] \quad (3-78)$$

En esta ecuación los valores que se utilizan son el PIRE del satélite, las pérdidas por alimentación de la estación terrena receptora, y la relación G/T de la estación terrena receptora. Las pérdidas por propagación en el espacio libre y otras son calculadas para la frecuencia del enlace de bajada. El resultado es la relación portadora a densidad de potencia de ruido dada por la ecuación anterior, que es la que aparece en el detector de la estación terrena receptora.

Cuando la relación portadora a ruido esta mejor especificada que la relación portadora a densidad de potencia de ruido, entonces es preferible utilizar la ecuación (3-79). Esta se convierte en la siguiente ecuación, asumiendo que el ancho de banda de la señal B es igual al ancho de banda del ruido B_N .

$$\left[\frac{C}{N} \right]_{b(CIELO DESPEJADO)} = [PIRE]_b + \left[\frac{G}{T} \right]_b - [Pérdidas]_b - [k] - [B] \quad (3-79)$$

3.15.1 Back-off de Salida en el Satélite

Cuando el back-off de entrada $[BO]_e$ es utilizado, un correspondiente back-off de salida debe ser tomado en cuenta en el PIRE del satélite. Analizando la curva característica del TWTA, sabremos que la relación entre el back-off de entrada y el back-off de salida no es lineal. Una regla frecuentemente usada es tomar el back-off de salida como el punto sobre la curva en la cual 5 dB debajo de la extrapolación de la porción lineal, tal como se muestra en la gráfica 3.26. Desde la porción lineal se tiene un cambio 1:1 en decibeles, la relación entre el back-off de entrada y salida es $[BO]_s = [BO]_e - 5dB$. Por ejemplo, a un back-off de entrada de 11 dB le corresponde un back-off de salida de $[BO]_s = 11 - 5 = 6dB$.

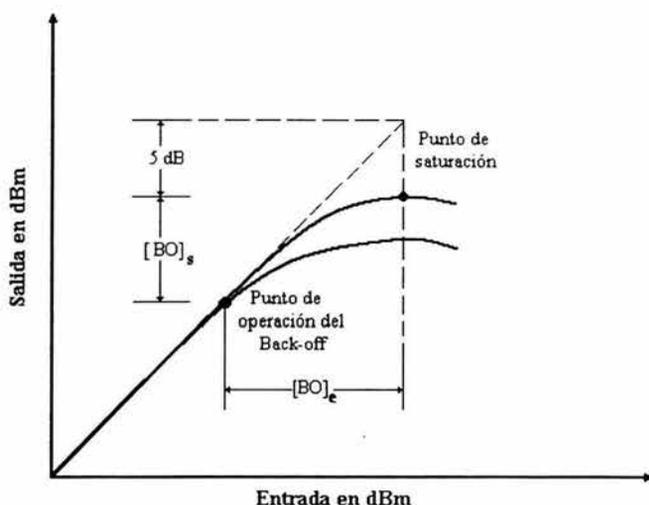


Figura 3.26 Relación entre el back-off de entrada y salida para el TWTA de un satélite

Si el PIRE del satélite para condiciones de saturación es especificado como $[PIRE_{Sat}]_b$, entonces $[PIRE]_b = [PIRE_{Sat}]_b - [BO]_s$ y la ecuación de la relación de portadora a densidad de potencia de ruido será:

$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_b = [PIRE_{Sat}]_b - [BO]_s + \left[\frac{G}{T} \right]_b - [Pérdidas]_b - [k] \quad (3-80)$$

Para el enlace de subida o ascendente, la densidad de flujo de saturación al receptor del satélite es una cantidad especificada. Para el enlace de bajada, no hay necesidad de conocer la densidad de flujo de saturación de la estación terrena receptora, puesto que esta es un punto terminal, y la señal no es usada por un amplificador de potencia saturado.

3.15.2 Potencia de Salida del TWTA del Satélite.

El amplificador de potencia del satélite, el cual usualmente es un amplificador de tubo de ondas progresivas o TWTA, tiene que proveer la potencia radiada más las pérdidas en el transmisor. Estas pérdidas incluyen las guías de onda, filtros, y pérdidas de acoplamiento entre la salida del TWTA y la antena transmisora del satélite. La potencia de salida del TWTA esta dada por la siguiente ecuación:

$$[P_{TWTA}] = [PIRE]_b - [G_T]_b + [L_{conectores Tx}]_b \quad (3-81)$$

una vez que la $[P_{TWTA}]$ es encontrada, el grado de saturación de la potencia de salida del TWTA esta dado por:

$$[P_{TWTA}]_{Sat} = [P_{TWTA}] + [BO]_s \quad (3-82)$$

3.15.3 Relación Portadora a Ruido Descendente con Presencia de Lluvia

Los resultados dados en las ecuaciones anteriores para el enlace descendente son para condiciones de cielo despejado. La lluvia introduce atenuación por absorción y esparcimiento de la energía de la señal, y la atenuación por absorción introduce ruido. En la sección 3.6 vimos como calcular la atenuación por lluvia, según su intensidad, la frecuencia, la disponibilidad, etc. El ruido que la lluvia introduce al sistema se calcula con la siguiente ecuación:

$$T_{Lluvia} = T_f \left(1 - \frac{1}{L_{Lluvia}} \right) [K] \quad (3-83)$$

en donde $T_f = 280$ K, ya que es la temperatura correspondiente a la superficie terrestre o bien a la temperatura ambiente cuando esta lloviendo. La ecuación anterior queda entonces:

$$T_{Lluvia} = 280 \left(1 - \frac{1}{L_{Lluvia}} \right) [K] \quad (3-84)$$

Analizando la ecuación podemos deducir que la condición límite para T_{Lluvia} se obtendrá cuando A_p sea enorme, lo cual solo se presenta en un huracán o diluvio, y entonces se acercaría a su valor máximo de 280 K. Esta temperatura de ruido que introduce la lluvia al sistema debe ser considerada para calcular la temperatura de ruido del sistema en presencia de lluvia.

De acuerdo a esto la ecuación (3-79) se modificará de acuerdo a las siguientes consideraciones.

- $[PIRE]$: No modifica su valor.
- $\left[\frac{G}{T} \right]_{Est Terr}$: Tiene un valor diferente, ya que la temperatura de ruido del sistema se modifica, debido a que la temperatura de ruido de la antena se incrementa con el ruido introducido por la lluvia.

- $[Pérdidas]$: Este factor también se modifica, porque debemos incluir las pérdidas ocasionadas por la lluvia, es decir el factor A_p .
- Los otros factores son constantes, por que no dependen de la presencia de lluvia.

Finalmente la relación señal a densidad de ruido de potencia con presencia de lluvia es:

$$\left[\frac{C}{N} \right]_{b(LUUVIA)} = [PIRE]_b + \left[\frac{G}{T} \right]_b - [Pérdidas]_b - [k] \quad (3-85)$$

3.16 Relación Portadora a Ruido de Intermodulación

Además de los diferentes tipos de ruido térmico, las señales portadoras de un sistema satelital pueden ser afectadas por la superposición de otro tipo de ruido. Este último es producido en el interior de los amplificadores transmisores o de alta potencia, debido a sus propiedades de operación no lineales en amplitud y fase, y recibe el nombre de *ruido de intermodulación*.

El ruido de intermodulación ocurre tanto en los amplificadores de un satélite como en los de las estaciones terrenas transmisoras cuando trabajan con más de una portadora modulada en su interior. A esta situación se le llama operación multiportadora. Mientras más portadoras haya simultáneamente, mayor será el ruido de intermodulación.

Tal como se ve en la gráfica 3.8, el punto de operación de un amplificador de potencia debe estar por debajo del punto de saturación, que correspondería a la salida máxima considerada en los PIREs de los contornos estudiados.

Así por ejemplo, para satisfacer la calidad de un cierto enlace se necesitará usar un back-off de salida de 6dB. Esto exigirá que a la ecuación (3-86) se le restasen los 6 dB:

$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_{bajada} = \underbrace{[PIRE]_{dBW}}_{\substack{\text{según el contorno que} \\ \text{pase por la estación terrena} \\ \text{receptora}}} - \underbrace{[Pérdidas]_{dB}}_{\substack{\text{espacio libre, absorción} \\ \text{atmosférica y lluvia}} + \underbrace{\left[\frac{G}{T} \right]_{dB}}_{\substack{\text{estación terrena} \\ K}} + \underbrace{[228.6]_{dBHz}}_{\substack{\text{cte. de Boltzman}}} \quad (3-86)$$

La característica de transferencia no lineal de un amplificador de potencia puede ser expresada con una serie de Taylor, relacionando al voltaje de entrada V_i con el voltaje de salida V_o por medio de los coeficientes a_1, a_2, \dots , el valor de cada uno de los coeficientes depende de la característica de transferencia del aparato:

$$V_o = a_1 V_i + a_2 V_i^2 + a_3 V_i^3 + \dots = \sum_{n=1}^{\infty} a_n V_i^n \quad (3-87)$$

Con excepción del primer término, todos los demás producen ruido de intermodulación, ya sea dentro o fuera de banda; sin embargo, el que más influye en cuanto a contribución de ruido dentro de banda es el de tercer orden $a_3 V_i^3$.

Supóngase primero que existen varias portadoras sin modular separadas entre sí Δf Hz, como mostramos en seguida:

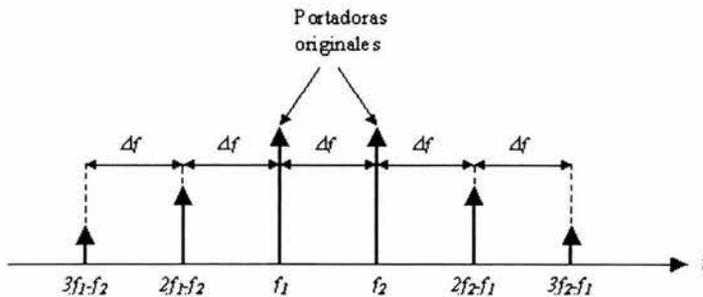


Figura 3.27 Principales productos de intermodulación de tercer y quinto orden producidos por las portadoras f_1 y f_2 .

Si consideramos inicialmente sólo a las dos portadoras en f_1 y f_2 , éstas darán origen a nuevas armónicas situadas en $2f_2 - f_1$ y $2f_1 - f_2$, como resultado del término $a_3 V_i^3$. Estas componentes de ruido reciben el nombre de productos de intermodulación de tercer orden. Además el término $a_5 V_i^5$ contribuye con otras componentes de menor potencia situadas en $3f_2 - f_1$ y $3f_1 - f_2$; estos son productos de intermodulación de quinto orden.

La demostración matemática para obtener estos productos de intermodulación es la siguiente: si la entrada V_i del amplificador es la suma de las portadoras senoidales con diferente amplitud máxima A , y con frecuencia f y fase ϕ , tenemos:

$$V_i = A_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1) + A_2 \cos(\omega_2 t + \phi_2) + A_3 \cos(\omega_3 t + \phi_3) + \dots \quad (3-88)$$

donde $\omega = 2\pi f$

Por lo que en el término lineal de la ecuación (3-87) que corresponde a $a_1 V_i$, resultan senoidales amplificadas a_1 veces y situadas en todas las frecuencias originales ω_1 , ω_2 , ω_3 , etc.

Afortunadamente, muchos de los productos de intermodulación caen en frecuencias que quedan fuera del ancho de banda de los amplificadores empleados en comunicaciones satelitales y estos no afectan a las señales amplificadas. Sin embargo, otros productos si deben ser sumados como ruido a las señales deseadas. En particular los productos de tercer orden que son los mas dañinos; pues las componentes de quinto o séptimo orden que también caen dentro del ancho de banda utilizado tienen amplitudes muy pequeñas que pueden ser despreciadas.

Los productos de tercer orden se pueden catalogar en dos grupos; los del primero se sitúan en frecuencias de la forma $(2f_i - f_j)$ y los del segundo en frecuencias $(\pm f_i \pm f_j \pm f_k)$ donde solo se puede permitir un solo signo negativo y en donde i , j , y k son números enteros y diferentes entre sí. Esto equivale que para cuando se tienen N portadoras en cada grupo los productos son:

1. Para el primer grupo $N(N-1)$
2. Para el segundo grupo $\frac{N(N-1)(N-2)}{2}$

Así cuando $N \geq 3$, las magnitudes del segundo grupo son mayores que las del primero. Por esta razón, al incluir todos estos productos dentro del ancho de banda del amplificador, la situación empeora.

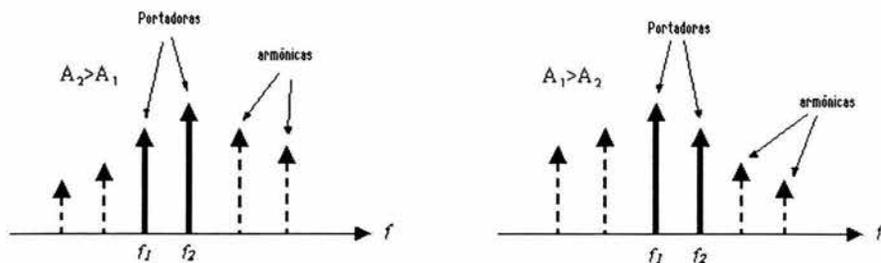


Figura 3.28 a) Cuando la portadora de mayor amplitud esta del lado derecho, b) cuando la portadora de mayor amplitud esta del lado izquierdo.

Por ello es conveniente que las portadoras de mayor potencia sean colocadas en los extremos del ancho de banda de cada amplificador o transpondedor; ya que al ser colocadas en los extremos del ancho de banda, los productos de intermodulación más potentes quedarán fuera de la banda del transpondedor, que si se colocaran en el centro. Esto se debe a que cuando se tienen dos portadoras de diferente amplitud y la portadora de mayor intensidad está del lado derecho, es decir $A_2 > A_1$ en la ecuación (3-88), entonces los productos de intermodulación de mayor potencia de la ecuación (3-87) quedan a la derecha de dicha portadora. Así mismo, si la portadora de mayor intensidad está del lado izquierdo, es decir $A_1 > A_2$, entonces los productos de intermodulación de mayor potencia de la ecuación (3-87) quedan a la izquierda de dicha portadora.

En la realidad cada portadora modulada puede ser considerada como la superposición de muchas líneas espectrales y, por lo tanto, cuando el número de portadoras moduladas es grande, los productos de intermodulación forman un espectro continuo cuya potencia de ruido está repartida en todo el ancho de banda del amplificador. Esta densidad de ruido espectral de intermodulación es casi constante y por ello puede tratarse como ruido blanco.

Los sistemas en los que se trabaja con un esquema de Acceso Múltiple por División de Frecuencia (FDMA) son particularmente sensibles al ruido de intermodulación, ya que siempre existen muchas portadoras simultáneas en el mismo transpondedor. Para solucionar este problema se reduce la potencia de salida -que trae consigo la reducción también del PIRE-, generalmente de 3 a 10 dB.

En contraparte, para los sistemas TDMA (Acceso Múltiple por División de Tiempo) el ruido de intermodulación es mucho menor y el back-off necesario sólo es de 1 a 2 dB, dependiendo del número de portadoras.

3.17 Relación Portadora a Ruido Total

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

- Convertir las relaciones parciales $[C/N_0]$ de decibeles a valores absolutos (C/N_0) .
- Obtener sus recíprocos $\frac{1}{(C/N_0)}$
- Sumar los recíprocos.
- Obtener el recíproco de la suma anterior
- Convertir el resultado en dB.

Siguiendo los pasos anteriores tenemos:

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_{Total} = \frac{1}{\left(\frac{C}{N_0}\right)_x + \left(\frac{C}{N_0}\right)_b + \left(\frac{C}{N_0}\right)_j} \quad (3-89)$$

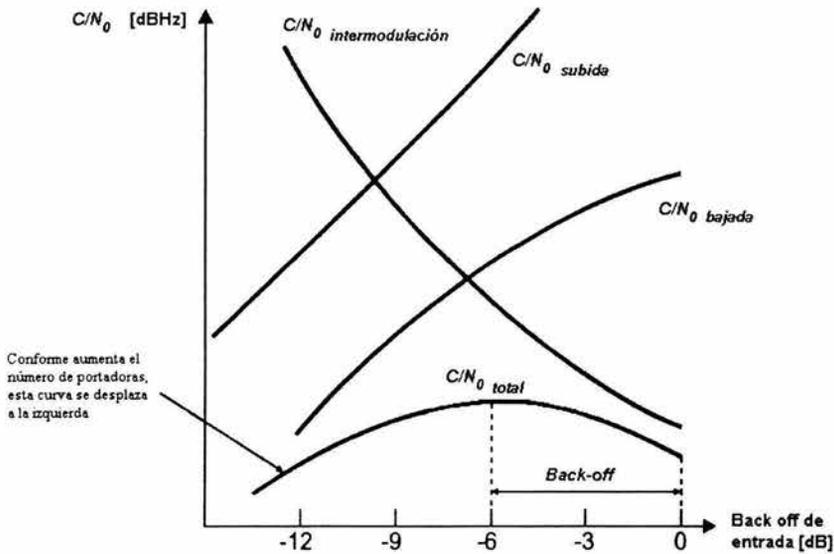


Figura 3.29 Curvas típicas de los cocientes parciales y del cociente total de potencias.

El cociente $(C/N_0)_{intermodulacion}$ puede consistir de dos términos, uno debido al amplificador de la estación terrena transmisora (HPA) y el otro debido al transpondedor del satélite (TWTA). También podría presentarse algún grado de interferencia debida a enlaces de microondas terrestres o a satélites cercanos, en tal caso habría que considerar otro cociente de potencias $(C/N_0)_{interferencias}$. La ecuación a usar en ese caso sería entonces, con valores absolutos:

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_{Total} = \left(\frac{C}{N_0}\right)_{intermodulación Estación Terrena} + \left(\frac{C}{N_0}\right)_{subida} + \left(\frac{C}{N_0}\right)_{intermodulación Transpondedor} + \left(\frac{C}{N_0}\right)_{interferencia} + \left(\frac{C}{N_0}\right)_{bajada} \quad (3-90)$$

Se obtiene el recíproco de la ecuación (3-89) o (3-90), según sea el caso, y se concluye con la siguiente ecuación en decibeles:

$$\left[\frac{C}{N_0}\right]_{Total} = 10 \log \left(\frac{C}{N_0}\right)_{Total} \quad (3-91)$$

CAPITULO 4

DESARROLLO DEL MODELO

El software aquí desarrollado requiere del estudio de la teoría sobre el análisis y diseño de enlaces de microondas terrestres y satélites, por ello los capítulos anteriores se enfocan en estos temas.

4.1 Estructura del Modelo.

Para estructurar nuestro modelo primeramente se eligió la herramienta de programación que serviría para el desarrollo del software. Decidimos utilizar como lenguaje de programación Mat-Lab., ya que es un lenguaje de alto desarrollo que integra computación, visualización y programación en un ambiente amigable; además permite al programador en una sola línea hacer cálculos matemáticos que en otros programas, basados en números escalares, se llevaría una serie de lazos o rutinas. En este sentido, la realización de los cálculos numéricos se vuelve una tarea relativamente fácil.

La estructura del modelo consiste de un programa principal y de tres secundarios. En el programa principal se determina cual de los tres programas secundarios es ejecutado, como se muestra en el siguiente diagrama:

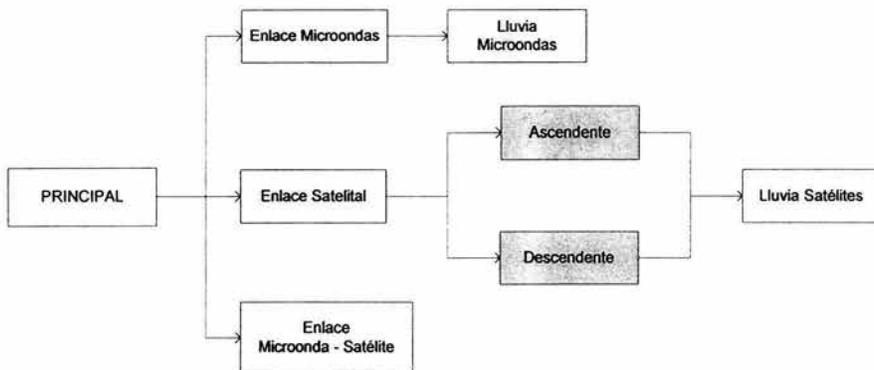


Figura 4.1 Estructura General del Modelo

De acuerdo a la estructura planeada, en cada uno de los programas secundarios se despliega una a una las variables correspondientes de entrada que deben ser introducidas.

El primer programa secundario corresponde únicamente al cálculo de un enlace de microondas terrestres. En el siguiente se calcula el enlace satelital completo, es decir, ascendente y descendente respectivamente. Finalmente si el tercero de estos es seleccionado, el programa principal ejecuta de manera conjunta los dos anteriores. Esto es en caso de que se quiera realizar lo que hemos definido como un enlace microonda-satélite.

En cada uno de los programas que se ejecutan se calculan las pérdidas debidas al fenómeno de la lluvia, aunque este no este presente en el enlace, para proporcionar una referencia que sirva de comparación con la señal propagada sin presencia de lluvia. Para ello se realizaron los programas correspondientes a cada enlace y que calculan la atenuación por presencia pluvial recomendados por la UIT.

4.1.1 Desarrollo del Software

El desarrollo del software implica la programación de las fórmulas y de las bases de datos. La programación de cada uno de los cálculos puede hacerse de manera independiente, lo que da la ventaja de probar cada parte y así estar seguro de que cuando se integre la totalidad de estas nos dará un programa funcional.

4.1.1.1 Programación de las Bases de Datos

Una vez definida la estructura del modelo, se procedió a la programación de las bases de datos necesarias para cada uno de los enlaces. Estas bases de datos se encuentran como tablas en la teoría presentada.

Las bases de datos incluidas se refieren a:

- Atenuación por Oxígeno y Vapor de Agua en el enlace de microondas. (Figura 2.14)
- Coeficientes de atenuación específica para el cálculo de atenuación por lluvia. (Tabla 2.2)
- Profundidad de desvanecimiento. (Figuras A.1 y A.2)
- Probabilidad de error en sistemas de radio (BER). (Figura 2.21)
- Atenuación total en dirección al cenit para los enlaces satelitales. (Tabla 3.3).

Los datos contenidos en las bases de datos son extraídos por el programa de forma automática, dependiendo algunos de ellos de los parámetros de diseño, que son introducidos por el usuario.

4.1.2 Parámetros de Diseño de los Enlaces

Los parámetros de diseño son aquellos datos que introduce el usuario, considerados con sus respectivas unidades. Algunos de estos parámetros deben de ser introducidos con entre apostrofes, como son: El tipo de polarización y modulación. En caso de que el usuario desconozca alguno de estos datos tiene que teclear 0 (cero).

En la práctica, al realizar los cálculos para el diseño de enlaces, ya sea en microondas o en satélites, muchos de los parámetros de diseño se encuentran ya determinados por las especificaciones del equipo utilizado, y es por eso que asumimos que el usuario tiene conocimiento de todos o la mayoría de los valores que el programa solicita.

Los parámetros que deben ser conocidos para calcular el enlace de microondas son:

- Distancia entre los puntos del enlace
- Frecuencia del enlace
- Modulación
- Disponibilidad requerida
- Tasa de Transmisión
- Tiempo Medio entre Fallas
- Tiempo Medio para Reparaciones
- Temperatura de la Zona del enlace
- Tasa de Error de Bit (BER)²⁹
- Tasa de intensidad de lluvia de la zona del enlace ($R_{0.01}$)
- Polarización

Obstáculo de mayor altura:

- Altura del obstáculo
- Distancia del obstáculo al Transmisor
- Distancia del obstáculo al Receptor

Transmisor:

- Altura del sitio Transmisor
- Diámetro de la antena Transmisora
- Ganancia de la antena Transmisora
- Potencia de transmisión
- Atenuación por Guías de Onda

Receptor:

- Altura del sitio Receptor
- Diámetro de la antena Receptora
- Ganancia de la antena Receptora
- Figura de Ruido del receptor
- Atenuación por Guías de Onda en el Receptor

²⁹ Del Inglés Bit Error Rate

Los parámetros que deben ser conocidos para calcular el enlace satelital son:

Enlace Ascendente:

Estación Terrena Transmisora:

- Potencia de transmisión
- Frecuencia de transmisión
- Disponibilidad del enlace
- Latitud
- Longitud
- Altitud
- Ganancia de la antena
- Diámetro de la antena
- Desapuntamiento de la antena hacia el satélite
- Atenuación por Líneas de Transmisión
- Back-off de salida
- Tasa de intensidad de lluvia de la zona del enlace ($R_{0,01}$)
- Polarización

Satélite:

- Longitud
- Ganancia de la antena
- Diámetro de la antena
- Desapuntamiento de la antena hacia la Estación Terrena
- Figura de Mérito
- Atenuación por Líneas de Transmisión y Conectores
- Temperatura de Ruido del LNA³⁰
- Figura de Ruido del LNA (no necesaria)
- Back-off de entrada
- Back-off de salida

Enlace Descendente:

Satélite:

- Potencia de transmisión
- Frecuencia de transmisión
- Disponibilidad
- Longitud
- Ganancia de la antena
- Diámetro de la antena
- Desapuntamiento de la antena hacia la Estación Terrena
- Atenuación por Líneas de Transmisión y Conectores
- Ancho de Banda del Transpondedor

³⁰ Del inglés Low Noise Amplifier

Estación Terrena Receptora:

- Latitud
 - Longitud
 - Altitud
 - Ganancia de la antena
 - Diámetro de la antena
 - Desapuntamiento de la antena hacia el Satélite
 - Figura de Mérito o Factor de Calidad (no necesario)
 - Figura de Ruido del LNA
 - Temperatura de Ruido del LNA
 - Atenuación por Líneas de Transmisión
 - Temperatura de Ruido de la antena
 - Tasa de intensidad de lluvia de la zona del enlace ($R_{0,01}$)
 - Polarización
-
- $\left(\frac{C}{N_o}\right)_i$ Ruido de intermodulación causado por el transpondedor del satélite y por la estación terrena receptora

En caso de querer que el programa microonda-satélite sea ejecutado, se deben de conocer todos los datos anteriores.

4.1.3 Resultados del Diseño de los Enlaces

Los parámetros obtenidos por los programas secundarios son:

Microondas

- Corrección del Perfil
- Radio de la Zona 0.6 de Fresnel
- Altura de las Antenas
- Atenuación en el Espacio Libre
- Atenuación Atmosférica
- Atenuación por Lluvia
- Potencia Nominal de Recepción
- Potencia Nominal de Recepción con Lluvia
- Potencia de Recepción de Umbral
- Margen de Desvanecimiento
- Disponibilidad debida al equipo
- Disponibilidad debida al desvanecimiento
- Atenuación total por conectores y líneas de transmisión
- Relación Señal a Ruido de Umbral del sistema
- Relación Señal a Ruido Normalizada del sistema.

- Relación Señal a Ruido Normalizada del sistema con Lluvia

Satélites

Ascendente

- Ángulo de elevación
- Rango
- PIRE de la antena transmisora de la Estación Terrena
- Pérdidas en el Espacio Libre
- Pérdidas totales por Líneas de Transmisión y Conectores
- Pérdidas por desapuntamiento de la Estación Terrena al Satélite
- Pérdidas por desapuntamiento del Satélite a la Estación Terrena
- Pérdidas por Oxígeno y Vapor de Agua (atmosféricas)
- Atenuación por Lluvia
- Pérdidas totales de propagación
- PIRE requerido de la portadora en la Estación Terrena Transmisora
- Potencia de la antena receptora del Satélite
- Temperatura de Ruido en la antena del Satélite
- Figura de Mérito o Factor de Calidad (si es que no se proporcionó)
- Temperatura Total de Ruido a la entrada del equipo receptor del Satélite
- $\left(\frac{C}{N_o}\right)_s$ Relación Portadora a densidad de Ruido en función de la Densidad de Flujo sin Lluvia
- $\left(\frac{C}{N_o}\right)_s$ Relación Portadora a densidad de Ruido en función de la Densidad de Flujo con Lluvia.
- $\left(\frac{C}{N_o}\right)_s$ Relación de Portadora a densidad de Ruido ascendente sin Lluvia
- $\left(\frac{C}{N_o}\right)_s$ Relación de Portadora a densidad de Ruido ascendente con Lluvia

Descendente

- Ángulo de elevación
- Rango
- PIRE de la antena transmisora del Satélite
- Pérdidas en el Espacio Libre
- Pérdidas por desapuntamiento de la Estación Terrena al Satélite
- Pérdidas por desapuntamiento del Satélite a la Estación Terrena
- Pérdidas por Oxígeno y Vapor de Agua (atmosféricas)
- Atenuación por Lluvia
- Pérdidas totales de propagación
- PIRE requerido de la portadora en el Satélite
- Potencia de la antena receptora en la Estación Terrena

- Temperatura de Ruido en la antena de la Estación Terrena con Lluvia
- Figura de Mérito o Factor de Calidad sin Lluvia (si es que no se proporcionó)
- Figura de Mérito o Factor de Calidad con Lluvia
- Atenuación total por Líneas de Transmisión y Conectores en la Estación Terrena
- Temperatura Total de Ruido a la entrada del equipo receptor en la Estación Terrena
- $\left(\frac{C}{N_o}\right)_B$ Relación de Portadora a densidad de Ruido descendente sin Lluvia
- $\left(\frac{C}{N_o}\right)_B$ Relación de Portadora a densidad de Ruido descendente con Lluvia

Finalmente se obtendrá:

- $\left(\frac{C}{N_o}\right)_{Total}$ Relación portadora a ruido total del sistema
- $\left(\frac{C}{N_o}\right)_{Total}$ Relación portadora a ruido total del sistema en presencia de lluvia

CAPITULO 5

RESULTADOS Y APLICACIONES

En el presente capitulo demostramos que el modelo desarrollado arroja resultados satisfactorios, los cuales fueron comparados con algunos obtenidos teóricamente en la bibliografía referida. A continuación presentamos una aplicación para cada tipo de enlace.

5.1 Microondas

1. Se desea lograr un radioenlace digital en la Ciudad de México que opera en la frecuencia de 13 GHz, está compuesto por un solo salto radioelectrico de 25 km de longitud, en el trayecto de dicho salto se encuentra un edificio que interfiere la línea de vista entre el sitio transmisor y receptor de 15 m de altura a una distancia de 11 km del transmisor. La caracterización de los equipos transmisor y receptor es la siguiente:

Velocidad binaria: 34 Mbit/s

Método de modulación: PSK binario

Figura de ruido del receptor: 9 dB

Potencia transmitida: 100 W

Relación C/N normalizada para un BER de 10^{-3} : 10 dB

Antenas, transmisora y receptora con: 45 dBi de ganancia

Diámetro de las antenas: 0.6 m

Altura del sitio transmisor: 8 m medidos desde el piso.

Altura del sitio receptor: 13 m medidos desde el piso

Pérdidas en elementos pasivos (filtros y guías de ondas) para el transmisor: 25 dB/100

Pérdidas en elementos pasivos (filtros y guías de ondas) para el receptor: 16 dB/100

Para dicho radioenlace se ha determinado un $TMEF$ de 20000 horas. Para el mantenimiento se cifra un $TMPR$ de 10 horas. Por lo que debe cumplirse una disponibilidad del 99.95% para una onda polarizada verticalmente.

Introduciendo dichos datos a nuestro programa se obtuvo lo siguiente:

Corrección del Perfil: 16.10 m
Radio de la Zona 0.6 de Fresnel: 7.1452 m
Altura de las Antenas:
 Transmisora: 32.25 m
 Receptora: 27.25
Atenuación en el Espacio Libre: 142.6977 dB
Atenuación Atmosférica: 0.015 dB
Atenuación por Lluvia: 13 dB
Potencia Nominal de Recepción: -49.72 dB
Potencia de Recepción de Umbral: -109.336 dB
Potencia Nominal de Recepción con Lluvia: -62.72 dB
Margen de Desvanecimiento: 59.62 %
Indisponibilidad debida al equipo: 4.99×10^{-4} %
Indisponibilidad debida al desvanecimiento: 0.0495 %
Atenuación total por conectores y líneas de transmisión: 16.5 dB
Relación Señal a Ruido de Umbral del sistema: 10 dB
Relación Señal a Ruido Normalizada del sistema: 69.87 dB
Relación Señal a Ruido Normalizada del sistema con Lluvia: 56.87 dB

5.2 Satelites

2. Se desea realizar un enlace entre el Distrito Federal y la ciudad de Monterrey, por medio de un enlace satelital. El satélite utilizado es geostacionario. Las características del satélite y de las estaciones terrenas se muestran a continuación:

Estación Terrena Transmisora del Distrito Federal

Potencia de Transmisión: 200 W
Frecuencia de Transmisión: 14 GHz
Confiabilidad del enlace: 99.95%
Latitud: 19.433°
Longitud: 99.133°
Altitud: 2.240 km
Ganancia de la antena: 52 dBi
Diámetro de la Antena: 3.5 m
Pérdidas por Líneas de Transmisión: 30 dB/100m
Tasa de intensidad de lluvia $R_{0.01}$: 80 mm/h

Satélite

Receptor

Longitud: 113.8°
Ganancia de la antena receptora: 25 dBi
Diámetro antena receptora: 0.3m

Desapuntamiento del satélite hacia la ET transmisora: 0.07°
 Pérdidas por Líneas de Transmisión: 0.5 dB
 Temperatura de Ruido del LNA: 400 K

Transmisor

Potencia de Transmisión: 30 W
 Frecuencia de Transmisión: 12 GHz
 Confiabilidad del enlace: 99.99%
 Ganancia de la antena transmisora: 38 dBi
 Diámetro antena transmisora: 0.7 m
 Desapuntamiento del satélite hacia la ET receptora: 0.08°
 Pérdidas por Líneas de Transmisión: 0.5 dB
 Back-off de entrada y salida: 9 dB

Estación Terrena Transmisora en Monterrey

Latitud: 25.670°
 Longitud: 100.307°
 Altitud: 0.538 km
 Ganancia de la antena: 48.6 dBi
 Diámetro de la Antena: 2.4 m
 Figura de Ruido del LNA: 2 dB
 Temperatura de Ruido de la Antena Receptora: 20 K
 Pérdidas por líneas de Transmisión: 0.2 dB
 Tasa de intensidad de lluvia $R_{0.01}$: 60 mm/h

Considere que esta lloviendo en Monterrey y que el sistema presenta un ruido de intermodulación de $(C/N_o)_t = 63.06$ dBHz.

Introduciendo dichos datos a nuestro programa se obtuvo lo siguiente:

Parámetros en el Enlace Ascendente:

Ángulo de elevación: 61.714°
 Rango: 36 439 km
 PIRE de la antena transmisora de la Estación Terrena: 75.010 dBW
 Pérdidas en el Espacio Libre: 206.594 dB
 Pérdidas totales por Líneas de Transmisión y Conectores: 2 dB
 Pérdidas por desapuntamiento del Satélite a la Estación Terrena: 0.002 dB
 Pérdidas por Oxígeno y Vapor de agua (atmosféricas): 0.0898 dB
 Atenuación por Lluvia: 3.397 dB
 Pérdidas totales de propagación: 207.194 dB
 PIRE requerido de la portadora en la Estación Terrena Transmisora: 73.010dBW
 Potencia de la antena receptora del Satélite: -109.184 dB

Figura de Mérito o Factor de Calidad del satélite: -1.798 dB/K

$\left(\frac{C}{N_o}\right)_s$ en función de la Densidad de Flujo sin Lluvia: 164.423 dBHz

$\left(\frac{C}{N_o}\right)_s$ en función de la Densidad de Flujo con Lluvia: 161.027 dBHz

Parámetros en el Enlace Descendente:

Ángulo de elevación: 56.414°

Rango: 36 703 km

PIRE de la antena transmisora del Satélite: 52.771 dBW

Pérdidas en el Espacio Libre: 205.318 dB

Pérdidas por desapuntamiento del Satélite hacia la Estación Terrena: 0.0107 dB

Pérdidas por Oxígeno y Vapor de agua (atmosféricas): 0.0763 dB

Atenuación por Lluvia: 7.586 dB

Pérdidas totales de propagación: 205.938 dB

PIRE requerido de la portadora en el Satélite: 43.261 dBW

Potencia de la antena receptora en la Estación Terrena: -114.078B

Temperatura de Ruido en la antena de la Estación Terrena con Lluvia: 234.673 K

Figura de Mérito o Factor de Calidad de la Estación Terrena: 23.811 dB/K

Figura de Mérito o Factor de Calidad con Lluvia: 21.863 dB/K

Atenuación total por Líneas de Transmisión y Conectores en la Estación Terrena: 1.5 dB

Temperatura Total de Ruido a la entrada del equipo receptor en la Estación Terrena: 420.451 K

$\left(\frac{C}{N_o}\right)_B$ sin Lluvia: 89.738 dBHz

$\left(\frac{C}{N_o}\right)_B$ con Lluvia: 80.204 dBHz

Finalmente se obtuvo:

$\left(\frac{C}{N_o}\right)_{Total}$: 63.051 dBHz

$\left(\frac{C}{N_o}\right)_{Total}$ en presencia de lluvia: 62.977 dBHz

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

La realización del presente trabajo requirió de un gran esfuerzo y dedicación para reunir la información necesaria debido a que la bibliografía existente, principalmente para los enlaces de microondas terrestres, es limitada; además de que no se encuentra en nuestro idioma. Por lo que hubo que traducir gran parte de esta. Por el contrario en los enlaces satelitales existe mucha, muy variada y de gran calidad; como la que se encuentra en el libro "Comunicaciones por Satélite" del Dr. Rodolfo Neri V., la cual fue de gran importancia para cumplir con nuestros objetivos.

Con el modelo desarrollado logramos cubrir nuestro objetivo sobre el diseño y análisis de los enlaces microonda-satélite, a partir de la teoría presentada; obteniendo resultados con una confiabilidad aceptable. Al decir que son aceptables, nos referimos a que se asemejan con resultados ya presentados en la bibliografía y en algunas de las notas del Dr. Salvador Landeros Ayala.

El desarrollar este modelo nos sirvió para ampliar los conocimientos que adquirimos en las clases y consideramos que esta tesis puede servir como guía para las asignaturas de Microondas y Satélites así como la de Antenas y Propagación.

Para el enlace en microondas terrestres con línea de vista, calculamos satisfactoriamente la corrección del perfil así como el despejamiento de la 0.6 zona de Fresnel, no sin olvidar todas aquellas pérdidas que se presentan para lograr que la señal se propague correctamente. Para que el enlace resultara viable y confiable calculamos la altura de las antenas transmisora y receptora logrando así una trayectoria libre de obstáculos con línea de vista. Proporcionamos también un margen de desvanecimiento, el cual es uno de los objetivos fundamentales para estimar el porcentaje de tiempo que nuestro enlace realizado estará disponible.

En este tipo de enlaces sólo se tomaron en cuenta consideraciones para un enlace digital, pues en realidad son los que más se utilizan en nuestros días. Aún así, si el usuario decidiera calcular un enlace analógico, debe tomar en cuenta que la diferencia entre uno y otro es la forma de modulación—que en este trabajo no fue primordial— para así modificar las ecuaciones correspondientes.

Para el enlace satelital existen demasiadas pérdidas en la propagación de las señales, algunas de ellas despreciables, pero otras muy significativas. Muchos de los autores consideran sólo aquellas que representan las mayores pérdidas; pero en nuestro diseño si fueron consideradas estas atenuaciones que generalmente son despreciables, como lo son:

- ⊗ Pérdidas por desapuntamiento en ambas direcciones del enlace.
- ⊗ Pérdidas por Oxígeno y Vapor de Agua
- ⊗ Pérdidas por polarización de la señal.
- ⊗ Atenuación de Branching debida a los conectores entre equipos.

Es debido a estas consideraciones que nuestros resultados difieren un poco de los obtenidos en algunos libros, pero creemos que pueden ser también confiables.

Nuestro modelo esta enfocado al cálculo de enlaces en órbita geoestacionaria, puesto que estos son los de mayor aplicación en el área de las Telecomunicaciones, además son estos con los que estamos más familiarizados. Así como también solo nos referimos a las bandas Ku y Ka, ya que la banda C actualmente ya no tiene mucha aplicación.

A diferencia del enlace de microondas, en este no se tomó en cuenta la forma de modulación de las señales ni tampoco las técnicas de acceso al satélite, por lo que el análisis solo se hace para la parte de propagación de la señal.

Comprobamos para sistemas que operan en frecuencias superiores a los 10 GHz, que la atenuación por lluvia es una de las pérdidas más considerables, junto con la del espacio libre para ambos enlaces, ya que estas disminuyen notablemente el valor de la relación señal a ruido. Además, este tipo de atenuación también depende de la frecuencia del enlace, puesto que conforme se tiene un incremento de frecuencia se tiene también un incremento en la atenuación y esta puede llegar a ser de varios decibeles.

En la práctica, el diseño de enlaces muchas veces depende del equipo con el que se dispone, es decir, el desarrollo del enlace debe hacerse en base a los valores de las especificaciones de este. En contraparte, también se puede llevar acabo el diseño para establecer el equipo adecuado a partir de las características del enlace que previamente ha sido calculado. La desventaja de este último, muy a menudo es que no se cuenta con un presupuesto suficiente para adquirir el equipo apropiado y así cumplir con lo que demanda el enlace.

Como en todo proyecto, existen recomendaciones para el perfeccionamiento del modelo, las cuales pueden ser agregadas o cubiertas por aquel interesado en el tema, a continuación enunciamos algunas de ellas:

1. Una de estas sería modificar los parámetros correspondientes para poder obtener enlaces en cualquier otra parte del mundo, como por ejemplo los relacionados al radio de la órbita, los factores que intervienen en el cálculo del rango y ángulo de elevación, así como la Tasa de intensidad de lluvia para la zona correspondiente, pues en nuestros datos solo contamos con los correspondientes para México.
2. Ampliar las bases de datos que este programa usa, es decir, tener valores más exactos que el programa pueda extraer para los cálculos, o bien, incluir las expresiones matemáticas en las que se basan las bases de datos.
3. Se podrían anexar bases de datos para determinar el valor de la atenuación para los diferentes tipos de líneas de transmisión, las cuales se pueden extraer de las figuras y tablas que se encuentran en el Capítulo 2, Sección 10.

4. La implementación de una interfaz para el programa ayudaría a que este tuviera una mejor presentación hacia el usuario, además de que facilitaría la introducción y la devolución de los datos requeridos.
5. Agregar enlaces de microondas con más de un salto radioeléctrico, es decir, considerar la presencia de repetidores que puedan regenerar y redireccionar la señal transmitida para que llegue con la potencia necesaria a su destino final.
6. Para el caso del cálculo de Atenuación por Lluvia, se podría utilizar el modelo DAH, que es uno de los más exactos para estos cálculos, pero cuya desventaja es que sólo se utiliza para la banda Ka.

Finalmente constituimos una bibliografía extra, accesible y en nuestro idioma que reúne estos dos grandes campos de las Telecomunicaciones, para estudiantes e interesados en este tema que tienen el deseo de ampliar sus conocimientos y/o aplicarlos en este tipo de áreas.

APÉNDICE A

La Distribución de Rayleigh y el Desvanecimiento en Enlaces de Microondas

La mayoría de los desvanecimientos ocurren sobre trayectorias rugosas y son el resultado de interferencia entre dos o más rayos que viajan rectos en rutas diferentes en la atmósfera. El desvanecimiento por multitrayectorias es relativamente independiente al camino, y su condición extrema se aproxima a la distribución de Rayleigh. Después que el desvanecimiento por multitrayectoria ha alcanzado la distribución de Rayleigh, un incremento adicional en cualquier distancia o frecuencia incrementa el número de desvanecimientos de una intensidad dada, pero disminuye la duración, así que el producto es la constante indicada por la distribución de Rayleigh.

La función de densidad de probabilidad de la distribución Rayleigh esta dada por:

$$P(V) = \frac{2V}{k^2} \exp\left(\frac{-V^2}{k^2}\right) \quad V \geq 0 \quad (\text{A-1})$$

Donde $p(V)dV$ es la probabilidad de que la variable aleatoria V_S , este en el intervalo $V \pm dV/2$.

La función de distribución acumulativa esta dada por:

$$P(V_s \leq V) = \int_0^V p(V)dV = 1 - \exp\left(\frac{-V^2}{k^2}\right) \quad y, \quad (\text{A-2})$$

$$P(V_s \geq V) = \exp\left(\frac{-V^2}{k^2}\right) \quad (\text{A-3})$$

donde $P(V_s > V)$ es la probabilidad de que la variable aleatoria V_S sea mas grande que algún valor de V . El valor principal del cuadrado de V_S o la potencia promedio esta dado por:

$$\langle V^2 \rangle = \int_0^\infty V^2 p(V)dV = k^2 \quad (\text{A-4})$$

una variable aleatoria en la distribución de Rayleigh puede ser completamente especificada por el valor promedio de la distribución. El valor medio V_m , que es, el valor excedido la mitad del tiempo, puede ser calculando usando la relación:

$$\frac{1}{2} = \exp\left(-\frac{V_m^2}{\langle V^2 \rangle}\right) \quad \text{o} \quad V_m^2 = 0.693 \langle V^2 \rangle = 0.693k^2 \quad (\text{A-5})$$

entonces:

$$\frac{V_m}{k} = 0.83 \quad (\text{A-6})$$

de esta manera, la media esta cerca de 1,6 dB abajo del valor rms.

Expresando a la función de distribución acumulada en términos de la potencia de la portadora recibida P_R instantánea:

$$W(P_R \geq P) = \exp\left(-\frac{P}{P_0}\right), \quad P_0 = \langle V^2 \rangle = k \quad (\text{A-7})$$

donde $W(P_R \geq P)$ es la probabilidad de que la potencia recibida sea excedida P , y P_0 es la potencia promedio, la cual puede ser igualada a la calculada para la transmisión en el espacio libre. Podemos decir entonces, que mientras el nivel de amplitud de la señal recibida tenga la distribución de Rayleigh, la potencia recibida tendrá una distribución exponencial.

A continuación se presentan dos gráficas que representan una familia típica de curvas propuestas por Bullington para ciertos valores de frecuencia.

La forma aleatoria del fenómeno de desvanecimiento es representada por medio de una función de distribución, donde la atenuación debida al desvanecimiento en decibeles con respecto al espacio libre es representada en el eje de abcisas y la fracción del tiempo durante el cual la atenuación observada excede el tiempo es representada en el eje de las ordenadas.

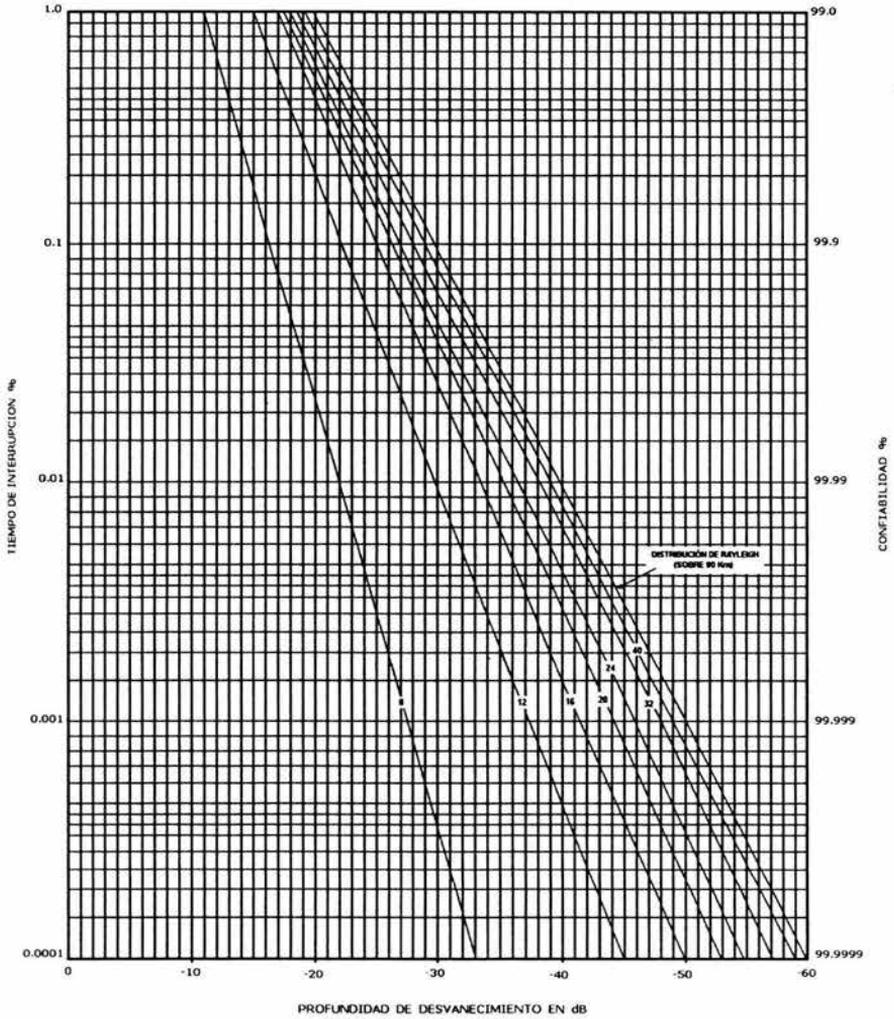


Figura A.1 Tiempo de interrupción debido al desvanecimiento selectivo en función de la longitud de salto radioeléctrico en Km para 11.2 GHz.

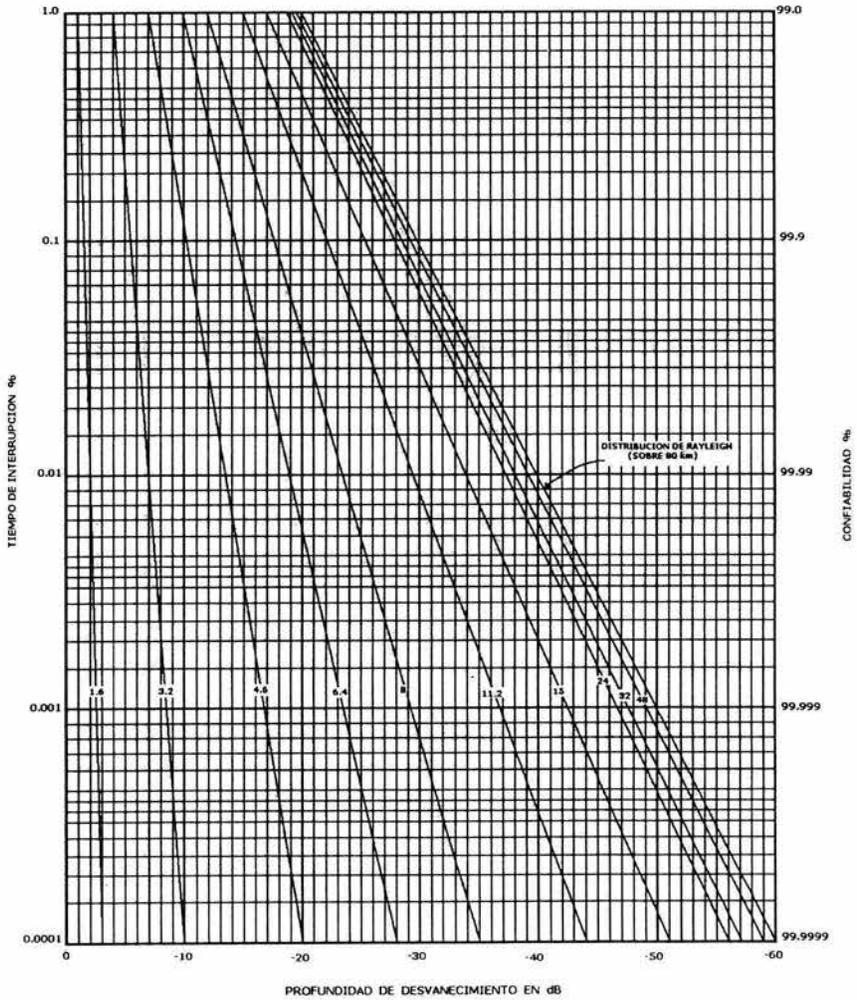


Figura A.2 Tiempo de interrupción debido al desvanecimiento selectivo en función de la longitud de salto radioeléctrico en Km para 12.45 GHz.

APÉNDICE B

Sistemas de Microondas PCM

Los sistemas de microondas existentes están mayoritariamente basados en sistemas FDM-FM donde una onda es modulada en frecuencia por una señal multiplex a división de frecuencia. Sin embargo, recientes desarrollos de técnicas de pulsos han permitido la transmisión de señales PCM en microondas.

Como los principios básicos son ampliamente conocidos, mencionamos solo algunas características útiles de los radios digitales para la futura expansión de las redes de microondas:

- a) El sistema PCM reduce el costo del equipo terminal debido a que no se utilizan filtros de alto costo necesarios para una terminal FDM.
- b) El sistema PCM consigue una alta calidad de información debido a los repetidores regeneradores, los cuales al regenerar los pulsos eliminan el ruido y la distorsión generada en cada sección repetidora.
- c) El sistema PCM es aconsejable no solo para transmisión telefónica, sino también para otras señales, incluyendo datos y televisión, ya que el multiplexado es más fácil y eficiente.
- d) El sistema de radio PCM requiere menos potencia de transmisión que el sistema FDM.
- e) El radio PCM es más favorable desde el punto de vista de radio-interferencia. El efecto sobre otros radios es pequeño debido a la baja potencia de transmisión, mientras que es relativamente inmune a interferencias de otros radios. Como resultado, múltiples rutas en diferentes direcciones desde una localidad pueden ser establecidas, obteniéndose por ello gran flexibilidad en la planificación de redes.

Un aspecto desfavorable será el ancho de banda necesario, que sin embargo es solucionado con éxito mediante el uso de varias técnicas. Una de ellas es el método de modulación multifase. Por ejemplo, la modulación PSK de cuatro fases, la cual permite transmitir el doble de información en la misma banda que el sistema PSK de dos fases. Además se puede utilizar polarización vertical y horizontal para la misma frecuencia de canales de radio independientes. También se tiene un gran ahorro en la limitación del espectro de radiación comparativamente con el uso de FDM.

Características del Sistema de Microondas PCM

Las ventajas del sistema de microondas PCM comparado con el sistema de FM son las siguientes:

1. Primero, es un problema de economía. El equipo terminal PCM se traduce en una considerable reducción de costos debido a la ausencia de filtros caros que son necesarios para el equipo terminal FDM. La reducción de los costos del equipo terminal contribuye en gran parte en la economía del sistema. Además el sistema PCM requiere menos potencia de transmisión comparado con el sistema FM, de manera que la economía de equipos es fácilmente obtenida, incluyendo el efecto indirecto del bajo consumo de potencia y dimensiones reducidas.
2. El repetidor regenerativo permite la alta calidad de la transmisión. En un sistema FM, el ruido térmico, ruido de intermodulación y ruido de interferencia generado en todo el circuito de transmisión afectan en forma conjunta al ruido del canal. Mientras que en un sistema PCM en el cual los errores de bit generados por la degradación del circuito dan un ruido al canal, el código regenerativo en la estación repetidora intermedia elimina el ruido y la distorsión producida en cada sección repetidora, por lo que no existe una suma de ruido en el enlace total, excepto por el efecto de los errores de bit causados por los regeneradores.

APÉNDICE C

Características Geográficas para los Cálculos de Atenuación por Lluvia en Enlaces Satelitales

Ciudad	Altura (km)	Latitud N (°)	Longitud O (°)	Elevación	Azimut	Zona
Saltillo	1.60	25.42	101.00	58.2	202.54	D1
Guadalajara	1.54	20.68	103.35	64.20	201.07	D1
Puerto Vallarta	0.04	20.62	105.23	64.92	196.27	D1
Monterrey	0.54	25.67	100.32	57.66	203.74	D1
Mazatlán	0.01	23.23	106.42	62.29	191.73	D1
Nuevo Laredo	0.15	27.48	99.52	55.43	203.95	D1
México D.F.	2.24	19.43	99.15	63.43	212.46	D2
Guanajuato	2.00	21.02	101.25	62.94	205.83	D2
Tulancingo	2.14	20.08	98.37	62.33	213.35	D2
Cuernavaca	1.51	18.92	99.23	63.98	212.95	D2
Oaxaca	1.55	17.07	96.72	64.02	221.15	D2
San Luis Potosí	1.86	22.15	100.97	61.63	205.36	D2
Matamoros	0.01	25.87	97.50	56.16	209.01	D2
Tampico	0.01	22.22	97.87	59.97	211.88	D2
Zacatecas	2.42	22.77	102.57	61.65	201.19	D2
Xalapa-Enríquez	1.46	19.53	96.92	61.94	217.08	D3
Veracruz	0.01	19.20	96.13	61.72	219.11	D3
Ensenada	0.02	31.87	116.62	52.42	169.63	F
La Paz	0.03	24.15	110.32	61.73	191.91	F
Hermosillo	0.21	29.12	110.97	56.04	180.27	F
Campeche	0.01	19.83	90.53	57.01	227.88	G
Tapachula de Córdoba y Ordóñez	0.16	14.90	92.27	62.09	232.99	G
Tuxtla Gutiérrez	0.52	16.75	93.12	61.47	228.40	G
Acapulco	0.02	16.87	99.90	66.37	214.31	G
Cancún	0.01	21.17	86.83	53.00	231.31	G
Villahermosa	0.01	17.98	92.93	60.63	226.74	G
Mérida	0.01	20.97	89.62	55.41	227.72	G

Tabla C.1 Características geográficas de algunas ciudades de la Republica Mexicana

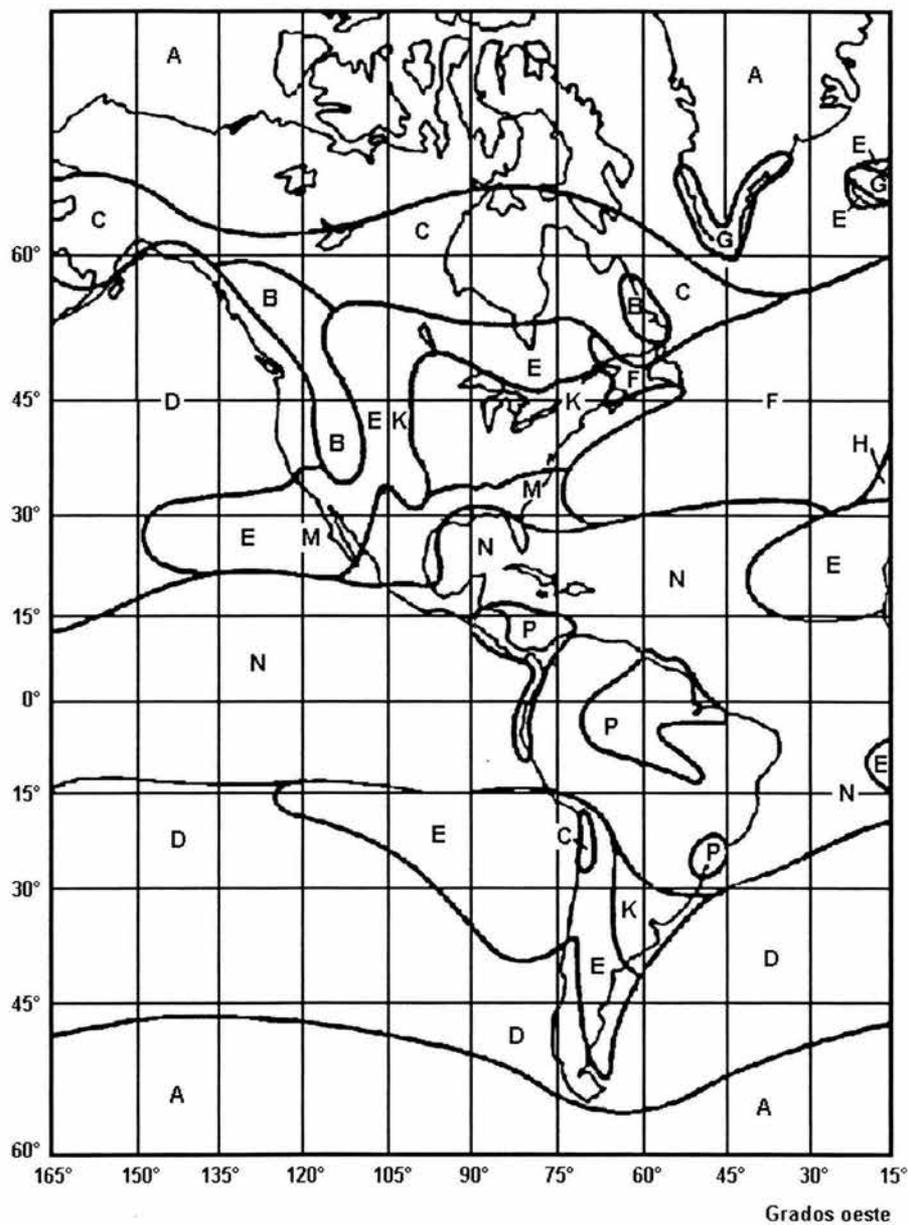


Figura C.1 Zonas Hidrometeorológicas en América

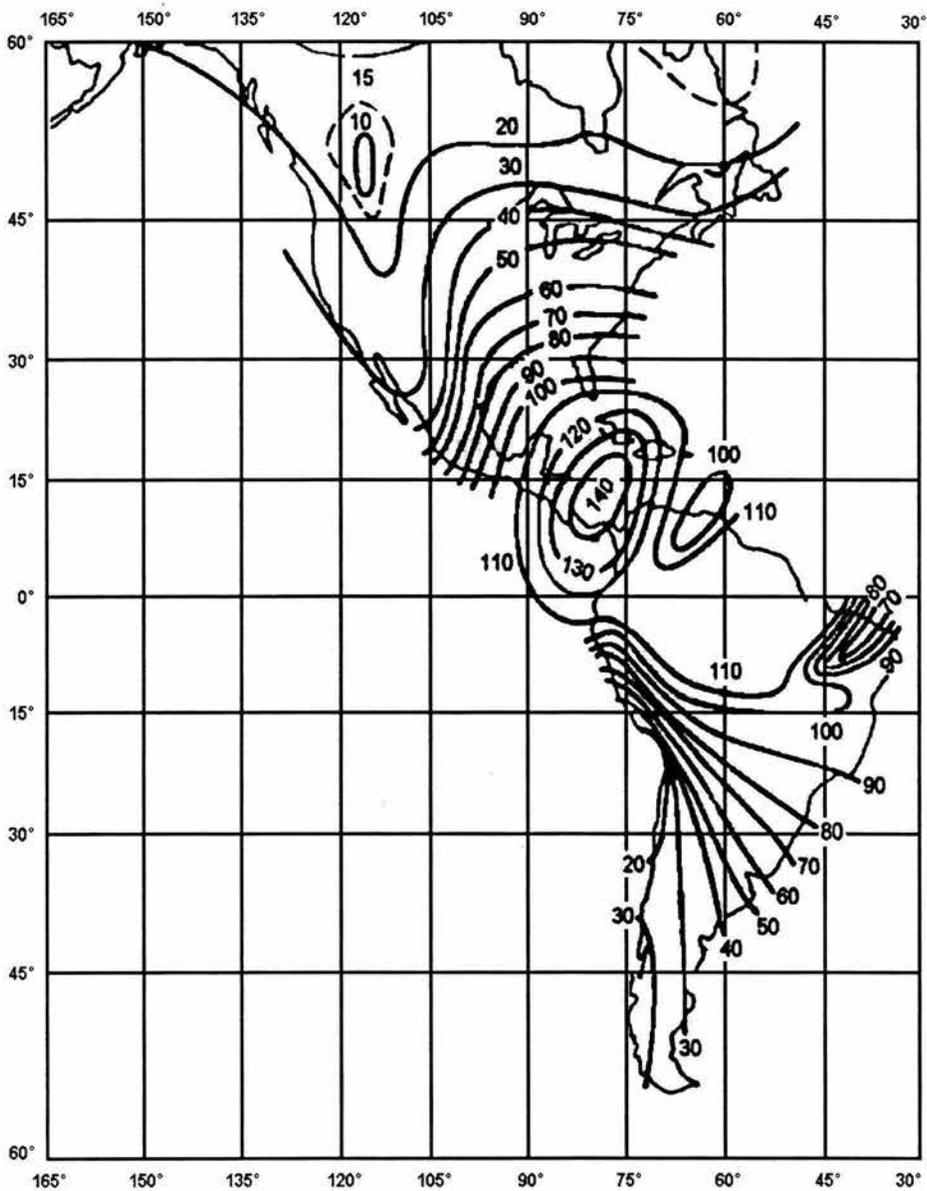


Figura C.2 Contornos para la intensidad de lluvia (mm/h) que es excedida durante 0.01% del tiempo en un año.[~]

[~] Este mapa solo se usa cuando se requiere diseñar un enlace con disponibilidad de un 99.99%.

APÉNDICE D

Modelo DAH para la Predicción de Atenuación por Lluvia en Enlaces Satelitales

El modelo DAH esta basado en el modelo de la UIT que es uno de los más empleados para el diseño de sistemas de comunicación satelitales. Este procedimiento fue probado por la UIT demostrando ser el más exacto de todos los métodos probados. Al igual que en el modelo de la UIT, en este modelo se calculan los valores de atenuación con base en la intensidad de lluvia a nivel de probabilidad de 0.01% y posteriormente se extrapola para otras disponibilidades. Es aplicable al rango de frecuencias de 4 a 35 GHz y con un rango de porcentajes de probabilidad de indisponibilidad de 0.001% a 10%. Los datos necesarios para los cálculos, así como los pasos a seguir se muestran a continuación.

Datos requeridos para el modelo:

- Latitud de la estación terrena ϕ (grados)
- Altitud de la estación terrena sobre el nivel del mar h_s (km)
- Tasa de la intensidad de lluvia al 0.01% del promedio anual $R_{0.01}$ (mm/h)
- Porcentaje de probabilidad de exceso para el cual se va a calcular la atenuación p
- Angulo de elevación θ (grados)
- Frecuencia f (GHz)
- Angulo de polarización ξ (grados)

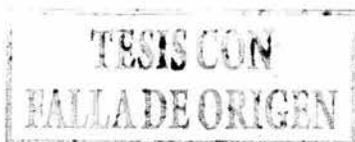
Paso 1. Calcular al altura de congelamiento durante la lluvia h_f (km) a partir del valor absoluto de la latitud de la estación terrena:

$$h_f = 5 \quad \text{para } 0^\circ \leq \phi < 23^\circ \quad (\text{D-1a})$$

$$h_f = 5 - 0.075(\phi - 23) \quad \text{para } \phi \leq 23^\circ \quad (\text{D-1b})$$

Paso 2. La trayectoria inclinada L_s bajo la altura de congelamiento es obtenida de:

$$L_s = \frac{h_f - h_s}{\text{sen}\theta} \quad (\text{km}) \quad (\text{D-2})$$



APÉNDICE D

Modelo DAH para la Predicción de Atenuación por Lluvia en Enlaces Satelitales

El modelo DAH esta basado en el modelo de la UIT que es uno de los más empleados para el diseño de sistemas de comunicación satelitales. Este procedimiento fue probado por la UIT demostrando ser el más exacto de todos los métodos probados. Al igual que en el modelo de la UIT, en este modelo se calculan los valores de atenuación con base en la intensidad de lluvia a nivel de probabilidad de 0.01% y posteriormente se extrapola para otras disponibilidades. Es aplicable al rango de frecuencias de 4 a 35 GHz y con un rango de porcentajes de probabilidad de indisponibilidad de 0.001% a 10%. Los datos necesarios para los cálculos, así como los pasos a seguir se muestran a continuación.

Datos requeridos para el modelo:

- Latitud de la estación terrena ϕ (grados)
- Altitud de la estación terrena sobre el nivel del mar h_s (km)
- Tasa de la intensidad de lluvia al 0.01% del promedio anual $R_{0.01}$ (mm/h)
- Porcentaje de probabilidad de exceso para el cual se va a calcular la atenuación p
- Angulo de elevación θ (grados)
- Frecuencia f (GHz)
- Angulo de polarización ξ (grados)

Paso 1. Calcular al altura de congelamiento durante la lluvia h_{fr} (km) a partir del valor absoluto de la latitud de la estación terrena:

$$h_{fr} = 5 \quad \text{para } 0^\circ \leq \phi < 23^\circ \quad (\text{D-1a})$$

$$h_{fr} = 5 - 0.075(\phi - 23) \quad \text{para } \phi \leq 23^\circ \quad (\text{D-1b})$$

Paso 2. La trayectoria inclinada L_s bajo la altura de congelamiento es obtenida de:

$$L_s = \frac{h_{fr} - h_s}{\text{sen}\theta} \quad (\text{km}) \quad (\text{D-2})$$

Paso 3. La proyección horizontal de la trayectoria inclinada es calculada de:

$$L_g = L_s \cos \theta \quad (\text{km}) \quad (\text{D-3})$$

Paso 4. Se obtiene la intensidad de lluvia $R_{0.01}(\text{mm/h})$ excedida para 0.01% de un promedio anual y se calcula la atenuación específica $\gamma(\text{dB/km})$ usando los coeficientes ampliamente publicados^o, dependientes de la polarización y de la frecuencia.

$$\gamma = a(R_{0.01})^b \quad (\text{dB/km}) \quad (\text{D-4})$$

Paso 5. Calcular el factor de ajuste horizontal $rh_{0.01}$ para 0.01% del tiempo.

$$rh_{0.01} = \frac{1}{1 + 0.78 \sqrt{\frac{L_g \gamma}{f}} - 0.38 [1 - 10^{(-2L_g)}]} \quad (\text{D-5})$$

donde f es la frecuencia en GHz

Paso 6. Calcular la longitud ajustada del enlace L_r (km) a través de la lluvia

$$L_r = \frac{L_g rh_{0.01}}{\cos \theta} \quad \text{para } \xi > \theta \quad (\text{D-6a})$$

$$L_r = \frac{h_{fr} - h_s}{\text{sen} \theta} \quad \text{para } \xi \leq \theta \quad (\text{D-6b})$$

$$\text{donde } \xi = \tan^{-1} \left(\frac{h_{fr} - h_s}{L_g rh_{0.01}} \right)$$

Paso 7. Calcular el factor de ajuste vertical $rv_{0.01}$ para el 0.01% del tiempo.

$$rv_{0.01} = \frac{1}{1 + \sqrt{\text{sen} \theta} \left[3 \left(1 - e^{-\theta(1-x)} \right) \frac{L_r \gamma}{f^2} - 0.45 \right]} \quad (\text{D-7})$$

donde:

$$x = 36 - \phi \quad \text{para } \phi < 36^\circ$$

$$x = 0 \quad \text{para } \phi \geq 36^\circ$$

^o Ver tabla 2.2 (Coeficientes de las componentes horizontales y verticales).

Paso 8. La longitud efectiva L_e (km) a través de la lluvia:

$$L_e = L_r r v_{0,01} \quad (D-8)$$

Paso 9. La atenuación excedida en 0.01% del promedio anual es obtenida de:

$$A_{0,01} = \gamma L_e \quad (dB) \quad (D-9)$$

Paso 10. La atenuación a ser excedida para otras indisponibilidades en el rango de 0.001% a 10% es estimada de la atenuación con indisponibilidad de 0.01% con:

$$A_p = A_{0,01} \left(\frac{p}{0.01} \right)^{-[0.0655 + 0.033 \ln A_{0,01} - z \sin \theta (1-p)]} \quad (D-10)$$

donde p es el porcentaje de indisponibilidad de interés y z está dada por:

para $p \geq 1\%$, $z = 0$

para $p < 1\%$

$z = 0$

para $|\phi| \geq 36^\circ$

$z = -0.005(\phi - 36)$

para $|\phi| \geq 25^\circ$ y $|\phi| < 36^\circ$

$z = -0.005(\phi - 36) + 1.8 - 4.25 \sin \theta$

para $0 \leq 25^\circ$ y $|\phi| < 36^\circ$

En las frecuencias más altas, la atenuación por lluvia se incrementa de manera significativa. Aunado a esto, la atenuación depende del grado de disponibilidad que se requiera en el sistema de comunicaciones; por ejemplo, los valores de atenuación por lluvia para una disponibilidad del 99.99% se triplican en relación con aquellos que se obtienen con una disponibilidad del 99.9%. Esto representa, en términos económicos, una inversión mucho más grande en un sistema que se encuentra disponible casi la totalidad del tiempo de funcionamiento, que en otro que tiene una menor disponibilidad, pero que representa en términos de tiempo de funcionamiento valores similares a los del primero.

Es aquí en donde es necesario, para el diseño de un sistema, ponderar en cuanto a costos, disponibilidades, importancia del servicio y algunos otros factores que se deben considerar. Por ejemplo, para aplicaciones de telefonía y acceso a internet de tipo rural el tener una disponibilidad alta debe ser evaluada con la prioridad de economizar el sistema.

El modelo DAH, en su totalidad, presenta errores menores al 20%. Tomando en cuenta que la variación de la lluvia que se presenta en un enlace dado es del orden de 20%, la exactitud para predecir la atenuación a través de un enlace de este método es comparable con ese valor.

En las diferentes regiones de nuestro país es posible establecer márgenes de atenuación por lluvia para las diferentes disponibilidades. La tabla D.1 muestra los diferentes rangos de atenuación para distintos grados de disponibilidad.

Zona		99.99	99.98	99.95	99.925	99.9	99.8	99.5	99.25	99.0
D1	Rx	12.0 25.7	9.4 20.7	6.4 14.8	4.6 10.6	3.7 8.4	2.8 6.7	1.6 3.9	1.2 2.1	1.0 2.5
	Tx	30.6 48.8	24.4 39.4	17.1 29.4	12.7 21.3	10.5 17.2	8.1 13.8	4.7 8.3	3.7 6.5	3.0 5.4
D2	Rx	12.6 30.2	9.8 24.3	6.7 17.3	4.8 12.2	4.1 10.5	3.0 8.0	1.7 4.7	1.3 3.6	1.0 3.0
	Tx	31.5 56.7	25.3 46.5	18.1 34.0	13.1 24.2	10.9 21.0	8.4 16.3	4.9 9.9	3.8 7.7	3.2 6.4
D3	Rx	18.8 36.4	15.0 29.8	10.6 21.6	7.1 14.5	6.2 13.0	4.7 9.9	2.7 5.9	2.1 4.6	1.7 3.8
	Tx	47.0 68.3	38.7 56.9	28.4 42.4	19.3 28.8	17.2 26.1	13.3 20.3	7.9 12.3	6.2 9.7	5.1 8.0
F	Rx	10.8 18.7	8.2 14.7	5.4 10.2	4.2 7.7	3.5 6.1	2.5 4.6	1.4 2.7	1.1 2.1	0.9 1.7
	Tx	27.6 32.6	21.6 28.6	14.8 20.4	11.9 15.6	9.8 12.4	7.2 9.6	4.2 5.7	3.3 4.4	2.7 3.7
G	Rx	28.1 47.3	22.9 39.4	16.6 29.2	10.5 19.3	8.7 17.1	7.4 13.4	4.3 8.0	3.3 6.2	2.7 5.2
	Tx	69.8 89.2	58.6 75.6	44.1 57.7	29.4 36.6	23.8 33.8	20.1 27.5	12.6 16.9	9.9 13.3	8.2 11.1

Tabla D.1 Rangos de Atenuación por zonas de Lluvia para México

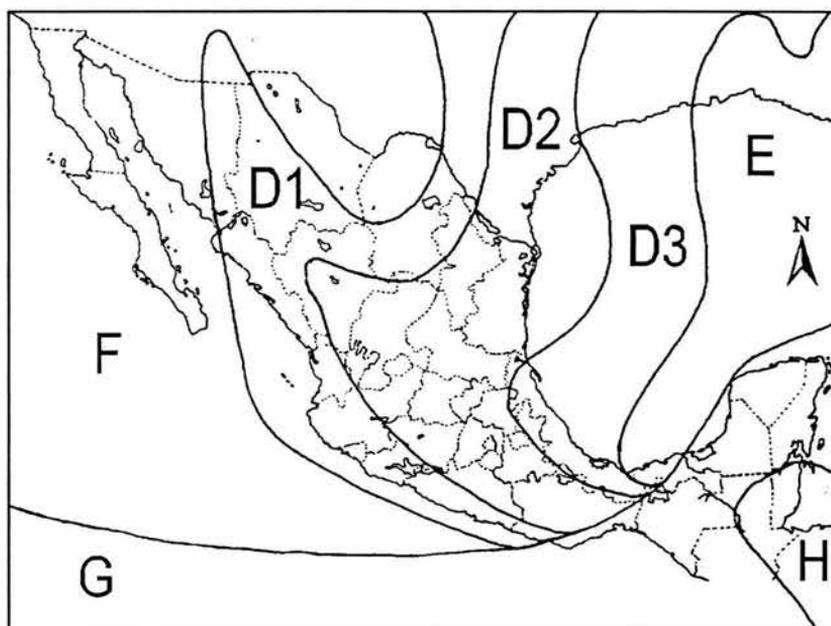


Figura D.1 Zonas de Lluvia del modelo Global de Crane para México

APÉNDICE E

PROGRAMAS

El modelo desarrollado, consta de un programa principal que ejecuta otros secundarios, de acuerdo a las necesidades del usuario, como se explica en el Capítulo 4. Este puede elegir entre tres opciones: el cálculo de un enlace de microondas terrestres, uno satelital y/o ambos, es decir, que en esta última opción se puede calcular primero el enlace de microondas y después el enlace satelital. Esto con el fin de que el usuario ingrese solo los datos de aquel enlace que desee calcular. Una vez que el modelo realiza el cálculo elegido desplegará los valores obtenidos en la pantalla, indicando las unidades de cada parámetro, así como algunas especificaciones acerca de cómo deben ser interpretados algunos resultados.

- **Programa Principal**

```
%ENLACE MICROONDA-SATELITE
```

```
clc;
format short;
```

```
% CONSTANTES
```

```
bol=1.379e-23; %Constante de Boltzman
Re=6378;      %Radio de la tierra dado en Km
To=290;      %Temperatura de la tierra en [K]
orb=42164;   %Radio de la orbita Geoestacionaria en km
c=3e+8;      %Velocidad de la Luz dada en m/s
rad=pi/180;  %Conversión de grados a radianes
grad=180/pi; %Conversión de radianes a grados
Lpol=0.5;    %Perdidas por polarización en dB
Lbran=0.5;   %Perdidas por conectores entre equipo y antena(branching)
              en dB
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
disp(' ')
disp(' ')
disp(' ')
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```

disp('          CALCULO DE ENLACE MICROONDA-SATELITE          ')
disp(' ')
disp(' "INDICACIONES PARA LA EJECUCION DEL PROGRAMA" ')
disp(' ')
disp(' 1.En caso de no conocer algún dato, teclear 0')
disp(' 2. En caso de que el dato no sea numérico, la palabra o palabras
deben escribirse entre apostrofes:_' ')
disp(' 3.Introducir el número correspondiente al enlace que se desea
realizar de acuerdo a lo siguiente:')
disp(' ')

enlace=input('microondas=1, satélite=2 o microonda-satélite=3: ');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

microondas=1;
satelite=2;
microondaysatelite=3;

if enlace==microondaysatelite;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 1 LLAMA AL ENLACE DE MICROONDAS

enlacemicroondas

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 2 LLAMA AL ENLACE ASCENDENTE SATELITAL

enlaceascendente

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 3 LLAMA AL ENLACE DESCENDENTE SATELITAL

enlacedescendente

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%PASO 4 LLAMA AL CALCULO DE LAS POTENCIAS TOTALES

totales

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%PASO 5 DESPLIEGUE DE RESULTADOS

disp(' ')
disp('          RESULTADOS DEL ENLACE DE MICROONDAS          ')
disp(' ')
disp('Corrección del Perfil en [m]:')
disp(h)
disp('Radio de la Zona 0.6 de Fresnel [m]:')
disp(fresnel)

```

```

disp('Altura de las Antenas medidas desde el edificio y/o colina en
[m]:')
disp('      Antena Transmisora:')
disp(Antenatx)
disp('      Antena Receptora:')
disp(Antenarx)
disp('Atenuación en el Espacio Libre en [dB]:')
disp(Aep)
disp('Atenuación Atmosférica en [dB]:')
disp(Aov)
disp('Atenuación por Lluvia en [dB]:')
disp(Ap)
disp('Potencia Nominal de Recepción en [dB]:')
disp(Pnr)
disp('Potencia Nominal de Recepción en Presencia de lluvia en [dB]:')
disp(Pnrp)
disp('Potencia de Recepción de Umbral en [dB]:')
disp(Pru)
disp('Indisponibilidad debida al Desvanecimiento en [%]:')
disp(Id)

if BER~=0
    disp('Margen de Desvanecimiento en [%]:')
    disp(M)
    disp('Potencia de Recepción de Umbral en [dB]:')
    disp(Pru)
    disp('Relación Señal a Ruido de Umbral del Sistema en [dB]:')
    disp(SRu)
else
end

disp('Relación Señal a Ruido Normalizada del Sistema en [dB]:')
disp(SR)
disp('Relación Señal a Ruido Normalizada del Sistema en presencia de
Lluvia en [dB]:')
disp(SRp)
disp(' ')
disp('          RESULTADOS DEL ENLACE ASCENDENTE          ')
disp(' ')
disp('Relación Portadora a Densidad de Ruido Ascendente en [dBHz]:')
disp(CNos)
disp('Relación Portadora a Densidad de Ruido Ascendente en Presencia de
Lluvia en [dBHz]:')
disp(CNosp)
disp(' ')
disp('          RESULTADOS DEL ENLACE DESCENDENTE          ')
disp(' ')
disp('Relación Portadora a Densidad de Ruido Descendente en [dBHz]:')
disp(CNob)
disp('Relación Portadora a Densidad de Ruido Descendente en Presencia de
Lluvia en [dBHz]:')
disp(CNobp)
disp(' ')
disp('          RESULTADOS DE POTENCIA TOTALES DEL ENLACE SATELITAL ')
disp(' ')
disp('Relación Portadora a Densidad de Ruido Total en [dBHz]:')
disp(CNot)

```

```

disp('Relación Portadora a Densidad de Ruido Total en presencia de lluvia
en [dBHz]:')
disp(CNotp)

elseif enlace==microondas;

    % LLAMA AL ENLACE DE MICROONDAS

    enlacemicroondas

disp(' ')
disp(' ')
disp('          RESULTADOS DEL ENLACE DE MICROONDAS          ')
disp(' ')
disp(' ')
disp('Corrección del Perfil en [m]:')
disp(h)
disp('Radio de la Zona 0.6 de Fresnel en [m]:')
disp(fresnel)
disp('Altura de las Antenas medidas a partir del edificio y/o colina en
[m]:')
disp('      Antena Transmisora:')
disp(Atenatx)
disp('      Antena Receptora:')
disp(Atenarx)
disp('Atenuación en el Espacio Libre en [dB]:')
disp(Aep)
disp('Atenuación Atmosférica en [dB]:')
disp(Aov)
disp('Atenuación por Lluvia en [dB]:')
disp(Ap)
disp('Potencia Nominal de Recepción en [dB]:')
disp(Pnr)
disp('Potencia Nominal de Recepción en Presencia de lluvia en [dB]:')
disp(Pnrp)
disp('Potencia de Recepción de Umbral en [dB]:')
disp(Pru)
disp('Indisponibilidad debida al Desvanecimiento en [%]:')
disp(Id)

    if BER~=0
        disp('Margen de Desvanecimiento en [%]:')
        disp(M)
        disp('Potencia de Recepción de Umbral en [dB]:')
        disp(Pru)
        disp('Relación Señal a Ruido de Umbral del Sistema en [dB]:')
        disp(SRu)
    else
        end

disp('Relación Señal a Ruido Normalizada del Sistema en [dB]:')
disp(SR)
disp('Relación Señal a Ruido Normalizada del Sistema en presencia de
Lluvia en [dB]:')
disp(SRp)
disp(' ')

```

```

disp(' ')
else enlace==satelite;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% PASO 1 LLAMA AL ENLACE ASCENDENTE SATELITAL

enlaceascendente

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% PASO 3 LLAMA AL ENLACE DESCENDENTE SATELITAL

enlacedescendente

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%PASO 4 LLAMA AL CALCULO DE LAS POTENCIAS TOTALES

totales

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%PASO 5 DESPLIEGUE DE RESULTADOS

disp(' ')
disp('          RESULTADOS DEL ENLACE ASCENDENTE          ')
disp(' ')
disp('Relación Portadora a Densidad de Ruido Ascendente en [dBHz]:')
disp(CNos)
disp('Relación Portadora a Densidad de Ruido Ascendente en Presencia
de Lluvia en [dBHz]:')
disp(CNosp)
disp(' ')
disp('          RESULTADOS DEL ENLACE DESCENDENTE          ')
disp(' ')
disp('Relación Portadora a Densidad de Ruido Descendente en [dBHz]:')
disp(CNob)
disp('Relación Portadora a Densidad de Ruido Descendente en Presencia
de Lluvia en [dBHz]:')
disp(CNobp)
disp('          RESULTADOS DE POTENCIA TOTALES DEL ENLACE SATELITAL ')
disp(' ')
disp(' ')
disp('Relación Portadora a Densidad de Ruido Total en [dBHz]:')
disp(CNot)
disp('Relación Portadora a Densidad de Ruido Total en presencia
de lluvia en [dBHz]:')
disp(CNotp)
disp(' ')
disp(' ')
end

```

- Programa para el enlace de microondas

```
§ ENLACE DE MICROONDAS
```

```

disp(' ')
disp('DATOS PARA EL ENLACE DE MICROONDAS')
disp(' ')
dkm=input('Distancia entre los puntos de enlace [km]: ');
Fghz=input('Frecuencia utilizada para el enlace en [GHz]: ');
modula=input('Modulación: ');
D=input('Disponibilidad requerida [D%]: ');
TMEF=input('Tiempo Medio entre Fallas [hr]: ');
TMPR=input('Tiempo Medio para Reparaciones [hr]: ');
BER=input('Tasa de error de bit (BER): ');
V=input('Tasa de transmisión [bits/seg]: ');
disp(' ')
disp(' ')
disp('OBSTRUCCION DE MAYOR ALTURA')
disp(' ')
Aobs=input('Altura del obstáculo [m]: ');
b1=input('Distancia al Transmisor [km]: ');
b2=input('Distancia al Receptor [km]: ');
disp(' ')
disp(' ')
disp('CARACTERISTICAS DEL SITIO TRANSMISOR')
disp(' ')
Ht=input('Altura del Transmisor:[m]');
Dtx=input('Diametro [m]: ');
Gtx=input('Ganancia [dB]: ');
Ptx=input('Potencia [W]: ');
Agt=input('Atenuación en la Guia de Onda [dB/100m]: ');
disp(' ')
disp('CARACTERISTICAS DEL SITIO RECEPTOR')
disp(' ')
Hr=input('Altura del Receptor:[m]');
Drx=input('Diametro [m]: ');
Grx=input('Ganancia [dB]: ');
F=input('Figura de ruido en el receptor [dB]: ');
Agr=input('Atenuación en la Guia de Onda [dB/100m]: ');
disp(' ')
disp(' ')

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

§                               CONSTANTES

Rt=6370*10^3;      § Radio de la Tierra
bol=1.38*10^-23;  § Constante de Boltzmann Jouls/K
K=4/3;            § Factor K
Re=Rt*K;          § Radio efectivo de la tierra o curvatura de la tierra
Ta=295.15;        § Temperatura absoluta en K
Abran=0.5;        §Atenuación por conectores

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

% PASO 1 Corrección del perfil

%b1 y b2 están en kilómetros

h=(b1*b2)/12.75*K;           %h esta en metros

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 2 Zonas de Fresnel

R1=17.3*sqrt((1/Fghz)*(b1*b2/(b1+b2))); %R1 esta en metros
fresnel=0.6*R1;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 3 Calculo de la Altura de las Antenas

Htotal=h+fresnel+ Aobs; %esta en metros

if (Ht>=Htotal & Htotal>Hr)
    Hat=Ht+2;
    Har=Htotal;
    if (Hat>=80 & Har>=80)
        disp('nose puede establecer el enlace')
    end
elseif (Ht<Htotal & Hr>=Htotal)
    Hat=Htotal;
    Har=Hr+2;
    if (Hat>=80 & Har>=80)
        disp('nose puede establecer el enlace')
    end
elseif (Ht==Htotal & Hr==Htotal)
    Hat=Ht+2;
    Har=Hr+2;
else
    Hat=Htotal+2;
    Har=Htotal+2;
    if (Hat>=80 & Har>=80)
        disp('nose puede establecer el enlace')
    end
end
Antenatx=Hat-Ht;
Antenarx=Har-Hr;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 4 ATENUACION DE GUIAS DE ONDA

Agt1=(Agt/100)*Hat;
Agr1=(Agr/100)*Har;
Agttotal=Agt1+Agr1;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 5 ATENUACION EN EL ESPACIO LIBRE

fmhz=Fghz*10^3;

```

```

Aep=20*log10(fmhz)+20*log10(dkm)+32.46; %Aep esta en dB
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 6 ATENUACION ATMOSFERICA

oxigeno %Aov es cargado de la base de datos en dB
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 7 ATENUACION DEBIDA A LA LLUVIA

if Fghz>=10
    lluviamicroonda
else
    Ap=0;
    disp('NO EXISTE ATENUACION POR LLUVIA')
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 8 CALCULO DE LA INDISPONIBILIDAD

I=100-D; %Indisponibilidad en el enlace
Ie=TMPR/(TMEF+TMPR); %Indisponibilidad debida al equipo en %
Id=I-Ie; %Indisponibilidad debida al desvanecimiento en %
Ir=Ie+Id; %Indisponibilidad real %

%Cargar el valor de atenuación por desvanecimiento dependiendo la
frecuencia de operación y de la distancia entre los puntos de enlace

desvanecimiento %Adesv es cargado de la base de datos en dB
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 9 ATENUACION TOTAL

Atotal=Aep+Abran+Aov-Gtx-Grx+Agtotal+Adesv; % Sin Lluvia, Atotal en dB
Atotalp=Aep+Abran+Aov-Gtx-Grx+Agtotal+Adesv+Ap;% Con Lluvia, Atotal en dB

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 10 CALCULO DE LA POTENCIA NOMINAL DE RECEPCION

Pnr=10*log10(Ptx)-Atotal; % Sin Lluvia, Pnr en dBm
Pnrp=10*log10(Ptx)-Atotalp; % Con Lluvia, Pnr en dBm

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

cl=Ta*bol*V;

if BER==0

    %PASO 11 CALCULO DE LA RELACION SEÑAL A RUIDO NORMALIZADA

    SR=Pnr-F-10*log10(cl);
    SRp=Pnrp-F-10*log10(cl);

```

```

Pru=0;

else

    %PASO 11 CALCULO DE LA POTENCIA DE RECEPCION DE UMBRAL

    % DEPENDIENDO DEL VALOR DEL BER SE BUSCA EL VALOR DE SRu (Relación Señal
    a Ruido de Umbral) en la base de datos

    modulacion %SRu es cargado de la base de datos de modulación

    Pru=SRu+F+10*log10(c1); %esta en dBm
    SR=Pnr-F-10*log10(c1);
    SRp=Pnrp-F-10*log10(c1);

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 12 CALCULO DEL MARGEN DE DESVANECIMIENTO

M=Pnr-Pru; %Sin LLuvia, M en dB
Mp=Pnrp-Pru; %Con LLuvia, M en dB

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% FIN %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

- **Programa para el enlace ascendente**

```

%ENLACE SATELITAL ASCENDENTE

%DATOS

disp(' ')
disp(' ')
disp('          ENLACE SATELITAL ASCENDENTE          ')
disp(' ')
disp(' ')
Pt=input('Potencia de Transmisión Pt [W]: '); % Del HPA de la ET
fs=input('Frecuencia de Transmisión [GHz]: '); %Frecuencia de transmisión
                                          del enlace de subida
Ds=input('Disponibilidad del enlace [%]: ');
disp(' ')
disp('CARACTERISTICAS DE LA ESTACIÓN TERRENA TRANSMISORA')
disp(' ')
latett=input('Latitud en [°]: '); %Latitud de la ET transmisora
lonett=input('Longitud en [°]: '); %Longitud de la ET transmisora
hett=input('Altitud sobre el nivel del Mar [km]: ');
Gt=input('Ganancia de la antena [dB]: ');
Dt=input('Diamétero de la antena [m]: ');
alfatl=input('Desapuntamiento de la antena hacia el satélite en [°]: ');
lt=input('Atenuación por línea de transmisión [dB/100 m]: ');
BOset=input('Back-off de salida [dB]: ');
disp(' ')

```

```

disp(' ')
disp('CARACTERISTICAS DEL SATÉLITE')
disp(' ')
lonss=input('Longitud en [°]: '); %Longitud Satélite
orb=input('Radio de la órbita del satélite [Km]: ');
Grs=input('Ganancia de la antena [dB]: ');
Drs=input('Diaméto de la antena [m]: ');
alfasl=input('Desapuntamiento de la antena hacia la ET [°]: ');
GTsat=input('Figura de Merito de [dB/K]: ');
if GTsat==0
    Ltss=input('Atenuación por líneas de transmisión y conectores [dB]: ');
    Tes=input('Temperatura de ruido del LNA [K]: ');
    if Tes == 0
        Fs=input('Figura de ruido del LNA[dB]: ');
    else
        end
    else
    end
BOes=input('Back-off de entrada [dB]: ');
BOss=input('Back-off de salida [dB]: ');
disp(' ')

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%                                CÁLCULOS BÁSICOS

%Cálculo de la Longitud de Onda

fsh=fs*10^9; %Frecuencia de subida en Hertz
lambdas=c/fsh; %Lambdas en metros
Aefs=10*log10(lambdas^2/4*pi); %Apertura efectiva de la antena
                                del satélite en dB

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 1  ANGULO DE ELEVACIÓN

%Cálculo del rango S dado en Km

latettr=latett*rad; %Latitud de la ET transmisora en radianes
lonettr=lonett*rad; %Longitud de la ET transmisora en radianes
lonstr=lons*rad; %Longitud del Satélite en radianes

    %Cálculo del ángulo de cobertura (cober)

    x=cos(latettr)*cos(abs(lonstr-lonettr));
    coberx=acos(x); %En radianes

S1=35786*sqrt(1.4199-0.4199*cos(coberx)); %Rango

%Cálculo del ángulo de elevación de la ET transmisora (elev)

ax=x-(Re/orb);
bx=sin(coberx);
elevr=atan(ax/bx); %Angulo de elevación en radianes
elev=elevr*grad; %Angulo de elevación en grados

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% PASO 2   PIRE PARA LA ANTENA TRANSMISORA DE LA ESTACIÓN TERRENA
pire=10*log10(Pt)+Gt;   %Donde el PIRE esta en dBW, Pt en W y Gt en dB
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 3   ATENUACIÓN EN EL ESPACIO LIBRE

%Cálculo de las pérdidas en el espacio libre para el enlace de subida
Lels

Lels=20*log10(S1)+20*log10(fs)+92.44;   %S1 esta en Km, fs esta en GHz
                                         y Lels esta en dB
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 4   ATENUACIÓN POR CONECTORES Y LINEAS en la ET

%Atenuación por Lineas de transmisión del equipo a la antena de la ET
Llet=lt*5/100;   %Llet esta en dB

%Atenuación total por alimetadores y conectores (Llcett) en la ET
Llcett=Lbran+Llet;   %Llcett esta en dB
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 5   CALCULO DEL PIRE REAL EN LA ET
pirel=pire-Llcett+B0set;   %Dado en dBW
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 6   PERDIDAS POR DESAPUNTAMIENTO

%Pérdidas por desapuntamiento de la ET hacia el satélite

    %Cálculo del ángulo de media potencia (teta -3 dB)

    teta31=75*(lambdas/Dt);   %Teta31 de -3dB en grados
    con1=(teta31)/2;

    if alfat1 <= con1
        Ldets=12*(alfat1/teta31)^2;   %Dado Ldets en dB
    else alfat1 < 0
        Ldets=0;
    end

%Pérdidas por desapuntamiento del satélite hacia la ET

    %Cálculo del ángulo de media potencia (teta -3 dB)

    teta32=75*(lambdas/Drs);   %Teta32 de -3dB en grados
    con2=(teta32)/2;

```

```

if alfas1 <= con2
    Ldss=12*(alfas1/teta32)^2; %Dado Ldss en dB
else alfas1 < 0
    Ldss=0;
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 7 CALCULO DE LA ATENUACION ATMOSFERICA

cenits %base de datos de perdidas en dirección al cenit
Latms=(Lcenit1)*csc(elevr); %Latms esta en dB

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 8 CALCULO DE DE PERDIDAS TOTALES

perdidas=Lels+Ldets+Latms+Lpol; %pérdidas esta en dB

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 9 CALCULO DE LA POTENCIA EN LA ANTENA RECEPTORA DEL SATELITE

Prs=pirel+Grs-perdidas; %Dado Prs en dB

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%CALCULO DEL RUIDO EN EL ENLACE ASCENDENTE

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 10 CALCULO DE LA TEMPERATURA TOTAL DEL RUIDO A LA ENTRADA DEL
EQUIPO RECEPTOR DEL SATELITE

if GTsat==0

    %Cálculo de la Temperatura de ruido en la antena del Satélite

    if (fs>=14 & fs<=18)
        Tans=15+(30/Drp)+(180/elev); %Solo para la banda Ku y esta en K
    else
        Tans=290; %Para otras bandas y esta en K
    end

    %Cálculo de la Temperatura total del ruido a la entrada del equipo
    receptor del satélite

    Ltssl=10^(Ltss/10); %Ltssl es adimensional

    if Tes==0
        Fsl=10^(Fs/10); %Fsl es adimensional
        Tes=To*(Fsl-1); %Temperatura de ruido del amplificador de bajo
            ruido LNA
    else
end

```

```

Tss=(Tans/Ltssl)+290*(1-Ltssl^-1)+Tes; %Tss y Tes en Kelvin
Tssl=10*log10(Tss);
GTsat=Grs-Tssl-Ldss+Ltss; %Cálculo de la Figura de Mérito o Factor
de Calidad del satélite en dB/K
else
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%PASO 11 CALCULO DE LA RELACION SEÑAL A DENSIDAD DE RUIDO EN FUNCION DE
LA DENSIDAD DE FLUJO

perdidasl=perdidas-Lels;

if BOes>0
    flujo=pirel-Lels+10*log10(4*pi/lambdas^2);%Donde flujo esta en dBW/m2
    CNos=flujo-BOes+GTsat-10*log10(bol)-Aefs-perdidasl; %esta en dBHz
else
    % CALCULO DE LA RELACION SEÑAL A DENSIDAD DE RUIDO

    CNos=pirel-(perdidas)+GTsat-10*log10(bol); %Donde CNos esta en dBHz
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%PASO 12 CALCULO DE ATENUACION POR LLUVIA

lluviasubida

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%PASO 13 CALCULO DE LA RELACION SEÑAL A DENSIDAD DE RUIDO EN PRESENCIA
DE LLUVIA

if (BOes>0)

    CNosp=CNos-Aps;
else
    CNosp=CNos-Aps; %Donde CNosp esta en dBHz
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% FIN %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

- Programa para el enlace descendente

```

%ENLACE SATELITAL DESCENDENTE

%DATOS

disp(' ')
disp(' ENLACE SATELITAL DESCENDENTE ')
disp(' ')

```

```

Pts=input('Potencia de Transmisión del satélite [W]: '); %Potencia del
                                                    HPA del satélite
fb=input('Frecuencia de Transmisión [GHz]: '); %Frecuencia de transmisión
                                                    del enlace de bajada
Db=input('Disponibilidad del enlace [%]: ');
disp(' ')
disp('CARACTERISTICAS DEL SATÉLITE')
disp(' ')
lonsb=input('Longitud en [°]: '); %Longitud Satélite
Gts=input('Ganancia [dB]: ');
Dts=input('Diaméto [m]: ');
orb=input('Radio de la órbita del satélite [Km]: ');
alfas2=input('Desapuntamiento de la antena hacia la ET [°]: ');
Ltsb=input('Atenuación por líneas de transmisión y conectores [dB]:');
disp(' ')
disp(' ')
disp('CARACTERISTICAS DE LA ESTACIÓN TERRENA')
disp(' ')
latetr=input('Latitud en [°]: '); %Latitud de la ET receptora
lonetr=input('Longitud en [°]: '); %Longitud de la ET receptora
hetr=input('Altitud sobre el nivel del Mar [km]: '); %
disp(' ');
Gr=input('Ganancia [dB]: ');
Dr=input('Diaméto [m]: ');
alfat2=input('Desapuntamiento de la ET hacia el satélite [°]: ');
GTet=input('Figura de Mérito de [dB/K]: ');
Teet=input('Temperatura de ruido del LNA [K]: ');
Fet=input('Figura de ruido del LNA[dB]: ');
Lltet=input('Atenuación por líneas de transmisión y conectores [dB]: ');
Taet=input('Temperatura de ruido de la antena [K]: ');

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%                                CÁLCULOS BÁSICOS

%Cálculo de la Longitud de onda

fbh=fb*10^9; %Frecuencia de subida en Hertz
lambdab=c/fbh; %Lambdab dada en metros

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 1  ANGULO DE ELEVACIÓN

%Cálculo del rango S dado en Km

latetrr=latetr*rad; %Latitud de la ET receptora en radianes
lonetrr=lonetr*rad; %Longitud de la ET receptora en radianes
lonst=lonsb*rad; %Longitud del Satélite en radianes

%Cálculo del ángulo de cobertura

y=cos(latetrr)*cos(abs(lonst-lonetrr));
cobery=acos(y); %En radianes

S2=35786*sqrt(1.4199-0.4199*cos(cobery));

```

```

%Cálculo del ángulo de elevación de la ET receptora (elev2)

ay=y-(Re/orb);
by=sin(cobery);
elev2r=atan/ay/by); %Angulo de elevación en radianes
elev2=elev2r*grad;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%PASO 2 PIRE PARA LA ANTENA TRANSMISORA DEL SATELITE

pireb=10*log10(Pts)+ Gts; %Donde pireb esta en dBW, Pts en W y Gts en dB

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% PASO 3 ATENUACIÓN EN EL ESPACIO LIBRE

Lelb=20*log10(S2)+20*log10(fb)+92.44; %S2 esta en Km, fs esta en GHz y
Lelb esta en dB

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 4 PERDIDAS POR DESAPUNTAMIENTO

%Pérdidas por desapuntamiento del satélite hacia la ET

%Cálculo del ángulo de media potencia (teta -3 dB)

teta33=75*(lambdab/Dts); %Teta33 de -3dB en grados
con3=(teta33)/2;

if alfas2 <= con3
    Ldsb=12*(alfas2/teta33)^2; %Dado Ldsb en dB
else alfas2 < 0
    Ldsb=0;
end

%Pérdidas por desapuntamiento de la ET hacia el satélite

%Cálculo del ángulo de media potencia (teta -3 dB)

teta34=75*(lambdab/Dr); %Teta34 de -3dB en grados
con4=(teta34)/2;

if alfat2<= con4
    Ldetb=12*(alfat2/teta34)^2; %Dado Ldetb en dB
else alfat2 < 0
    Ldetb=0;
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 5 PIRE REAL DEL SATELITE

pirebl=pireb-Ltsb-Ldsb-BOss; %Pirebl esta en dB

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

% PASO 6 ATENUACION ATMOSFERICA

cenitb          %base de datos de las perdidas en dirección al cenit
Latmb=(Lcenit2)*csc(elev2r); %Latms esta en dB

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 7 CALCULO DE DE PERDIDAS TOTALES

perdidassb=Lelb+Latmb+Lpol; %perdidassb esta en dB

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 8 CALCULO DE LA POTENCIA EN LA ANTENA RECEPTORA DE LA ESTACION
TERRENA

Pret=pirebl+Gr-perdidassb; %Dado Pret en dB

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%CALCULO DEL RUIDO EN EL ENLACE ASCENDENTE

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 9 CALCULO DE LA TEMPERATURA TOTAL DEL RUIDO A LA ENTRADA DEL
EQUIPO RECEPTOR DE LA ET

%Atenuación total por alimetadores y conectores (Llcet) en la ET

Llcet=Lbran+(Lltet*5/100); %Llcet esta en dB

%Cálculo de la Temperatura total del ruido a la entrada del equipo
receptor del satélite

Llcet1=10^(Llcet/10); %Llcet1 es adimensional

if Teet==0
    Fet1=10^(Fet/10); %Fet1 es adimensional
    Teet=To*(Fet1-1); %Temperatura de ruido del amplificador de bajo
                    ruido LNA
else
end

if GTet==0

    Tset=(Taet/Llcet1)+290*(1-Llcet1^-1)+Teet; %Ts y Te en Kelvin
    Tset1=10*log10(Tset); %Tset1 esta en dB
    GTet=Gr-Tset1-Ldetb-Ltsb; %Cálculo de la Figura de Mérito o Factor
                    de Calidad del satélite en dB/K

else
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 10 CALCULO DE LA RELACION SEÑAL A DENSIDAD DE RUIDO DESCENDENTE

CNob=pirebl-perdidassb+GTet-10*log10(bol); %Donde CNob esta en dBHz

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% PASO 11 ATENUACIÓN POR LLUVIA

lluviabajada      %Esta en dB

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 12 CALCULO DE LA TEMPERATURA TOTAL DEL RUIDO A LA ENTRADA DEL
EQUIPO RECEPTOR DE LA ET EN PRESENCIA DE LLUVIA

%Cálculo de la Temperatura de ruido en la antena de la ET receptora en
presencia de lluvia

Apb1=10^(Apb/10);   %Conversión de dB a Kelvin aplicando antilogarismo

Taetp=(Taet/Apb1)+280*(1-(1/Apb1)); %Temperatura de ruido de la antena
de la ETR en presencia de lluvia

%Cálculo de la temperatura total de ruido del sistema

Tsetp=(Taetp/Llcet1)+290*(1-Llcet1^-1)+Teet; %Tsetp y Te en Kelvin
Tsetp1=10*log10(Tsetp); %Tsetp1 esta en dB

%Cálculo de la Figura de Mérito o Factor de Calidad del satélite con
Lluvia en dB/K

GTetp=Gr-Tsetp1-Ldetb-Ltsb; %GTetp en dB/K

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% PASO 13 CALCULO DE LA RELACION SEÑAL A DENSIDAD DE RUIDO DESCENDENTE
EN PRESENCIA DE LLUVIA

CNobp=pirebl-perdidasp+GTetp-10*log10(bol)-Apb; %Donde CNobp esta en
dBHz

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% FIN %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

- Programa para el calculo de potencias totales

```

%PROGRAMA PARA EL CALCULO DE LAS RELACIONES SEÑAL A DENSIDAD DE RUIDO
TOTALES EN EL ENLACE SATELITAL

%PASO 1 RELACION TOTAL DE RUIDO DE INTERMODULACION DEL ENLACE SATELITAL

CNoi=input(' Ruido de Intermodulación del Sistema [dBHz]: ');

if CNoi==0
    CNoiet=input('Ruido de Intermodulación de la ET Transmisora [dBHz]:');
    CNois=input('Ruido de Intermodulación del Satélite [dBHz]: ');
    CNoil=inv(CNois)+inv(CNoiet)

```

```

    CNoi=inv(CNoil)
else
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%PASO 2 RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO TOTAL en dBHz

%Cálculo de cocientes parciales

CNos1=10^(CNos/10);
CNobl=10^(CNob/10);
CNoi11=10^(CNoi/10);

%Cálculo de la relación señal a densidad de ruido con cielo despejado

CNo=inv(CNos1)+inv(CNobl)+inv(CNoi11);
CNot= 10*log10(inv(CNo));           % Esta en dBHz

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%PASO 3 RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO TOTAL en dBHz

%Cálculo de cocientes parciales

CNosp1=10^(CNosp/10);
CNobp1=10^(CNobp/10);

%Cálculo de la relación señal a densidad de ruido en presencia de lluvia

CNop=inv(CNosp1)+inv(CNobp1)+inv(CNoi11);
CNotp= 10*log10(inv(CNop));           %Esta en dBHz

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

- **Programa para el cálculo de la atenuación por lluvia en el enlace de microondas**

```

%Programa para calcular la atenuación por lluvia en un enlace satelital
por medio del método recomendado por la UIT

%Datos requeridos para el cálculo

R=input('Tasa de la intensidad de lluvia al 0.01% del promedio anual
R0.01 [mm/h]:');
disp('Coeficientes de atenuación especifica de acuerdo a la polarización
utilizada');
disp(' ');
pol=input('Polarización: ');

%1. Cálculo del factor de ajuste do.

d0=35*exp(-0.015*R);

```

%2. Cálculo del factor de distancia r

```
r=1/(1+(dkm/d0));
```

%3. Cálculo de la distancia efectiva del enlace

```
deff=dkm*r;
```

%4. Cálculo de la atenuación específica en (dB/km)

coeficientes

```
gama=a*R^b; %los coeficientes a y b son cargados de la base de datos
              dependiendo de la frecuencia del enlace y de la polarización
```

%6. Atenuación excedida en 0.01% del promedio anual; es decir, para una disponibilidad del 99.99%

```
A=gama*deff; %A en dB
```

%7. Atenuación excedida para otras indisponibilidades

```
p=100-D; %porcentaje de probabilidad de exceso para el cual se quiere
          calcular la atenuación por lluvia
```

```
Ap=A*(p/00.01); %Ap en dB
```

- **Programa para calcular la atenuación por lluvia en el enlace de subida**

%Programas para calcular la atenuación por lluvia en el enlace ascendente por el método recomendado por la UIT

```
disp(' ')
disp('          CALCULO DE ATENUACION POR LLUVIA          ')
disp(' ')
```

%Datos requeridos para el cálculo

```
R=input('Tasa de la intensidad de lluvia al 0.01% del promedio anual
R0.01 [mm/h]:');
disp(' ')
disp('coeficientes de atenuación específica de acuerdo a la polarización
utilizada');
disp(' ');
pols=input('Polarización: ');
disp(' ')
```

%1. Cálculo de la altura de congelamiento durante la lluvia en km

```
if latett<36 %latett es la Latitud de la ET transmisora
    hr=3+0.028*latett;
else latett>=36
    hr=4-0.075*(latett-36);
end
```

%2. Cálculo de la Trayectoria inclinada bajo la altura de congelamiento

$d = (hr - hett) / \sin(elevr);$

%3. Cálculo del factor de ajuste r0.01 para el 0.01% del tiempo

$r = 1 / (1 + (d / (35 * \exp(-0.015 * R)) * \cos(elevr)));$

%4. Cálculo de la atenuación específica en (dB/km)

coeficientes

$gama = a * R^b;$ %los coeficientes a y b son cargados de la base de datos
dependiendo de la frecuencia del enlace y de la polarización

%5. Atenuación excedida en 0.01% del promedio anual

$A = gama * (d * r);$ %A dada en dB

%6. Atenuación excedida para otras indisponibilidades

$ps = 100 - Ds;$

$Aps = A * [0.12 * ps^{(-0.546 - 0.043 * \log_{10}(ps))}];$ %Aps dada en dB

- **Programa para calcular la atenuación por lluvia en el enlace de bajada**

%Programa para calcular la atenuación por lluvia en el en el enlace
descendente por el método recomendado por la UIT

disp(' ')

disp(' CALCULO DE ATENUACION POR LLUVIA ')

disp(' ')

%Datos requeridos para el cálculo

$R = \text{input}('Tasa de la intensidad de lluvia al 0.01\% del promedio anual$

$R_{0.01}$ [mm/h]:');

disp('coeficientes de atenuación específica de acuerdo a la polarización
utilizada');

disp(' ')

$pol = \text{input}(' Polarización: ');$

%1. Cálculo de la altura de congelamiento durante la lluvia en km

if $latetr < 36$

 %latetr es la latitud de la ET receptora
 $hr = 3 + 0.028 * latetr;$

else $latetr >= 36$

$hr = 4 - 0.075 * (latetr - 36);$

end

%2. Cálculo de la Trayectoria inclinada bajo la altura de congelamiento

$d = (hr - hetr) / \sin(elev2r);$

%3. Cálculo del factor de ajuste r0.01 para el 0.01% del tiempo

```
r=1/(1+(d/(35*exp(-0.015*R))*cos(elev2r)));
```

%4. Cálculo de la atenuación específica en (dB/km)

coeficientes

```
gama=a*R^b; %los coeficientes a y b son cargados de la base de datos  
dependiendo de la frecuencia del enlace y de la polarización
```

%5. Atenuación excedida en 0.01% del promedio anual

```
A=gama*(d*r); %dada A en dB
```

%6. Atenuación excedida para otras indisponibilidades

```
pb=100-Db;
```

```
Apb=A*[0.12*pb^(-0.546-0.043*log10(pb))]; %Apb esta en dB
```

GLOSARIO

A

Amplificador de Alta Potencia (HPA): Dispositivo que incrementa el nivel de potencia de la señal en la etapa final para ser transmitida.

Amplificador de Bajo Ruido (LNA): Dispositivo que tiene como función amplificar la señal recibida del satélite o de la Estación Terrena a través de una antena con una contribución mínima de ruido.

Amplificador de Ondas Progresivas (TWTA): Dispositivo utilizado en microondas y que tiene un ancho de banda muy grande, capaz de abarcar todas las frecuencias del satélite; además es un amplificador de alta potencia pero con una linealidad muy limitada.

Antena: Sistema conductor metálico capaz de radiar y recibir ondas electromagnéticas, que se utiliza como la interfase entre un transmisor y el espacio libre o el espacio libre y el receptor. Dispositivo pasivo (un arreglo de conductores eléctricos) que convierte potencia RF en campos electromagnéticos o en su defecto intercepta éstos mismos y los convierte a energía RF.

Ancho de banda: En la práctica se le denomina BW (Band Wide) y es la banda de paso mínima (rango de frecuencias) requerida para propagar la información de la fuente a través del sistema. El BW de un sistema debe ser lo suficientemente grande (ancho) para

pasar todas las frecuencias significativas de la información.

Ángulo sólido: Apertura angular de dos dimensiones que proyectaría un objeto sobre una superficie esférica hipotética cuando es visto desde el centro de ésta. Se mide en esteroradianes y se puede calcular dividiendo el área de la proyección sobre la superficie esférica entre el cuadrado de su radio. Un objeto o medio que abarque todas las direcciones tiene un ángulo sólido de 4π esteroradianes.

Ángulo de Acimut: Ángulo entre el plano vertical que contiene el eje del haz de una antena de estación terrena y la dirección del norte geográfico del lugar medido en la dirección de las manecillas del reloj.

Ángulo de Elevación: Ángulo entre el haz de una antena de estación terrena y el plano horizontal.

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.

B

Back off. Nivel de reducción de potencia a la entrada de un amplificador para asegurar su operación en la región lineal, logrando con

esto reducir al mínimo posible el ruido por intermodulación.

Banda de frecuencias. Conjunto de frecuencias comprendidas entre límites determinados.

Banda ancha. De manera general, es un equipo o sistema a través del cual se transmite información a muy alta velocidad. Un sistema de comunicación de banda ancha puede incluir la transmisión simultánea de varios servicios como video, voz y datos.

Banda base. Banda de baja frecuencia que ocupan las señales antes de modular la señal portadora de transmisión.

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.

C

CDMA. Acceso Múltiple por División de Código; también conocida como Acceso Múltiple de Espectro Disperso. Técnica de acceso al satélite mediante la cual la señal es transmitida dentro de un determinado ancho de banda en ciertos períodos de tiempo a través de un código de transformación.

Centelleo: Fluctuaciones rápidas de la amplitud, la fase y el ángulo de llegada de las microondas. Es producido por los cambios que hay en el índice de refracción a nivel de la troposfera. Este fenómeno también ocurre en la ionosfera y el resultado final es que las ondas llegan al receptor desde diferentes trayectorias. A veces el centelleo, por dicha razón, se refiere a la multitrayectoria atmosférica. Su efecto aumenta o disminuye de manera muy compleja, pues no solo depende de la frecuencia y de la polarización de la señal, sino también de la humedad, la velocidad del viento, los cambios de temperatura, el tamaño y ángulo de elevación de las antenas terrestres, clima local, estación

del año, etc. es más importante en la banda Ka que en otras bandas inferiores.

Confiabilidad: Posibilidad que tiene un sistema de realizar las funciones para las que fue diseñado.

Constante de Boltzmann. 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.

D

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 via satélite.

dB_i. Decibeles referidos a la potencia radiada por una antena isotrópica.

dB_m. 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.

Desvanecimiento (Fading): Variaciones de la amplitud y/o fase relativa de la fase relativa de la señal recibida con el tiempo, ocasionadas por los diversos mecanismos que alteran la propagación de las ondas de radio. Esta palabra se utiliza generalmente para describir variaciones lentas con el tiempo, en el orden de segundos a minutos.

Diplexor: Dispositivo combinado que permite operar sobre la misma antena dos distintos transmisores. Un dispositivo que permite operar dos o más transmisores sobre la misma antena se denomina multiplexor o combinador de radiofrecuencias.

Disponibilidad: Es la fracción de tiempo en que un sistema o un equipo opera adecuadamente; en equipos modernos, este indicador debe ser superior al 99.9%.

Duplexor: Dispositivo que permite utilizar una sola antena o línea de transmisión para transmisión y recepción simultánea o alternada.

E

Enlace por Satélite: Enlace radioeléctrico efectuado entre una estación terrena transmisora y una estación terrena receptora por medio de un satélite. El enlace está constituido por un enlace ascendente, que es la transmisión de la estación terrena transmisora hacia el satélite y por un enlace descendente, que es la transmisión del satélite hacia la estación terrena receptora.

Enlace por Microonda Terrestre: Enlace radioeléctrico efectuado entre dos antenas, transmisora y receptora, que propaga una onda milimétrica que no atraviesa la atmósfera y la cual debe de librar ciertos obstáculos.

Esparcimiento (scattering): Proceso en el cual una onda de radio sufre un redireccionamiento en diferentes direcciones debido a la interacción con no-homogeneidades en el medio de propagación cuyas dimensiones son comparables con la longitud de onda. Puede ser ionosférico, troposférico o por objetos en la superficie terrestre.

F

FDMA: Acceso Múltiple por División de Frecuencia. Técnica de acceso múltiple al satélite mediante la cual se aprovecha al máximo las ranuras de frecuencia y la potencia del satélite. Las señales entran simultáneamente al mismo transpondedor separadas por bandas de guarda.

Figura de Mérito (G/T). Es un indicador de la sensibilidad del sistema de recepción. Se define como la relación de la ganancia de la antena a la recepción con respecto a la temperatura de ruido del sistema a la recepción; sus unidades normalmente son dB/K.

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.

Frecuencia Intermedia: Se produce durante el mezclado no lineal de la señal recibida, con una onda sinusoidal de alta frecuencia. Todas las portadoras moduladas que se reciben se convierten primero en una sola frecuencia de la información por lo que se le llama Frecuencia Intermedia o FI y esta es la frecuencia de la señal de salida de un mezclador o convertidor de frecuencia.

G

Ganancia de potencia: Es igual a la ganancia directiva excepto que se utiliza el total de potencia que alimenta a la antena (o sea que se toma en cuenta la eficiencia de la antena). Se supone que la antena indicada y la antena de referencia tienen la misma potencia de entrada y que la antena de referencia no tiene pérdidas.

I

Ionosfera: Conjunto de capas ionizadas de la alta atmósfera.

M

Multitrayectoria: Condición de propagación que resulta cuando una onda de radio emitida llega a la antena de una estación receptora por dos o más trayectorias, produciéndose entre ellas una interferencia que puede ser constructiva o destructiva.

O

Omnidireccional: Que se puede utilizar en todas las direcciones y sentidos (se refiere a las antenas omnidireccionales).

Órbita: La trayectoria que describe, con relación a un sistema de referencia especificado, el centro de gravedad de un satélite u otro objeto espacial por la acción principal de fuerzas naturales, fundamentalmente la fuerza de gravedad.

P

PIRE: Potencia isotrópica radiada efectiva. Es el resultado de combinar la potencia de un transmisor o transpondedor entregada a una antena y la ganancia de ésta en una dirección dada.

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

R

Radiador isotrópico: Dispositivo que radia la misma potencia en todas direcciones.

Reflexión: Es un cambio en la dirección de propagación de una onda de radio que ocurre cuando incide en una superficie de dimensiones transversales mucho mayores que la longitud de onda. Si la superficie es suave, esto es, que las irregularidades en la superficie son de dimensiones mucho menores que la longitud de onda, ocurre una reflexión especular. Si la superficie es rugosa, esto es, que las irregularidades en la superficie son comparables o mayores que la longitud de onda, ocurre una reflexión difusa.

Refracción: Cambio en la dirección de propagación de la onda de radio que resulta por una variación espacial del índice de refracción.

Relación Portadora a densidad de Ruido (C/No). Relación de potencia entre la portadora y la densidad de potencia de ruido en un ancho de banda de 1 Hz. Se expresa en dB/Hz.

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.

Ruido de intermodulación. Se presenta cuando una o más señales pasan a través de un dispositivo no lineal con niveles de entrada demasiado altos produciendo señales falsas.

S

Satélite: Cuerpo que gira alrededor de otro cuerpo de masa preponderante cuyo movimiento esta determinado principalmente, y de modo permanente, por la fuerza de atracción de este último. En comunicaciones, artefacto puesto alrededor de la Tierra como repetidor de señales de radiofrecuencia.

T

TDMA. Acceso Múltiple por División de Tiempo. Técnica de acceso al satélite en la que un determinado ancho de banda es utilizado por múltiples estaciones en diferentes intervalos de tiempo.

Transpondedor: Parte esencial del subsistema de comunicaciones de un satélite que tiene como función principal la de amplificar la potencia de la señal que recibe de la estación terrena, cambiar la frecuencia y retransmitirla nuevamente a una estación terrena ubicada dentro de su área de cobertura.

Troposfera: Región de la atmósfera en contacto con la superficie de la Tierra.

BIBLIOGRAFÍA

LIBROS

- (1) Chang, Kai; Bahl, Inder. "RF y Microwave Circuit and Component Design for Wireless Systems", Ed. Wiley – Interscience. Canadá 2002.
- (2) Elbert, Bruce R. "The Satellite Communication: Ground Segment and Earth Station Handbook". Ed. Artech House. Londres 2001.
- (3) Evans, B. G. "Satellite Communication Systems", Ed. The Institute of Electrical Engineers. Inglaterra 1999.
- (4) Freeman, Roger L. "Radio System Design for Telecommunications (1-100 GHz)", Ed. John Wiley & Sons. Estados Unidos 1987.
- (5) Freeman, Roger L. "Telecommunication System Engineering", Ed. John Wiley & Sons. Estados Unidos 1996.
- (6) García Ruiz de Angulo, Juan José. "Los Satélites de Comunicaciones", Ed. Marcombo. México-Barcelona 1989.
- (7) Hanselman, Duane; Littlefield, Bruce. "Mastering Mat-Lab 5, A Comprehensive Tutorial and Reference", Ed. Prentice Hall. Estados Unidos 1998.
- (8) Kerr, D. E. "Propagation of Short Radio Waves", Ed. McGraw-Hill. Nueva York 1951.
- (9) Kraus, John D. "Antennas", Ed. Mc Graw-Hill. Estados Unidos 1988.
- (10) Maral, G., Bousquet M. "Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology", Ed. John Wiley & Sons. Inglaterra 1993.
- (11) Neri Vela, Rodolfo. "Comunicaciones por Satélite", Ed. Ciencias e Ingenierías. México 2002.

- (12) Neri Vela, Rodolfo. "Líneas de Transmisión", Ed. McGraw-Hill. México 1999.
- (13) Panter, Philip F. "Communication Systems Design: Line of sight and Tropo-scatter Systems", Ed. McGraw-Hill. Estados Unidos 1972.
- (14) Pratt, Timothy; Bostian, Charles W. "Satellite Communications", Ed. . John Wiley & Sons. Estados Unidos 1986.
- (15) Rosado Rodríguez, Carlos. "Comunicación por Satélite: Principios, tecnologías y sistemas", Ed. Limusa. México 1999.
- (16) "The Student Edition of Mat-Lab: The Ultimate Computing Environment for Technical Education". Ed. Prentice Hall. Estados Unidos 1995.

PUBLICACIONES

- (1) Landeros A., Salvador, Neri, Rodolfo y otros. "Cálculo de Atenuación por lluvia usando el modelo DAH y diámetros de antena para Banda Ka en México". Ingeniería. *Investigación y Tecnología*. Volumen III – No.1, UNAM. México 2001.
- (2) Wallsten, R. Eric. "Fundamentos Teóricos para Pruebas de Propagación de Microondas", Teléfonos de México S. A. México 1963.
- (3) Notas de Ingeniería de Comunicaciones por Microonda, Dr. Salvador Landeros Ayala, Palacio de Minería.

INTERNET

- (1) www.upv.es/satellite/trabajos/sat_tv/83.html
- (2) www.ceade.cl/libro/capt6.html
- (3) www.eveliux.com/fundatel/viasat02.html
- (4) <http://info.pue.udlap.mx/gente/ua014105/cursos/doc73.pdf>
- (5) www.satmex.com
- (6) www.optimalsat.com/brochures/PAP%20Brochure.pdf
- (7) <http://mail.udlap.mx/~tesis/udlap.html>