
SISTEMAS DE TELECOMUNICACIONES
PLANEACION Y CALCULO DE ENLACES

JUAN CARLOS GOMEZ PAREDES

A Margarita, por su amor, por su fe.
A mi Padre, por su amor, por su paciencia.

AGRADECIMIENTOS

A todas aquellas personas, familiares, amigos, colegas, que me han ayudado a llegar hasta aquí. A mis alumnos todos, por ser motivo de inspiración constante.

INTRODUCCIÓN

La evolución que se ha dado en los últimos treinta años hacia la transmisión de información digital, ha posibilitado integrar, en el ámbito de las redes de telecomunicaciones de hoy en día, soluciones inalámbricas y soluciones por fibra óptica, independientemente del tipo de red. En este sentido, los enlaces que unen los diferentes puntos que conforman una red, resultan ser híbridos en cuanto al medio de transmisión sobre el cual se propaga la información: radio y fibra óptica.

El Proyecto Curricular de Ingeniería Electrónica y la Especialización en Comunicaciones Móviles, pertenecientes a la Facultad de Ingeniería de la Universidad Distrital “Francisco José de Caldas”, conscientes de la importancia siempre creciente que los sistemas de comunicaciones por radio y los sistemas de comunicaciones por fibra óptica revisten para las telecomunicaciones actualmente, tienen previsto en sus planes de estudio respectivos, asignaturas que tratan sobre radioenlaces de microondas terrestres, comunicaciones satelitales y comunicaciones por fibra óptica.

Cada uno de estos temas en sí mismo puede ser tratado por separado, dada la envergadura y la complejidad que los caracteriza, no obstante, por lo apretado de los planes de estudio, la tendencia es integrarlos en una materia que se apropie de los conocimientos, habilidades y destrezas asociados con la enseñanza y el aprendizaje de estas tecnologías.

El libro que se pone a consideración de los lectores surge inspirado en la idea de recoger desde una perspectiva unificada los fundamentos teórico-prácticos relacionados, principalmente, con la planeación y el cálculo de radioenlaces de microondas terrestres, radioenlaces satelitales y enlaces por fibra óptica, enfocando esta perspectiva hacia la práctica de la ingeniería en transmisión, de manera que pueda ser usado como texto básico por estudiantes y profesores de la Universidad Distrital tanto en cursos de pregrado como de postgrado.

De acuerdo a lo planteado anteriormente, el texto se divide en las siguientes secciones

- **Sección 1: Radioenlaces de línea de vista**
- **Sección 2: Enlaces satelitales**
- **Sección 3: Enlaces por fibra óptica**

En cada una de las secciones, divididas a su vez en capítulos, se aborda, primero, el principio de funcionamiento del sistema de comunicaciones que en la misma se estudia, para pasar enseguida a la planeación y el cálculo de enlaces. Según este orden de ideas, cada sección concluye con un ejemplo práctico sobre la planeación y el cálculo de enlaces, ejemplo que involucra una aproximación a los costos asociados con la implementación de la red planeada, en un esfuerzo por acercar la tecnología a la administración de recursos.

Generalmente, cada vez que a lo largo de las secciones se introducen conceptos y procedimientos, con el fin de facilitar la comprensión y apropiación de los mismos, se desarrollan ejercicios afines.

El libro puede ser utilizado, también, como libro de texto o de consulta, en materias que solamente se ocupen de alguna de las secciones de que trata el texto.

Finalmente, resulta conveniente hacer claridad en cuanto a que, no obstante tener este material como fin la planeación y el cálculo de enlaces, la implementación de los mismos requiere de conocimientos y habilidades de naturaleza práctica que van más allá de los objetivos y el alcance de este documento.

EL AUTOR

INDICE DE CONTENIDOS

CONTENIDOS

PAG

SECCION 1: RADIOENLACES DE LINEA DE VISTA

CAPITULO 1: INTRODUCCIÓN

1.1) Introducción	23
-------------------	----

CAPITULO 2: PÉRDIDAS POR ESPACIO LIBRE

2.1) Introducción	25
2.2) Perdidas por espacio libre	26
2.3) Ejemplo de cálculo de perdidas por espacio libre	28

CAPITULO 3: LA ATMÓSFERA TERRESTRE Y SU EFECTO SOBRE LA PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS DE RADIO

3.1)Introducción	30
3.2) Propagación en la troposfera	31
3.2.1) Troposfera normal	31
3.2.2) Índice de refracción de la troposfera	32
3.2.3) Refracción atmosférica, radio equivalente de la tierra, factor k y horizonte de radio	33
3.2.4) Ejemplo de calculo del horizonte de radio	36
3.2.5) Formas de refracción atmosférica	37

CAPITULO 4: PERDIDAS DEBIDO A LA ABSORCIÓN DE LOS GASES MAYORITARIOS PRESENTES EN LA TROPOSFERA

4.1) Introducción	
4.2) Perdidas debido a la absorción de los gases mayoritarios presentes en la troposfera	39
4.3) Ejemplo de calculo de perdidas debido a la absorción de los gases mayoritarios presentes en la troposfera	41

CAPITULO 5: ESTRUCTURA DE CAMPO EN EL PUNTO DE RECEPCIÓN EN RADIO ENLACES DE LINEA DE VISTA

5.1)Introducción	43
5.2) Estructura de campo en el punto de recepción en radio enlaces de línea de vista	45

CAPITULO 6: ZONAS DE FRESNEL

6.1) Introducción	47
6.2) Zonas de Fresnel	47
6.3) Ejemplo de calculo del radio de la primera zona de Fresnel	52

CAPITULO 7: CALCULO DE LA ALTURA DE LAS TORRES

7.1) Introducción	53
7.2) Cálculo de la altura de las torres	53
7.3) Ejemplo de cálculo de las alturas de las torres	57
7.4) Calculo del punto de reflexión	59
7.5) Ejemplo de cálculo del punto de reflexión	61

CAPITULO 8: PÉRDIDAS POR DIFRACCIÓN

8.1) Introducción	63
8.2) Perdidas por difracción	64
8.3) Ejemplo de calculo de perdidas por difracción	65

CAPITULO 9: CONDUCTOS TROPOSFERICOS

9.1) Introducción	67
9.2) Conductos troposfericos	67

CAPITULO 10: DESVANECIMIENTOS

10.1) Introducción	70
10.2) Clasificación de los desvanecimientos por las causas que los originan	71
10.3) Clasificación de los desvanecimientos con base en el tipo de variación de la intensidad de campo	74
10.4) Clasificación de los desvanecimientos con base en el tipo de distribución estadística	75
10.5) Clasificación de los desvanecimientos según su dependencia con la frecuencia	76
10.6) Estimación de los desvanecimientos y sus efectos	76
10.6.1) Margen de desvanecimiento	77
10.6.2) Rendimiento con respeto al error y objetivos de disponibilidad	78
10.6.3) Modelo de Crane	84
10.6.3.1) Ejemplo de calculo de margen de desvanecimiento producto de la lluvia	88
10.6.4) Procedimiento para estimar el desvanecimiento multitrayectoria	89
10.6.4.1) Ejemplo de calculo de margen de desvanecimiento multitrayectoria	92

CAPITULO 11: DIVERSIDAD

11.1) Introducción	93
11.2) Diversidad simple	93
11.2.1) Diversidad de espacio simple	93
11.2.1.1) Ejemplo de calculo de índice de mejora por diversidad espacio	96
11.2.2) Diversidad de frecuencia simple	96
11.2.2.1) Sistemas redundantes 1+1	96
11.2.2.2) Ejemplo de calculo de índice de mejora por diversidad de frecuencias para sistemas redundantes 1+1	98
11.2.2.3) Sistemas redundantes N+1	99
11.3) Diversidad combinada	99
11.4) Diversidad de polarización	100
11.5) Conclusiones	100

CAPITULO 12: EL TERRENO

12.1) Introducción	101
12.2) Inspección de campo	103
12.2.1) Actividades típicas asociadas a una inspección de campo	104
12.2.2) Áreas con dificultades para el establecimiento de radio enlaces de línea de vista	107
12.2.3) Equipamiento típico para la inspección de campo	107
12.3) Consideraciones adicionales respecto a la selección de los emplazamientos	108

CAPITULO 13: PLANEACION DE FRECUENCIA

13.1) Introducción	110
13.2) Bases para la asignación de frecuencias	113
13.3) Ejemplo de plan de frecuencias	115

CAPITULO 14: INTERFERENCIA

14.1) Introducción	118
14.2) Estaciones interferentes	119
14.3) Ejemplo de cálculo de interferencia	120

CAPITULO 15: RUIDO

15.1) Introducción	122
15.2) Sensibilidad del receptor	122
15.3) Consideraciones finales	124

CAPITULO 16: FUNDAMENTOS DE DISEÑO DE RADIOENLACES DE LINEA DE VISTA

16.1) Introducción	126
16.2) Cálculo de la trayectoria	126
16.3) Conclusiones	131

CAPITULO 17: EJEMPLO DE PLANEACION DE UN RADIOENLACE DE LINEA DE VISTA

17.1) Introducción	132
17.2) Ejemplo de planeación de un radioenlace de línea de vista	132

17.2.1) Ruta y selección de sitios	133
17.2.2) Plan de frecuencias y altura de las torres	136
17.2.3) Pérdidas de trayectoria	138
17.2.3.1) Pérdidas por espacio libre	139
17.2.3.2) Pérdidas en el sistema de alimentación de la antena transmisora	139
17.2.3.3) Pérdidas en el sistema de alimentación de la antena receptora	139
17.2.3.4) Pérdidas por desalinamiento de las antenas	139
17.2.3.5) Margen de diseño	139
17.2.3.6) Pérdidas atmosféricas adicionales	139
17.2.3.7) Margen de desvanecimiento, ganancia y diámetro de las antenas y cuadro resumen	140
17.2.4) Aproximación a los costos de implementación del salto	143
Bibliografía	147

SECCION 2: RADIOENLACES SATELITALES

CAPITULO 1: INTRODUCCIÓN

1.1) Introducción	149
-------------------	-----

CAPITULO 2: EL SEGMENTO ESPACIAL: EL SATELITE

2.1) Introducción	153
2.2) Breve historia de los satélites de comunicaciones	154
2.3) Satélites geoestacionarios: ventajas, desventajas, estabilidad de giro, posición orbital y espaciamiento	154

2.4) Lanzamiento y puesta en orbita de satélites geoestacionarios	157
2.5) Subsistemas a bordo de un satélite de comunicaciones	157
2.6) Subsistema de comunicaciones	158
2.6.1) La antena de comunicaciones	159
2.6.2) El repetidor de comunicaciones	160
2.7) Perdidas de respaldo	169
2.7.1) Ejemplo de cálculo de la densidad de flujo de funcionamiento del satélite	173
2.8) Patrones de radiación: haces, huellas o pisadas del satélite	174
2.8.1) Rehúso de frecuencias	175
2.8.2) Ventaja geográfica	175

CAPITULO 3: EL SEGMENTO TERRESTRE: LA ESTACION TERRENA

3.1) Introducción	177
3.2) La antena de la estación terrena	178
3.2.1) Pérdidas de apuntamiento	179
3.2.2) Potencia isotropica radiada efectiva	180
3.2.2.1) Ejemplo de calculo de potencia isotropica radiada efectiva	181
3.2.3) Figura de merito de la estación terrena	181
3.2.3.1) Ejemplo de calculo de figura de merito	183
3.2.3.2) Efecto de la atenuación producida por la lluvia sobre la temperatura de ruido del sistema	184
3.2.3.2.1) Ejemplo de calculo del efecto producido por la lluvia sobre la temperatura de ruido del sistema	184
3.3) El amplificador de alta potencia	185

3.4) El amplificador de bajo ruido	185
3.5) El convertidor hacia arriba	186
3.6) El convertidor hacia abajo	186
3.7) Monitoreo y control	187

CAPITULO 4: ANGULOS DE VISTA

4.1) Introducción	189
4.2) Angulo de elevación	189
4.3) Angulo de azimut	190
4.4) Determinación de los ángulos de vista	190
4.5) Distancia oblicua	191
4.6) Ejemplo de calculo de ángulos de vista y distancia oblicua	192
4.7) Dependencia de la figura de merito de la estación terrena del ángulo de elevación	194

CAPITULO 5: PERDIDAS DE TRAYECTORIA

5.1) Introducción	196
5.2) Pérdidas de apuntamiento	196
5.3) Pérdidas atmosféricas	197
5.4) Pérdidas producto de la lluvia	198

CAPITULO 6: INTERFERENCIA

6.1) Introducción	200
6.2) Tipos de interferencia	201
6.2.1) Interferencia hacia o desde sistemas satelitales adyacentes	201

6.2.2) Interferencia terrestre	201
6.2.3) Interferencia por polarización cruzada	202
6.2.4) Interferencia canal adyacente	202
6.2.5) Interferencia de intermodulación	203
6.2.6) Interferencia intersímbolos	203
6.3) Conclusiones	203

CAPITULO 7: CORRECCION DE ERROR HACIA ADELANTE

7.1) Introducción	204
7.2) Corrección de error hacia adelante	206
7.3) Unidad de canal QPSK/IDR	207

CAPITULO 8: RELACION ENERGIA DE BIT A DENSIDAD DE RUIDO

8.1) Introducción	208
8.2) Relación energía de bit a densidad de ruido	208

CAPITULO 9: FUNDAMENTOS DE DISEÑO DE RADIOENLACES SATELITALES

9.1) Introducción	210
9.2) Ecuaciones de diseño de radioenlaces satelitales	211
9.3) Criterio de calidad del enlace	217

CAPITULO 10: EJEMPLO DE PLANEACION DE UN RADIOENLACE SATELITAL

10.1) Introducción	220
10.2) Ejemplo de planeación de un radioenlace satelital	220

10.2.1) Puntos a enlazar	220
10.2.2) Satélite	220
10.2.3) Transponder empleado para establecer el enlace	221
10.2.4) Parámetros del segmento espacial	221
10.2.5) Parámetros del segmento terrestre	222
10.2.6) Parámetros de la portadora y rendimiento	222
10.2.7) Cálculos	223
10.2.7.1) Relación portadora a temperatura equivalente de ruido proyectada	223
10.2.7.2) Ángulos de vista y distancia oblicua	223
10.2.7.3) Perdidas por espacio libre	224
10.2.7.4) Potencia isotropica radiada efectiva de funcionamiento del transponder	224
10.2.7.5) Pérdidas de respaldo de salida	225
10.2.7.6) Pérdidas de respaldo de entrada	225
10.2.7.7) Densidad de flujo de operación del transponder	225
10.2.7.8) Potencia isotropica radiada efectiva de operación del transponder	225
10.2.7.9) Potencia de transmisión del transmisor de la estación terrena	226
10.2.7.10) Calidad del enlace	226
10.2.8) Aproximación a los costos de implementación del enlace	228
10.2.9) Conclusiones	228
Bibliografía	230

SECCION 3: ENLACES POR FIBRA OPTICA

CAPITULO 1: INTRODUCCIÓN

1.2) Introducción	231
-------------------	-----

CAPITULO 2: EL MEDIO DE TRANSMISIÓN: LA FIBRA OPTICA

2.1) Introducción	235
2.2) Fundamentos físicos de la propagación de la luz	236
2.3) Características de las fibras ópticas	240
2.4) Tipos de fibras ópticas	241
2.4.1) Acoplamiento con la fibra óptica: apertura numérica	241
2.4.2) Modos de propagación	243
2.4.3) Tipos de fibra óptica	244
2.4.3.1) Fibra óptica multimodo de perfil de índice abrupto	244
2.4.3.2) Fibra óptica multimodo de perfil de índice gradual	245
2.4.3.3) Fibra óptica monomodo de perfil de índice abrupto	245
2.4.3.4) Fibra óptica monomodo de índice fraccional	246
2.5) Atenuación en fibras ópticas	248
2.5.1) Pérdidas por absorción	249
2.5.2) Pérdidas por dispersión	249
2.5.2.1) Pérdidas por dispersión de origen lineal	249
2.5.2.2) Pérdidas por dispersión de origen no lineal	250
2.5.3) Pérdidas por microcurvaturas y curvaturas	251

CAPITULO 3: EL CABLE DE FIBRA OPTICA

3.1) Introducción	252
3.2) Tipos de cables y aplicaciones	252
3.2.1) Cable de estructura holgada	252
3.2.2) Cable de estructura ajustada	253
3.2.4) Otros tipos de cable	254
3.2.3.1) Cable de figura en 8	254
3.2.3.2) Cable blindado	255
3.2.3.3) Cable aéreo autoportante	256
3.2.3.4) Cable submarino	256
3.2.3.5) Cable compuesto tierra-óptico	256
3.2.3.6) Cables híbridos	256
3.2.3.7) Cable en abanico	256
3.2.3.8) Conclusiones	256
3.3) Radio de curvatura mínimo	257

CAPITULO 4: CONECTORES

4.8) Introducción	258
-------------------	-----

CAPITULOLO 5: EMPALMES

5.1) Introducción	261
-------------------	-----

CAPITULO 6: FUENTES OPTICAS

6.3) Introducción	263
6.4) Mecanismo físico de la emisión fotónica	263
6.2.1) Interacción electro-óptica en uniones semiconductoras	263
6.3) Diodos emisores de luz	265
6.4) Diodos láser	267
6.4.1) Modulo láser	271
6.5) Conclusiones	272

CAPITULO 7: DETECTORES OPTICOS

7.3) Introducción	43
7.4) Fotodiodos PIN	58
7.3) Fotodiodos de avalancha	44

CAPITULO 8: FORMATOS DE MODULACIÓN DIGITAL

8.1) Introducción	276
8.3) Polarización y codificación	276
8.3) Formatos de modulación digital	277
8.4) Codificación en línea en sistemas ópticos	278
8.5) Razón de transmisión	279

CAPITULO 9: ANCHO DE BANDA EN ENLACES POR FIBRA OPTICA

9.4) Introducción	280
9.5) Ancho de banda en fibras multimodo	280

9.2.1) Procedimiento para el calculo de ancho de banda en fibras multimodo	282
9.2.2) Ejemplo de cálculo de ancho de banda en fibras multimodo	284
9.2.2.1) Enlace de transmisión de video en circuito cerrado	285
9.2.2.2) Red de área local para transmisión de datos	287
9.3) Ancho de banda en fibras monomodo	290
9.3.1) Procedimiento para el calculo de ancho de banda en fibras monomodo	291
9.3.2) Ejemplo de cálculo de ancho de banda en fibras monomodo	293
9.3.2.1) Enlace de comunicaciones OC-3	293

CAPITULO 10: ATENUACIÓN EN ENLACES POR FIBRA OPTICA

10.3) Introducción	295
10.4) Calculo del enlace	295
10.5) Ejemplo de calculo de atenuación en enlaces por fibra óptica	297
10.6) Reflexiones relativas al calculo de atenuación	298

CAPITULO 11: PRINCIPALES SISTEMAS DE COMUNICACIONES SOPORTADOS SOBRE FIBRAS OPTICAS

11.1) Introducción	299
11.2) Sistemas de MODEM óptico	299
11.3) Sistemas multiplexados	300
11.4) ETHERNET	300
11.5) Interfaz de datos distribuidos por fibra FDDI	301
11.6) Red óptica sincrónica SONET	302

CAPITULO 12: TOPOLOGÍAS DE REDES USADAS EN LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES OPTICAS

12.1) Introducción	303
12.2) Topologías lógicas	304
12.3) Topologías físicas	306

CAPITULO 13: DISPOSITIVOS ÓPTICOS EMPLEADOS EN REDES OPTICAS

13.1) Introducción	308
13.2) Acopladores	308
13.3) Acopladores ópticos estrella pasivos	310
13.4) Filtros interferenciales o de Fabry-Perot	311
13.4.1) Filtros de Fabry-Perot sintonizables	313
13.5) Filtros Mach-Zehnder	314
13.6) Multiplexores-demultiplexores ópticos	315
13.6.1) Multiplexores con redes de difracción	316
13.6.2) Multiplexores con interferómetros de Mach-Zehnder	317
13.7) Amplificación óptica	318
13.7.1) Amplificadores de láser semiconductor	318
13.7.2) Amplificadores de fibra dopada	319

CAPITULO 14: TÉCNICAS DE ACCESO MÚLTIPLE PARA SISTEMAS DE COMUNICACIONES OPTICAS

14.1) Introducción	322
14.2) Acceso múltiple por división de longitud de onda WDMA	323
14.2.1) Densidad de canales	326

14.3) Acceso múltiple por división de tiempo TDMA	328
14.4) Acceso múltiple por división de código CDMA	330

CAPITULO 15: DISEÑO DE REDES DE ÁREA LOCAL Y ÁREA METROPOLITANA POR FIBRA ÓPTICA

15.1) Introducción	332
15.2) Aproximación a la solución del diseño de la red	336
15.3) Diseño de una red de área metropolitana	344
15.4) Diseño de una red de área local	360

CAPITULO 16: DISEÑO DE REDES DE ÁREA AMPLIA POR FIBRA ÓPTICA

16.1) Introducción	365
16.2) Diseño de conversores en longitud de onda	368
16.2.1) Conversión en longitud de onda optoelectrónica	369
16.2.2) Conversión en longitud de onda completamente óptica	369
16.2.2.1) Conversión en longitud de onda usando modulación de ganancia cruzada y modulación de fase cruzada	370
16.2.2.2) Conversión en longitud de onda usando mezcladores de onda	372
16.3) Diseño de conmutadores en conversión de longitud de onda	373
16.4) Diseño de una red de área amplia	375

CAPITULO 17: EJEMPLO DE DISEÑO DE UN ENLACE DE TRAYECTO LARGO POR FIBRA ÓPTICA

17.1) Introducción	381
17.2) Planteamiento del proyecto	382
17.3) Selección de la ruta y selección de los equipos	382

17.4) Presupuesto de potencia	386
17.4.1) Consideraciones de diseño	387
17.5)Conclusiones	392
Bibliografía	394

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

Capítulo 1

Introducción

1.1) Introducción

Nos ocuparemos en esta Sección de un tipo de enlace de radio que se caracteriza porque entre la antena transmisora y la antena receptora debe existir línea de vista para que el enlace opere correctamente. En estos sistemas las ondas de radio viajan en línea recta (suponiendo que el medio que rodea a las antenas es el espacio libre) y se limitan en el horizonte a causa de la curvatura de la tierra y de las irregularidades naturales o artificiales presentes en la superficie terrestre. La visibilidad directa, requiere, entonces, que las antenas estén a determinada altura sobre la superficie de la tierra, de manera, que la curvatura de la misma y los obstáculos presentes en la trayectoria no interrumpan la línea de vista.

En esta Sección serán tratados los aspectos fundamentales relativos a la planeación, cálculo y análisis de enlaces de microondas de línea de vista, fundamentalmente en servicios punto a punto. Esto incluye, configuración de la red, capacidad del sistema, objetivos de rendimiento, banda de frecuencia de radio, selección de sitios y requerimientos de potencia.

Cada uno de los momentos mencionados anteriormente supone la solución de una serie de tareas por parte del equipo de proyectos encargado de la concepción del sistema de radio, por ejemplo, la planeación en particular esta estrechamente relacionada con el cálculo de la altura de las antenas, tipos y dimensiones de las antenas, rendimiento y cálculo de disponibilidad, diversidad y planeación de frecuencia.

La mayor parte del diseño de sistemas de radio se dedica al cálculo del comportamiento probable de la trayectoria dada y a encontrar la técnica de modulación y procesamiento de señal adecuada para superar los defectos del medio (atmósfera terrestre). Los circuitos de radio se caracterizan por su frecuencia portadora, la cual determina, en gran parte, el comportamiento de la trayectoria.

En los últimos treinta años estos sistemas evolucionaron hacia la operación digital en consonancia con el desarrollo de las redes de telecomunicaciones mundiales, razón por la cual estaremos interesados en radioenlaces de microondas de línea de vista digitales: durante la transmisión, la información en banda base BB , que es una señal multiplexada por división de tiempo y modulada por codificación de pulsos MDT/PCM , modula, a su vez, a una portadora de frecuencia intermedia FI , según alguna de las técnicas de modulación digital conocidas, por ejemplo, modulación por conmutación de fase de cuatro estados $QPSK$, la señal de frecuencia intermedia, se mezcla, entonces, con una portadora de radiofrecuencia RF , la cual es entregada a la antena transmisora para su radiación al espacio libre; en recepción, la señal de RF , proveniente del espacio libre, es captada por la antena receptora, convertida a FI y demodulada para obtener la señal en BB como muestra la figura 1.1

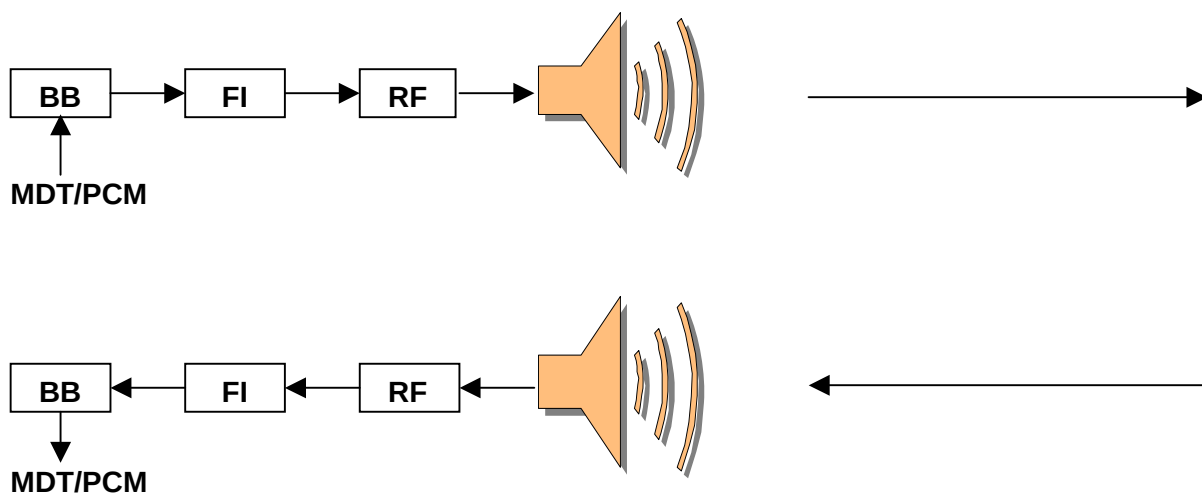


Figura 1.1. Diagrama de bloques del transmisor y receptor de un radio digital.

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

Capítulo 2

Pérdidas por espacio libre

2.1) Introducción

Para definir las pérdidas por espacio libre supongamos un medio de propagación en el cual las ondas de radio viajan en línea recta y sin atenuación como muestra la figura 2.1.

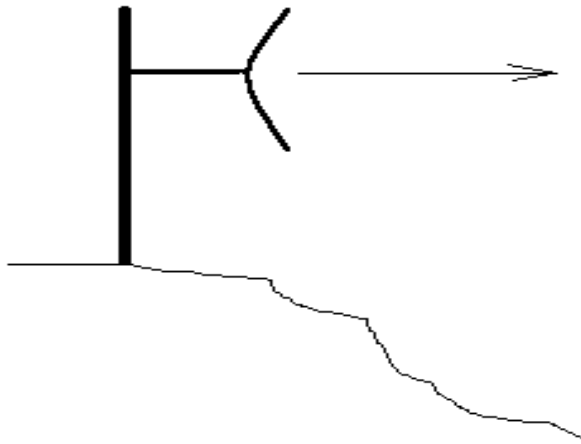


Figura 2.1. Propagación en el espacio libre: el rayo se propaga en línea recta.

Este medio, ideal por supuesto, es conocido como espacio libre. Por espacio libre se entiende un medio homogéneo, lineal e isótropo, libre de corrientes y cargas eléctricas y por lo tanto libre de pérdidas (pérdidas por absorción de energía), en el cual las ondas de radio viajan en línea recta y sin atenuación. En este medio, las únicas pérdidas que se consideran, son las que están asociadas con la dispersión de energía de las ondas de radio en la medida que se alejan de la antena transmisora, y se conocen como pérdidas por espacio libre L_0 .

2.2) Pérdidas por espacio libre L_0

Obtengamos la expresión para calcular L_0 apoyándonos en la figura 2.2.

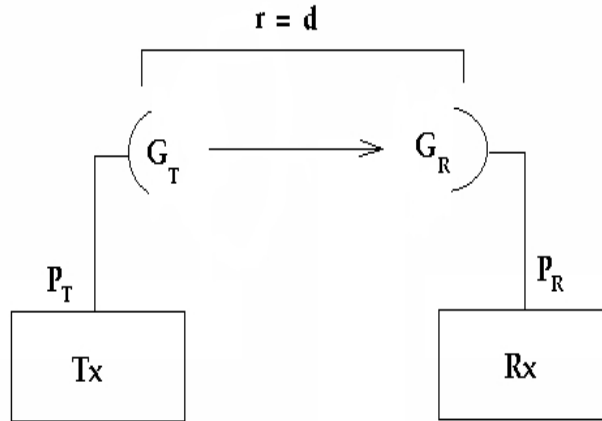


Figura 2.2. Pérdidas por espacio libre.

Si la antena transmisora radiara isotrópicamente una potencia P_r , estaríamos enviando energía electromagnética por igual hacia todas las direcciones del espacio. Como estamos suponiendo que el medio de propagación es el espacio libre, en el cual no hay pérdidas, la potencia que atraviesa cualquier superficie esférica con centro en la antena transmisora será constante. La densidad de potencia p (potencia por unidad de superficie) vendrá dada entonces por la expresión

$$p = \left(\frac{P_r}{4\pi r^2} \right) \quad (2.1)$$

Donde $4\pi r^2$ es la superficie de una esfera de radio r centrada en la antena transmisora.

Las antenas reales no son isotrópicas, concentran la energía en ciertas direcciones (son directivas). La densidad de potencia en este caso se obtendrá multiplicando la que habría producido una antena isotrópica por la directividad $D(\theta, \phi)$ de la antena transmisora en dirección a la antena receptora (θ, ϕ) , resultando

$$p(\theta, \phi) = \frac{P_r}{4\pi r^2} D(\theta, \phi) = \frac{P_e}{4\pi r^2} G(\theta, \phi) \quad (2.2)$$

Donde al producto de la potencia radiada por una antena por la directividad, o de la potencia entregada P_e a una antena por la ganancia $G(\theta, \phi)$, se le denomina potencia

isotrópica radiada efectiva $PIRE$, y suele expresarse en dBW (decibeles referidos a 1 W) o dBm (decibeles referidos 1 mW), de manera que

$$PIRE = P_r D = P_e G \quad (2.3)$$

Para dos antenas separadas una distancia r , conectadas a sus correspondientes transmisor y receptor, como se indica en la figura 2.2, la relación entre la potencia recibida en los terminales de entrada de la antena receptora P_l y la potencia radiada por la antena transmisora P_r , viene dada por la ecuación de transmisión de Friis, por tanto

$$P_l = \frac{P_r}{4\pi r^2} D_T A_{efR} \quad (2.4)$$

Donde A_{efR} es el área efectiva de la antena receptora.

Teniendo en cuenta, ahora, la relación entre la directividad y el área efectiva de cualquier antena, que viene dada por la siguiente expresión

$$A_{ef} = \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) D \quad (2.5)$$

Donde λ es la longitud de onda, la expresión (2.4), pasando P_r al miembro izquierdo dividiendo, puede escribirse como

$$\frac{P_l}{P_r} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 D_T D_R \quad (2.6)$$

Donde el término $\left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2$ se denomina pérdidas por espacio libre L_0 expresadas en veces y se corresponde con las pérdidas de transmisión en el espacio libre entre antenas isotrópicas.

Como a frecuencias de microondas donde las antenas son 100% eficientes, los términos directividad y ganancia resultan equivalentes, la igualdad (2.6) puede escribirse

$$\frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_T G_R \quad (2.7)$$

Donde P_R es la potencia a la entrada del receptor y P_T es la potencia a la salida del transmisor respectivamente, suponiendo en ambos casos que el sistema de alimentación de antena no introduce pérdidas.

Haciendo $r = d$ e invirtiendo (2.6) llegamos a la expresión más difundida para L_0

$$L_0 = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.8)$$

Donde

L_0 : Pérdidas por espacio libre en veces.

$\pi = 3.14$.

d : Distancia entre la antena transmisora y la antena receptora en metros.

$\lambda = c/f$: Longitud de onda en metros, donde $C = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ es la velocidad de la luz en el espacio libre y f es la frecuencia de la portadora en Hz.

Generalmente las pérdidas por espacio libre se expresan en dB, de manera que

$$L_0 = 92.4 + 20 \log_{10} f + 20 \log_{10} d \quad (2.9)$$

Donde

L_0 : Pérdidas por espacio libre en dB.

f : Frecuencia de la portadora en GHz.

d : Distancia entre la antena transmisora y la antena receptora en km.

2.3) Ejemplo de cálculo de L_0

Datos

$d = 84 \text{ km}$

$f = 7.825 \text{ GHz}$

Hallar L_0

Solución

$$L_0 = 92.4 + 20 \log_{10} f + 20 \log_{10} d = 92.4 + 20 \log(7.825) + 20 \log(84) = 148.75 = 149 \text{ dB}$$

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

Capítulo 3

La atmósfera terrestre y su efecto sobre la propagación de las ondas de radio

3.1) Introducción

En realidad, la propagación no transcurre sobre el espacio libre sino a través de la atmósfera terrestre, exactamente sobre la troposfera, de manera, que resulta de especial importancia estudiar sus características, y como influyen estas en el fenómeno mismo de la propagación, y por lo tanto, en el comportamiento del sistema de radio. Mencionemos algunas situaciones que ilustren la afirmación anterior.

La troposfera se caracteriza porque sus características eléctricas varían con la altura y con el tiempo. Por ejemplo, la variación del índice de refracción con la altura es la responsable de que las ondas de radio en la troposfera no viajen en líneas rectas sino siguiendo trayectorias curvas como muestra la figura 3.1.

La determinación de la altura correcta de las antenas transmisora y receptora depende, entre otros factores, de la posibilidad de encontrar el radio de curvatura de los rayos a su paso por la troposfera.

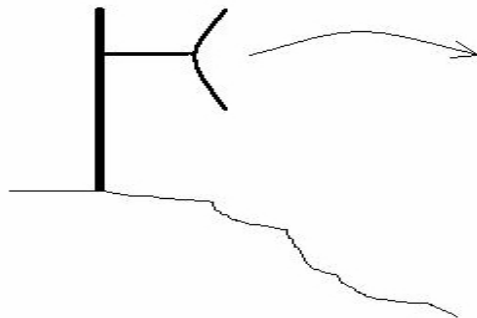


Figura 3.1. Propagación en la troposfera: el rayo se propaga siguiendo una trayectoria curva.

La variación del índice de refracción con el tiempo, trae como consecuencia que las relaciones de fase con la que llegan múltiples rayos al punto de recepción varíen también con el tiempo, dando lugar a un fenómeno conocido como desvanecimientos de la señal (fading en ingles). Desvanecimientos, que de no ser adecuadamente dimensionados, darían al traste con el funcionamiento correcto del sistema de comunicaciones.

La lluvia, no afecta por igual a las ondas polarizadas horizontalmente y a las ondas verticalmente polarizadas. De hecho, las primeras son atenuadas por efecto de la lluvia más fuertemente que las segundas.

No hay duda, entonces, que la propagación de las ondas de radio en la atmósfera afecta profundamente el desempeño de los radioenlaces de línea de vista.

3.2) Propagación en la troposfera

Aunque el concepto de espacio libre resulta sumamente útil a los efectos de una primera aproximación a la propagación de las ondas de radio, no es menos cierto que, dado el carácter abstracto del mismo, se hace imprescindible tratar la radiopropagación en el medio en el que realmente transcurre: la troposfera.

3.2.1) Troposfera normal

La troposfera es la región de la atmósfera que se extiende desde la superficie de la tierra hasta una altura de 8 a 10 kilómetros en latitudes polares, de 10 a 12 kilómetros en latitudes moderadas y hasta 16 ó 18 kilómetros en el ecuador.

En la troposfera, el porcentaje de las componentes gaseosas no varía con la altura, permaneciendo prácticamente igual que en la superficie. La única excepción es el contenido de vapor de agua, que depende gradualmente de las condiciones del tiempo y decrece bruscamente con la altura.

La propiedad más importante de la troposfera es el decrecimiento de la temperatura con la altura. La causa del descenso gradual de la temperatura del aire con la altura radica en el hecho de que la troposfera es casi transparente a los rayos solares, que al pasar a través de ella la calientan muy poco o nada. La superficie de la tierra absorbe el grueso de la energía solar. La superficie terrestre caldeada es, a su vez, una fuente de radiación térmica que calienta la troposfera en dirección ascendente. Los movimientos convectivos del aire contribuyen también al calentamiento de la troposfera: el aire adyacente al terreno eleva su temperatura y asciende, y así sucesivamente. El calentamiento no uniforme de zonas terrestres produce corrientes de aire ascendentes y descendentes, que dan como resultado turbulencias y la mezcla de masas aéreas verticalmente, lo cual determina las condiciones de temperatura de la troposfera.

El vapor de agua contenido en la troposfera proviene de la evaporación del agua (igualmente debido a la radiación solar) de la superficie de los océanos, mares, y depósitos de agua en general. Esta es la razón por la cual la troposfera sobre un océano contiene más humedad que sobre un desierto. El contenido de vapor de agua decrece rápidamente con la altura.

Las características fundamentales de la troposfera son la presión p (en milibares; 1 milibar $=10^{-3}$ bar; 1 bar $= 10^5$ newton por metro cuadrado $= 1019$ kilogramos por centímetro cuadrado, que es muy próximo a una atmósfera; 1 milímetro de $H_g = 1332$ milibares), la temperatura absoluta T (en grados Kelvin, tal que $T = t^{\circ}C + 273$) y la humedad absoluta e (también en milibares). A veces el contenido de vapor de agua del aire se expresa en términos de la humedad específica s (que es la masa de vapor de agua en gramos por kilogramo de aire) o de la humedad relativa r expresada en por ciento.

En 1925, la Comisión Internacional de Aeronavegación definió la llamada atmósfera normal internacional, que actualmente se llama a menudo troposfera normal. Se trata de una troposfera hipotética que posee un conjunto, arbitrariamente seleccionado, de características que reflejan una condición media de la troposfera real. Se considera que la troposfera normal tiene una presión atmosférica al nivel del mar aproximadamente de 1013 milibares, una temperatura de $15^{\circ}C$ y humedad relativa del 60%. Se supone, además, que la presión y la temperatura decrecen con la altura en proporciones fijas llamadas pendiente de presión normal y pendiente de temperatura normal. La primera es de 12 milibares y la segunda de $0,55^{\circ}C$ por 100 metros de altura. La humedad relativa permanece invariable a cualquier altura.

Se considera que la troposfera normal alcanza una altura de 11 kilómetros. Es una norma conveniente al comparar el comportamiento de naves aéreas, diseñar altímetros de presión, resolver problemas balísticos e investigar la radiopropagación.

3.2.2) Índice de refracción de la troposfera

Desde el punto de vista del índice de refracción, la troposfera puede tratarse como una mezcla de aire seco y vapor de agua. Para cada una de estas componentes el índice de refracción es una cantidad conocida. El índice de refracción de la mezcla puede hallarse teniendo en cuenta que la refractibilidad de una mezcla es la suma de las refractibilidades de las partes.

Como el índice de refracción n de la troposfera en la superficie de la tierra es solo 0,0003 veces mayor que la unidad, es más conveniente referirse a las variaciones del índice de refracción en unidades N .

$$N = (n - 1) \times 10^6 \quad (3.1)$$

Donde

N : Índice de refracción modificado y representa el exceso sobre la unidad del índice de refracción, expresado en millonésimas. Así en la superficie, donde $n = 1,000325$, existe un valor de 325 unidades N .

n : Índice de refracción de la troposfera.

En cuanto a la variación del índice de refracción de la troposfera con la altura puede establecerse que el mismo decrece con la altura, es decir, que en la medida que ascendemos en la troposfera esta se hace menos densa, que en condiciones reales puede haber marcadas desviaciones del comportamiento modelo puesto que el tiempo afecta grandemente a la troposfera y que superpuestos sobre las variaciones lentas del comportamiento (debido a cambios de tiempo) están los cambios más rápidos (o fluctuaciones) debido a las irregularidades locales del índice de refracción.

En resumen, la troposfera es un dieléctrico heterogéneo, cuyo índice de refracción y, como consecuencia, la velocidad de propagación de las ondas a través de ella, varían con la altura. Las propiedades de este dieléctrico varían continuamente con el tiempo, de forma que las fluctuaciones relacionadas con la formación, movimiento y desaparición de las irregularidades de la troposfera están superpuestas a las variaciones más lentas producidas por las variaciones meteorológicas.

3.2.3) Refracción atmosférica, radio equivalente de la tierra, factor k y horizonte de radio r_0

Las irregularidades de la troposfera tienen relación directa con la refracción atmosférica. Esta consiste en que un rayo de luz (y por igual naturaleza haces radiales) encuentra, a lo largo de su trayecto, variaciones del índice de refracción que hacen encorvarse su trayectoria. El radio de curvatura de la trayectoria puede hallarse mediante la siguiente expresión

$$R = \frac{1}{-\frac{dn}{dh}} = \frac{10^6}{-\frac{dN}{dh}} \quad (3.2)$$

Donde

R : Radio de la curvatura de la trayectoria en metros.

$\frac{dn}{dh}$ y $\frac{dN}{dh}$: Representan los gradientes de variación del índice de refracción y del índice de refracción modificado con relación a la altura respectivamente.

De (3.2) se observa que en la troposfera el radio de curvatura de la trayectoria del rayo está determinado por la pendiente del índice de refracción con respecto a la altura y no por su valor absoluto. El signo menos de la derivada implica que el radio de curvatura será positivo, es decir, la trayectoria de propagación será convexa (cóncava hacia abajo) sólo cuando el índice de refracción decrezca con la altura.

Señalemos que la refracción que tiene lugar en la troposfera normal se denomina refracción normal.

El método clásico para tener en cuenta la refracción atmosférica consiste en suponer un radio equivalente para la tierra [1]. Se considera entonces una tierra convenientemente mayor que la tierra real, de forma que la curvatura del rayo de las ondas de radio quede absorbida en la curvatura de la tierra equivalente, dejando así igual la curvatura relativa de los dos y permitiendo dibujar los rayos de las ondas radiales como líneas rectas sobre esta tierra equivalente, en vez de líneas curvas sobre la tierra real como muestra en la figura 3.2.

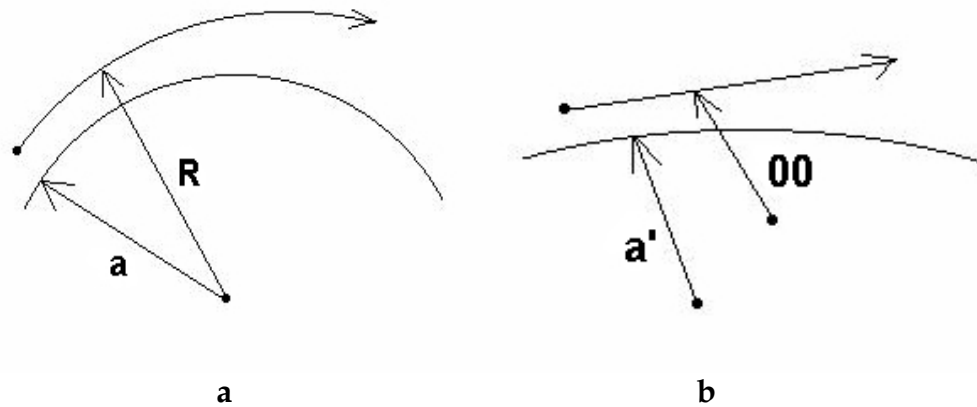


Figura 3.2. Trayectoria del rayo: a. Sobre la tierra real y b. Sobre la tierra equivalente.

El radio equivalente de la tierra a' puede encontrarse según la expresión [1]

$$a' = \frac{a}{1 + a \frac{dN}{dh} \times 10^{-6}} \quad (3.3)$$

Donde

a' : Radio equivalente de la tierra en metros.

a : Radio de la tierra en metros ($a = 6,37 \times 10^6 \text{ m} = 6370 \text{ km}$).

Designando por k la relación entre los radios equivalente y real de la tierra (que se conoce como factor del radio equivalente de la tierra), podemos escribir

$$k = \frac{a'}{a} = \frac{1}{1 + a \frac{dN}{dh} \times 10^{-6}} \quad (3.4)$$

Donde

k : Relación entre los radios equivalente y real de la tierra (que se conoce como factor del radio equivalente de la tierra o factor k).

Para la refracción atmosférica normal (la que transcurre en la troposfera normal) $\frac{dN}{dh} = -4 \times 10^{-2}$. Sustituyéndolo, así como el valor numérico del radio real de la tierra, de (3.3) y (3.4), resulta

$$a' \approx 8500 \text{ km}$$

$$k = \frac{4}{3}$$

Dada que la cuestión crucial en un radioenlace de visibilidad directa sobre la superficie esférica de la tierra es determinar si las antenas transmisora y receptora se hallan o no dentro del alcance de visibilidad directa una de la otra, resulta entonces de especial importancia encontrar el horizonte de radio, alcance de la línea de visibilidad directa o distancia del horizonte r_0 , que entre otros factores depende de k .

Puede demostrarse [1] a partir del concepto de radio equivalente de la tierra y de la figura 3.3 que el horizonte de radio para dos antenas elevadas es igual a

$$r_0 = \sqrt{2aK}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \quad (3.5)$$

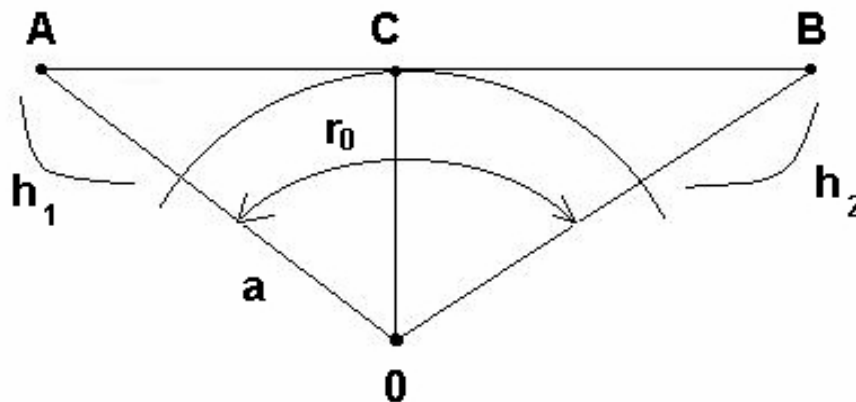


Figura 3.3. Horizonte de radio.

Sustituyendo el valor de k para refracción atmosférica normal, resultará

$$r_0 = 4,12(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \quad (3.6)$$

Donde tanto en (3.5) como en (3.6)

r_0 : Horizonte de radio, alcance de la línea de visibilidad directa o distancia del horizonte; en (3.5) en metros y en (3.6) en km.

h_1 y h_2 : Alturas de la antena transmisora y de la antena receptora en metros con respecto al nivel del mar respectivamente.

Tanto de (3.5) como de (3.6) pueden extraerse algunas conclusiones interesantes:

1. El alcance de la línea de visibilidad directa, aumenta para un valor de k dado, si aumentan las alturas de las antenas.
2. Para troposfera normal o refracción normal ($k = 4/3$), dadas iguales alturas de antenas, el alcance de visibilidad directa es $\sqrt{4/3}$ veces mayor que para espacio libre ($k = 1$).
3. En general, dadas iguales alturas de antenas, el alcance de visibilidad directa será $\sqrt{k}$ veces mayor ($k > 1$) o $\sqrt{k}$ veces menor ($k < 1$) que para espacio libre.

3.2.4) Ejemplo de cálculo de r_0

Datos

$$h_1 = 70 \text{ m}$$

$$h_2 = 93 \text{ m}$$

$$k = 2/3; k = 4/3$$

Hallar r_0

Solución

$$r_0 = \sqrt{2aK}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \Rightarrow r_{0_{k=2/3}} = (\sqrt{2 \times 6370 \times 10^3 \times 2/3})(\sqrt{70} + \sqrt{93}) = 52.48 \text{ km}$$

$$r_0 = \sqrt{2aK}(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \Rightarrow r_{0_{k=4/3}} = (\sqrt{2 \times 6370 \times 10^3 \times 4/3})(\sqrt{70} + \sqrt{93}) = 74.23 \text{ km}$$

3.2.5) Formas de refracción atmosférica

En general existen tres formas de refracción atmosférica: negativa ($k < 1$), nula ($k = 1$) o positiva ($k > 1$). La refracción se denomina negativa cuando N en vez de disminuir aumenta con la altura, en este caso $R < 0$, es decir, las trayectorias de los rayos están encorvadas hacia arriba. En otras palabras, la onda de radio se aleja de la superficie terrestre y el alcance de la visibilidad directa y la propagación disminuyen consecuentemente. Esta refracción ocurre raramente, pero debe tomarse en cuenta. A veces, las condiciones del tiempo pueden ser tales que N permanezca invariable en un intervalo de alturas. Se tendrá refracción nula. Existen varios casos de refracción positiva, que en general ocurre cuando N disminuye con la altura, caso este para el cual $R > 0$. Las trayectorias de los rayos están encorvadas hacia abajo y hay un aumento del alcance de la propagación.

La refracción positiva puede, a su vez, dividirse en subrefracción (cuando la desviación de los rayos es menor que en la refracción normal), normal, aumentada (en que la desviación de los rayos es mayor que en la refracción normal, pero sin llegar a la crítica), crítica (en que el radio de la curvatura de la trayectoria del rayo es igual al radio de la tierra) y superrefracción (en que las desviaciones de los rayos son más profundas que en la refracción crítica).

Para una mejor comprensión de esta clasificación discutiremos con mayor detalle la refracción crítica y la superrefracción.

- **Refracción crítica**

Con refracción crítica el radio de la tierra puede tomar valores infinitamente grandes, es decir, la tierra se reduce a un plano. En condiciones de refracción crítica, un rayo dirigido horizontalmente se propagará a una altura fija sobre la superficie de la tierra. Es decir la circundará.

- **Superrefracción**

Con superrefracción, el radio de curvatura de la trayectoria del rayo es menor que el radio de la tierra y los rayos que salen de la antena transmisora con pequeños ángulos de elevación experimentarán reflexión interna total en la troposfera y regresarán a la superficie terrestre a cierta distancia del transmisor. Al llegar a la tierra y reflejarse en ella, las ondas pueden recorrer grandes distancias teniendo alcances anormalmente largos, más allá de la línea de visibilidad directa, debido a reflexiones múltiples. Este efecto es conocido como conducto troposférico o simplemente conducto y nos volveremos a referir al mismo próximamente.

No necesariamente prevalecerá una forma particular de refracción en todo el volumen de la troposfera. En conjunto, las condiciones de la troposfera son muy cercanas a las normales, y las desviaciones del estado normal, solo ocurrirán dentro de intervalos de alturas particulares.

En la figura 3.4 se representan cada una de las formas de la refracción atmosférica en términos de la trayectoria real.

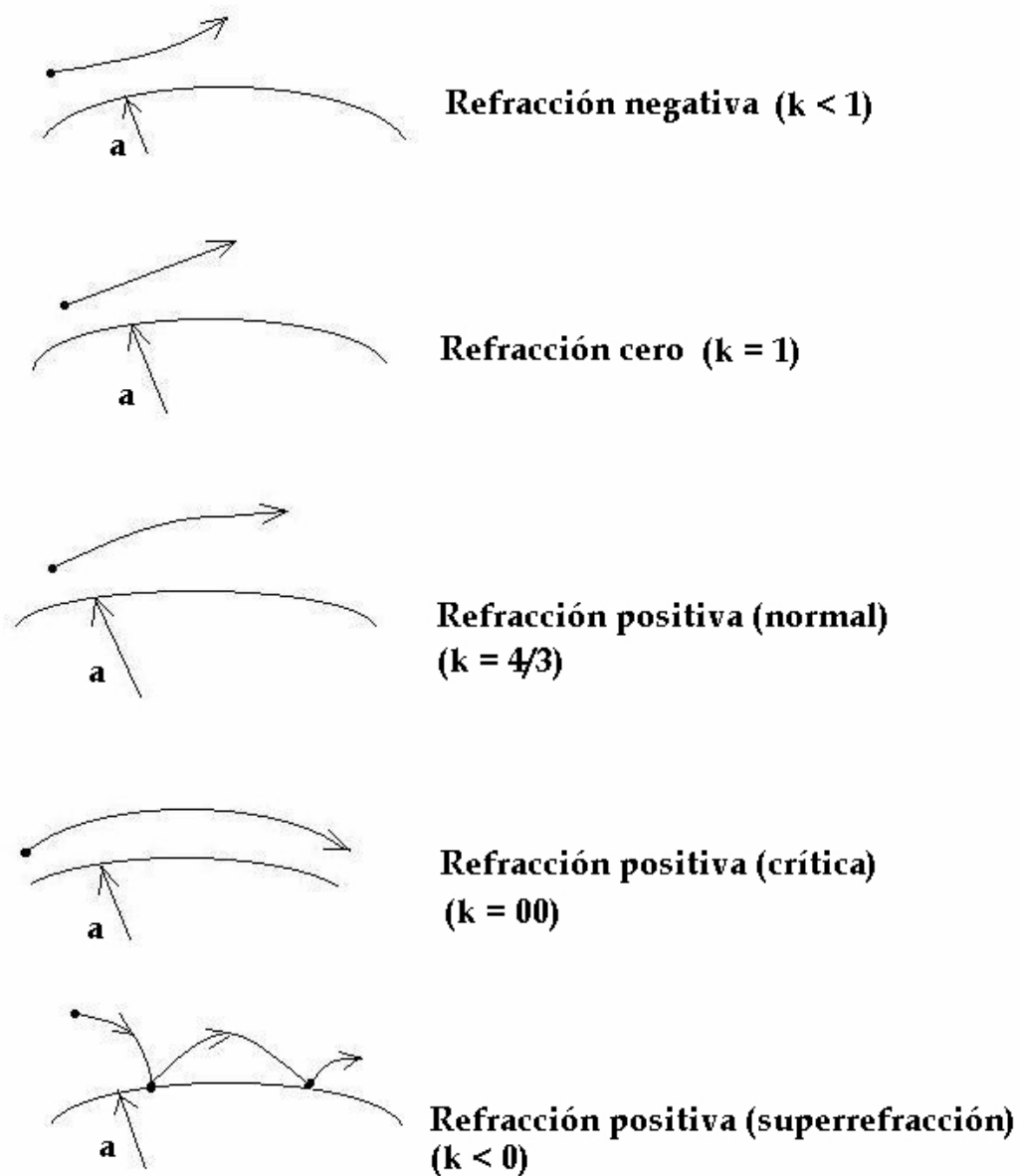


Figura 3.4. Formas de refracción atmosférica.

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

Capítulo 4

Pérdidas debido a la absorción de los gases mayoritarios presentes en la troposfera

4.1) Introducción

La absorción molecular que experimentan las ondas electromagnéticas mientras se propagan a través de la troposfera se debe fundamentalmente a la presencia de vapor de agua y oxígeno en la atmósfera terrestre. No obstante, a frecuencias por encima de los 70 GHz, otros gases minoritarios presentes también en la troposfera, en ausencia de vapor de agua, pueden contribuir y de hecho contribuyen, de manera significativa, al nivel de atenuación como consecuencia de la absorción molecular.

Aunque resulta difícil cuantificar la atenuación por concepto de la absorción molecular, a continuación se propone un procedimiento para estimar estas pérdidas. Debe tenerse en cuenta, que las expresiones que se utilizan en dicho procedimiento, son solo aproximaciones, y que las mismas se vuelven menos exactas en la medida que la concentración de vapor de agua en la atmósfera aumenta.

4.2) Pérdidas debido a la absorción de los gases mayoritarios presentes en la troposfera

La absorción total producto de los gases en la atmósfera, A_a en dB, sobre una trayectoria de longitud r_0 en Km, esta dada por

$$A_a = \int_0^{r_0} \gamma_a(r) dr \quad (4.1)$$

$$\gamma_a(r) = \gamma_o(r) + \gamma_w(r) \quad (4.2)$$

Donde

γ_a : Atenuación específica producto de la absorción molecular en dB/km

γ_o y γ_w : Contribuciones del oxígeno y del vapor de agua respectivamente en dB/km

El cálculo de la absorción específica, producida, bien por el oxígeno o bien por el vapor de agua en la atmósfera, es complicado, requiriéndose evaluaciones por computador para cada valor de temperatura, presión y concentración de vapor de agua. Si embargo, para aplicaciones prácticas, puede emplearse una técnica aproximada.

Esta técnica emplea una aproximación basada en el uso del perfil en forma de línea de Van Vleck–Weisskopf con coeficientes ajustados, de manera que se correspondan con cálculos por computadora, que a su vez, coinciden con las mediciones disponibles. De aquí resultan las siguientes fórmulas.

Para el oxígeno, la atenuación específica, γ_o , en dB/km a nivel de la superficie de la tierra (presión = 1013 mb) y a una temperatura de 15°C esta dada por:

$$\gamma_o = \left[7.19 \times 10^{-3} + \frac{6.09}{f^2} + \frac{4.81}{(f - 57)^2 + 1.50} \right] f^2 \times 10^{-3}$$

$$\text{para } f < 57 \text{ GHz} \quad (4.3)$$

$$\gamma_o = \left[3.79 \times 10^{-7} f + \frac{0.265}{(f - 63)^2 + 1.59} + \frac{0.028}{(f - 118)^2 + 1.47} \right] (f + 198)^2 \times 10^{-3}$$

$$\text{para } f > 63 \text{ GHz} \quad (4.4)$$

Para vapor de agua, la atenuación específica, γ_w , en dB/km a nivel de la superficie de la tierra y a temperatura de 15°C esta dada por:

$$\gamma_w = \left[0.067 + \frac{3}{(f - 22.3)^2 + 7.3} + \frac{9}{(f - 183.3)^2 + 6} + \frac{4.3}{(f - 323.8)^2 + 10} \right] f^2 \rho \times 10^{-4}$$

$$\text{para } f < 350 \text{ GHz y } \rho < 12 \text{ g/m}^3 \quad (4.5)$$

Donde

Tanto en (4.3) como en (4.4) y (4.5), f , es la frecuencia de operación en GHz, y en (4.5), ρ , es la densidad del vapor de agua en g/m^3 .

Para trayectorias terrestres o para trayectorias ligeramente inclinadas próximas a la superficie de la tierra, la atenuación de la trayectoria producto de la absorción molecular A_a en dB puede hallarse así:

$$A_a = \gamma_a r_0 = (\gamma_o + \gamma_w) r_0 \quad (4.6)$$

Donde

r_0 : Longitud de la trayectoria en km.

Para una trayectoria larga sobre varios tipos de terreno y superficies de agua líquida (mares o lagos), es necesario considerar que la misma esta compuesta por diferentes trayectos, cada uno con su concentración de vapor de agua característico, como consecuencia de las variaciones en la humedad.

Aplicar el procedimiento anterior para condiciones distintas a las establecidas, puede inducir a errores en el cálculo del nivel de atenuación producto de la absorción molecular. En [2] se presenta un estudio detallado de como calcular esta atenuación para condiciones distintas a las aquí planteadas.

4.3) Ejemplo de cálculo de A_a

Datos

$$f = 7.825 \text{ GHz}$$

$$\rho = 10 \text{ g/m}^3$$

$$r_0 = 84 \text{ km}$$

Hallar A_a

Solución

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

$$= \left[7.19 \times 10^{-3} + \frac{6.09}{7.825^2} + \frac{4.81}{(7.825-57)^2 + 1.50} \right] 7.825^2 \times 10^{-3} = 0.0067 \frac{dB}{km}$$

$$\gamma_w = \left[0.067 + \frac{3}{(f-22.3)^2 + 7.3} + \frac{9}{(f-183.3)^2 + 6} + \frac{4.3}{(f-323.8)^2 + 10} \right] f^2 \rho \times 10^{-4} =$$

$$= \left[0.067 + \frac{3}{(7.825-22.3)^2 + 7.3} + \frac{9}{(7.825-183.3)^2 + 6} + \frac{4.3}{(7.825-323.8)^2 + 10} \right] \times$$

$$\times 7.825^2 \times 10 \times 10^{-4} = 0.0050 \frac{dB}{km}$$

$$A_a = (0.0067 + 0.0050) \times 84 = 0.98 = 1.0 \text{ dB}$$

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

Capítulo 5

Estructura de campo en el punto de recepción en radioenlaces de línea de vista

5.1) Introducción

Como se ha establecido anteriormente los radioenlaces de visibilidad directa se caracterizan porque debe existir línea de vista entre la antena transmisora y la antena receptora para la operación satisfactoria del sistema. Cuando la separación entre los puntos es demasiado grande o cuando entre dichos puntos existen obstáculos demasiados altos resulta imposible garantizar la comunicación con un único enlace, de manera, que la comunicación se hace posible instalando una red de estaciones repetidoras (saltos) para la cual se cumple que entre dos puntos cualesquiera de la red que estén conectados directamente (salto) debe existir línea de vista como se muestra en la figura 5.1.

Los puntos (sitios, emplazamientos), en general, son de tres tipos:

1. Estaciones terminales: ubicadas en zonas urbanas, con alta demanda de tráfico entrante y saliente (por lo tanto en las estaciones terminales se emplaza equipo multiplex para bajar y subir canales),
2. Estaciones de tránsito: ubicadas en ciudades intermedias, con un tráfico entrante y saliente relativamente significativo (por lo tanto en las estaciones intermedias se emplaza equipo multiplex para bajar y subir canales).
3. Estaciones de repetición: pueden estar ubicadas en zonas urbanas, suburbanas o rurales, preferiblemente en lugares con alturas significativas; en ellas no se bajan ni suben canales.

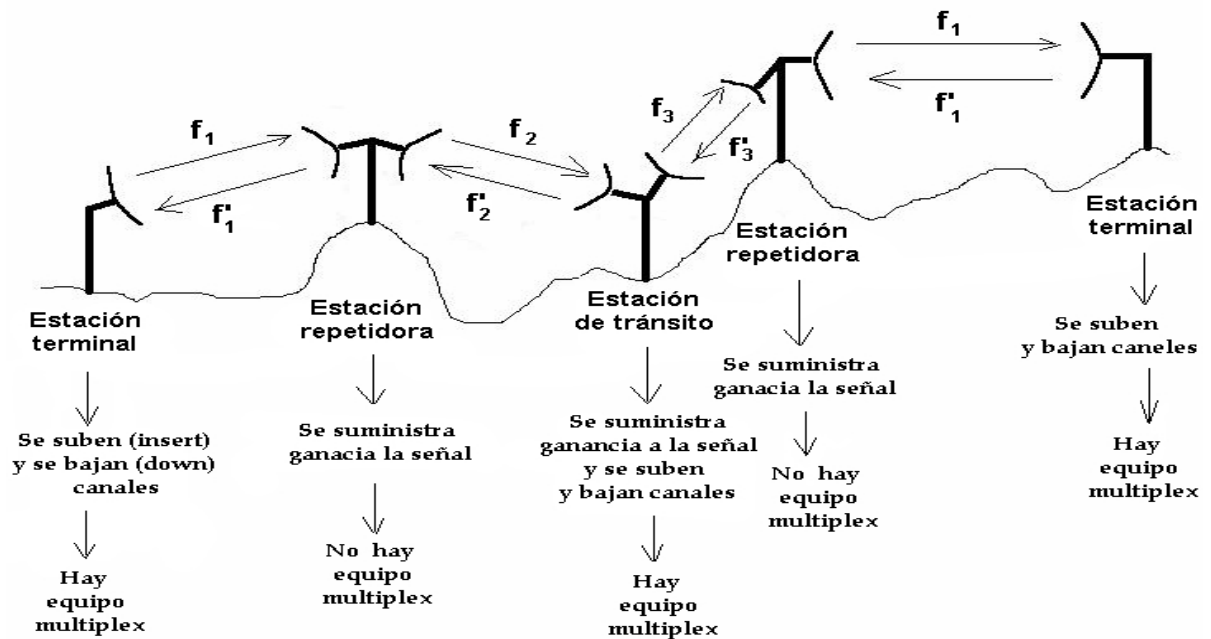


Figura 5.1. Radioenlace de línea de vista: nótese los puntos de repetición de la señal a lo largo de la red.

5.2) Estructura de campo en el punto de recepción en radioenlaces de línea de vista

Según el párrafo y la figura anterior, cabría esperar que el campo en el punto de recepción resulte del rayo directo, es decir, del rayo proveniente de la dirección de radiación de la antena transmisora y de recepción de la antena receptora determinada por la línea de vista entre las antenas. Lo anterior sería cierto si se cumplieran dos condiciones: primera, que la superficie de la tierra no se comportara como una superficie reflectora, y segunda, que el medio que rodea a la tierra y por ende a las antenas fuese espacio libre.

Ninguna de las dos condiciones mencionadas anteriormente son ciertas: la superficie de la tierra se comporta como un espejo que refleja los rayos que inciden sobre ella, así, aquellas direcciones de radiación (rayos) provenientes de la antena transmisora que son radiadas en dirección a la superficie de la tierra serán reflejadas por esta y en dependencia de las características de la superficie (lisa, rugosa, líquida, boscosa, seca, húmeda, etc.) uno o más rayos, más o menos intensos, podrían alcanzar el punto de recepción; habría que agregar un elemento adicional y es que en zonas urbanas y suburbanas la propagación se ve afectada por un conglomerado de obras civiles y otras creaciones humanas (edificios, fábricas, depósitos de agua, vallas metálicas, vehículos, etc.) que actúan también como superficies reflectoras contribuyendo a que en el punto de recepción aparezcan además del rayo directo, rayos reflejados desde estas estructuras. En cuanto a la segunda condición, la tierra y por lo tanto las antenas no están rodeadas por el espacio libre sino por la atmósfera terrestre, en particular la troposfera, que como ya establecimos es un

medio cuyas características eléctricas varían con la altura, con las coordenadas y con el tiempo, lo cual significa, entre otras cosas, que en la troposfera pueden aparecer irregularidades (regiones o volúmenes más o menos grandes en las que se presentan cambios abruptos del índice de refracción) sobre las que rayos radiados desde la antena transmisora con cierto ángulo de elevación pueden incidir reflejándose o dispersándose pudiendo alcanzar así el punto de recepción.

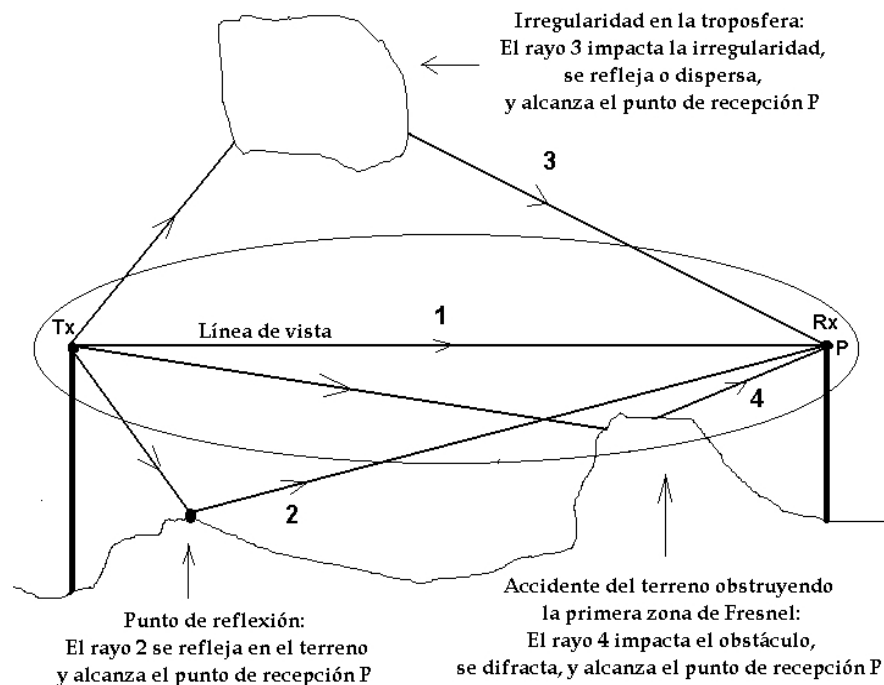


Figura 5.2. Estructura de campo en el punto de recepción P: nótese la interferencia en el punto P.

Tenemos entonces que la estructura de campo en el punto de recepción P como muestra la figura 5.2 resultará de la interferencia entre el rayo directo 1, rayos que se reflejan en la superficie de la tierra y/o en obstáculos artificiales 2 (esto último fundamentalmente en zonas urbanas y suburbanas), rayos que se reflejan o dispersan en irregularidades en la troposfera 3, y en trayectorias de propagación más largas, además, el campo difractado de la onda 4. Es decir, la estructura de campo en el punto de recepción en radioenlaces de línea de vista es consecuencia de un fenómeno de multirrayecto o multirayectoria: rayos radiados desde la antena transmisora en diferentes direcciones, producto de mecanismos de propagación tales como reflexión, dispersión y difracción pueden alcanzar y alcanzan el punto de recepción, de manera, que en dependencia de las relaciones de fase con las que arriben, y las fases de cada uno de estos rayos dependerá del trayecto que recorran para llegar al punto de recepción, la interferencia entre ellos pudiera ser constructiva (se observaría un reforzamiento del campo recibido con respecto al campo como consecuencia únicamente de las pérdidas por espacio libre) o destructiva (se observaría un debilitamiento del campo recibido con respecto al campo como consecuencia únicamente de las pérdidas por espacio libre).

Para completar el escenario descrito anteriormente, habría que agregar, que la ya mencionada variación continua del estado de la troposfera con el tiempo afecta las condiciones de propagación, aún, si en el punto de recepción apareciera únicamente el rayo directo (un ejemplo lo ofrecen los cambios lentos del campo recibido debido a variaciones de las condiciones meteorológicas). La situación se complica mucho más a la luz del fenómeno de multitrayectoria e interferencia, ya que, las micropulsaciones y fluctuaciones del índice de refracción de la troposfera, es decir, las variaciones con el tiempo de las irregularidades locales que los diferentes rayos encuentran en su trayectoria, afectan la velocidad de propagación de los mismos y como consecuencia a la diferencia de fase, dando lugar, a su vez, a una fluctuación del campo resultante que se conoce como desvanecimiento.

Dada la importancia del desvanecimiento, tanto estos como los procedimientos para compensar sus efectos serán tratados profundamente en próximos capítulos; no obstante, valdría la pena aquí hacer la siguiente precisión.

En trayectorias de radioenlaces cortos que utilizan frecuencias portadoras por debajo de 10 GHz, el nivel de la señal que llega a la antena receptora del extremo distante se puede calcular con una precisión de menos de 1 dB. Si la salida del transmisor no cambia, el nivel que se recibe permanece sin modificación durante largos períodos, hasta por años. A medida que la longitud de la trayectoria aumenta, el nivel que se calculó tiende a decrecer de vez en cuando, estas caídas pueden durar segundos, minutos o aún más. En el diseño de radioenlaces se debe tomar en cuenta el desvanecimiento, primero en base al sistema y, después, en base a los saltos. Al diseñador del sistema le interesa la contribución de ruido que se acumula en el canal de banda base que se deriva. Conforme la señal se desvanece, disminuye la relación señal a ruido y se incrementa el ruido del sistema en el canal de banda base que se deriva.

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

Capítulo 6

Zonas de Fresnel

6.1) Introducción

Una antena isotrópica situada en el espacio libre radia energía en todas direcciones. Por consiguiente, la densidad de flujo de potencia tiene un valor finito en todos los puntos del espacio que la rodea (con tal que la distancia al radiador no sea muy grande). Consideremos como la onda de radio llega al punto B a una distancia r de la fuente como muestra la figura 6.1. Supongamos que la energía de una onda de radio es llevada al punto B mediante un rayo extremadamente fino, AB , definiendo el rayo en términos de la óptica geométrica. Alternativamente, podemos suponer que la energía de la onda que llega al punto B ocupe un cierto volumen finito en el espacio alrededor del eje AB . Mediante un experimento se puede demostrar cual de las dos suposiciones es la correcta.

6.2) Zonas de Fresnel

Coloquemos un diafragma radio-opaco en la trayectoria de las ondas de radio. Hagamos, además, que el diafragma tenga una abertura de diámetro variable $2b$. Este diafragma se puede asemejar al utilizado en las cámaras fotográficas. En primer lugar, dejaremos la abertura totalmente abierta y mediremos la intensidad de campo en el punto B . Luego cerraremos la abertura gradualmente hasta que el instrumento indique una disminución notable de la intensidad de campo. Observando la posición respectiva de la abertura, podemos determinar el diámetro del volumen significativo para la transmisión de energía. Situando la ventana a diferentes distancias l_1 de la fuente, podemos determinar el contorno del volumen significativo.

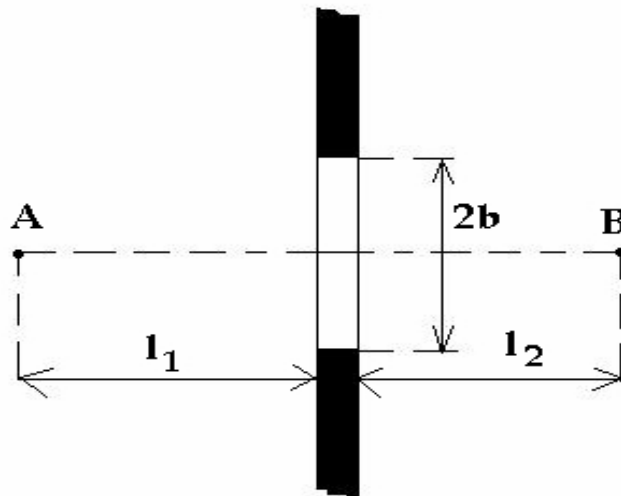


Figura 6.1. Determinación del volumen significativo para la transmisión de energía.

Si fuera cierta la consideración que hicimos sobre la transmisión de energía por un rayo extremadamente fino, notaríamos una disminución brusca en las lecturas del instrumento sólo cuando la abertura estaba cerrándose por completo.

Alternativamente, la forma del volumen significativo para la radiotransmisión puede determinarse analíticamente utilizando el principio de Huygens y el concepto de las zonas de Fresnel.

En su forma elemental, el principio de Huygens establece que cada punto del frente de una onda progresiva (producido por alguna fuente primaria) es la fuente de una nueva onda esférica secundaria. Utilizando el principio de Huygens, es posible calcular el campo electromagnético en cualquier punto del espacio a partir de la intensidad de campo conocida en la superficie del frente de onda.

Con el principio de Huygens, es posible determinar la parte del espacio que contribuye de una forma significativa a la radiopropagación, no obstante, aquí utilizaremos la interpretación gráfica que propuso en 1818, Fresnel, de Francia.

Para ello, como se muestra en la figura 6.2, tracemos una esfera de radio l_1 desde el punto A como centro, cuya superficie S represente la superficie del frente de onda. Llamemos l_2 a la distancia a lo largo de la trayectoria del rayo AB, medida desde el punto de recepción a la superficie de la esfera. Tracemos un conjunto de rectas desde el punto B, que atraviesan la esfera S en los puntos a una distancia $[l_2 + \lambda/2]$ del punto B. Este conjunto de rectas forman una superficie cónica que intercepta el plano del dibujo a lo largo de las líneas rectas BN_1 y BN'_1 . De igual forma se construyen las superficies cónicas de órdenes superiores, para las cuales $BN_2 = l_2 + 2\lambda/2$ y, en general, $BN_n = l_2 + n\lambda/2$. Las intersecciones entre las superficies cónicas y la esfera forman un sistema de círculos concéntricos.

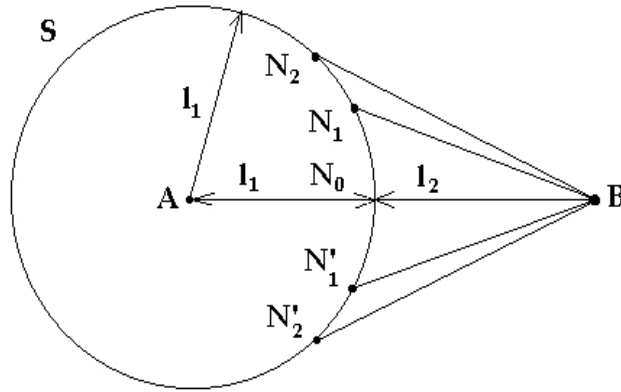


Figura 6.2. Zonas de Fresnel sobre la superficie de una esfera.

En la figura 6.3 estos círculos se muestran como son vistos desde el punto B . Los segmentos limitados por círculos adyacentes son conocidos como zonas de Fresnel. La primera zona de Fresnel es una porción de la esfera limitada por un círculo, mientras que las zonas de órdenes superiores son porciones circulares sobre la superficie de la esfera.

Las fuentes imaginarias o virtuales, de ondas secundarias situadas dentro de la primera zona de Fresnel son tales que la diferencia de fase entre las ondas secundarias en el punto B y la onda debida al emisor virtual situado en el punto N_0 no excede los 180 grados, puesto que una diferencia de media longitud de onda en la longitud de la trayectoria, corresponde a una diferencia de fase de 180 grados.

Las ondas producidas por las fuentes virtuales dentro de la segunda zona de Fresnel se diferencian en fase en un ángulo entre 180 a 360 grados de las ondas debidas al emisor en N_0 . Se puede decir que en conjunto las ondas debidas a la segunda zona de Fresnel están 180 grados fuera de fase con las ondas debidas a la primera zona. La figura 6.3 muestra estas diferencias mediante signos más y menos en las zonas alternas.

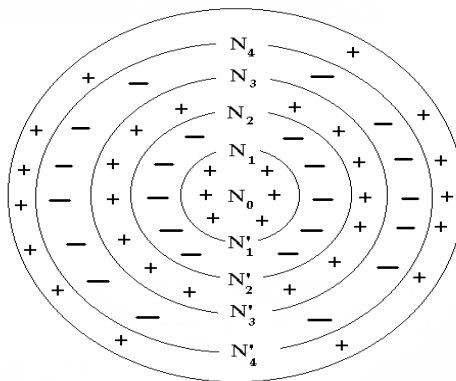


Figura 6.3. Zonas de Fresnel sobre la superficie de una esfera.

Se puede demostrar que las zonas adyacentes de órdenes superiores se cancelan entre sí, y esta cancelación es tanto más completa, mientras más alto es el orden de las zonas [1]. Puede demostrarse también que debido a esta cancelación paritaria, el efecto acumulativo de todas estas zonas es igual aproximadamente a la mitad del efecto de la primera zona. Por lo tanto, la primera zona de Fresnel limita (y con un buen margen) el volumen que contribuye de forma significativa a la propagación de las ondas.

Los radios de las zonas de Fresnel b_n en metros pueden hallarse según la siguiente ecuación

$$b_n = \sqrt{\frac{l_1 l_2 n \lambda}{l_1 + l_2}} \quad (6.1)$$

Donde

l_1 y l_2 : Ya fueron definidos anteriormente y se expresan en metros.

$\lambda_m = c/f$: Longitud de onda en metros, donde $C = 3 * 10^8 \text{ m/s}$ es la velocidad de la luz en el espacio libre y f es la frecuencia de la portadora en Hz .

El radio de la primera zona de Fresnel b_1 en metros se obtiene de (6.1) haciendo $n = 1$, de manera que

$$b_1 = \sqrt{\frac{l_1 l_2 \lambda}{l_1 + l_2}} \quad (6.2)$$

Para aplicaciones de radio se acostumbra a calcular el radio de la primera zona de Fresnel R_{1ZF} en metros utilizando la siguiente expresión

$$R_{1ZF} = 17,3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f d}} \quad (6.3)$$

Donde

d_1 : Es la distancia en kilómetros desde el punto de la trayectoria donde queremos hallar el radio de la primera zona a la antena transmisora

d_2 : Es la distancia en kilómetros desde el punto de la trayectoria donde queremos hallar el radio de la primera zona a la antena receptora

f : Es la frecuencia de operación en GHz

d : Es la distancia en kilómetros entre la antena transmisora y la antena receptora.

Los puntos N_n se encuentran sobre la superficie de una elipsoide de revolución, cuyos focos están en los puntos A y B . Este elipsoide es el que contiene el volumen significativo para la radiopropagación, como se muestra en la figura 6.4. El radio de la primera zona de Fresnel es máximo en el centro de la trayectoria.

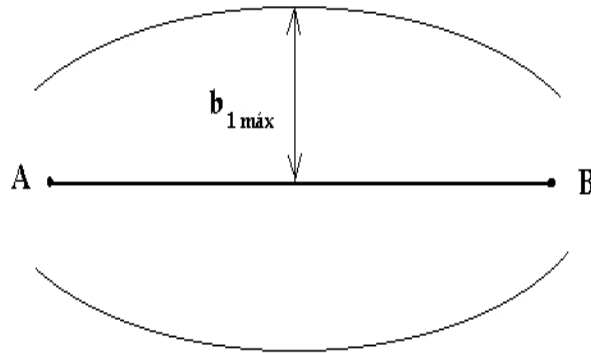


Figura 6.4. Volumen significativo para la propagación de la onda en el espacio libre: primera zona de Fresnel.

Para frecuencias por encima de los 3 MHz el radio de la primera zona de Fresnel suele ser mucho menor que la longitud de la trayectoria.

En resumen, la energía de la onda de radio se transmite dentro de cierto volumen definido, de forma de elipsoide de revolución, y limitado por la primera zona de Fresnel, y no dentro de un canal extremadamente fino. Por lo tanto, no será suficiente liberar de obstrucciones la línea de vista entre las antenas para obtener la mayor intensidad de campo en el punto de recepción, sino que, además, debemos garantizar el despeje en un 100% de la primera zona de Fresnel a lo largo de toda la trayectoria de radio en cada uno de los saltos que componen el enlace, de manera, que al despejar la totalidad de dicha primera zona no introduzcamos atenuaciones adicionales a la

propagación de la onda, garantizando así un nivel máximo de campo en el punto de recepción. No es de extrañar entonces que una de las tareas más importantes durante la etapa de planeación del radioenlace sea encontrar la altura de antenas que garantice el despeje de la primera zona de Fresnel.

6.3) Ejemplo de cálculo de R_{1ZF}

Datos

$$f = 7.825 \text{ GHz}$$

$$d = 84 \text{ km}$$

En los kilómetros 17, 32,56 y 70 hay accidentes del terreno con alturas significativas

Hallar en dichos puntos el R_{1ZF}

Solución

$$R_{1ZF} = 17,3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f d}} \Rightarrow R_{1ZF_{km17}} = 17,3 \sqrt{\frac{17 \times 67}{7.825 \times 84}} = 22.77 = 23 \text{ m}$$

$$R_{1ZF} = 17,3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f d}} \Rightarrow R_{1ZF_{km32}} = 17,3 \sqrt{\frac{32 \times 52}{7.825 \times 84}} = 27.52 = 28 \text{ m}$$

$$R_{1ZF} = 17,3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f d}} \Rightarrow R_{1ZF_{km56}} = 17,3 \sqrt{\frac{56 \times 28}{7.825 \times 84}} = 26.72 = 27 \text{ m}$$

$$R_{1ZF} = 17,3 \sqrt{\frac{d_1 d_2}{f d}} \Rightarrow R_{1ZF_{km70}} = 17,3 \sqrt{\frac{70 \times 14}{7.825 \times 84}} = 21.12 = 22 \text{ m}$$

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

Capítulo 7

Calculo de las alturas de las torres

7.1) Introducción

En los capítulos anteriores hemos destacado la importancia de la altura de las antenas en el desempeño del radioenlace, por ejemplo, para lograr el despeje de la primera zona de Fresnel. Como veremos mas adelante, la altura de las antenas, en cuanto al desempeño adecuado del radioenlace, trasciende la problemática asociada con la liberación de la primera zona de Fresnel. Estudiemos, entonces, como se calcula la altura de las antenas.

7.2) Cálculo de la altura de las torres

En condiciones de espacio libre ($k = 1$), la ecuación (3.5) dado el valor del radio de la tierra a nos permite calcular el rango de visibilidad directa conocidas la altura de las antenas. Realmente, como ya sabemos, el espacio libre es una abstracción, es decir, los medios reales (troposfera, ionosfera, etc.) en los cuales se propagan las ondas de radio no son espacio libre. En el caso de los radioenlaces de microondas terrestres la propagación transcurre a través de la troposfera, que en general es un dieléctrico heterogéneo cuyas características eléctricas varían en función del tiempo, por lo tanto, la altura de antenas con las cuales logramos línea de vista en condiciones de espacio libre se ven modificadas cuando la propagación transcurre en la troposfera.

Por otro lado, las ondas de radio no se propagan en forma de un haz, sino que, al propagarse, la energía se distribuye en un volumen que puede ser dividido en zonas, estas zonas reciben el nombre de zonas de Fresnel. Para minimizar las pérdidas en un trayecto de radio, aun en condiciones de espacio libre, es necesario liberar la primera zona de Fresnel. La altura de las antenas, entonces, no solamente debe garantizar que la línea de vista entre las antenas no este obstruida, sino, además, que la primera zona de Fresnel no sea ensombrecida ni por la curvatura de la tierra ni por los obstáculos presentes en el trayecto.

Suponiendo ahora que los puntos terminales y de repetición a lo largo de la ruta de microondas se eligieron cuidadosamente, teniendo en cuenta las definiciones de factor k y radio de la primera zona de Fresnel, el siguiente momento en la ingeniería de radioenlaces de línea de vista es determinar la altura de las torres. El procedimiento para calcular la altura de las antenas es el siguiente:

1. Con la latitud y longitud de los puntos a enlazar se halla la distancia entre los puntos.
2. Mediante un mapa con la resolución adecuada y conociendo la latitud y longitud de los puntos a enlazar, trazando una línea recta entre los puntos, se obtiene el perfil del terreno (altura en metros de los obstáculos presentes en la trayectoria VS distancia en kilómetros).
3. A la altura en metros de los obstáculos se le adiciona la irregularidad de la tierra (curvatura de la tierra) ponderada por el valor del factor k de acuerdo a la troposfera sobre la que transcurre la trayectoria de radio, según la relación $h_m = 0.078 d_{1km} d_{2km} / k$, donde d_1 es la distancia en km desde el obstáculo a la antena transmisora y d_2 es la distancia en km desde el obstáculo a la antena receptora.
4. A la altura de los obstáculos obtenida en el paso 3 se le adiciona el radio de la primera zona de Fresnel según (6.3). Si estamos interesados en dibujar la primera zona de Fresnel debe hallarse el radio de la misma en toda la trayectoria, si lo que deseamos es calcular la altura de las antenas es suficiente hallar el radio de la primera zona en aquellos puntos con altura de obstáculo más significativa y a esta altura sumarle el radio de la primera zona, ya que si despejamos la primera zona de Fresnel en aquellos puntos más comprometidos de hecho la estamos liberando en todo el trayecto.
5. Representamos el perfil del terreno con las ponderaciones indicadas en los pasos 3 y 4 en un plano cartesiano con las escalas por la horizontal (se ubican las distancias en km) y por la vertical (se ubican las alturas de los obstáculos en m) adecuadas (según la longitud del trayecto y las alturas de los obstáculos). Trazamos una línea recta (sobre el plano cartesiano las ondas de radio se propagan en línea recta) desde los extremos (kilómetro cero – kilómetro último) tangente al punto que representa al obstáculo con altura más significativa de manera que el resto de los puntos que representan los obstáculos con alturas menores queden por debajo de dicha recta, asegurando así liberación de la primera zona de Fresnel en todo el trayecto. La intersección de la línea recta con los extremos resulta en la altura de las antenas (transmisora y receptora) con respecto al nivel del mar.

Las siguientes recomendaciones deben ser consideradas para adelantar los pasos descritos en el procedimiento anterior:

- El objetivo es conservar la comunicación efectiva con una altura mínima en la torre. Las torres deben tener la altura justa para que el haz hertziano sobrepase los obstáculos en la trayectoria. El término “altura justa o altura suficiente” debe definirse con cuidado.
- ¿Qué obstáculos puede haber en la trayectoria? Entre otros, están los accidentes del terreno, como montañas, serranías, colinas y la curvatura de la tierra, la cual es mayor en la parte media de la trayectoria; también están los edificios, torres, silos, etc.
- En la etapa que se conoce como perfil de la trayectoria o perfil del terreno, se dibujan a escala todos los obstáculos a lo largo de la trayectoria sobre papel para graficar. Para ello se requieren buenos mapas topográficos de la región; lo ideal es que dichos mapas sean de 1:50000, sin embargo, también son apropiados los de 1:62500. Se traza una línea recta entre los puntos en cuestión y, después, se traslada a papel lineal para graficar en escala de 1centímetro por 1 ó 2 kilómetros sobre el eje horizontal; la escala vertical depende de la razón de cambio de la elevación a lo largo de la trayectoria; una escala ideal es la de 1centímetro por cada 10 metros y, para una región accidentada, 1 centímetro por cada 20 metros. En un país montañoso, la escala vertical puede ser de hasta 1 centímetro por cada 100 metros.
- Si el obstáculo (obstáculos) es un terreno con vegetación, especialmente árboles, se debe dejar un margen adicional para el crecimiento, para lo cual son suficientes por lo general 3 metros.
- En los puntos cercanos a los extremos de la trayectoria, el margen para la primera zona de Fresnel debe ser de por lo menos 6 m.
- Es deseable que haya equilibrio, de manera que en un extremo se tenga una torre muy alta y en el otro una torre pequeña; esto es posible, pero con una excepción: que haya un punto de reflexión en un lugar inconveniente a lo largo de la trayectoria.

Lo anterior merece un comentario aparte: en radioenlaces de visibilidad directa, el campo en el punto de recepción como ya conocemos resulta de la interferencia entre la onda directa y ondas que se reflejan en el terreno que pasa por la trayectoria, este fenómeno se conoce como multitrayecto o multitrayectoria. La onda directa y las ondas reflejadas, al interferirse, pueden hacerlo de manera destructiva, lo cual implicaría como ya vimos la anulación del campo en el punto de recepción. Por esta razón, es conveniente minimizar el efecto multitrayecto en el punto de recepción, para lo cual debe escogerse con cuidado los posibles puntos de reflexión, haciendo que o bien las reflexiones sean obstruidas por el propio perfil de la trayectoria como se muestra en la figura 7.1 o haciendo que los puntos reflexión aparezcan en sitios donde el terreno es irregular, por lo que la energía reflejada se dispersaría y llegaría con niveles mínimos al punto de recepción. Es decir, los

posibles puntos de reflexión se pueden detectar sobre el perfil con el objeto de ajustar la altura de las torres (la ubicación de los puntos de reflexión depende de la altura de las antenas) de manera que el punto de reflexión quede en un terreno donde la energía que se refleja se divida y se disperse. Los cuerpos de agua y otras superficies suaves provocan reflexiones indeseables. El objetivo es asegurar que el punto de reflexión no caiga en un área con terreno suave o sobre agua, sino en una zona con tierra donde la energía se divida o disperse, por ejemplo, en áreas boscosas. Por esta razón mencionamos anteriormente que el término “altura justa o altura suficiente” debía definirse con cuidado.

- En una trayectoria con mucha reflexión en gran parte de su curso se pueden minimizar los efectos de recepción multitrayectoria utilizando la técnica de diversidad de espacio.
- Por razones de economía la altura límite para las torres en países montañosos no debe superar los 100 metros. Si se elige bien la cima de una colina o montaña, nunca se necesitará considerar una torre de tal altura. En los países planos, la regla general se basa en las torres altas; entre más alta es la torre, mayor es la distancia entre la línea de vista: por lo tanto en un enlace dado, se requerirán menos repetidores; existe un compromiso entonces entre la altura de las torres y la cantidad de repetidores.
- Puntos terminales o de repetición en medio de la ciudad posibilita el uso de edificios altos como torres naturales.
- Si no se conoce el valor de k , debe trabajarse con el valor de k de la troposfera normal, es decir, $k = 4/3$ (un papel conocido como “papel 4/3” fue usado por años por las empresas de proyectos de enlaces de microondas terrestres para hacer los cálculos relativos a altura de las antenas). Por supuesto, esto nos obligaría a hacer correcciones sobre el terreno una vez que estamos en la fase de implementación del radio.

Finalmente, es recomendable señalar, que en la actualidad, las empresas que se dedican a realizar proyectos de radioenlaces de visibilidad directa, en su mayoría, cuentan con herramientas de software, que conociendo la latitud y longitud de los puntos a enlazar, son capaces de cargar de una base de datos tridimensional del terreno la información relativa a la ubicación y altura de los obstáculos y mediante un procedimiento similar al descrito aquí calcular la altura de las torres. Estas herramientas, entre los datos que requieren para calcular la altura de las torres, esta el de rugosidad de la superficie, lo cual les permite calcular las alturas de las antenas de forma tal que se minimice el efecto de las reflexiones. Una herramienta capaz de realizar el procedimiento descrito anteriormente y que se ofrece en el mercado es la herramienta conocida como Pathlose.

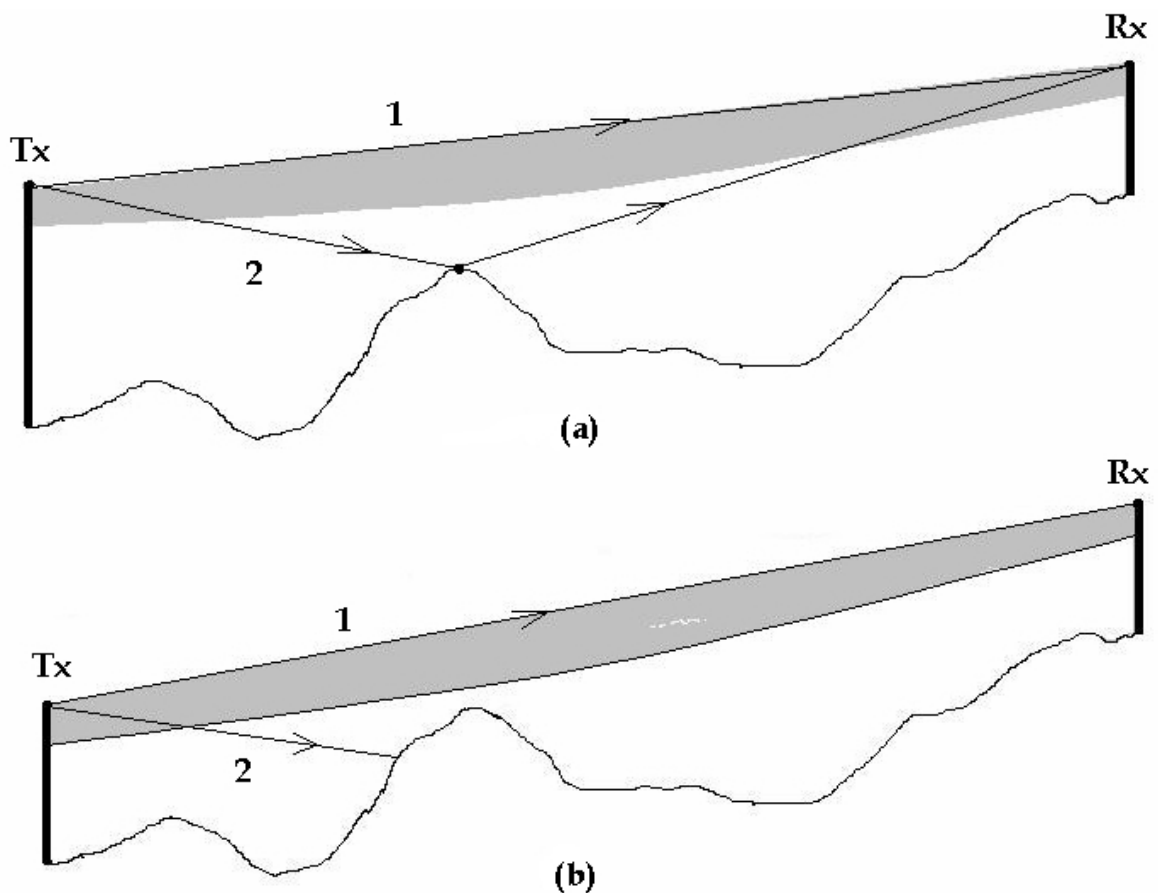


Figura 7.1. Reflexiones: a. En el punto de recepción se interfieren el rayo directo (1) y el rayo reflejado (2) y b. Al cambiar la altura de la antena transmisora (menor ahora) el rayo reflejado (2) no aparece en el punto de recepción ya que el perfil del terreno bloquea dicho rayo.

7.3) Ejemplo de cálculo de altura de las torres

Datos

Perfil del terreno:

(d (km), h (m)): (0, 120), (1, 120), (2, 120), (3, 130), (4, 140), (5, 140), (6, 170), (7, 170), (8, 200), (9, 150), (10, 130), (11, 130), (12, 100), (13, 120), (14, 150), (15, 150), (16, 160), (17, 160) y (18, 180).

$$k = 4/3$$

$$f = 7.825 \text{ GHz}$$

En el kilómetro 5 hay una zona boscosa

Hallar las alturas de las torres para liberar el 100% de la primera zona de Fresnel

Solución

Según los pasos 3, 4 y 5, a la altura en metros de los obstáculos, se le adiciona la irregularidad de la tierra (curvatura de la tierra) ponderada por el valor del factor k de acuerdo a la troposfera sobre la que transcurre la trayectoria de radio, según la relación $h_m = 0.078d_{1Km}d_{2Km}/k$, donde d_1 es la distancia en km desde el obstáculo a la antena transmisora y d_2 es la distancia en km desde el obstáculo a la antena receptora, obteniéndose el siguiente perfil del terreno modificado.

(d (km), h (m)): (0, 120), (1, 121), (2, 122), (3, 133), (4, 143), (5, 144), (6, 174), (7, 175), (8, 205), (9, 155), (10, 135), (11, 135), (12, 104), (13, 124), (14, 153), (15, 153), (16, 162), (17, 161) y (18, 180).

Ahora, a la altura de los obstáculos obtenida en el paso anterior se le adiciona el radio de la primera zona de Fresnel según (6.3) y en el kilómetro 5 como hay una zona boscosa se adicionan otros 3 metros para compensar el futuro crecimiento de los árboles, obteniéndose el siguiente perfil del terreno modificado.

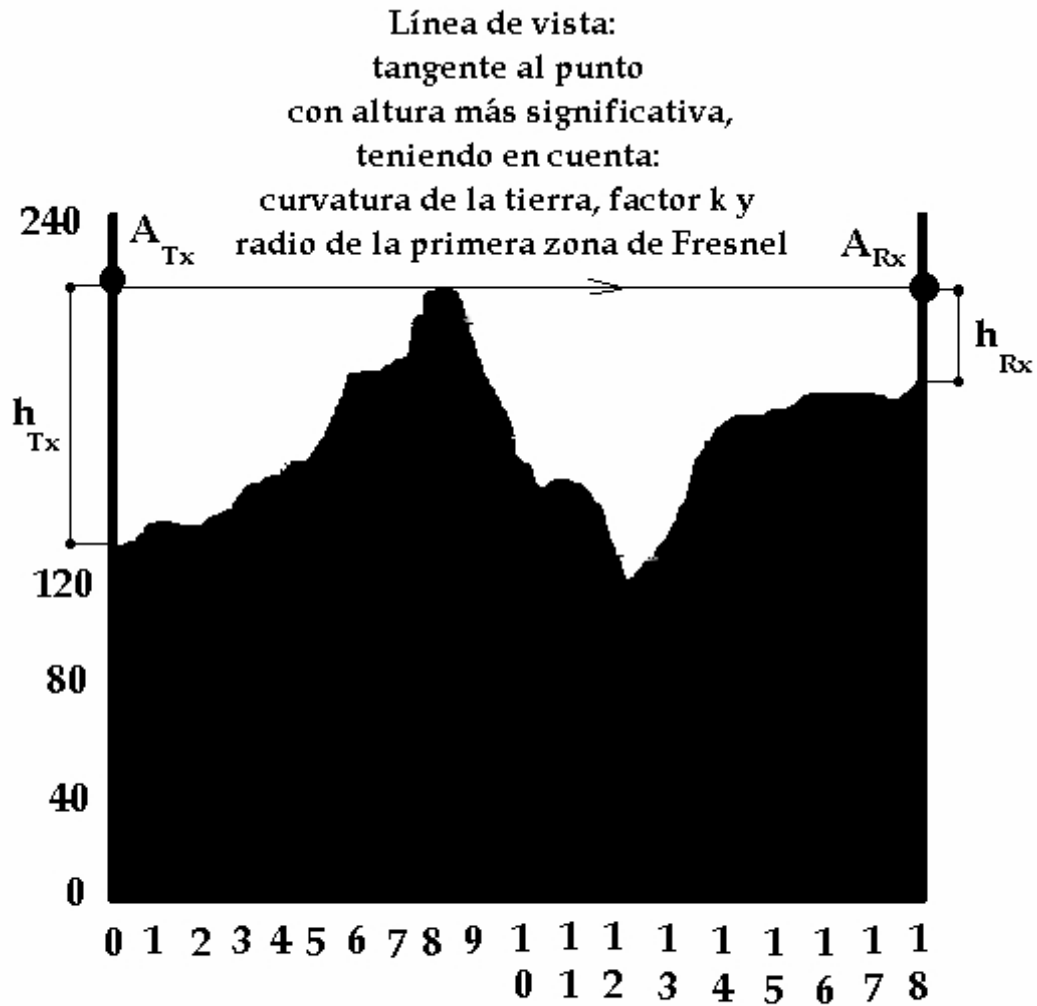
(d (km), h (m)): (0, 120), (1, 127), (2, 130), (3, 143), (4, 154), (5, 159), (6, 186), (7, 188), (8, 218), (9, 168), (10, 148), (11, 148), (12, 116), (13, 136), (14, 164), (15, 163), (16, 170), (17, 167) y (18, 180).

Finalmente, representamos el perfil del terreno con las ponderaciones indicadas en los pasos 3 y 4 en un plano cartesiano con las escalas por la horizontal (se ubican las distancias en km) y por la vertical (se ubican las alturas de los obstáculos en metros) adecuadas (según la longitud del trayecto y las alturas de los obstáculos). Trazamos una línea recta (sobre el plano cartesiano las ondas de radio se propagan en línea recta) desde los extremos (kilómetro cero – kilómetro último) tangente al punto que representa al obstáculo con altura más significativa de manera que el resto de los puntos que representan a los obstáculos con alturas menores queden por debajo de dicha recta, asegurando así liberación de la primera zona de Fresnel en todo el trayecto. La intersección de la línea recta con los extremos resulta en la altura de las antenas (transmisora y receptora) con respecto al nivel del mar o la altura de las torres, según se considere, como muestra la figura 7.2

De la solución que se propone en la figura 7.2 resultan ser iguales la altura de las antenas con respecto al nivel del mar, ya que por las características del terreno, los rayos reflejados en la superficie de la tierra serán obstruidos por este. Esta solución es particular del caso que se analiza en este ejemplo.

En la práctica, habitualmente, la altura de las antenas con respecto al nivel del mar es diferente, y en general depende, entre otros factores, de la conveniencia de escoger adecuadamente los puntos de reflexión a lo largo de la trayectoria.

En cuanto a la altura de las torres, difícilmente podrán ser iguales, aún en caso que la altura de las antenas con respecto al nivel del mar sea similar, pues sería muy poco probable que la altura de los puntos extremos del enlace fuera idéntica.



h_{Tx} : altura en metros de la torre de la antena transmisora.
 h_{Rx} : altura en metros de la torre de la antena receptora.

Figura 7.2. Cálculo de altura de antenas para liberar el 100% de la primera zona de Fresnel ($1.0 R_{1ZF}$).

7.4) Cálculo del punto de reflexión

Como señalamos anteriormente, las reflexiones en el terreno atentan contra el desempeño del radioenlace. En la medida que la conductividad de la tierra es mayor, más intensas serán las reflexiones, razón por la cual las reflexiones desde el mar, por ejemplo, son más críticas que las reflexiones desde tierra con vegetación. El coeficiente de reflexión (el coeficiente de reflexión es una medida de la cantidad de energía reflejada desde la superficie reflectora) para un tipo dado de terreno, depende, además de la conductividad el terreno, de la frecuencia. Generalmente, el

coeficiente de reflexión decrece con la frecuencia. Dicho coeficiente es también función del ángulo razante de la trayectoria y de la curvatura de la tierra (valor de k). Generalmente, la polarización vertical reduce las reflexiones, especialmente a frecuencias bajas [3].

La ubicación del punto de reflexión puede ser encontrada siguiendo el siguiente procedimiento.

$$q = \frac{h_1 - h_2}{h_1 + h_2} \quad (7.1)$$

$$Q = \frac{k \times 51(h_1 + h_2)}{2 \times d^2} \quad (7.2)$$

$$V = \frac{q}{1 + \frac{1}{Q}} \quad (7.3)$$

$$Z = V \times \sum_{i=0}^{\infty} \frac{V^{2i}}{(1+Q)^i} \quad (7.4)$$

Desde que (7.4) converge total y rápidamente, se logra una buena aproximación considerando cuatro términos:

$$Z = V \left[1 + \frac{V^2}{1+Q} + 3 \frac{V^4}{(1+Q)^2} + 12 \frac{V^6}{(1+Q)^3} \right] \quad (7.5)$$

$$d_1 = \frac{d}{2} (1+Z) \quad (7.6)$$

$$d_2 = \frac{d}{2} (1-Z) = d - d_1 \quad (7.7)$$

Donde

q : Parámetro que se usa en el procedimiento

h_1 : Altura de la antena transmisora por encima del punto de reflexión en metros

h_2 : Altura de la antena receptora por encima del punto de reflexión en metros

Q : Parámetro que se usa en el procedimiento

k : Factor k

d : Longitud total de la trayectoria

V : Parámetro que se usa en el procedimiento

Z : Parámetro que se usa en el procedimiento

d_1 : Distancia desde el punto de transmisión al punto de reflexión en kilómetros

d_2 : Distancia desde el punto de recepción al punto de reflexión en kilómetros

7.2) Ejemplo de cálculo del punto de reflexión

Datos

$$h_1 = 60 \text{ m}$$

$$h_2 = 40 \text{ m}$$

$$d = 84 \text{ km}$$

$$k = 4/3$$

Halle el punto de reflexión

Solución

$$q = \frac{h_1 - h_2}{h_1 + h_2} = \frac{60 - 40}{60 + 40} = 0.167$$

$$Q = \frac{k \times 51(h_1 + h_2)}{2 \times d^2} = \frac{4/3 \times 51(60 + 40)}{2 \times 84^2} = 0.58$$

$$V = \frac{q}{1 + \frac{1}{Q}} = \frac{0.167}{1 + \frac{1}{0.58}} = 0.061$$

$$Z = V \left[1 + \frac{V^2}{1 + Q} + 3 \frac{V^4}{(1 + Q)^2} + 12 \frac{V^6}{(1 + Q)^3} \right] =$$

$$= 0.061 \left[1 + \frac{0.061^2}{1+0.58} + 3 \frac{0.061^4}{(1+0.58)^2} + 12 \frac{0.061^6}{(1+0.58)^3} \right] = 0.061$$

$$d_1 = \frac{d}{2} (1 + Z) = \frac{84}{2} (1 + 0.061) = 44.56 \text{ km}$$

$$d_2 = \frac{d}{2} (1 - Z) = d - d_1 = \frac{84}{2} (1 - 0.061) = 84 - 42.26 = 39.44 \text{ km}$$

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

Capítulo 8

Pérdidas por difracción

8.1) Introducción

Como se explicó en el Capítulo 5, la estructura de campo en el punto de recepción resulta de múltiples rayos, que por diferentes mecanismos de propagación, alcanzan este punto interfiriéndose. Uno de estos mecanismos es la difracción: cuando obstáculos presentes en la trayectoria obstruyen la primera zona de Fresnel, los rayos provenientes de la antena transmisora, inciden sobre los mismos, contorneándolos (bordeándolos), es decir, difractándose alrededor de estos, continuando entonces su camino, llegando así al punto de recepción. En dependencia del número de obstáculos que penetren hacia el interior de la primera zona de Fresnel, de la geometría de los mismos, de la profundidad con la que penetren, del tipo de terreno y vegetación, del valor de k y de la frecuencia de operación, los rayos difractados llegarán al punto de recepción con determinada amplitud y fase, generando, así, una interferencia que puede ser constructiva (se observaría un aumento en el nivel de la señal recibida) o destructiva (se observaría una disminución en el nivel de la señal recibida), como se muestra en la figura 8.1. Al fenómeno antes descrito, difracción, se le asocian unas pérdidas conocidas como pérdidas por difracción L_d .

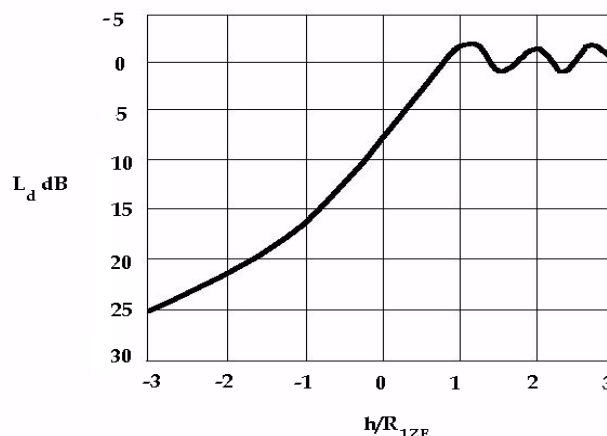


Figura 8.1. Pérdidas por difracción.

Para un correcto dimensionamiento del radio, estas pérdidas, en el caso en que estén presentes, deben ser calculadas, de manera que sean compensadas, como cualquier otra pérdida, con potencia de transmisión y/o ganancia de antena.

8.2) Pérdidas por difracción L_d

Las pérdidas por difracción, como apuntamos en la Introducción, dependen del tipo de terreno y la vegetación. Para un despeje dado de la trayectoria, las pérdidas por difracción variaran desde un valor mínimo para una obstrucción por un único filo de cuchillo (modelo utilizado para caracterizar los efectos de difracción de colinas o edificios) hasta un valor máximo para una tierra esférica lisa (modelo utilizado para caracterizar los efectos de difracción de la tierra). Los valores límites superior e inferior para las pérdidas de difracción se muestran en la figura 8.2.

Las pérdidas por difracción a través de un terreno promedio pueden ser aproximadas mediante la siguiente expresión

$$L_d = -20\left(\frac{h}{R_{1ZF}}\right) + 10 \quad (8.1)$$

Donde

L_d : Pérdidas por difracción expresadas en dB.

h : Distancia entre la trayectoria y el tope del obstáculo más significativo expresada en metros. Obsérvese que h será negativa si el tope de la obstrucción de interés esta por encima de la línea de vista.

R_{1ZF} : Radio de la primea Zona de Fresnel expresado en metros.

Debe notarse que las pérdidas por difracción pueden disminuirse, e incluso hacerse cero, escogiendo la altura de las antenas de manera tal que la primera zona de Fresnel este despejada en toda la trayectoria. No obstante, las variaciones en las condiciones refractivas de la atmósfera y por lo tanto en el índice de refracción, provocan cambios en el radio equivalente de la tierra y por consiguiente en el valor de k , de manera, que para una altura de antenas dada, en condiciones de subrefracción apreciable (pequeños valores de k), la trayectoria de los rayos se inclinará de tal forma que la tierra obstruirá la trayectoria directa entre la antena transmisora y la antena receptora, dando lugar a un tipo de desvanecimiento conocido como desvanecimiento por difracción o desvanecimiento- k . Se hace necesario, por lo tanto, en el momento de la planeación, en lo que al cálculo de altura de antenas se refiere, establecer criterios de claridad o despeje de la primera zona de Fresnel que permitan minimizar el efecto del desvanecimiento- k , siendo este

desvanecimiento, por estar relacionado con k , el factor básico que determina la altura de las antenas.

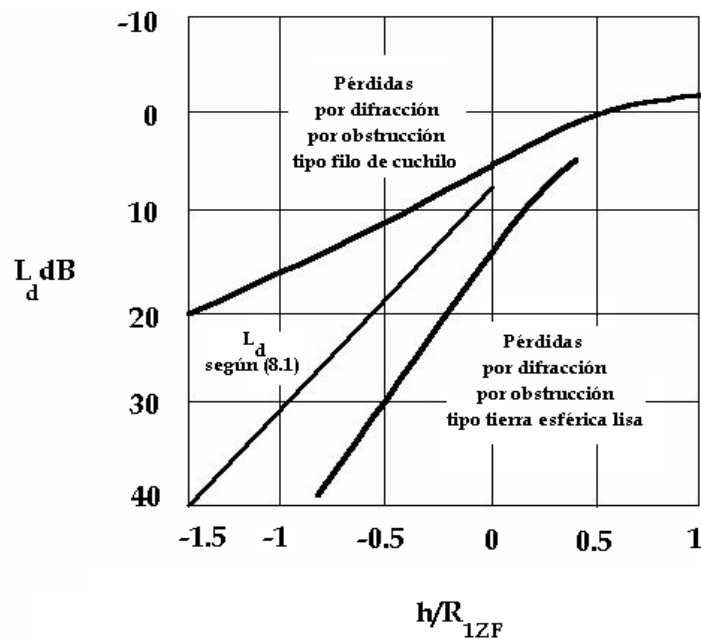


Figura 8.2. Límites superior e inferior de las pérdidas por difracción.

En [3] se sugiere una metodología para determinar los criterios de claridad (despeje) en ausencia de un procedimiento general para predecir las pérdidas por difracción, y en la Recomendación UIT-R P.526-6, PROPAGACIÓN POR DIFRACCIÓN, (Cuestión UIT-R 202/3), se recomienda se utilicen los métodos descritos en el Anexo 1 para el cálculo de las intensidades de campo en trayectos de propagación por difracción, que pueden corresponder a la superficie de una tierra esférica o a terrenos irregulares con diferentes tipos de obstáculos.

8.3) Ejemplo de cálculo de pérdidas por difracción

Dado un enlace de microondas terrestres con un radio de la primera zona de Fresnel en el punto de altura más significativa de 22.3 m y un despeje de la línea de vista en dicho punto de -12.4 m. Halle las pérdidas por difracción.

Datos

$$R_{1ZF} = 22.3m$$

$$h = -12.4m$$

Hallar L_d

Solución

$$L_d = -20\left(\frac{h}{R_{1ZF}}\right) + 10 = -20\left(\frac{-12.4}{22.3}\right) + 10 = 21.12 \text{ dB}$$

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

Capítulo 9

Conductos troposféricos

9.1) Introducción

Aunque el concepto de troposfera normal fue definido anteriormente, por la relación tan estrecha que tiene con el fenómeno de los conductos (ductos en inglés) troposféricos, antes de estudiar este, se hace necesario profundizar en el estudio de lo que también se conoce como atmósfera homogénea, como se forma, y como pueden verse alteradas sus propiedades.

9.2) Conductos troposféricos

El aire homogéneo (aire que es uniforme en su composición y cuya variación de temperatura es uniforme y originada únicamente por la disminución uniforme de la presión con el aumento de la altura) es el resultado de mezclar cabalmente el aire, lo que puede realizarse en distintas formas. Una forma en que el aire resulta mezclado es por medio de corrientes de convección. Las áreas abiertas de la superficie terrestre se pueden calentar por el sol, así resulta un aire más caliente y más ligero por encima del área. Esta masa de aire se eleva debido a su comparativa ligereza hasta que alcanza una elevación donde la presión de la masa de aire es la misma que la del aire circundante. Según la masa de aire se mueva hacia arriba, esta se reemplaza por el aire más fresco del terreno circundante. El resultado es una mezcla cabal del aire. Otra fuente de aire homogéneo son las tormentas. Las tormentas con suficiente turbulencia producen aire homogéneo, y por consiguiente, buenas condiciones de operación para la radiopropagación. Una tercera fuente de aire homogéneo es el aire fresco que se mueve sobre la tierra caliente. La masa de aire se calienta por la tierra, y las corrientes hacia arriba de aire resultan en una mezcla cabal de aire. Debe señalarse que el aire homogéneo se produce sólo en la atmósfera inferior. De manera semejante, solo una pequeña parte de la superficie terrestre puede ser abarcada por el aire homogéneo, pero esta puede aún ser lo suficientemente grande como para ser importante en la propagación de radio.

Donde no existen las condiciones atmosféricas normales, el cambio normal de la presión del vapor de agua y de la temperatura con la altura, pueden variar considerablemente. Este es el caso de lo que se conoce como cambio diurno.

El aire por encima de la tierra está continuamente sometido a cambios por calentamiento o por enfriamiento desde la superficie de la tierra. Este efecto está, por supuesto, atemperado por los vientos y el movimiento horizontal de las masas de aire, y puede ser despreciable en comparación con los efectos originados por los vientos. En el aire muerto (en calma), sin embargo, el calentamiento y enfriamiento de la atmósfera por la superficie terrestre puede tener efectos apreciables sobre el índice de refracción, por tanto, sobre la radiopropagación.

El calentamiento de la atmósfera desde la superficie terrestre ocurre casi exclusivamente durante el día, cuando se refleja parcialmente el calor del sol desde la superficie. Este calentamiento resulta en las corrientes de convección hacia arriba del aire caliente. Según se eleva el aire caliente, este desplaza al aire frío, más pesado, que a su vez se calienta con la superficie de la tierra. Esto da como resultado una mezcla cabal de la atmósfera con un gradiente normal de temperatura, y resultando en el aire homogéneo.

El calentamiento desde la superficie es un fenómeno diurno, el enfriamiento desde la superficie es un fenómeno nocturno. El calor absorbido por la tierra durante el día se disipa durante las primeras horas de la noche; el tiempo de disipación depende de la temperatura y del tipo de terreno. Puesto que no llega ningún calor a la tierra, el enfriamiento posterior hará que caiga la temperatura terrestre por debajo de la del aire, y se producirá una inversión de temperatura cerca de la superficie de la tierra. El aire frío será más pesado que el sobreyacente aire caliente, y por consiguiente, no existirán corrientes de convección. Cualquier intercambio de calor entre las capas de aire será por conducción solamente. Sin el movimiento vertical del aire no puede tener lugar la mezcla, y el aire se estratifica, con el aire caliente, menos pesado, que cubre al aire frío. Este aumento de la temperatura con la altura, inversión de temperatura, puede o no producir una inversión del índice de refracción, dependiendo de la humedad del aire y el contenido de humedad de la tierra. Si el aire no está saturado y el terreno es alto, el enfriamiento nocturno producirá una mayor humedad de la capa enfriadora y resultará una inversión del índice. Si el terreno está mojado, o aún, húmedo, el problema se hace extremadamente complicado y es imposible pronosticar el comportamiento del perfil (gráfica de una sección transversal de la atmósfera que muestra el cambio del índice de refracción con la altura) del índice de refracción. Puesto que el terreno comúnmente está húmedo durante el invierno y seco durante el verano, el enfriamiento nocturno generalmente tiene lugar durante los meses más cálidos, y sus efectos se observan con frecuencia en las gráficas de intensidad de la señal durante las 24 horas. El enfriamiento nocturno es bastante común durante el verano y puede esperarse que ocurra en más de la mitad de las noches de verano.

De acuerdo a lo anterior, la formación de los conductos troposféricos transcurre de la siguiente manera: durante el día, el sol calienta la superficie de la tierra, originándose una corriente de convección, y por lo tanto, una atmósfera homogénea (mezcla

cabal). Al oscurecer, como ya se puntualizo, el calor absorbido por la tierra se disipa durante las primeras horas de la noche, y como no llega ningún calor a la tierra, el enfriamiento posterior hace que caiga la temperatura terrestre por debajo de la del aire, produciéndose una inversión de temperatura cerca de la superficie de la tierra pero sin producirse una inversión del índice de refracción. Como el aire frío es más pesado que el sobreyacente aire caliente, no existirán corrientes de convección, de manera que, sin el movimiento vertical del aire no puede tener lugar la mezcla, y el aire se estratifica, con el aire caliente, menos pesado, cubriendo al aire frío, teniendo lugar el fenómeno de superrefracción entre capas de aire mas denso cercanas a la superficie de la tierra y capas de aire menos denso por encima de estas, formándose así conductos cercanos la superficie de la tierra. Más tarde, al amanecer, y durante la mañana, la tierra es calentada nuevamente por el sol, originándose corrientes de convección cercanas a la tierra, los conductos próximos a la superficie ascienden, resultando ahora en conductos elevados. A modo de ilustración, e intentando traducir la problemática de los conductos a situaciones reales, resulta conveniente señalar, que los conductos próximos a la superficie de la tierra, se encuentran, generalmente, por encima de una gran extensión de agua, tal como el Mar Caribe donde predomina un viento de superficie; mientras que se han hallado conductos elevados, por ejemplo, en zonas cercanas a San Diego, California.

No se puede depender de la captura, por un conducto, de una señal de radio para su transmisión, menos aún en cortos períodos de tiempo, ya que las condiciones que producen el conducto están sujetas a cambios, por ejemplo, los conductos de superficie que se observan en el Mar Caribe, se presentan, generalmente, en horas diurnas.

Las observaciones han mostrado que los conductos tienden a confinar las ondas electromagnéticas mediante una acción muy parecida a la de una guía de onda. Las mediciones de la intensidad del campo dentro de un conducto son considerablemente mayores que las tomadas fuera del mismo. Por lo tanto, a fin de que un conducto pueda emplearse con máximo provecho, tanto la antena transmisora como la antena receptora deben estar situadas dentro del conducto, aunque está situación puede favorecer el fenómeno de multitrayectoria y por lo tanto de desvanecimiento.

Para finalizar, apuntemos, que las regiones cercanas al ecuador son las más vulnerables a los conductos, mientras que en climas templados la probabilidad de que se formen conductos es menor. Esta diferencia, en cuanto a la probabilidad de formación de conductos, puede explicarse por la diferencia de temperaturas entre una región y otra, pero más que todo, por la diferencia de humedad.

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

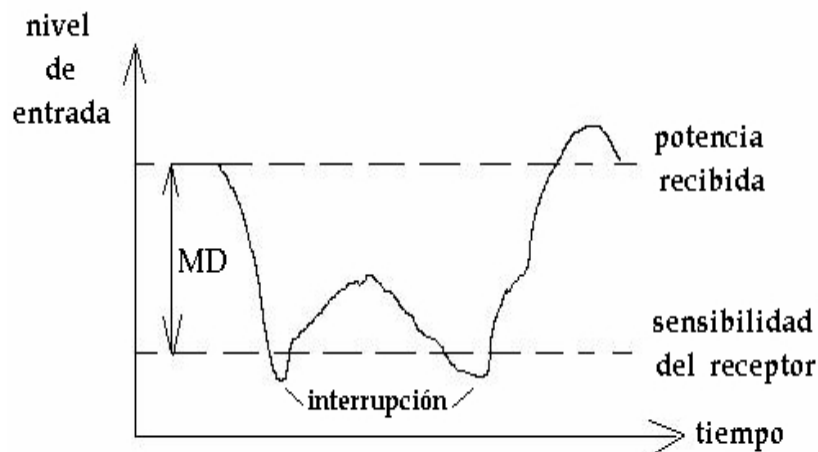
Capítulo 10

Desvanecimientos

10.1) Introducción

El desvanecimiento se define como una variación de la potencia de la portadora, de forma aleatoria, en valores por encima o por debajo del valor esperado en el receptor de un radioenlace de microondas terrestres, como muestra la figura 10.1.

Existen varios tipos de desvanecimiento, caracterizándose todos por las dificultades relativas a su cuantificación, ya que, como las causas que los producen, tiene carácter aleatorio.



MD: margen de desvanecimiento.

Figura 10.1. Desvanecimiento de la señal: nótese los instantes de tiempo en que el nivel de señal cae por debajo de la sensibilidad del receptor interrumpiéndose el enlace; obsérvese también el margen de desvanecimiento *MD* para proteger al radio de los efectos del desvanecimiento.

Estudiemos los diferentes tipos de desvanecimientos.

10.2) Clasificación de los desvanecimientos por las causas que los originan

Las causas básicas que originan los desvanecimientos de las microondas son la atmósfera que existe en la troposfera y la tierra, por lo cual podemos clasificar los desvanecimientos por sus causas en tres grupos.

1. Desvanecimientos provocados por la atmósfera.
2. Desvanecimientos originados por la superficie de la tierra.
3. Desvanecimientos provocados por la atmósfera y la tierra.

De manera que:

1. Desvanecimientos provocados por la atmósfera

El comportamiento de los desvanecimientos está determinado por la distribución de las variaciones del índice de refracción en la atmósfera y las variaciones originadas por el transcurrir del tiempo y se subdividen en:

a) Desvanecimientos por absorción

Este tipo de desvanecimientos, originado producto de la absorción y dispersión que introducen la lluvia, la nieve, niebla, etc., debilita la intensidad de campo. Su efecto es apreciable a frecuencias por encima de los 7 GHz.

b) Desvanecimientos por una pequeña y breve variación del índice de refracción

Este tipo de desvanecimientos se origina por pequeñas variaciones meteorológicas, como el movimiento anormal de las capas atmosféricas, por las variaciones del estado atmosférico producto de la inducción de masas de aire y por la aparición y desvanecimiento de la niebla.

Estos desvanecimientos son originados por la interferencia de una onda principal y muchas ondas débiles que sufren pequeña refracción por los fenómenos anteriores. La duración del ciclo de variación del desvanecimiento es apenas de unos cuantos segundos o menor que un segundo y su amplitud es de unos cuantos decibeles.

A este tipo de desvanecimientos de pequeñas variaciones se les conoce como desvanecimientos cintilantes.

c) Desvanecimientos causados por un índice de refracción anormal

Estos desvanecimientos se originan cuando la curva M es exageradamente acentuada, siendo los más representativos los desvanecimientos del tipo ducto. (Anteriormente, en esta Sección, le hemos llamado a $N = (n - 1) \times 10^6$ índice de refracción modificado, no obstante, también acostumbra a dársele este nombre al parámetro $M = N + (h/a) \times 10^6$, donde h es la altura con respecto al nivel del mar y a es el radio de la tierra. Al igual que n y N , M , describe la variación del índice de refracción de la troposfera con la altura: a partir de su perfil, conocido como curva M , puede estudiarse como varía el índice de refracción con la altura, y estudiarse por lo tanto, las influencias de las irregularidades locales sobre el comportamiento del índice de refracción).

Los desvanecimientos del tipo ducto se originan por la interferencia de muchas ondas provocada por las variaciones de las amplitudes de las ondas en el transcurso del tiempo. Las variaciones de las interferencias son de gran amplitud y de forma anormal.

d) Desvanecimientos por las turbulencias

La intensidad de campo a una distancia tan grande que no hay visibilidad directa esta estructurada por muchas ondas refractadas y reflejadas en un área amplia de la troposfera y de la atmósfera.

Cuando cada una de estas ondas sufre variaciones, las interferencias originan desvanecimientos de gran profundidad y de ciclos cortos.

2. Desvanecimientos originados por la superficie de la tierra

Los desvanecimientos de este tipo son los causados por las variaciones físicas o geométricas de la tierra y se pueden dividir en dos grupos.

a) Desvanecimientos originados por la superficie terrestre

Por las variaciones de la permitividad eléctrica, conductividad y grado de aspereza (rugosidad) de la superficie de la tierra, varían el coeficiente de reflexión y el grado de sombra de una superficie esférica, lo cual provoca, los desvanecimientos.

Por ejemplo, durante el invierno, en el campo, la nieve rellena las depresiones que existen en la superficie terrestre y las convierte en una superficie plana disminuyendo la dispersión de las ondas reflejadas. La

permitividad de las superficies nevadas o heladas es de 2 - 4 mientras que la del agua es de 80 por lo que, aún siendo la misma superficie lisa de un lago, por el hecho, de estar helada o no, hace variar la intensidad de la reflexión.

b) Desvanecimientos por variaciones de trayectoria

Este tipo de desvanecimientos es provocado, por ejemplo, cuando la superficie de reflexión es el mar, por el cambio de altura de este debido a las mareas (alta y baja) y que provocan cambios en la intensidad de campo.

3. Desvanecimientos provocados por la atmósfera y la tierra

Cuando cerca de la trayectoria de propagación existen superficies terrestres de reflexión o colinas que produzcan pérdidas por difracción, y estas se ven aumentadas por las variaciones atmosféricas, los desvanecimientos son más complicados y se dice que son de tipo combinado.

a) Desvanecimientos por causa de la interferencia tipo k

Cuando en una trayectoria de propagación con reflexión en la tierra, se suma una variación en la tendencia de la curva M por cambios de los elementos atmosféricos, la diferencia de las trayectorias de ondas directas y ondas reflejadas varía a su vez, y por lo tanto, la intensidad de campo, también.

En las trayectorias de microondas, aún una pequeña diferencia de trayectoria, provoca bastante variación de fase, por lo que, en trayectorias con interferencia a causa de las ondas reflejadas se origina siempre este tipo de desvanecimiento.

b) Desvanecimiento a causa de la interferencia tipo M

Cuando a una trayectoria con interferencia, originada por la aparición de un ducto con interferencia de muchas ondas, se le suma la interferencia producida por la reflexión repetida de las ondas que se propagan entre la tierra y el ducto, la propagación se vuelve muy complicada y da origen a los desvanecimientos tipo M , con variación de la intensidad de campo.

c) Desvanecimientos por difracción tipo k

Si una trayectoria con pérdidas por difracción provocadas por la existencia de un obstáculo, se ve aumentada en su trayecto por una variación de la atmósfera (varía k), la pérdida por difracción varía también y se producen los desvanecimientos.

d) Desvanecimientos por difracción tipo M

Aún cuando k salga de los límites normales, no siempre la curva M se convierte en tipo ducto; sin embargo, en este tipo de propagación cuando k sobrepasa los límites, la intensidad de campo es más sensible que cuando la propagación es normal.

10.3) Clasificación de los desvanecimientos con base en el tipo de variaciones de la intensidad de campo

Si clasificamos los desvanecimientos con base en el tipo de variaciones de la intensidad de campo, obtenemos cinco grandes grupos:

1. Desvanecimientos con variaciones tipo atenuación

Al igual que los desvanecimientos originados a causa de la absorción atmosférica, estos desvanecimientos nunca aumentan la intensidad de campo, sino que al contrario ésta sufre un desvanecimiento atenuante.

El tipo representativo de estos desvanecimientos es el causado por la absorción.

2. Desvanecimiento con variaciones de tipo cintilación

Como el cintilar de las estrellas, las variaciones de este tipo de desvanecimientos son de pequeña amplitud y de ciclo muy corto.

3. Desvanecimiento tipo k

Los desvanecimientos de este tipo aparecen en las trayectorias de propagación con interferencia o con difracción. La velocidad y la amplitud de sus variaciones es menor que la de tipo ducto, que explicaremos en el tipo 4. Al contrario de los desvanecimientos con variaciones de tipo atenuación, las variaciones suben y bajan del nivel promedio.

4. Desvanecimiento tipo ducto

Este tipo de desvanecimiento se presenta cuando el nivel de la intensidad de campo sufre aumentos y disminuciones anormales que se repiten con anormalidad.

5. Desvanecimiento tipo dispersión

Este tipo de desvanecimiento es muy parecido al de tipo ducto; sin embargo, existen ciertas diferencias. En estos, las variaciones de la amplitud de la

intensidad de campo son superiores a 10 dB, de ciclo muy corto y la existencia de los desvanecimientos es continua.

Las variaciones de los desvanecimientos tipo dispersión se originan por las turbulencias existentes en la troposfera y se dan en las trayectorias de grandes distancias sin visibilidad.

10.4) Clasificación de los desvanecimientos con base en el tipo de distribución estadística

La intensidad de campo con desvanecimientos es una variable aleatoria, por lo que sus variaciones pueden ser representadas estadísticamente, mediante la distribución de frecuencias y la distribución acumulativa.

Se sabe que muchos fenómenos naturales se adaptan a modelos estadísticos como la distribución normal (distribución de Gauss) y la distribución binomial.

Existen muchos tipos de distribución de los desvanecimientos de las microondas según sea la trayectoria de propagación, la estación y la hora. Por lo que no siempre existirá un modelo estadístico para todos los desvanecimientos. Sin embargo, en la mayoría de los casos, se utilizan los siguientes modelos por ser los más aproximados:

1. Distribución normal (variaciones expresadas en dB).
2. Distribución Gamma (variaciones expresadas en valores reales de la potencia de la energía).
3. Distribución Rayleigh (caso particular de la distribución Gamma).

En general, los desvanecimientos, en trayectorias de propagación sobre terreno montañoso, no son violentos, por lo tanto la variación del nivel promedio de la intensidad de campo puede ser representada mediante una distribución normal; de otra manera, en las trayectorias con interferencia, en las cuales ocurren desvanecimientos violentos, la variación del nivel promedio de la intensidad de campo puede ser representada mediante una distribución Gamma; y en las trayectorias que se caracterizan por desvanecimientos (durante corto tiempo) causados por la interferencia de muchas ondas, como los desvanecimientos tipo conducto y los desvanecimientos debido a turbulencias de la atmósfera, la variación del nivel promedio de la intensidad de campo puede ser representada mediante una distribución Rayleigh.

10.5) Clasificación de los desvanecimientos según su dependencia con la frecuencia

Los desvanecimientos, además de la clasificación anterior, exhiben un comportamiento que puede depender o no de la frecuencia de operación del radioenlace, de acuerdo a esto puede hacerse la siguiente clasificación.

1. Desvanecimiento no-selectivo en frecuencia (desvanecimiento plano): todas las componentes del espectro de la señal son igualmente atenuadas.
2. Desvanecimiento selectivo en frecuencia (desvanecimiento selectivo): solo alguna de las componentes espectrales de la señal son atenuadas, lo cual provoca una distorsión de la señal.

Los desvanecimientos pueden ser desvanecimientos planos o desvanecimientos selectivos, según su comportamiento con respecto a la frecuencia. Con respecto a lo anterior, en general, se puede plantear, que los desvanecimientos causados por el fenómeno de multitrayecto son selectivos, como por ejemplo, los causados por reflexiones en superficies, por anomalías atmosféricas (tales como ductos con una fuerte variación del índice de refracción con la altura), etc. El efecto total de los desvanecimientos sobre la señal de radio resulta de la suma de los efectos de los desvanecimientos planos y de los desvanecimientos selectivos.

Más allá de las clasificaciones anteriores, podemos resumir este intento de clasificación de los desvanecimientos, agregando, que los desvanecimientos que sufren las microondas no sólo varían por el tipo de propagación y el modelo de la trayectoria de propagación, sino además por las características meteorológicas de cada región y también en función de que la trayectoria sea terrestre, acuática o costera. Asimismo, la tendencia de las variaciones difiere en el día y la noche, en días despejados y nublados, en el verano y el invierno.

10.6) Estimación de los desvanecimientos y sus efectos

La propagación de las microondas en la atmósfera terrestre varía frecuentemente debido a la influencia de fenómenos meteorológicos, y además, la estimación de la variación meteorológica es muy difícil. Por consiguiente, la estimación de los desvanecimientos también será muy difícil.

A veces el aumento anormal de la intensidad de campo produce interferencias en otros enlaces y origina una distorsión en el enlace propio; la disminución también origina peligros, como la degradación de la relación señal a ruido e interrupciones del enlace. Por esto debe dársele mayor importancia a los descensos.

Como los desvanecimientos producto de la lluvia (para frecuencias por encima de los 10 GHz) y los desvanecimientos multitrayectoria, son los más significativos; y como

sus efectos tienen que tratarse por separado; a continuación se propone, primero, un modelo para estimar los desvanecimientos producidos por la lluvia, y segundo, un procedimiento para estimar los desvanecimientos multitrayectoria.

10.6.1) Margen de desvanecimiento

En ausencia de desvanecimientos, como muestra la figura 10.2, el nivel de potencia de la portadora C que se requiere a la entrada del receptor para una recepción confiable debe ser igual a la sensibilidad del receptor S , de manera que puede considerarse este nivel de potencia como un nivel de potencia mínimo C_{Min} . Bajo los efectos de los desvanecimientos se requerirá recibir un nivel de potencia de la portadora P_{Rec} mayor que C_{Min} ; se define entonces el margen de desvanecimiento, MD , (fading margin en ingles) en dB como:

$$MD = P_{Rec} - C_{Min} \quad (10.1)$$

Donde

P_{Rec} : Potencia recibida de la portadora en dBm

C_{Min} : Potencia mínima de la portadora en dBm

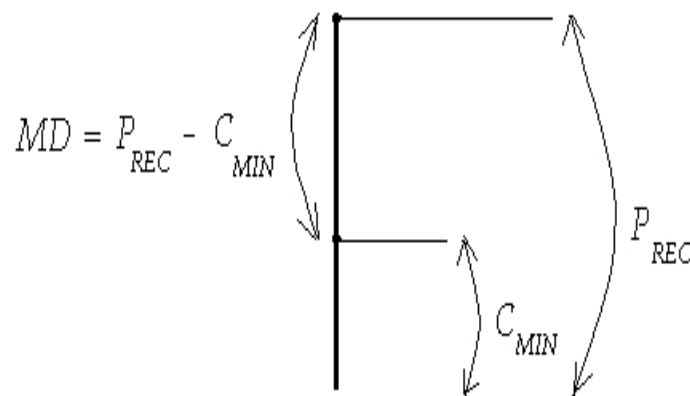


Figura 10.2. Margen de desvanecimiento.

El margen de desvanecimiento puede interpretarse como un margen de protección o sobredimensionamiento, que protege al radio de los efectos de los desvanecimientos y por lo tanto de la interrupción de la comunicación, durante los desvanecimientos de la señal. Este margen cuesta y se debe limitar únicamente a la cantidad estrictamente necesaria para cumplir las especificaciones del sistema.

10.6.2) Rendimiento con respecto al error o tasa de errores en los bits BER (bit error rate en ingles), y objetivos de disponibilidad P_{AV}

Los objetivos de rendimiento y los objetivos de disponibilidad para sistemas de microondas digitales están basados en la definición de la red.

Estos objetivos son sugeridos por la UIT en las Recomendaciones G.801, G.821 y G.826 (la G.826 sustituye a la G.821).

En este Epígrafe pretendemos hacer claridad en lo que significan dichos objetivos, sin intentar hacer una presentación pormenorizada de los mismos para cada uno de los tipos de red.

A la hora de definir estos objetivos para el diseño de una red real, el equipo de proyecto debe acudir a las Recomendaciones UIT citadas anteriormente, de manera que sean asignados los objetivos de rendimiento y disponibilidad generalmente aceptados según el tipo de red.

Algunas definiciones, importantes para comprender el significado de estos objetivos, se presentan a continuación:

- RDSI (ISDN en ingles)

Red Digital de Servicios Integrados (Integrated Services Digital Network en ingles): por esta red se transmiten servicios de voz, datos y otros.

- CFR (HRC en ingles)

Conexión Ficticia de Referencia (Hypothetical Reference Connection en ingles): La CFR es un modelo para una conexión internacional larga, 27500 km, como muestra la figura 10.3. No representa el peor caso pero se supone que abarca las principales situaciones reales. La CFR incluye equipos de transmisión, multiplexación y conmutación.

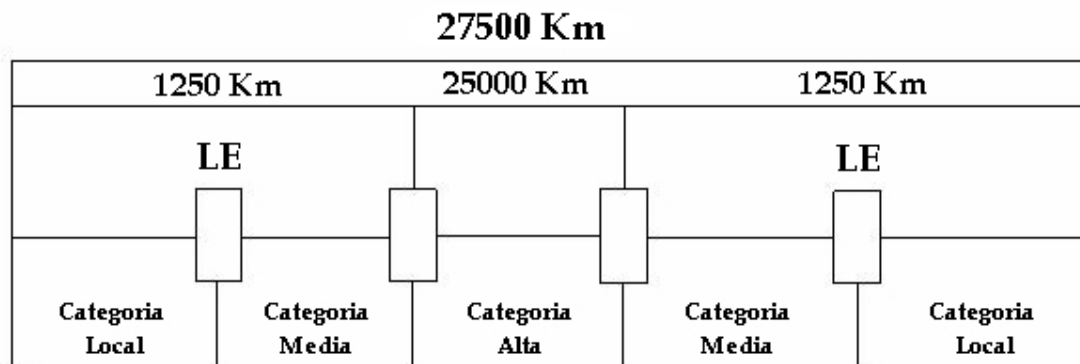


Figura 10.3. Conexión de Referencia Ficticia CFR.

- Enlace Digital Ficticio de Referencia (Hypothetical Reference Digital Link en ingles): significa lo mismo que Trayecto Digital Ficticio de Referencia (Hypothetical Reference Digital Path en ingles) TDFR (HRDP).

- Trayecto Digital Ficticio de Referencia (Hypothetical Reference Digital Path en ingles): EDFR se define principalmente para sistemas en línea y TDFR para sistemas de repetidores.

2500 km

64 Kbps

1 2 3 4 5 6 7 8 9

64 Kbps

64 Kbps

64 Kbps

Equipamiento multiplex digital de primer orden

Equipamiento multiplex de orden superior según las jerarquías recomendadas por la UIT-T

Sección de radio digital

- SDFR (HRDS en ingles)

Sección Digital Ficticia de Referencia (Hypothetical Reference Digital Section en ingles): representa secciones de longitud similares a las que se encuentran en redes reales. El modelo no incluye otros equipos digitales, tales como, multiplexores/demultiplexores. La longitud de una SDFR es 280 km o 50 km y puede tener diferentes clasificaciones de rendimiento.

- SES

Segundos con muchos errores (severely errored seconds en ingles): esto es un período de un segundo con un $BER \geq 10^{-3}$. Un BER de 10^{-3} es el punto donde la señal es inaceptable para la mayoría de los servicios.

- DM

Minutos degradados (degraded minute en ingles): esto es un período de un minuto con un $BER \geq 10^{-6}$.

- ES

Segundo con errores (errored second en ingles): esto es un período de un segundo que contiene al menos un bit erróneo. Un ES puede originarse por causas diferentes a los desvanecimientos.

- RBER

Tasa residual de errores en los bits (residual bit error rate en ingles): el $RBER$ de un sistema es encontrado tomando mediciones de BER por un mes usando un tiempo de integración de 15 minutos, desechando el 50% de los intervalos que contienen las mediciones de peor BER , y tomando el peor de las mediciones restantes.

- Los objetivos de rendimiento están separados de los objetivos de disponibilidad. Se considera que un sistema esta no disponible cuando el BER es mayor que 1×10^{-3} por 10 segundos consecutivos o más. Este período de tiempo se excluye cuando se estudia el rendimiento del sistema.

- Los objetivos de rendimiento para un enlace digital real están divididos en categorías. Estas son: categoría alta, categoría media y categoría local. La asignación de objetivos correspondiente a la sección de categoría alta se considera proporcional con la distancia entre 2500 km y 280 km, mientras que las categorías media y local son consideradas bloques complementarios. La administración de cada país decidirá que categoría será utilizada para la planeación de objetivos.

- Clasificación de los circuitos

La razón para dividir la CFR en tres tipos de circuitos es presentar los objetivos de rendimiento y los objetivos de disponibilidad según las exigencias que imponen las características de la red, de manera que los mismos puedan establecerse y por lo tanto diferenciarse de acuerdo con la complejidad de la misma. Tendremos entonces, de acuerdo a lo anterior, objetivos de rendimiento y objetivos de disponibilidad para circuitos de categoría alta, de

categoría media y de categoría local (aclaremos, que una porción de una red puede ser considerada como de categoría media, y a su vez, determinada sección de dicha porción puede ser tratada, a los efectos de la asignación de objetivos, como de categoría alta. Esto será descrito cuando se aborde la clasificación de calidad de los circuitos de categoría media).

Se supone que los objetivos que se le asignan a los circuitos de categoría media están previstos para ser usados en redes nacionales, generalmente entre el conmutador local (local exchange LE en inglés) y el centro de conmutación internacional. Sin embargo, lo anterior depende en buena medida de las dimensiones del país y de las dimensiones de las redes en el país.

De acuerdo a la UIT Rec. G.821 a las porciones de categoría media y categoría local se les permite cubrir hasta los primeros 1250 km de la red. Como la longitud de la porción de categoría local es generalmente despreciable, la longitud máxima de la porción de categoría media es aproximadamente 1250 km.

La porción de categoría media para la asignación de objetivos de rendimiento y objetivos de disponibilidad, tiene cuatro clasificaciones de calidad. A la clasificación 1 (280 km de longitud) le corresponde un circuito de categoría alta, aunque también puede asignársele un circuito de categoría media. Para las otras tres (la 2 con una longitud de 280 km, la 3 con una longitud de 50 km y la 4 con una longitud de 50 km) aplican solo circuitos de categoría media. Los objetivos de categoría media para una porción de categoría media total de extremo a extremo de una CRH pueden ser encontrados en la UIT-R Rec. 696. Comentarios adicionales aparecen en el UIT-R Rep. 1052.

La porción de categoría local de la CFR representa la parte entre el subscriptor y el conmutador local. Esta puede ser un sistema punto a punto o punto a multipunto, frecuentemente de fácil diseño y bajo costo. Los objetivos de rendimiento para la porción de categoría local pueden ser encontrados en la UIT-R Rec.697 y comentarios afines podrán ser hallados en el UIT-R Rep.1053.

Los objetivos de disponibilidad se dividen en dos partes, una correspondiente al comportamiento de los equipos y la otra correspondiente a los efectos de la propagación. El valor correspondiente a cada una de las partes depende, más o menos, de las diferentes administraciones o diseñadores de ruta (la expresión «administración» se utiliza aquí para designar, en forma abreviada, tanto una administración de telecomunicaciones como una empresa de explotación reconocida de telecomunicaciones), pero un número creciente de administraciones esta asignando entre un 30% - 50% del tiempo de interrupción al desvanecimiento producto de la lluvia.

Podemos ahora considerar algunos ejemplos:

1. Objetivos de rendimiento y disponibilidad para la porción de categoría local de una conexión RDSI.

- Basado en la Recomendación UIT-T G.821, la cual define los objetivos de rendimiento para la CFR a 64 Kbps, los objetivos de rendimiento aplicables a los circuitos de categoría local, se establecen de acuerdo a que el BER no excederá los siguientes valores:

- a) 1×10^{-6} durante más de 1.5% de cualquier mes (DM)
- b) 1×10^{-3} durante más de 0.01% de cualquier mes (SES)

Y a que el total de ES no excederá el 1.2% de cualquier mes (equivalente a un 98.8% de segundos libre de errores).

- En cuanto a la no disponibilidad P_{UV} %, tendremos:

Que los valores propuestos se extienden desde un promedio de 0.01% sobre un año hasta un promedio de 1% sobre uno o más años para un sistema bidireccional.

Los comentarios que siguen, se relacionan en el Reporte UIT-R 1053-1, considerando la no disponibilidad de los equipos, MTBF y MTTR:

Un MTBF de por lo menos 25000 horas debe esperarse de un transmisor/receptor de radio a estado sólido. Normalmente en circuitos de categoría local no se usan conmutadores de protección.

La fórmula tradicional para no disponibilidad, P_{UV} %, será, $P_{UV} \% = [1 - MTBF / (MTBF + MTTR)] \times 100\%$, donde $MTBF$ es el tiempo medio del equipamiento entre fallas en horas y $MTTR$ es el tiempo medio de reparación en horas.

Como existen diferentes ambientes operacionales, el $MTTR$ variara dentro de un amplio margen. Valores desde 6 a 48 horas, que corresponden a P_{UV} de entre 0.01% y 0.2%, han sido sugeridos. No obstante, la portabilidad del tipo de equipamiento usado en redes de nivel local, posibilitaría el remplazamiento rápido y fácil de unidades completas que presentan fallas, de manera que el $MTTR$ no debería ser excesivo en ambientes urbanos. En aplicaciones rurales, sin embargo, el $MTTR$ puede diferir mucho de un emplazamiento a otro.

El $MTTR$ no solo depende del mantenimiento de los equipos considerando la facilidad para encontrar las fallas y reemplazar las partes, sino que además es función de: a) tiempo que le toma al personal de mantenimiento llegar al sitio, b) la disponibilidad del

repuesto, y c) la cantidad de tiempo que toma hacer llegar el repuesto al sitio.

2. Objetivos de rendimiento y disponibilidad para una TDFR que hace parte de una RDSI.

- Los objetivos de rendimiento se establecen de acuerdo a que el BER no excederá los siguientes valores:

a) 1×10^{-6} durante más de 0.4% de cualquier mes (DM)

b) 1×10^{-3} durante más de 0.054% de cualquier mes (SES)

- El objetivo de disponibilidad en porcentaje, $P_{AV} \%$, para 2500 km de una TDFR será de 99.7% de el tiempo, tomando el porcentaje sobre un tiempo lo suficientemente largo (más de un año). El objetivo de no disponibilidad o indisponibilidad en porcentaje, $P_{UV} \%$, será igual a $P_{UV} \% = 100 - P_{AV} \% = 100 - 99.7 = 0.3\%$.

3. Objetivos de rendimiento y disponibilidad para radioenlaces digitales reales (TDFR) que hacen parte de un circuito de categoría alta dentro de una RDSI.

- Los siguientes criterios de rendimiento con respecto al error serán usados para un enlace con longitud L , de entre 250 km a 2500 km:

a) $BER \geq 1 \times 10^{-3}$ por más de $[L / 2500 \times 0.054\%]$ de cualquier mes (SES)

b) $BER \geq 1 \times 10^{-6}$ por más de $[L / 2500 \times 0.4\%]$ de cualquier mes (DM)

c) $RBER \leq (L \times 5 \times 10^{-9}) / 2500$

Estos criterios están relacionados a un nivel de razón de bits de 64 Kbps.

- Para un enlace de longitud L , de entre 280 km y 2500 km, la disponibilidad en porcentaje, $P_{AV} \%$, se calcula según la expresión, $P_{AV} \% = 100 - (0.3 \times L / 2500)$.

El porcentaje es considerado sobre un período de tiempo suficientemente largo y por lo tanto estadísticamente válido (el período de tiempo debe ser mayor que un año).

La disponibilidad del equipo multiplex no se considera.

Finalmente, hagamos una reflexión relativa a los objetivos de disponibilidad para un radioenlace de visibilidad directa formado por múltiples saltos: si el sistema de radioenlace tiene, por ejemplo, 10 saltos y se establece un límite de ruido para 99.9% del tiempo, el peor caso para el límite por salto debe ser de 99.99% (99.99% - 99.9% = 0.09%, es decir, cada salto debe tener una confiabilidad 0.09% mejor que la del sistema). Los desvanecimientos no ocurren en cada salto del sistema al mismo tiempo, de manera que el límite por salto puede ser considerablemente más flexible y aun así conservar el BER en el tiempo; no obstante, el diseñador generalmente asigna un límite al ruido por salto para el peor caso, ya que la potencia de ruido es la sumatoria de las potencias de ruido de cada salto, excepto si los repetidores son repetidores regenerativos.

10.6.3) Modelo de Crane

Como se mencionó anteriormente, las frecuencias superiores a 10 GHz experimentan los efectos de los desvanecimientos producto de la lluvia de una manera mucho más pronunciada. Por esta razón, en los radioenlaces de microondas que operan a estas frecuencias, se debe tener en cuenta el efecto de la lluvia en la disponibilidad del sistema de una manera independiente.

El modelamiento de la atenuación por lluvia en enlaces de microondas terrestres depende de factores tales como la rata de lluvia, la velocidad del terminal, la forma de las gotas y de la temperatura. Se ha observado que las gotas al caer no tienen una forma perfectamente esférica, sino que más bien son ligeramente ovaladas. Por esta razón, la señal transmitida con polarización horizontal sufre una atenuación mayor que la señal transmitida con polarización vertical.

Uno de los métodos más aceptados para cuantificar el exceso de atenuación producto de la lluvia es el procedimiento empírico basado en la relación aproximada entre la atenuación A y la rata de lluvia R , la cual toma la forma siguiente

$$A = aR^b \quad (10.2)$$

Donde A está expresado en dB/km y R en mm/hr. Los coeficientes a y b dependen de la frecuencia, el tipo de polarización y la temperatura.

En la tabla 10.1 se muestran los valores de los coeficientes a y b de la ecuación (10.2) para frecuencias entre 1 y 36 GHz, para polarización horizontal y polarización vertical.

El método de cálculo consiste en la aplicación directa de la ecuación (10.2). Los coeficientes a y b se hallan para una temperatura promedio (20°C), a partir de una rata de lluvia máxima esperada R , para el 0.01% del tiempo (0.0001 de

probabilidad) de no disponibilidad ($P_{UV} \% = 0.01$; $P_{UV} = 0.0001$), obteniéndose la atenuación A correspondiente.

El siguiente paso es calcular la longitud efectiva de la trayectoria mediante el factor de reducción r

$$r = \frac{1}{1 + 0.045d} \quad (10.3)$$

Donde d es la longitud real de la trayectoria en km.

f (GHz)	aH	aV	bH	bV
1	0.0000387	0.0000352	0.912	0.88
2	0.000154	0.000138	0.963	0.923
3	0.00021	0.000195	1.03	0.999
4	0.00065	0.000591	1.121	1.075
5	0.0012	0.001	1.252	1.17
6	0.00175	0.00155	1.30	1.265
7	0.00301	0.00265	1.332	1.312
8	0.00454	0.00395	1.327	1.31
9	0.007	0.0066	1.302	1.287
10	0.0101	0.00887	1.276	1.264
11	0.014	0.0133	1.243	1.232
12	0.0188	0.0168	1.217	1.2
13	0.0241	0.0223	1.195	1.176
14	0.03	0.0278	1.171	1.152
15	0.0367	0.0335	1.154	1.128
16	0.043	0.0406	1.142	1.105
17	0.05	0.0477	1.129	1.095
18	0.058	0.0549	1.119	1.085
19	0.0662	0.062	1.108	1.075
20	0.0751	0.0691	1.099	1.065
21	0.0849	0.0779	1.09	1.058
22	0.0945	0.0867	1.082	1.051
23	0.104	0.0955	1.073	1.044
24	0.114	0.104	1.066	1.037
25	0.124	0.113	1.061	1.03
26	0.135	0.124	1.052	1.024
27	0.146	0.135	1.043	1.018
28	0.159	0.144	1.035	1.012
29	0.172	0.156	1.028	1.006
30	0.187	0.167	1.021	1
31	0.202	0.18	1.013	0.993
32	0.217	0.193	1.004	0.985
33	0.233	0.207	0.996	0.978
34	0.248	0.22	0.987	0.97
35	0.263	0.233	0.979	0.963
36	0.28	0.248	0.971	0.956

Tabla 10.1. Coeficientes a y b para el cálculo de la atenuación por lluvia. La “H” representa polarización horizontal y la “V” polarización vertical.

De esta manera se obtiene la atenuación en la trayectoria para el 0.01% del tiempo $A_{0.01\%}$ en dB mediante

$$A_{0.01\%} = A_{dr} \quad (10.4)$$

La atenuación, $A_{P_{UV}\%}$, en dB, para otro porcentaje del tiempo de no disponibilidad, $P_{UV}\%$, se obtiene de la siguiente expresión

$$A_{P_{UV}\%} = A_{0.01\%} \left(\frac{P_{UV}\%}{0.01\%} \right)^{-C} \quad (10.5)$$

Donde, $A_{P_{UV}\%}$, es la atenuación correspondiente para el porcentaje del tiempo de no disponibilidad, $P_{UV}\%$, como ya se menciono y C es una constante que toma los siguientes valores

$$C = \begin{cases} 0.33 \text{ para } 0.468 < \frac{A_{0.01\%}}{A_{P_{UV}\%}} < 1.00 \\ 0.41 \text{ para } 1.00 < \frac{A_{0.01\%}}{A_{P_{UV}\%}} < 2.57 \end{cases} \quad (10.6)$$

Si se toma, $A_{P_{UV}\%}$, como el margen de desvanecimiento MD del sistema en la ecuación (10.5), entonces, $P_{UV}\%$, corresponde al porcentaje del tiempo fuera, o probabilidad, P_{UV} , de interrupción del enlace. Despejando entonces queda de la siguiente forma

$$P_{UV}\% = \left(\frac{A_{0.01\%}}{A_{P_{UV}\%}} \right)^{1/C} \quad (10.7)$$

Donde, $P_{UV}\%$ es la no-disponibilidad o porcentaje de tiempo fuera por lluvia, y $A_{P_{UV}\%} = MD$ es el margen de desvanecimiento del sistema.

El desvanecimiento por lluvia usualmente genera lapsos largos de tiempo fuera (interrupción del enlace entre 5 y 15 minutos).

En el proceso de cálculo del desvanecimiento producto de la lluvia lo ideal es tomar la rata de lluvia máxima R , a partir de los registros locales de lluvia de la zona donde se va a implementar el enlace. Sin embargo, en ausencia de estas estadísticas, se puede consultar en mapas de zonas de lluvia. Los más utilizados son los mapas de lluvia desarrollados por R. K. Crane y las zonas de lluvia establecidas por la UIT en los Rep. 530 y 563-3.

En la tabla 10.2 se muestra el tipo de zona relacionada con la rata de lluvia, R , y en la figura 10.5 se muestra un mapa de zonas de lluvia de la UIT, en particular, el que corresponde al continente americano.

TIPO DE ZONA	RMAX (1%)	RMAX (0.1%)	RMAX (0.01%)
A	-	2	8
B	1	3	12
C	-	5	15
D	3	8	19
E	1	6	22
F	2	8	28
G	-	12	30
H	-	10	32
J	-	20	35
K	2	12	42
L	-	15	60
M	4	22	63
N	5	35	95
P	12	65	145

Tabla 10.2. Tipo de zona VS rata de lluvia.

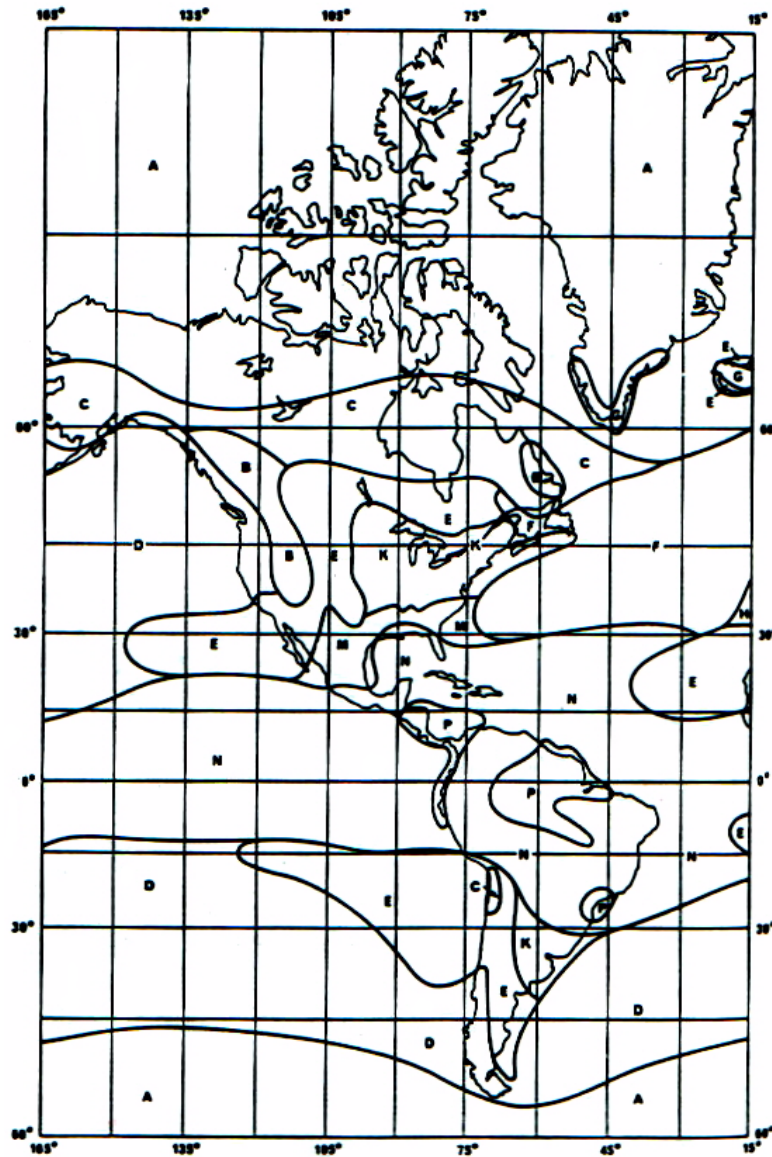


Figura 10.5. Mapa de zona de lluvia de la UIT correspondiente al continente americano: nótese que Colombia se encuentra en la zona N.

10.6.3.1) Ejemplo de cálculo del *MD* producto de la lluvia

Datos

$$f = 7.825 \text{ GHz}$$

$$d = 18 \text{ km}$$

$$P_{AV} \% = 99.999$$

Polarización vertical

Zona N

Hallar el MD

Solución

Según el modelo de Crane, lo cual implica aplicar el conjunto de ecuaciones (10.2) – (10.6), tendremos que como $f = 7.825 \text{ GHz}$ no aparece en la tabla (10.1), trabajaremos con $f = 8.0 \text{ GHz}$, y para polarización vertical, de la tabla (10.1), $a_v = 0.00395$ y $b_v = 1.31$; mientras que para zona N, de la tabla (10.2), $R_{MAX}(0.01\%) = 95 \text{ mm/hr}$.

$$A = aR^b = 0.00395 \times 95^{1.31} = 1.54 \text{ dB/km}$$

$$r = \frac{1}{1 + 0.045d} = \frac{1}{1 + 0.045 \times 18} = 0.55$$

$$A_{0.01\%} = A_{dr} = 1.54 \times 18 \times 0.55 = 15.25 \text{ dB}$$

$$P_{UV} \% = 100 - P_{AV} \% = 100 - 99.999 = 0.001$$

Ahora como $P_{UV} \%$ requerido es menor que 0.01% ($0.001\% < 0.01\%$), entonces $C = 0.33$

$$A_{P_{UV} \%} = A_{0.01\%} \left(\frac{P_{UV} \%}{0.01\%} \right)^{-C} \Rightarrow MD = A_{0.001\%} = 15.25 \left(\frac{0.001\%}{0.01\%} \right)^{-0.33} = 32.6 = 33 \text{ dB}$$

10.6.4) Procedimiento para estimar los desvanecimientos multitrayectoria

Teniendo en cuenta, entonces, los conceptos de margen de desvanecimiento y disponibilidad introducidos anteriormente, la clasificación de los desvanecimientos con base en el tipo de distribución estadística, y según el razonamiento intuitivo que permite afirmar que entre mayor sea el margen de desvanecimiento de un sistema menor será la probabilidad de que el radioenlace se interrumpa por causa del desvanecimiento, podemos, también aquí (al igual que en el caso, ya tratado, del desvanecimiento producto de la lluvia), expresar matemáticamente dicha afirmación relacionando la disponibilidad del sistema con el margen de desvanecimiento (margen de desvanecimiento que no tendrá en cuenta el efecto de la lluvia). De manera, que definiendo la probabilidad de que el enlace se caiga en un tiempo de un mes para condiciones de peor caso P_{UV} , en función del margen de desvanecimiento MD , obtenemos

$$P_{UV}(MD) = KQ10^{-MD/10} f^A d^B \quad (10.8)$$

Donde

K : Factor que depende de las condiciones climáticas.

Q : Factor que depende de las características del terreno.

f : Frecuencia de operación en GHz.

d : Distancia en km y A y B : Constantes.

La ecuación (10.8) es de carácter semi-empírico, basada en gran parte en observaciones, encontrándose que la misma es una buena aproximación para estimar los desvanecimientos en trayectorias con una profundidad de los desvanecimientos significativa, en las que la función de distribución acumulativa de la profundidad de los desvanecimientos, resultante de las mediciones, puede ser aproximada por una distribución tipo Rayleigh.

P_{UV} : Se puede interpretar también como la fracción promedio de tiempo que un radioenlace se interrumpe al mes por causa del desvanecimiento.

Podemos ahora, definir P_{AV} , que es la probabilidad de que el enlace esté disponible (y que es por lo tanto una medida directa de la confiabilidad del enlace), o sea, la disponibilidad del enlace, como

$$P_{AV} = 1 - P_{UV} \quad (10.9)$$

Los coeficientes K , Q , A y B en la ecuación (10.8) no pueden ser determinados absolutamente. Por tal razón se han propuesto varios valores para estos parámetros, en base a las observaciones y criterios que los distintos investigadores del tema han sugerido, como se muestra en la tabla 10.3.

Los estándares más usados para el cálculo de la disponibilidad en América son la norma UIT y el modelo de Barnett-Vigants. Aplicando la norma UIT por un lado y el modelo de Barnett-Vigants por otro, en la ecuación (6.8), y resolviendo para los respectivos coeficientes, obtenemos un conjunto de ecuaciones según el cual se puede hallar el margen de desvanecimiento para los tres tipos de zona que abarcan los casos más comunes en Colombia, como se muestra en la tabla 10.4.

En las ecuaciones (10.10), (10.11), (10.12), (10.13), (10.14) y (10.15), P_{UV} es la no disponibilidad en decimales (probabilidad), f es la frecuencia en GHz, d es la distancia en km y MD es el margen de desvanecimiento en dB.

PROPUESTO POR:	JAPÓN	REINO UNIDO	EE.UU.	U.R.S.S	EUROPA DEL NORTE
REFERENCIA	[MORITA, 1970]	[DOBLE, 1979]	[BARNETT, 1972; VIGANTS, 1975]	[NADENENKO, 1980]	[LAINE, 1979; BLOMQUIST ET AL., 1980; DANIELSON, 1983; TANEM, 1985]
A B	1.2 3.5	0.85 3.5	1.0 3.0	1.5 2.0	1.0 3.0
KQ, PARA REGIONES CÁLIDAS Y HÚMEDAS O PARA ZONAS MARÍTIMAS Y COSTERAS TEMPLADAS	-	-	$\frac{4.1 \times 10^{-5}}{S_1^{1.3}}$	2×10^{-5}	-
KQ, PARA REGIONES MARÍTIMAS SUBTROPICALES	-	-	$\frac{3.1 \times 10^{-5}}{S_1^{1.3}}$	-	-
KQ, PARA REGIONES EN LATITUDES MEDIAS CON TERRENO UNIFORME	10^{-9}	$\frac{8.1 \times 10^{-7}}{S_2^{1.4}}$	$\frac{2.1 \times 10^{-5}}{S_1^{1.3}}$	4.1×10^{-6}	$\frac{2.3 \times 10^{-5}}{S_1^{1.3}}$
KQ, PARA CLIMAS TEMPLADOS O ZONAS COSTERAS CON TERRENO LLANO	$\frac{9.9 \times 10^{-8}}{(h_1 + h_2)^{1/2}}$	-	-	2.3×10^{-5} hasta 4.9×10^{-5}	$\frac{6.5 \times 10^{-5}}{S_1^{1.3}}$
KQ, PARA REGIONES MONTAÑOSAS CON CLIMA SECO	3.9×10^{-10}	-	$\frac{10^{-5}}{S_1^{1.3}}$	-	10^{-8}
KQ, PARA REGIONES CONTINENTALES CON TERRENO UNIFORME	-	-	-	7.6×10^{-6} hasta 2×10^{-5}	$\frac{3.3 \times 10^{-5}}{S_1^{1.3}}$

Nota: h_1 y h_2 son las alturas de antena en metros; S_1 es la rugosidad el terreno en metros, definida por la desviación estándar de las elevaciones del terreno a intervalos de un km ($6 \text{ m} \leq S_1 \leq 42 \text{ m}$); y S_2 se define como el valor RMS de las pendientes medido entre puntos separados por 1 km a lo largo de la trayectoria, pero excluyendo totalmente el primero y el último intervalo ($1 < S_2 < 80$).

Tabla 10.3. Valores empíricos de los parámetros K, Q, A y B.

	NORMA UIT-R	MODELO DE BARNETT-VIGANTS
PARA TERRENO MONTAÑOSO O CLIMA SECO	$P_{UV} = 16 \times 10^{-7} f d^2 \times 10^{-MD/10}$ (10.10)	$P_{UV} = 1.875 \times 10^{-8} f d^3 \times 10^{-MD/10}$ (10.13)
PARA TERRENO UNIFORME EN ZONAS CONTINENTALES	$P_{UV} = 8 \times 10^{-7} f d^{2.5} \times 10^{-MD/10}$ (10.11)	$P_{UV} = 1.5 \times 10^{-7} f d^3 \times 10^{-MD/10}$ (10.14)
PARA ZONAS MARÍTIMAS Y COSTERAS O CLIMA HÚMEDO Y CÁLIDO	$P_{UV} = 2 \times 10^{-7} f d^3 \times 10^{-MD/10}$ (10.12)	$P_{UV} = 1.2 \times 10^{-6} f d^3 \times 10^{-MD/10}$ (10.15)

Tabla 10.4. Norma UIT y modelo de Barnett-Vigants.

10.2.4.1) Ejemplo de cálculo del MD multitrayectoria

Datos

$$f = 7.825 \text{ GHz}$$

$$d = 18 \text{ Km}$$

$$P_{AV} \% = 99.999$$

Zona marítima y costera

Norma UIT

Hallar el MD

Solución

$$P_{UV} = 1 - (99.999/100) = 0.00001$$

$$P_{UV} = 2 \times 10^{-7} f d^3 \times 10^{-MD/10} \Rightarrow MD = -10 \log\left(\frac{0.00001}{2 \times 10^{-7} \times 7.825 \times 18^3}\right) = 39.6 = 40 \text{ dB}$$

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

Capítulo 11

Diversidad

11.1) Introducción

Aquí diversidad se refiere a la recepción simultánea de una señal de radio sobre varias trayectorias. Las trayectorias de la señal se combinan de tal manera en el equipo de radio que la señal compuesta se afecta menos por los desvanecimientos. De hecho, en sistemas de radio con buen diseño de diversidad, la frecuencia de los desvanecimientos (cantidad de desvanecimientos por tiempo) y la profundidad de los mismos son notablemente bajas. Podemos concluir entonces que el efecto neto de la diversidad es un aumento en la disponibilidad del sistema para un margen de desvanecimiento dado. Hay varios tipos de diversidad, sin embargo, los más comunes son: diversidad de espacio, diversidad de frecuencia y diversidad de polarización; o la combinación de ellas.

11.2) Diversidad simple

Para un esquema de diversidad que emplea solamente un canal adicional (diversidad simple), los procedimientos descritos en UIT-R Rep. 338-6 pueden ser usados para calcular el factor conocido como índice de mejora por diversidad para diferentes arreglos de diversidad.

11.2.1) Diversidad de espacio simple

Es la forma más simple de diversidad. Las dos trayectorias con diversidad de espacio como se muestra en la figura 11.1 se obtienen en el extremo receptor a partir de dos receptores diferentes con salida combinada. Cada receptor se conecta a su propia antena, las antenas se montan sobre la misma torre con alguna separación vertical entre sí (la separación debe ser un múltiplo de la longitud de onda de la señal con el fin de asegurar que las señales sean recibidas con la misma fase y el efecto de la

combinación sea aditivo); esta separación debe ser por lo menos 70 veces la longitud de onda y, de preferencia, 100 veces. En teoría no debe haber desvanecimiento simultáneamente en ambas trayectorias.

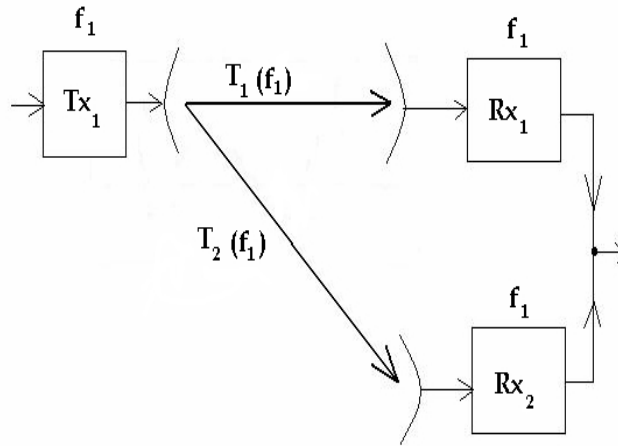


Figura 11.1. Diversidad de espacio simple.

El efecto de la diversidad de espacio se cuantifica mediante un aumento en la disponibilidad del sistema (para un margen de desvanecimiento dado), o lo que es igual, en una disminución de la probabilidad de interrupción del enlace, que se puede expresar mediante la siguiente relación

$$P_{UV}(DE) = \frac{P_{UV}}{I_{DE}} \quad (11.1)$$

Donde

$P_{UV}(DE)$: Es la probabilidad de interrupción del enlace protegido por diversidad de espacio.

P_{UV} : Es la probabilidad de interrupción del mismo enlace sin ningún tipo de protección.

I_{DE} : Es el índice de mejora por diversidad de espacio.

Para un sistema con protección simple por diversidad de espacio, el índice de mejora I_{DE} está dado por

$$I_{DE} = S^2 \left(\frac{f}{d} \right) \times 10^{(MD-V)/10} \times 1.2 \times 10^{-3} \quad (11.2)$$

Donde

s : Es la separación vertical entre las antenas centro a centro en metros.

f : Es la frecuencia en GHz.

d : Es la distancia en Km.

MD : Es el margen de desvanecimiento en dB.

$V = |G_1 - G_2|$: Diferencia entre la ganancia de las antenas en dB, siendo G_1 y G_2 la ganancia de las antenas en dB.

La ecuación (11.2) es considerada válida solo para valores de $I \geq 10$ y se puede aplicar si se dan las siguientes condiciones

$$\begin{aligned} 5 \text{ m} &\leq S \leq 15 \text{ m} \\ 2 \text{ GHz} &\leq f \leq 11 \text{ GHz} \\ 24 \text{ km} &\leq d \leq 70 \text{ km} \end{aligned}$$

La aplicación de (11.2) por fuera de los límites señalados pudiera conducir a errores, no obstante, la UIT-R Rep. 338-6 señala, que (11.2) puede ser usada con una precisión razonable para longitudes de la trayectoria por debajo de 24 km. Además, para cualquier caso en que los límites definidos anteriormente no se cumplan (dentro de un rango razonable) los parámetros deben tomar los valores extremos, por ejemplo, para un enlace operando a 13 o 15 GHz, para calcular el valor del índice de mejora, debe tomarse el valor de 11 GHz.

La ecuación de predicción (11.2), aunque ampliamente usada, está basada en resultados experimentales de unas pocas administraciones, bajo condiciones particulares de clima y terreno. Por ejemplo, el resultado obtenido de aplicar (11.2) a Japón es pesimista debiendo usarse, en este caso, la siguiente ecuación semiempírica:

$$I_{DE} = \left[1 - \exp(-0.0021Sf\sqrt{0.4d}) \right] \times 10^{\frac{(MD-V)}{10}} \quad (11.3)$$

La ecuación (11.3) se puede aplicar si se dan las siguientes condiciones

$$\begin{aligned} 5 \text{ m} &< S < 25 \text{ m} \\ 2 \text{ GHz} &< f < 6 \text{ GHz} \\ 40 \text{ km} &< d < 75 \text{ km} \end{aligned}$$

Las ecuaciones (11.2) y (11.3) deben aplicarse conjuntamente con la ecuación (10.8): desvanecimientos tipo Rayleigh.

11.2.1.1) Ejemplo de cálculo del I_{DE}

Datos

$$f = 7.825 \text{ GHz}$$

$$d = 18 \text{ km}$$

$$MD = 40 \text{ dB}$$

$$S = 15 \text{ m}$$

$$V = 0$$

Zona marítima y costera

Hallar el MD

Solución

$$I_{DE} = S^2 \left(\frac{f}{d} \right) \times 10^{(MD-V)/10} \times 1.2 \times 10^{-3} = 15^2 \left(\frac{7.825}{24} \right) \times 10^{\frac{40}{10}} \times 1.2 \times 10^{-3} = 880.31$$

11.2.2) Diversidad de frecuencia simple

Veamos los diferentes casos de diversidad de frecuencia simple.

11.2.2.1) Sistema redundante 1 + 1

La diversidad de frecuencia es más compleja y más costosa que la diversidad de espacio, tiene ventajas así como desventajas. La diversidad de frecuencia como se muestra en la figura 11.2 requiere dos transmisores en el extremo cercano del enlace. Los transmisores se modulan simultáneamente por medio de la misma señal, pero transmiten a diferente frecuencia; la frecuencia debe estar separada por lo menos un 2%, pero es preferible un 5%. Ahora las dos trayectorias se obtienen en el dominio de la frecuencia. Cuando hay desvanecimiento a una frecuencia, probablemente no la haya a la otra. Entre más se separan las frecuencias, hay menos probabilidades de que haya desvanecimiento simultáneamente en ambas trayectorias.

La diversidad de frecuencia es más costosa, pero hay mayor seguridad en la confiabilidad de la trayectoria. Proporciona redundancia completa de equipo y tiene la gran ventaja del funcionamiento de dos trayectorias eléctricas completas extremo a extremo. En caso de falla de uno de los transmisores o receptores no hay interrupción del servicio y el transmisor y/o receptor se ponen fuera de servicio para darles mantenimiento. Su desventaja principal es que duplica la cantidad del espectro de frecuencias que se requiere, en esta época en que, el espectro, es de gran valor. En muchos casos, las autoridades nacionales de licencias la prohíben,

por ejemplo, la U.S. Federal Communications Commission (FCC) no permite la diversidad de frecuencia para usuarios industriales. Se debe anotar también que no siempre es posible lograr la separación de frecuencias que se desea.

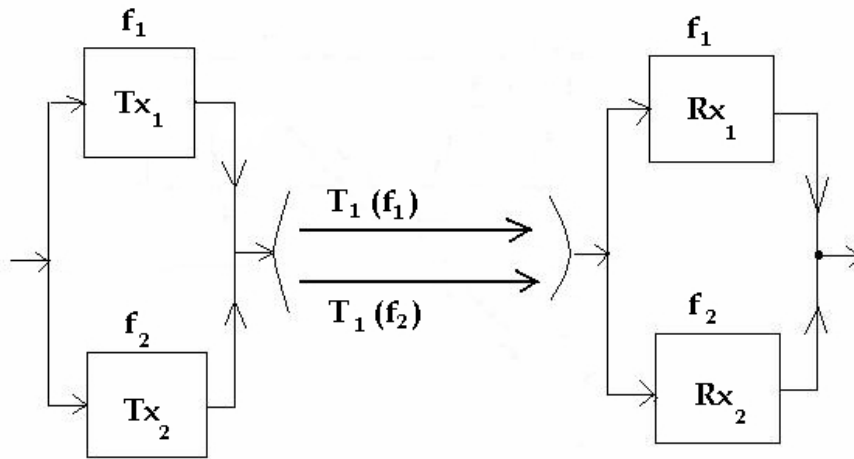


Figura 11.2. Diversidad de frecuencia simple: sistema redundante 1+1

Al igual que la diversidad de espacio, el efecto de la diversidad de frecuencia se cuantifica mediante un aumento en la disponibilidad del sistema (para un margen de desvanecimiento dado), o lo que es igual, en una disminución de la probabilidad de interrupción del enlace, que se puede expresar mediante la siguiente relación

$$P_{UV}(DF) = \frac{P_{UV}}{I_{DF}} \quad (11.4)$$

Donde

$P_{UV}(DF)$: Es la probabilidad de interrupción del enlace protegido por diversidad de frecuencia.

P_{UV} : Es la probabilidad de interrupción del mismo enlace sin ningún tipo de protección.

I_{DF} : Es el índice de mejora por diversidad de frecuencia.

Para un sistema con protección simple de diversidad de frecuencia, el índice de mejora I_{DF} está dado por

$$I_{DF} = \frac{0.8}{fd} \left(\frac{\Delta f}{f} \right) \times 10^{MD/10} \quad (11.5)$$

Donde

f : Es la frecuencia en GHz.

d : Es la distancia en km.

$\Delta f / f$: Separación de frecuencia relativa entre los dos canales en por ciento.

MD : Es el margen de desvanecimiento en dB.

La ecuación (11.5) es considerada válida solo para valores de $I \geq 5$ y se puede aplicar si se dan las siguientes condiciones

$$\begin{aligned} 2 \text{ GHz} &\leq f \leq 11 \text{ GHz} \\ 30 \text{ km} &\leq d \leq 70 \text{ km} \\ \Delta f / f &\leq 5\% \end{aligned}$$

La aplicación de (11.5) por fuera de los límites señalados pudiera conducir a errores, no obstante, la UIT-R Rep. 338-6 señala, que (11.5) para cualquier caso en que los límites definidos anteriormente no se cumplan (dentro de un rango razonable), los parámetros deben tomar los valores extremos, por ejemplo, para un enlace operando sobre una trayectoria de 15 km, para calcular el valor del índice de mejora, debe tomarse el valor de $d = 30 \text{ km}$

11.2.2.2) Ejemplo de cálculo de I_{DF} para sistemas redundantes 1+1

Datos

$$f = 7.825 \text{ GHz}$$

$$d = 18 \text{ km}$$

$$MD = 40 \text{ dB}$$

$$\Delta f / f = 5\%$$

Zona marítima y costera

Hallar el I_{DF}

Solución

$$I_{DF} = \frac{0.8}{fd} \left(\frac{\Delta f}{f} \right) \times 10^{MD/10} = \frac{0.8}{7.825 \times 30} \left(\frac{\Delta f}{f} \right) \times 10^{MD/10} = \frac{0.8}{7.825 \times 30} (5) \times 10^{\frac{40}{10}} = 170.39$$

11.2.2.3) Sistema redundante N + 1

Si la diversidad de frecuencia es usada en una configuración del tipo $N + 1$, $N > 1$, el índice de mejora por diversidad se reducirá, desde que varios canales (más de uno) comparten el mismo canal de diversidad.

Si se asume que a lo sumo dos canales de RF son afectados simultáneamente por el mismo desvanecimiento, y ambos tienen la misma prioridad, la reducción del índice de mejora por diversidad de frecuencia vendrá dada por

$$\begin{aligned}
 I_{DF(2+1)} &= 0.67 I_{DF} \\
 I_{DF(3+1)} &= 0.57 I_{DF} \\
 I_{DF(4+1)} &= 0.52 I_{DF} \\
 I_{DF(5+1)} &= 0.49 I_{DF} \\
 I_{DF(6+1)} &= 0.47 I_{DF} \\
 I_{DF(7+1)} &= 0.45 I_{DF}
 \end{aligned}
 \tag{11.6}$$

11.3) Diversidad combinada

Cuando se usan diversidad de espacio y diversidad de frecuencia simultáneamente como se muestra en la figura 11.3, el índice de mejora por diversidad que resulta de la combinación I , es el producto de los índices de mejora por diversidad de espacio I_{DE} y diversidad de frecuencia I_{DF} respectivamente, de manera que

$$I = I_{DE} I_{DF} \tag{11.7}$$

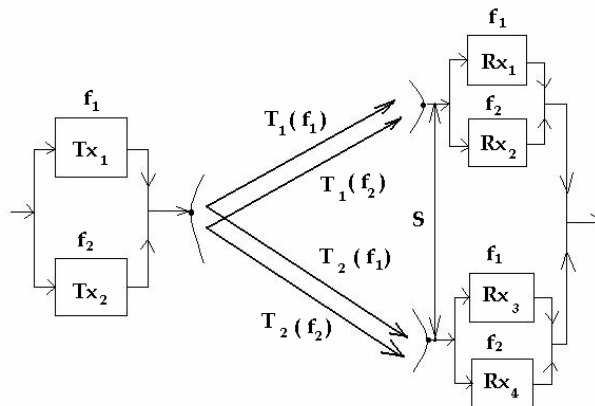


Figura 11.3. Diversidad combinada.

11.4) Diversidad de polarización

Aquí, una única portadora de RF es transmitida simultáneamente con dos tipos de polarización (horizontal y vertical). Funciona debido a que las ondas electromagnéticas con diferente polarización experimentan los fenómenos que causan el desvanecimiento de distinta manera. La diversidad de polarización es muy efectiva para combatir el desvanecimiento por lluvia, y generalmente se usa en combinación con la diversidad de espacio.

11.5) Conclusiones

La mejoría por diversidad puede resumirse así: para un margen de desvanecimiento dado, al implementar diversidad, mejora la disponibilidad del sistema. De otra manera, para una disponibilidad dada, si implementamos diversidad, podemos disminuir el margen de desvanecimiento requerido para lograr dicha disponibilidad.

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

Capítulo 12

El terreno

12.1) Introducción

Hemos fundamentado, en los capítulos anteriores, que la propagación en los radioenlaces de línea de vista es un fenómeno complejo. Fenómeno, que abarca desde, la problemática de una multitud de rayos que llegan al punto de recepción generando interferencia multitrayectoria, que dada la diferencia de fase de arribo podría ser destructiva, poniendo en riesgo el desempeño del radio; pasando por la variación con el tiempo de esta diferencia de fase lo que daría lugar al desvanecimiento de la señal; hasta el hecho de que la energía electromagnética de la onda de radio que se propaga no viaja en un haz extremadamente delgado, sino en un volumen conocido como primera zona de Fresnel, el cual debe permanecer libre de obstáculos a lo largo de la trayectoria para evitar atenuaciones adicionales a la señal que se propaga.

Cabría entonces hacerse la siguiente pregunta: ¿influyen de alguna manera los sitios donde se ubicarían las estaciones y el terreno a lo largo del cual se establece la trayectoria del enlace en la planeación, el análisis, la instalación, el desempeño y la operación del sistema de comunicaciones?

La respuesta, sin duda, es afirmativa y merece algunas reflexiones adicionales:

- La energía que se refleja en la superficie de la tierra tenderá a irradiarse con mayor o menor directividad en dependencia de las características del terreno sobre el cual incide, de manera que, si el suelo es poco rugoso, digamos que liso, o la reflexión transcurre sobre una masa líquida, por ejemplo la superficie de un lago, la energía será reflejada muy concentradamente alcanzando el punto de reflexión con niveles significativos, pudiendo poner en peligro el funcionamiento del radio. Si por el contrario, la reflexión ocurre sobre un terreno rugoso, por ejemplo un área boscosa o un suelo irregular, la energía reflejada tenderá a dispersarse llegando al punto de recepción con niveles mínimos. Que ocurra uno de los dos casos anteriores depende de las

características del terreno sobre el cual transcurre la trayectoria de radio, por ejemplo, en Colombia, en el centro del país, dado lo accidentado del terreno, las reflexiones en el suelo en los saltos que no comprometen zonas urbanas y suburbanas, generalmente, no son una preocupación para el equipo de proyecto. Desde otro punto de vista, pero enfocado siempre en el fenómeno de reflexiones en el terreno, para una trayectoria dada, escogiendo adecuadamente la ubicación y la altura de las antenas, y tanto la una como la otra dependen, entre otros factores, de las características del terreno, en cuanto a ubicación y altura de los obstáculos (lo que se conoce como perfil del terreno), podemos o bien hacer que las reflexiones ocurran sobre alguna región de la trayectoria que presente al frente de onda un área irregular de manera que la energía tienda a dispersarse, o bien usar algún accidente del terreno como un bloqueador natural de los rayos reflejados como muestra la figura 12.1.

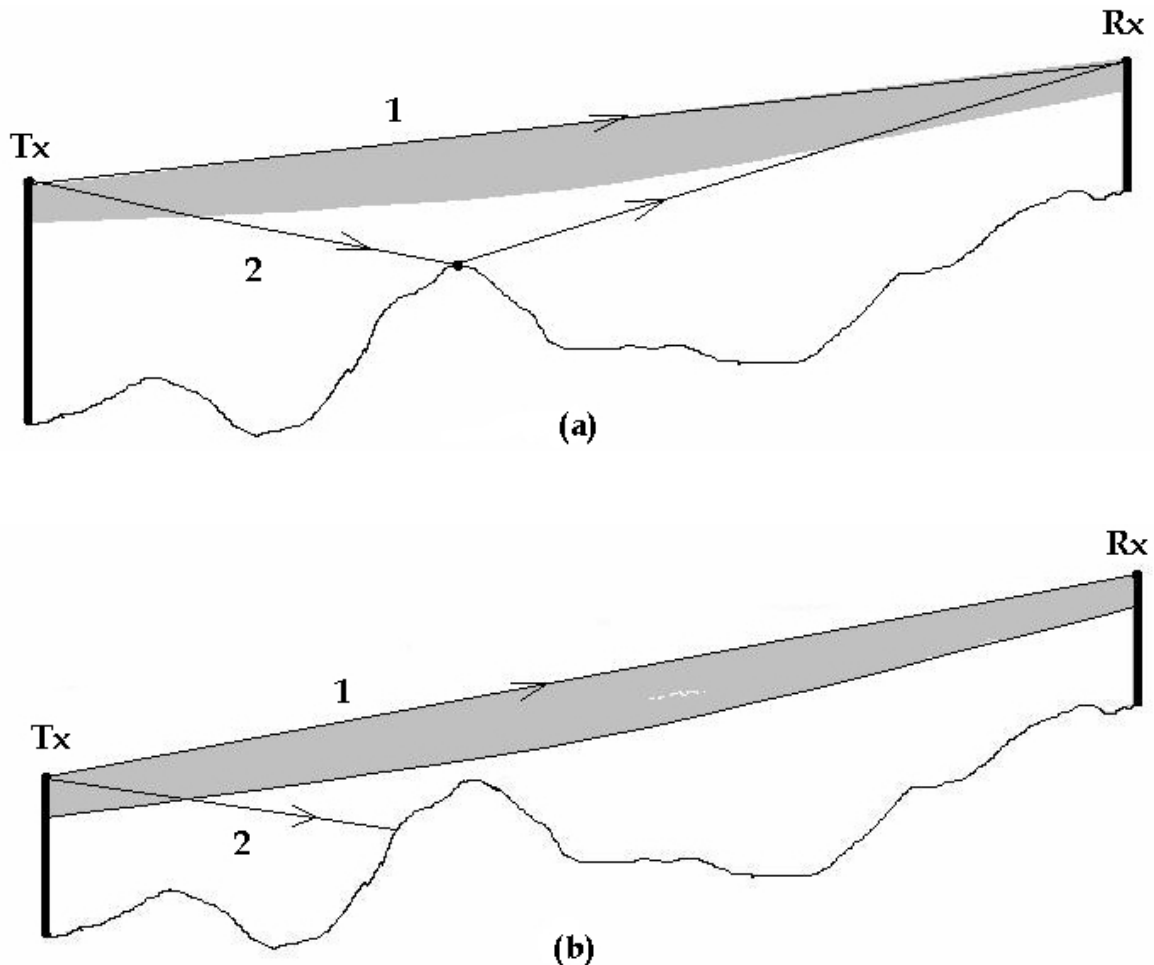


Figura 12.1. Reflexiones: Nótese: a. Como en el punto de recepción se interfieren el rayo directo (1) y el rayo reflejado (2) y b. Como al cambiar la altura de la antena transmisora (menor ahora) el rayo reflejado (2) no aparece en el punto de recepción ya que el perfil del terreno bloquea dicho rayo.

- La posibilidad de despejar la primera zona de Fresnel depende directamente de la altura de las antenas, en la medida que podemos disponer de mayores alturas de antenas será mas fácil mantener despejada la primera zona de Fresnel aún en trayectos largos o en terrenos con accidentes de dimensiones significativas. No obstante, si pensamos en altura de antenas únicamente en términos de las torres que las soportarían, por razones de economía, sería imposible pensar en torres “infinitamente” altas, sin embargo, si escogemos adecuadamente los sitios donde van a ubicarse las estaciones terminales, las estaciones de tránsito y los puntos de repetición y el terreno entre dichos puntos, podríamos disponer de irregularidades tanto naturales (cerros, montañas, colinas) como artificiales (edificios) que harían las veces de torres con el consabido ahorro de recursos y flexibilidad del diseño que lo mismo implicaría.
- En cuanto a las facilidades de acceso, suministro de energía, seguridad de las instalaciones y facilidades para el mantenimiento ya sea preventivo o correctivo, sin duda que los sitios seleccionados para ubicar las estaciones juegan un papel fundamental.

12.2) Inspección de campo (field survey en ingles)

Después de haber destacado la relevancia del terreno en la concepción y posterior desempeño del sistema de radio, resulta interesante destacar el procedimiento que se sigue para seleccionar los sitios (emplazamientos) en que se ubicaran las estaciones (terminales, de tránsito y repetidoras): inspección de campo o vista al terreno; así como las bondades y dificultades que presentan al equipo de proyecto los diferentes tipos de terrenos.

Cuando hablamos de una inspección de campo nos referimos a:

- Una visita al terreno para planear el sistema de microondas.
- Un estudio de la infraestructura existente en el área donde se planea el sistema de microondas.
- Una visita al terreno en sitios donde existen sistemas de microondas para verificar facilidades y detalles de los sitios y el /los sistemas de microondas existentes así como el estado de la infraestructura.
- Un estudio de la propagación para el sistema que se planea, incluyendo criterios de visibilidad.

Se requerirá una inspección de campo para calificar las bondades de una ubicación. Cuando es necesario chequear estaciones existentes o adelantar una investigación para encontrar nuevas ubicaciones (sitios) en la etapa de planeación de un proyecto.

La inspección puede hacerse también para verificar un sistema después de contratado.

12.2.1) Actividades típicas asociadas a una inspección de campo

Describamos las actividades típicas que se asocian a una inspección de campo.

1. Preparación

Debe realizarse una preparación cuidadosa para minimizar el trabajo de campo, comenzando por un minucioso estudio del terreno sobre mapas. Posteriormente, teniendo ubicados todos los sitios (incluyendo ubicaciones alternativas), deben realizarse los perfiles del terreno. Para dibujar los perfiles deben utilizarse mapas con escala de 1:50000 (o más precisos). Los obstáculos críticos deben ser señalados para verificar posteriormente la línea de vista en la inspección de campo. En este momento pueden determinarse, preliminarmente, la altura de las antenas. Deben considerarse, además, la organización del transporte y el hospedaje.

Los perfiles ofrecerán la mayor parte de la información requerida concerniente al terreno bajo la trayectoria del haz, pero los viajes a la zona son importantes para una comprobación final de las condiciones y para descubrir cualquier contingencia que pueda ofrecer dificultades, pero que no se evidencia en forma alguna en el perfil o en los mapas topográficos, por ejemplo, los mapas raramente dan la altura de los árboles, y en muchos casos algún objeto construido por el hombre, tal como una línea de fuerza o un edificio pudiera haberse construido después de haberse trazado el mapa. Los problemas originados por las estaciones del año pueden estar presentes también, y sin embargo, no revelarse en los mapas, por ejemplo, una colina yerma puede ser un campo de maíz en ciertas estaciones del año, y por tanto, presenta un problema distinto de atenuación que el que presentaría si se emplea como pasto o un campo de heno. Un área plana puede aparecer en un mapa y aparentemente no constituir un problema, pero una inspección mediante un viaje a la zona pudiera revelar que durante la estación de lluvias se anegaría (inundaría), y quizás hacer que aparezca una señal reflejada en la antena receptora. Estos viajes a la zona sirven a dos propósitos útiles: verificar los cálculos efectuados mediante los mapas y las fotografías aéreas o desde satélites, así como también descubrir cualquier fuente de dificultades que pudiera no aparecer en los mapas y por lo tanto en el perfil del terreno. Debe agregarse que una cuadrilla de trabajo adiestrada pudiera hallar tales fuentes de dificultades más fácilmente y mucho más pronto que una cuadrilla inexperta.

2. Trabajo de campo

a) Actividades comunes cuando se planean nuevos sistemas (sitios):

- Confirmación de la línea de vista (estudiando especialmente los obstáculos críticos).
 - Verificación de la posición (latitud y longitud) y altitud de los sitios.
 - Investigación del suelo.
 - Chequeo de las vías de acceso a los sitios y de la posibilidad de construir rutas de acceso.
 - Verificar disponibilidad de potencia (existencia de protección y torres).
 - Investigar condiciones de propagación.
 - Realizar mediciones de interferencia.
- b) Actividades comunes cuando se planea la modificación y expansión de sistemas existentes:
- Verificar tipo de construcción: concreto, madera, protecciones prefabricadas.
 - Verificar material usado en el techo, paredes y piso.
 - Medir las dimensiones de las habitaciones y la altura del techo.
 - Verificar la existencia de espacio para nuevo equipo en el cuarto de equipos.
 - ¿Cómo fijar guías de ondas y cables a las paredes y techo?
 - Verificar la existencia de salidas de las guías de ondas a través de las paredes.
 - Verificar disponibilidad de potencia (AC - DC).
 - Verificar necesidad de baterías nuevas.
 - Verificar si pueden usarse las torres existentes.
 - Verificar la distancia de las construcciones a las torres.
 - Verificar la seguridad para la instalación de guías de ondas en el exterior.

- Verificar la necesidad de equipos adicionales de extracción de humedad en las guías de ondas.
 - Verificar espacio para nuevas antenas en las torres.
 - Verificar el sistema de tierra para las torres y estaciones.
 - Verificar posibles problemas de interfase cuando se conecten nuevos equipos a los ya existentes.
 - Verificar posibles problemas de interferencia con el equipamiento existente en el área.
- c) Complejidad del trabajo de campo a la luz de los diferentes tipos de terreno.

- Terreno accidentado con algunos árboles

Si están disponibles mapas topográficos confiables las ubicaciones de los sitios son normalmente fáciles de verificar. La confirmación óptica de la línea de vista puede ser difícil si no se cuenta con mástiles móviles. Debe usarse una combinación de mapas y mediciones con altímetros.

- Terreno accidentado con selva o bosque denso

Se hace difícil verificar la ubicación de los sitios. Si es posible debe usarse un sistema de posicionamiento global (SPG). Generalmente la línea de vista puede ser chequeada solamente combinando altímetros y mapas o los equipos de posicionamiento mencionados.

- Terreno montañoso

La ubicación de los sitios es fácil de verificar. Generalmente la línea de vista puede ser comprobada ópticamente.

- Terreno plano, desiertos

Difícil verificar la ubicación de los sitios. Si es posible debe usarse un sistema de posicionamiento global. La línea de vista puede ser verificada usando altímetros u ópticamente usando mástiles móviles.

3. El reporte de la inspección

Por último se prepara un minucioso reporte de la inspección (dicho reporte debe ir acompañado de fotos de: los sitios, vías de acceso, instalaciones, equipos, etc.). El reporte puede contener también cálculos relacionados con la realización del sistema.

12.2.2) Áreas con dificultades para el establecimiento de radioenlaces de línea de vista.

- Trayectorias sobre agua

Son áreas siempre difíciles debido a las reflexiones en el mar cuyo coeficiente de reflexión es alto (por coeficiente de reflexión entendemos un parámetro cuya magnitud caracteriza la cantidad de energía reflejada). La probabilidad de que se formen ductos es también alta. Las reflexiones pueden ser evitadas seleccionando sitios que estén protegidos de los rayos reflejados.

- Terrenos inundados y campos de arroz

En ellos pueden darse fuertes reflexiones en el terreno. Es alta la probabilidad de desvanecimientos multitrayectoria. Las condiciones de propagación pueden ser diferentes en diferentes épocas del año. Se presentan períodos críticos durante la estación de lluvias.

- Áreas desérticas

Pueden causar reflexiones en el terreno, pero el coeficiente de reflexión de la arena no es significativo. El efecto más crítico es la alta posibilidad de que ocurra desvanecimiento multitrayectoria debido a las grandes variaciones de temperatura.

- Áreas costeras húmedas y calientes

La probabilidad de que se formen conductos es alta.

12.2.3) Equipamiento típico para la inspección de campo

Con la lista que aparece abajo se intenta dar una idea del equipamiento típico para la inspección de campo. Algunos de los artículos pudieran ser sustituidos u omitidos y otro tipo de equipamiento también pudiera ser adecuado.

- Mapas – 1:50000

- Cámara fotográfica
- Binoculares
- Brújula
- Altímetro
- Termómetro
- Espejos para señalización
- Walkie - talkies
- Cinta de medida
- Equipo de posicionamiento global
- Analizador de espectro
- Computador personal portátil

12.3) Consideraciones adicionales con respecto a la selección de los emplazamientos

Algunos elementos adicionales deben ser tomados en cuenta a la hora de seleccionar los emplazamientos:

- Es deseable tener tanta concentración del tráfico que entra (subidas o inserciones de canales) como del que sale (bajadas o derivaciones de canales) en los sistemas de radio con repetidores como sea posible. Para lo anterior varios compromisos deben ser considerados:
 - Llevar el tráfico mediante líneas desde varias centrales en lugar de bajar e insertar en el punto de repetición (ahorro en el equipo múltiplex).
 - Ubicación de los puntos de acuerdo con las restricciones (o ventajas) de propagación: La instalación en el mismo lugar que la central o la instalación distante de cualquier central (ahorro en terreno y reducción de problemas de acceso a causa de la colocación).
 - Métodos de alimentación (alimentadores: alimentan a la línea principal del sistema de radio): mediante rutas de radio con poca carga, cable coaxial, fibra óptica (en estos dos casos con el equipo múltiplex en la

central) o par alámbrico, múltiplex sobre alambre (cable aéreo o subterráneo).

- En el diseño general del sistema, la ubicación de la central, especialmente para las centrales interurbanas o de tránsito, se debe considerar sobre posibles rutas de radio o de cable.
- Interferencia de *RF* o, en general, la compatibilidad electromagnética *CEM*. Un repetidor o punto terminal en medio de la ciudad tiene las siguientes ventajas:

- Instalación junto a la central de larga distancia.
- Uso de edificios altos como torres naturales.

Y las siguientes desventajas:

- Reflexión de las ondas (multitrayectoria) en los edificios.
 - Problemas de compatibilidad electromagnética, particularmente con otros radios cercanos y la emisión industrial.
 - Baja calidad del mercado de mano de obra.
- Para la ubicación de los puntos en el campo hay menos problemas de *CEM* y, generalmente, se dispone de mejor fuerza de trabajo (para operadores, personal de operación y técnicos) y el derecho de vía para el cable es más fácil.
 - Restricciones de propagación: los puntos terminales se deben situar en áreas densamente pobladas y, de preferencia, junto a la central de larga distancia. Si se eligen apropiadamente, los grandes edificios de oficinas modernos se pueden usar como torres naturales. El terreno influye grandemente en los puntos de repetición; la cima de los montes accesibles son buenos prospectos para la ubicación de los repetidores. Si se traza una línea a lo largo de la trayectoria o de la ruta que se desea, los puntos deben estar en zig-zag (trayectoria quebrada) a lo largo de tal línea para evitar los problemas de sobrealcance.

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

Capítulo 13

Planeación de frecuencias

13.1) Introducción

La planeación de frecuencias o canalización es el proceso mediante el cual se escogen las frecuencias portadoras que van a ser usadas para transmitir y recibir en los sitios seleccionados por el equipo de proyecto (estaciones terminales, estaciones de tránsito y puntos de repetición simple). Además de escoger las frecuencias portadoras, se escogen también el esquema de modulación y la tasa de bits de transmisión de información f_b .

Los planes de frecuencia son establecidos por la UIT en asambleas diseñadas para tal fin y aparecen como Recomendaciones; en la tabla 13.1 se muestra uno de estos planes. El equipo de proyecto teniendo en cuenta los sitios y el tráfico (capacidad de transmisión que requiere el radioenlace) selecciona un plan de frecuencias acorde a los requerimientos descritos antes. Este plan de frecuencias debe ser aprobado por la oficina que en cada país se encarga de la vigilancia y control del espectro y de la asignación de frecuencias, en el caso de Colombia, el Ministerio de Comunicaciones.

Otra forma de representar planes de frecuencia se muestra en la figura 13.1, en particular para la Rec. 283-5 (las definiciones de F_0 , n , f_n y f'_n ; las expresiones para f_n y f'_n , y por lo tanto los valores de las f_n y f'_n frecuencias, en la figura 13.1, son las (los) mismos que en la tabla 13.1).

PLAN DE FRECUENCIAS Y ANCHO DE BANDA DE RADIO FRECUENCIA SEGÚN LA RECOMENDACIÓN UIT – R 283-5

- LA RECOMENDACIÓN SE DISEÑA EN LA BANDA DE 2 GHz PARA SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS DE CAPACIDAD BAJA Y MEDIA Y PROPONE CUATRO SUB-BANDAS: I (1700 MHz – 1900 MHz; $F_0 = 1808$ MHz), II (1900 MHz – 2100 MHz; $F_0 = 2000$ MHz), III (2100 MHz – 2300 MHz; $F_0 = 2203$ MHz) y IV (2500 MHz – 2700 MHz; $F_0 = 2586$ MHz); EN CADA UNA DE ESTAS SUB-BANDAS HAY DISPONIBLES 6 CANALES DE IDA (Tx) Y 6 CANALES DE LLEGADA (Rx)
- EN LAS SUB-BANDAS I, II Y III, LA CAPACIDAD ES DE 60, 120 O 300 CANALES TELEFÓNICOS; EN SISTEMAS DIGITALES LA VELOCIDAD DE TRANSMISIÓN, f_b , ES DE HASTA 34 Mbps.
- EN LA SUB-BANDA IV LA CAPACIDAD ES DE 960 CANALES TELEFÓNICOS; EN SISTEMAS DIGITALES LA VELOCIDAD DE TRANSMISIÓN, f_b , ES DE HASTA 70 Mbps.
- MODULACIÓN D-QPSK (QPSK DIFERENCIAL)

	SUB-BANDA I		SUB-BANDA II		SUB-BANDA III		SUB-BANDA IV	
	Tx/Rx	Rx/Tx	Tx/Rx	Rx/Tx	Tx/Rx	Rx/Tx	Tx/Rx	Rx/Tx
n	f_n (MHz)	f'_n (MHz)	f_n (MHz)	f'_n (MHz)	f_n (MHz)	f'_n (MHz)	f_n (MHz)	f'_n (MHz)
1	1713.5	1832.5	1905.5	2024.5	2108.5	2227.5	2491.5	2610.5
2	1727.5	1846.5	1919.5	2038.5	2122.5	2241.5	2505.5	2624.5
3	1741.5	1860.5	1933.5	2052.5	2136.5	2255.5	2519.5	2638.5
4	1755.5	1874.5	1947.5	2066.5	2150.5	2269.5	2533.5	2652.5
5	1769.5	1888.5	1961.5	2080.5	2164.5	2283.5	2547.5	2666.5
6	1783.5	1902.5	1975.5	2094.5	2178.5	2297.5	2561.5	2680.5

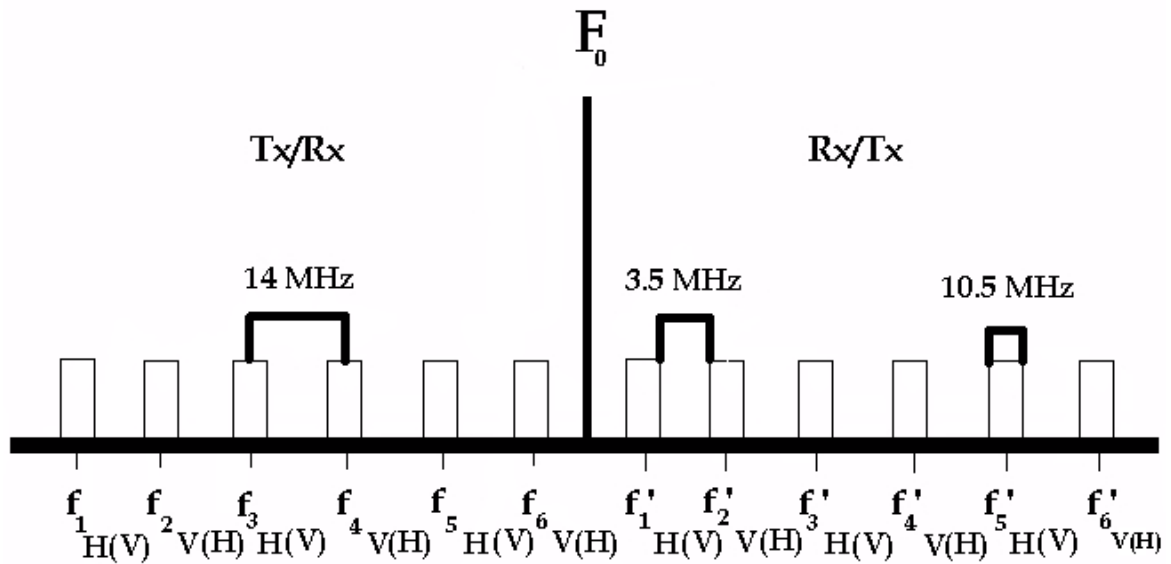
$$f_n = F_0 - 108.5 + 14 \times n$$

$$f'_n = F_0 + 10.5 + 14 \times n$$

$$n = 1, 2, 3, 4, 5 \text{ o } 6$$

Nota: F_0 , f_n y f'_n , fueron definidas anteriormente, y en las expresiones para f_n y f'_n la separación entre las frecuencias centrales de cada uno de los 6 radiocanales es 14 MHz (la cantidad que multiplica a n), el ancho de banda de cada radiocanal es 10.5 MHz (el segundo sumando del miembro derecho de la expresión para f'_n) y la banda de guarda entre radiocanales adyacentes es 3.5 MHz (14 MHz - 10.5 MHz = 3.5 MHz).

Tabla 13.1. Recomendación UIT R 283-5.



Nota: Obsérvense los canales adyacentes polarizados ortogonalmente (H: polarización horizontal, V: polarización vertical, respectivamente).

Figura 13.1. Recomendación UIT R 283-5.

13.2) Bases para la asignación de frecuencia

Existe una relación muy estrecha entre la ubicación de los sitios y el plan de frecuencias: a) según el sitio, debido a restricciones impuestas por la *CEM*, podrán ser usadas ciertas frecuencias y otras no; b) el radio de la primera zona de Fresnel y por lo tanto la altura de las torres es función de la frecuencia.

Estamos interesados, como se estableció al inicio de la Sección, en radioenlaces de microondas digitales, por lo tanto, las señales en banda base son señales *MDT / PCM*. Estas señales en banda base modulan a portadoras de *FI* según una de las técnicas de modulación digital del tipo *M – arias* conocidas, *M – PSK* (por ejemplo *BPSK*, *QPSK*) y *M – QAM* (por ejemplo, *64 – QAM*, *256 – QAM*).

Al establecer un plan de frecuencias el equipo de proyecto hace uso de un recurso natural estratégico, el espectro electromagnético, en particular el espectro radioeléctrico. En este sentido, en conjunto con el ente de vigilancia, control y asignación de frecuencias, debe hacer un esfuerzo para que este recurso sea explotado eficientemente; lo anterior supone, entre otras cosas, la utilización adecuada de las diferentes herramientas con que cuentan los proyectistas para rehusar frecuencias (por ejemplo las antenas) y por ende utilizar la menor cantidad posible de frecuencias portadoras diferentes. Los siguientes aspectos deben ser considerados para obtener un plan óptimo y por lo tanto un funcionamiento óptimo del sistema.

- Interferencia de radiofrecuencia *IRF* .

Al planear un sistema de radioenlace nuevo o al añadir portadoras de *RF* al que ya existe, la *IRF* del emisor existente (o que se planea) en el área debe ser objeto de un cuidadoso estudio. Por lo general, la oficina de asignación de frecuencias tiene información acerca de los emisores y sus límites de radiación (cubrimiento); los límites los establecen las autoridades nacionales. Igualmente importantes son la directividad de la antena y los lóbulos laterales y trasero de radiación. No solo se debe examinar la radiación de otras emisoras desde este punto de vista, sino también la capacidad de la antena que se plantea para eliminar las señales que no se desean. Se debe conocer el patrón de radiación de todas las emisoras con licencia y se debe convertir el nivel de lóbulo lateral a potencia isotrópica radiada efectiva *PIRE* , en la dirección de la instalación que se planea; esto se hace para todos los posibles candidatos de interferencia en el rango de frecuencias de interferencia. Para la *PIRE* de cada emisora se debe calcular la pérdida de trayectoria para la instalación que se planea con el objeto de determinar la interferencia; dicho estudio puede afectar el plan de frecuencias o la antena seleccionada.

Se deben considerar también las emisoras sin licencia, muchas de las cuales pueden clasificarse como fuentes de ruido industrial, como son los dispositivos de calefacción, los hornos electrónicos, los motores eléctricos, las radiaciones indeseables de las instalaciones de microondas privadas u otras (por ejemplo armónicas de radar). En las bandas de 4/6 GHz se debe hacer una consideración de contorno para verificar la interferencia que producen las estaciones terrenas satelitales.

- Sobrealcance.

La interferencia por sobrealcance se presenta cuando los saltos en tándem de un radioenlace están en línea recta. Considérense las estaciones A, B, C y D en línea recta o que una línea recta que se traza en un mapa entre A y C pasa también por B y D. El enlace A – B tiene frecuencia f_1 de A hacia B; la frecuencia f_1 se usa nuevamente en la dirección C-D; se debe tener cuidado de que parte de la emisión de f_1 entre A y B no llegue al receptor en D. También puede haber reutilización en la combinación A – B, B – C, de tal manera que f_1 entre A y B puede llegar parcialmente al receptor en C que se sintoniza a f_1 . El sobrealcance se puede evitar si las estaciones no se instalan en línea recta, es decir, la estación B, por ejemplo, se debe mover al norte de la línea A – C, como muestra la figura 13.1.

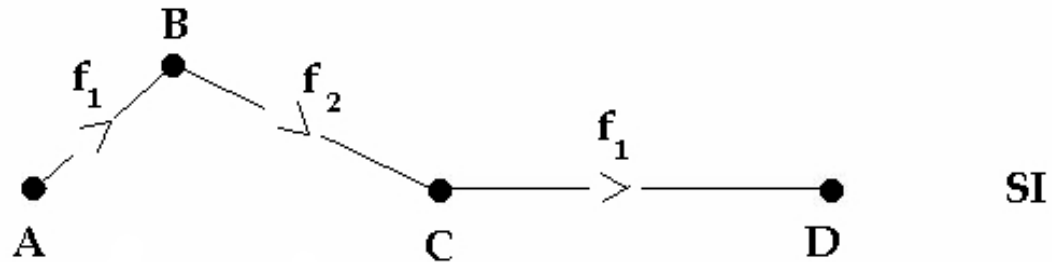
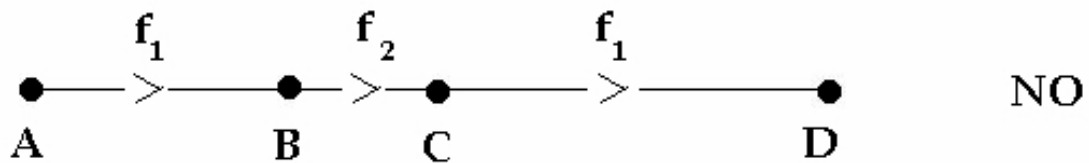


Figura 13.1. Sobrealcance.

- Separación de transmisión y recepción

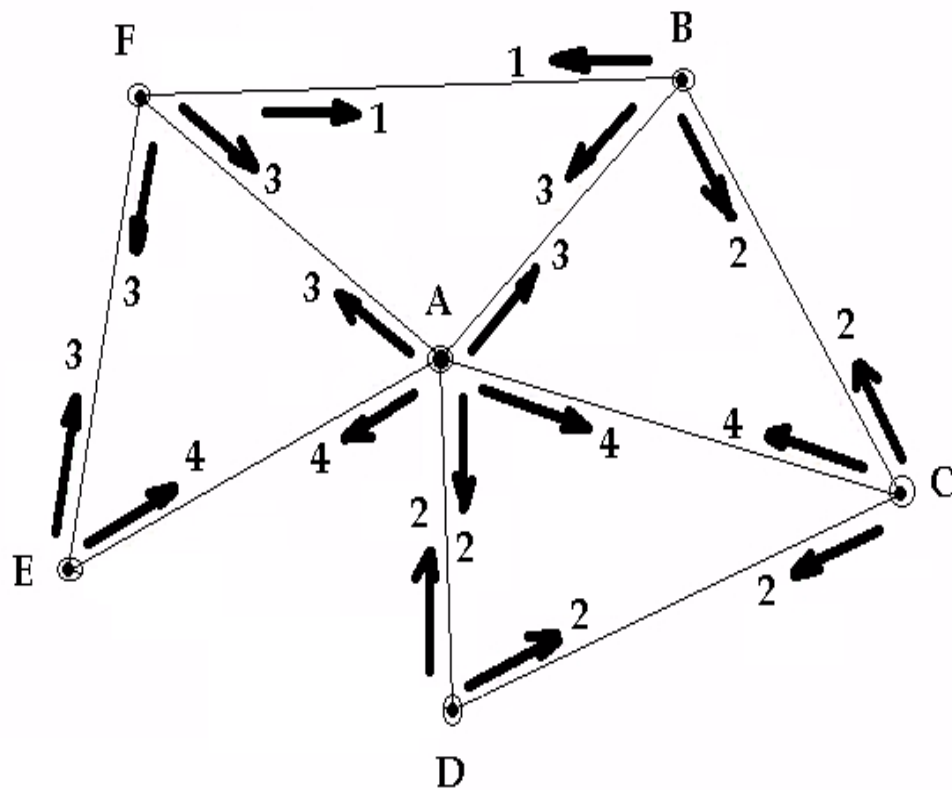
Si en una estación de radioenlace el receptor y el transmisor operan a la misma frecuencia, la pérdida entre ellos debe ser de por lo menos 120 dB. Una manera de asegurar los 120 dB es colocar todos los canales de "ida" en la mitad de la banda que se asigna y todos los canales de "regreso" en la otra mitad. Los términos "ida" y "regreso" se usan para distinguir los dos sentidos de transmisión.

Los canales de ida y regreso se asignan como se indicó anteriormente. Para canales de *RF* adyacentes en la misma mitad de la banda, se usa alternadamente polarización horizontal y vertical. Por lo tanto, se puede asignar, por ejemplo, polarización horizontal, H, a los canales impares en ambos sentidos en una sección dada y polarización vertical, V, a los canales pares. El aislamiento entre polarizaciones está en el orden de los 35 dB.

13.3) Ejemplo de un plan de frecuencia

Datos

Dada la red y los enlaces entre los diferentes puntos de la misma que se muestran en la figura 13.2, diseñe un plan de frecuencias siguiendo la Recomendación UIT R 283-5.



* A: Estación terminal (nodo: punto de alta concentración de tráfico).

* B, C y D: Puntos de repetición (no se bajan ni se suben canales).

* F y E: Estaciones de tránsito (se bajan y se suben canales.)

* Desde A se transmiten y se reciben hacia y desde los diferentes puntos de la Red el siguiente número de portadoras: B:3, C:4, D:2, E:4 y F:3.

* Entre el resto de los puntos, el número de portadoras de ida y de llegada es el siguiente: BC:2, CD:2, EF:3 y FB:1.

Figura 13.2. Ejemplo de red.

Solución

Se propone el siguiente plan de frecuencias (encerradas en un rectángulo aparecen las frecuencias desde y hacia A):

$$* \text{ A-B: } f_{1_H}, f_{3_H} \text{ y } f_{5_H} \quad ; \text{ B-A: } f'_{1_H}, f'_{3_H} \text{ y } f'_{5_H}$$

$$* \text{ B-C: } f_{2_V} \text{ y } f_{4_V} \quad ; \text{ C-B: } f'_{2_V} \text{ y } f'_{4_V}$$

$$* \text{ B-F: } f_{1_H} \quad ; \text{ F-B: } f'_{1_H}$$

$$* \text{ A-C: } f'_{1_H}, f'_{2_V}, f'_{3_H} \text{ y } f'_{4_V} \quad ; \text{ C-A: } f_{1_H}, f_{2_V}, f_{3_H} \text{ y } f_{4_V}$$

$$* \text{ C-D: } f'_{1_H} \text{ y } f'_{3_H} \quad ; \text{ D-C: } f_{1_H} \text{ y } f_{3_H}$$

$$* \text{ A-D: } f_{2_V} \text{ y } f_{4_V} \quad ; \text{ D-A: } f'_{2_V} \text{ y } f'_{4_V}$$

$$* \text{ A-E: } f_{1_V}, f_{2_H}, f_{3_V} \text{ y } f_{4_H} \quad ; \text{ E-A: } f'_{1_V}, f'_{2_H}, f'_{3_V} \text{ y } f'_{4_H}$$

$$* \text{ E-F: } f_{2_V}, f_{3_H} \text{ y } f_{4_V} \quad ; \text{ F-E: } f'_{2_V}, f'_{3_H} \text{ y } f'_{4_V}$$

$$* \text{ A-F: } f'_{1_V}, f'_{2_H} \text{ y } f'_{3_V} \quad ; \text{ F-A: } f_{1_V}, f_{2_H} \text{ y } f_{3_V}$$

Conclusiones

Obsérvese que dado los enlaces entre los puntos de la Red se requieren 48 enlaces (hay en el aire 48 portadoras), y que, sin embargo, para establecer dichos enlaces se usan solamente 10 portadoras diferentes ($f_1, f_2, f_3, f_4, f_5, f'_1, f'_2, f'_3, f'_4$ y f'_5). Es decir, aplicando las recomendaciones que se establecen en el epígrafe 13.2, se reutilizo frecuencias, con un factor de reuso de $\frac{48}{10} = 4.8$ (cada portadora se reuso, como promedio, 4.8 veces), haciendo un uso eficiente del espectro.

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

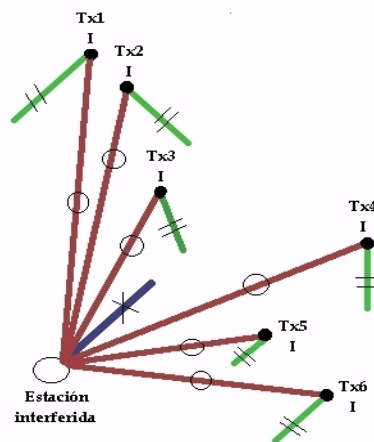
Capítulo 14

Interferencia

14.1) Introducción

Cuando se aborda la problemática de la interferencia en radioenlaces de microondas terrestres, lo primero que debe precisarse, es, del total de estaciones repetidoras de radio que se encuentran en el área de interés, cuales son relevantes desde el punto de vista de posibles perturbaciones en un receptor de radio dado.

A tal efecto se introduce el concepto de área de coordinación, como aquella área alrededor de una estación dada donde pueden estar ubicadas posibles estaciones interferentes, como se muestra en la figura 14.1. Las estaciones por fuera de esta área no afectan a la estación dada.



- * X: Línea de vista del receptor de la estación dada.
- * //: Líneas de vista de los transmisores posiblemente interferentes.
- * O: Direcciones de enlace de los transmisores posiblemente interferentes y el receptor de la estación dada.

Figura 14.1. Área de coordinación.

14.2) Estaciones interferentes

El criterio para establecer si una estación es interferente o no parte de la relación señal a interferencia requerida para proteger a la estación dada de la presencia perturbadora de una posible estación interferente. De manera que

$$I = P_{Tx} + [G_{Tx} - D_{Tx}(\theta')] + [G_{Rx} - D_{Tx}(\theta)] - L(d) \quad (14.1)$$

Donde

I : Nivel de interferencia recibido en dBm

P_{Tx} : Potencia transmitida desde la estación perturbadora en dBm

$G_{Tx/Rx}$: Ganancia de antena transmisora/receptora

$D_{Tx/Rx}$: Discriminación de antena transmisora/receptora

$L(d)$: Pérdidas de trayectoria

θ' y θ : Se definen en la figura 14.2

Asumamos que se requiere una relación señal a interferencia en dB $SdBm - IdBm \geq XdB$, para que nuestro sistema opere correctamente (este protegido de interferencias). El nivel de señal requerida vendrá dado luego por:

$$S \geq P_{Tx} + [G_{Tx} + D_{Tx}(\theta')] + [G_{Rx} - D_{Rx}(\theta)] - L(d) + X \quad (14.2)$$

El nivel de señal requerido S , puede ser calculado para diferentes valores de θ' y θ .

En (14.1) y (14.2), el término $L(d)$, como ya establecimos, significa las pérdidas de trayectoria entre el transmisor interferente y la estación dada, el total de pérdidas de trayectoria para ser exactos. De manera que una vez calculadas dichas pérdidas, puede calcularse I y con el valor de X que es un criterio, se establece el nivel de señal necesario S que se requiere para que la perturbación proveniente del transmisor interferente no se convierta realmente en una interferencia.

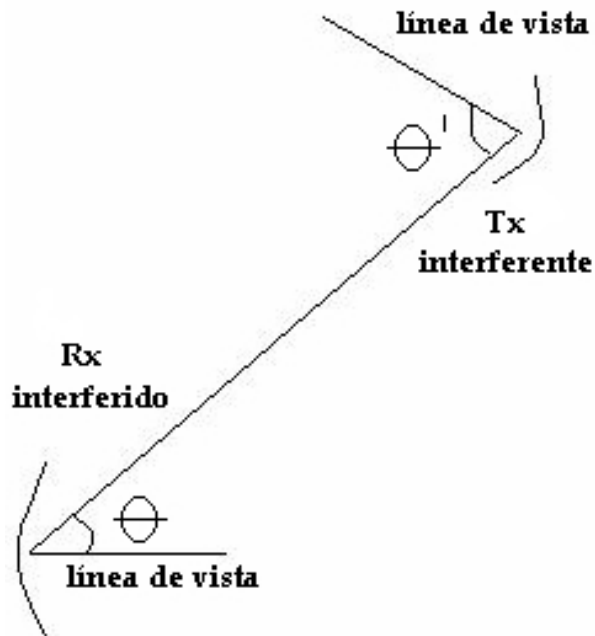


Figura 14.2. Posible interferencia en el área de coordinación.

14.3) Ejemplo de cálculo de interferencia

Desarrollemos un ejemplo que ilustre como se establece si la emisión de un transmisor perturbador puede llegar a convertirse en interferencia para una estación dada.

Datos

Para la señal interferente

$$P_{Tx} = 28dBm$$

$$G_{Tx} = 40dB$$

$$D_{Tx}(\theta') = 36dB$$

$$G_{Rx} = 34dB$$

$$D_{Rx}(\theta) = 33dB$$

$$L(d) = 115dB$$

Criterio de interferencia

$$X = 2dB$$

Para la señal de servicio

$$P_{Tx} = 20dBm$$

$$G_{Tx} = 34dB$$

$$G_{Rx} = 34dB$$

$$L(d) = -165dB$$

Determine si estamos en presencia de una emisión interferente

Solución

Calculamos I para el transmisor interferente según (14.1),

$$I = P_{Tx} + [G_{Tx} - D_{Tx}(\theta')] + [G_{Rx} - D_{Tx}(\theta)] - L(d) = 28 + [40 - 36] + [34 - 33] - 115 = -82dBm$$

Calculamos S para el transmisor de servicio

$$S = P_{Tx} + G_{Tx} + G_{Rx} - L(d) = 20 + 34 + 34 - 165 = -77dBm$$

Comprobamos si $S - I \geq 2dB$

$$S - I = -77 - (-82) = -77 + 82 = 5dB > 2dB$$

Conclusiones

Como se cumple con el criterio la emisión desde el transmisor perturbador no llega a convertirse en una señal interferente.

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

Capítulo 15

Ruido

15.1) Introducción

El ruido es un factor que perturba, pudiendo incluso llegar a degradar, la recepción de señales en telecomunicaciones. Existen varias fuentes de ruido, entre ellas, el ruido atmosférico, el ruido producido por el hombre y el ruido producido por fuentes extraterrestres (ruido galáctico, ruido solar, ruido producido por la superficie de la luna y el ruido cósmico de fondo).

Por otro lado, los dispositivos electrónicos, tales como los receptores de radio, debido al movimiento aleatorio de los electrones aún en ausencia de señal, son también fuentes de ruido. A este ruido se la llama ruido térmico.

15.2) Sensibilidad del receptor

El ruido térmico, que como mencionamos antes, aparece en los receptores de radio debido al movimiento aleatorio de los electrones, es una limitación en cuanto a una recepción satisfactoria de la señal que se transmite, ya que si queremos que la recepción transcurra correctamente estamos obligados a poner a la entrada del receptor un nivel de señal por lo menos igual al nivel de ruido de dicho receptor, nivel que se conoce como umbral del receptor. Es decir, que la combinación de ganancias y pérdidas en nuestro sistema de radio debe ser tal que garantice a la entrada del receptor un nivel de señal por lo menos igual a dicho umbral.

Además, como en las comunicaciones por radio se transmiten señales moduladas, debe pagarse un “precio” por “codificar” la información en las variaciones de la amplitud, de la frecuencia o de la fase de la portadora de radio, para, una vez que la señal es recibida, “decodificar” la información contenida en dichas variaciones. El precio es un exceso en la potencia con la que se transmite la portadora con respecto a la que se requeriría para compensar el umbral de ruido del receptor, de manera

que sea posible recuperar la información dado el ruido que se genera en el receptor, no desde una señal transmitida en banda base sino desde una señal modulada. El parámetro que describe la situación anterior se conoce como relación portadora a ruido C/N , y depende de la técnica de modulación empleada.

De manera, que siguiendo el razonamiento descrito desde el inicio del Epígrafe, podemos caracterizar a los receptores por un parámetro conocido como sensibilidad S , el cual establece el nivel de potencia mínimo de la portadora que se requiere para una recepción confiable. Entonces S será igual a

$$S = N \times \frac{C}{N} \quad (15.1)$$

Donde

S : Sensibilidad del receptor en mW

N : Umbral de ruido del receptor en mW. Se calcula N mediante la siguiente expresión:

$$N = KT_e B \quad (15.2)$$

Donde

K : Constante de Boltzman, que es igual a: $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

T_e : Temperatura equivalente de ruido del receptor en grados Kelvin. Expresa cuan ruidoso es un dispositivo electrónico, en este caso un receptor de radio.

B : Ancho de banda equivalente de ruido o ancho de banda de modulación. Es el ancho de banda de frecuencia intermedia, que es a su vez el ancho de banda de radio frecuencia.

La temperatura equivalente de ruido se calcula según la siguiente expresión:

$$T_e = (F - 1)T_0 \quad (15.3)$$

Donde

T_0 : Temperatura ambiente, igual a 290 grados Kelvin.

F : Figura de ruido del receptor. Expresa también la contribución al ruido del receptor y se calcula según la expresión:

$$F = \frac{(\frac{S}{N})_{in}}{(\frac{S}{N})_{out}} \quad (15.4)$$

Donde

$\left(\frac{S}{N}\right)_{in}$: Relación señal a ruido a la entrada

$\left(\frac{S}{N}\right)_{out}$: Relación señal a ruido a la salida

La expresión (15.1) acostumbra a escribirse en dB, de manera que:

$$S = N + \frac{C}{N} \quad (15.5)$$

Donde

S : Sensibilidad en dBm.

N : Umbral de ruido del receptor en dBm.

$\left(\frac{C}{N}\right)$: Relación portadora a ruido en dB.

En radio digital, la sensibilidad del receptor se establece para un BER dado. Así tenemos, que por ejemplo, para un $BER = 10^{-3}$, una tasa de transmisión $f_b = 34 \text{ Mbps}$ y un ancho de banda de $FI \ B_{FI} = 26 \text{ MHz}$, en el mercado se consiguen receptores de radio con una sensibilidad $S = -82.5 \text{ dBm}$.

15.3) Consideraciones finales

Cualquier ruido adicional al generado por el propio receptor de radio incrementa el BER y por lo tanto degrada el desempeño del sistema, debiendo ser combatido este efecto, primero, intentando eliminar la(s) fuente(s) de ruido y si esto no es posible, aumentando la potencia con la que se transmite la portadora.

La presencia de señales interferentes, las cuales pueden ser consideradas como ruido a los efectos de la degradación del BER , también contribuyen a un aumento del mismo y por lo tanto comprometen el desempeño del radio, como muestra la figura 15.1. Por esta razón debe minimizarse el efecto de las señales interferentes y si esto

no es posible, aumentar entonces la potencia con la que se transmite la portadora de radio.

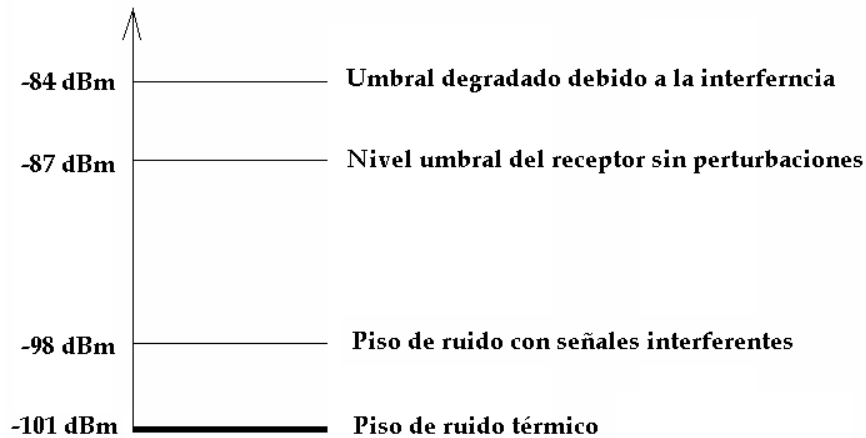


Figura 15.1. Degradación del umbral de recepción como consecuencia de la interferencia.

En la figura 15.1, un receptor de radio con ancho de banda de 6 MHz y figura de ruido de 6 dB posee un piso de ruido térmico resultante de -101 dBm. Este receptor, dado la técnica de demodulación que utiliza, requiere una C/N de 14 dB para determinado BER , de manera, que el umbral requerido es de -87 dBm. La presencia de una señal interferente de 3 dB, sube el nivel de ruido total a -98 dBm, requiriéndose, ahora, un umbral degradado de 84 dBm (la degradación es de 3dB).

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

Capítulo 16

Fundamentos de diseño de radioenlaces de línea de vista

16.1) Introducción

Una vez que se ubican los sitios o emplazamientos, se diseña un plan de frecuencias, se calcula la altura de las torres y se termina y comprueba el perfil de la trayectoria mediante un examen de la trayectoria, el siguiente paso en la planeación del radioenlace es el cálculo de la trayectoria: se necesita ahora asignar ciertos parámetros al equipo de radio que se desea instalar.

16.2) Cálculo de la trayectoria

El cálculo de trayectoria supone la solución de la siguiente ecuación

$$\frac{P_T * G_T * G_R}{L} = S * MD \quad (16.1)$$

Donde

P_T : Potencia de transmisión en miliwatts.

G_T : Ganancia de la antena transmisora en veces.

G_R : Ganancia de la antena receptora en veces.

L : Pérdidas totales en veces.

s : Sensibilidad del receptor en miliwatts.

MD : Margen de desvanecimiento en veces.

La ecuación (16.1) puede escribirse en dB así

$$P_T dBm + G_T dB + G_R dB - L dB = S dBm + MD dB \quad (16.2)$$

Donde ahora las magnitudes en miliwatts están expresadas en dBm y las magnitudes en veces están expresadas en dB.

La ecuación (16.2) es una ecuación de balance de energía: la ganancia suministrada a un radio (potencia de transmisión P_T más ganancia de la antena transmisora G_T más ganancia de la antena receptora G_R) menos las pérdidas totales L debe ser igual a la sensibilidad del receptor S más cierto margen adicional conocido como margen de desvanecimiento MD . Es decir, el radio funcionara correctamente y por lo tanto el mensaje podrá ser recuperado si, a la entrada del receptor, aparece una potencia de la portadora por lo menos igual a la sensibilidad del receptor más cierto margen de potencia adicional; margen de potencia adicional que se requiere para compensar las pérdidas asociadas al desvanecimiento de la señal presente en la trayectoria.

El procedimiento que se sigue para solucionar (16.3) es el siguiente:

1. Se selecciona un radio (transmisor y receptor) de acuerdo a los radios que se ofrecen en el mercado.

Se selecciona un radio (transmisor y receptor) de acuerdo a los radios que se ofrecen en el mercado que cumpla con el plan de frecuencias especificado: frecuencia de transmisión y recepción, capacidad y esquema de modulación. Además, el radio, específicamente el receptor, debe cumplir con el BER (Bit Error Rate) proyectado. Al escoger, entonces, el transmisor y el receptor estamos seleccionando también la potencia de transmisión P_T y la sensibilidad del receptor S .

2. Se calculan las pérdidas totales.

Estas pérdidas totales están compuestas por las pérdidas por espacio libre L_0 , las pérdidas en el sistema de alimentación de la antena transmisora L_T , las pérdidas en el sistema de alimentación de la antena receptora L_R , las pérdidas por desalineamiento de las antenas L_{DA} , el margen de diseño MDI y las pérdidas atmosféricas adicionales L_{AA} , específicamente las pérdidas producto de la absorción de energía por parte de los gases mayoritarios presentes en la troposfera (oxígeno y vapor de agua).

Puntualicemos aquellas pérdidas que no han sido consideradas anteriormente.

- Pérdidas en el sistema de alimentación de la antena transmisora L_T .

Estas pérdidas tienen en cuenta: la constante de atenuación en dB/m a la frecuencia de operación de la guía de onda con la que se alimenta la antena transmisora multiplicada por la longitud de la guía según la altura de la antena y el tramo de guía de onda hasta la cabina en la que se encuentra el transmisor; las pérdidas que introducen los conectores, latiguillos, giradores, redes de acople, filtros, etc. (se obtienen de las hojas de especificaciones técnicas o de los manuales del equipo en cuestión).

- Pérdidas en el sistema de alimentación de la antena receptora L_R .

Estas pérdidas tienen en cuenta: la constante de atenuación en dB/m a la frecuencia de operación de la guía de onda con la que se alimenta la antena receptora multiplicada por la longitud de la guía según la altura de la antena y el tramo de guía de onda hasta la cabina en la que se encuentra el transmisor; las pérdidas que introducen los conectores, latiguillos, giradores, redes de acople, filtros, etc. (se obtienen de las hojas de especificaciones técnicas o de los manuales del equipo en cuestión).

- Pérdidas por desalineamiento de las antenas L_{DA} .

Son las pérdidas debido a la no-alineación de las antenas durante el montaje o a la no-alineación que produce el viento al chocar con la antena una vez el radio se encuentra en operación. Su valor está entre 1 y 2 dB.

- Margen de diseño MDI .

Es un margen de ganancia con el que se protege al radio para dotarlo de cierto margen de seguridad, debido a pérdidas que no fueron consideradas durante el cálculo de trayectoria. Este valor suele estar entre 1 y 2 dB.

3. Se establecen los objetivos de rendimiento respecto al error y disponibilidad y se halla el margen de desvanecimiento MD .
4. Se estudia la posibilidad de usar diversidad.
5. Se seleccionan las antenas.

Una vez seleccionada la potencia de transmisión y la sensibilidad del receptor y calculadas las pérdidas y el margen de desvanecimiento, de (16.2), suponiendo

antenas de igual ganancia $G_T = G_R$, despejamos la ganancia de las antenas, de manera que

$$G_T dB = \frac{SdBm + MDdB - P_T dBm + LdB}{2} \quad (16.3)$$

Con la ganancia de las antenas, suponiendo que las antenas son alguno de los tipos de reflector parabólico con simetría axial y reflector y alimentador simple, como los que se muestran en la figura 16.1, hallamos el diámetro de las antenas según la ecuación

$$GdB = 20\text{Log}D + 20\text{Log}f + 17.8 \quad (16.4)$$

De la que despejando D obtenemos

$$D = \text{Log}^{-1} \left(\frac{GdB - 20\text{Log}f - 17.8}{20} \right) \quad (16.5)$$

En (16.4) y (16.5) el diámetro D de la antena está en metros y la frecuencia f en GHz.

Pudiendo seleccionarse entonces una de las siguientes antenas.

1. Estándar

Es una de las más sencillas de fabricar. Consta de un alimentador y del reflector, fabricados ambos en aluminio. La teoría se ajusta en un 100 % a este tipo. Son las de menor precio.



Figura 16.1a. Estándar

2. De plano focal

Esta antena tiene el borde irregular, lo que permite por interferencia destructiva disminuir los lóbulos laterales. Obviamente, la relación delante-detrás es mayor en este tipo de antenna. No se recomienda para torres con una gran cantidad de reflectores.

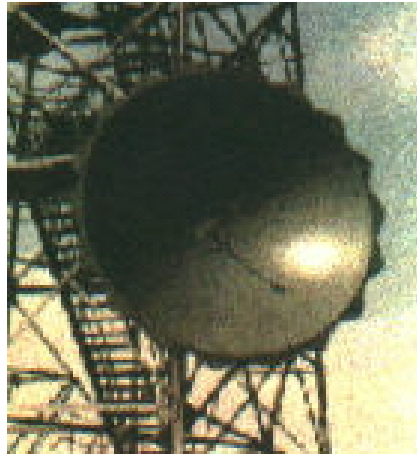


Figura 16.1b. De plano focal

3. Alta y ultra-alta realización

Posee una extensión cilíndrica que procura anular los lóbulos laterales. Para un funcionamiento perfecto la extensión del cilindro debe ser el doble del diámetro de la parábola, pero para propósitos prácticos se reduce a un cuarto. Generalmente se utiliza un radome para evitar que el viento desvíe la antena. La discriminación de polarización de este tipo de antena es bastante alta, generalmente más de 30 dB.

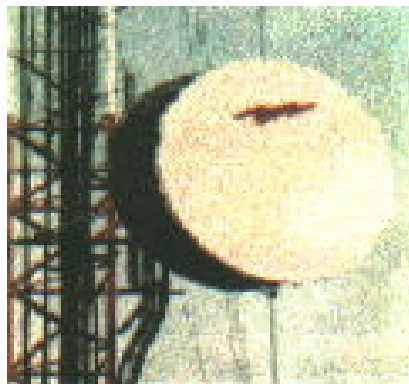


Figura 16.1c. Alta y ultra alta realización

4. Antena de grilla.

Es el diseño más pobre y por lo tanto más económico de todos, sin embargo combina adecuadamente diferentes aspectos. Se apoya en la propiedad de que las ondas electromagnéticas no pueden atravesar orificios menores a su longitud de onda. Una propiedad importante de esta antena radica en que ofrece muy poca resistencia al viento por lo que su desalineación es prácticamente nula.

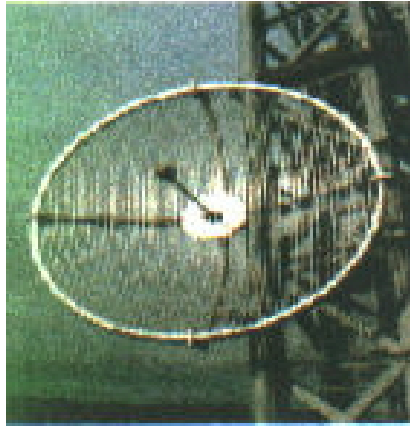


Figura 16.1d. Antenas de grilla

16.3 Conclusiones.

La práctica del cálculo de trayectoria implica la suma algebraica de las ganancias y las pérdidas del sistema para alcanzar el límite específico de ruido que es válido para determinado porcentaje de tiempo. Una mayor ganancia puede conseguirse eligiendo adecuadamente las antenas y aplicando diversidad cuando es necesario. Hay disponibles otras ganancias: uso de extremos terminales de bajo ruido (amplificadores de bajo ruido *ABR*, en ingles low noise amplifier *LNA*) y antenas con mejoras en la alimentación entre otras. Estas son las herramientas de que dispone el ingeniero para optimizar el diseño de radioenlaces.

Sección 1

Radioenlaces de línea de vista

Capítulo 17

Ejemplo de planeación de un radioenlace de línea de vista

17.1) Introducción

Con el objetivo de consolidar los conceptos, procedimientos y metodologías que se han expuesto a lo largo de la Sección, se adelantará un ejemplo relativo a la planeación de radioenlaces de línea de vista.

17.2) Ejemplo de planeación de un radioenlace de línea de vista

A continuación se desarrollará, a manera de ilustración, una aproximación a la planeación de un radioenlace de línea de vista entre las ciudades de Bogotá y Florencia (Caquetá).

La Red que se propone se ajusta a las de: “servicios portadores”, según la denominación dada por el Decreto No. 447 del 28 de febrero del 2003, a aquellas redes de telecomunicaciones que proporcionan la capacidad necesaria para la transmisión de señales entre dos o más puntos previamente definidos.

La Red está concebida para transmitir y recibir cualquier tipo de información: voz, datos y video, dentro de las capacidades contempladas para la misma, entre las ciudades de Bogotá Florencia. Se transmitirá una señal tipo *STM – 1*, que contempla una capacidad básica en banda base de *63E1*, equivalente a 1890 canales de voz, para una velocidad de 155 Mbps.

17.2.1) Ruta y selección de sitios

Al conocer los puntos a los cuales se les pretende dar servicio de interconexión, se pasa a establecer posibles rutas de radio que unan a las ciudades de Bogotá y Florencia, haciendo la selección de sitios apropiados en los cuales se puedan ubicar las estaciones terminales, de tránsito y repetidoras que harán parte de la red.

Se comienza entonces por el estudio del terreno que hay en la región del enlace por medio de mapas, que muestran con curvas de nivel las diferentes alturas de los puntos existentes en el área, a fin de determinar los más convenientes a los efectos de la radiopropagación (altura de antenas por ejemplo), entre otras consideraciones.

Para hacer la selección de sitios deben tenerse en cuenta aspectos tales como (solamente se mencionan algunos):

- Geográficos

Que los sitios tengan la suficiente elevación sobre el perfil del horizonte local a fin de garantizar visibilidad entre los puntos extremos de un salto.

Que los sitios estén ubicados en las proximidades de pueblos o ciudades con el fin de garantizar un tiempo de acceso al lugar razonable para la asistencia de fallas.

- Geológicos

El terreno de los sitios deberá soportar el peso de la estación radioeléctrica, en conjunto, el terreno ideal, debe ser firme y estable.

Se deben efectuar inspecciones de campo (visita a los posibles sitios) para determinar susceptibilidades a las inundaciones y socavamientos. Estas inspecciones deben precisar, además, lo relativo a vías de acceso.

Deben realizarse estudios sobre la intensidad y frecuencia de sismos para construir estructuras adecuadas que soporten los movimientos telúricos.

- Ambientales

Especialmente en lo que tiene que ver con las estaciones repetidoras, las cuales se ubican generalmente en zonas rurales, sería conveniente asegurarse de que las mismas disponen de márgenes de protección y seguridad adecuados para afrontar las condiciones atmosféricas imperantes. Para esto debe obtenerse de la oficina meteorológica datos estadísticos sobre: velocidad del viento y su dirección predominante, pluviosidad, acumulación de hielo (si corresponde), gamas de temperatura y humedad (para el caso que nos ocupa la humedad ρ , es igual

a: $\rho = 10g / m^3$); tales datos deben abarcar un período de muestra lo más largo posible. También deben tenerse en cuenta las tempestades de arena y polvo y la salinidad (esto último en áreas cercanas al mar), puesto que valores “anormales” de alguno o de todos estos factores, demandará, por ejemplo, mayor protección y tratamiento de la superficie de la antena, así como un cuidadoso sellado de los puntos de contacto.

- Logísticos

Nuevamente, haciendo énfasis en lo que tiene que ver con la selección de sitios para la ubicación de las estaciones repetidoras, la idoneidad del terreno está muy relacionada con la disponibilidad de agua para servicios de saneamiento y extinción de incendios.

La disponibilidad del terreno y el derecho de paso son factores que deben considerarse, junto con la imposición de restricciones a futuras expansiones, para evitar que en los alrededores del lugar escogido se construyan edificaciones que puedan obstruir el haz de la antena (línea de vista).

Se debe también evaluar la fiabilidad del servicio público local de corriente eléctrica con miras a determinar si la estación necesitará o no de un grupo electrógeno de reserva.

Las vías de acceso a la zona deben ser aptas para el transporte de cargas grandes y pesadas durante la etapa de construcción de la estación. Además, deben tenerse en cuenta, la altura, el ancho y la resistencia máxima de las vías que conducen a la estación.

Luego de escoger los sitios, de acuerdo a su favorabilidad, se revisa si hay instalaciones de telecomunicaciones o de otra índole, que impidan situar la estación en el sitio más adecuado (como resultado de la interferencia electromagnética). Si así fuera, debe hacerse un esfuerzo por ubicarla lo más cerca posible del sitio previamente seleccionado, para garantizar de esta manera condiciones similares a las del punto óptimo de ubicación, con el fin de reducir el número de estaciones repetidoras y las longitudes de cables de conexión a los equipos, reduciendo así los costos de la red.

Para el caso que nos ocupa, de acuerdo a las consideraciones anteriores, se seleccionó la ruta que se muestra en la tabla 17.1.

SITIO	LONGITUD	LATITUD
Bogotá D.C	74° 04' 28"	4° 41' 56"
Cerro Granada	74° 18' 40"	4° 31' 22"
Cerro Quinini	74° 27' 43"	4° 21' 17"
Cerro Mizar	75° 02' 00"	3° 24' 47"
Neiva	75° 16' 49"	2° 55' 53"
Cerro La China	75° 15' 00"	2° 34' 25"
Cerro Buenavista	75° 43' 48"	2° 20' 17"
Cerro Gabinete	75° 40' 27"	1° 53' 06"
Florencia	75° 35' 03"	1° 37' 03"

Tabla 17.1. Sitios enlace Bogotá-Florencia.

Es decir, la ruta proyectada Bogotá-Florencia tiene un total de 8 saltos.

Una representación de la ruta se muestra en la figura 17.1.

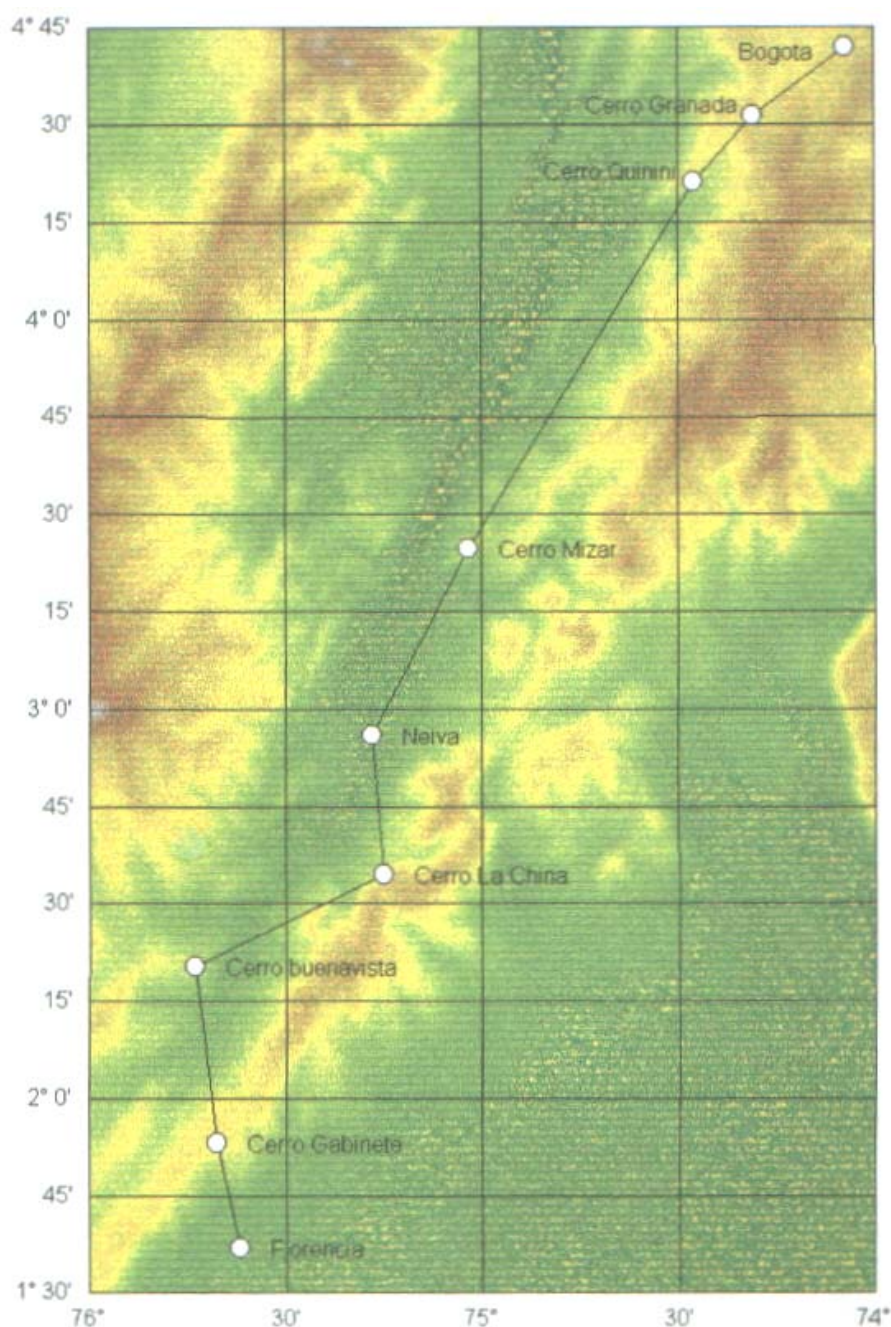


Figura 17.1. Ruta enlace Bogotá-Florencia.

17.2.2) Plan de frecuencia y altura de las torres

Se escogió para todo el enlace la banda de 4GHz, descrita en la recomendación UIT-R F.382-7, avalada por el plan único de frecuencia nacional. Parte de esta recomendación se muestra en la tabla 17.2.

SISTEMAS DE RELEVADORES RADIOELÉCTRICOS ANALÓGICOS O DIGITALES DE MEDIA Y GRAN CAPACIDAD REC. UIT-R F.382-7	
PLAN DE DISTRIBUCIÓN DE CANALES BANDA DE 4 GHz	
$f_0 = 4003,5 \text{ MHz}$	
$f_n = f_0 - 208 + 29n$ $f'_n = f_0 + 3 + 29n$ $n = 1,2,3,4,5 \text{ o } 6$	

Tabla 17.2. Recomendación UIT-R F.382-7

En el ejemplo que se está analizando no vamos a tratar la totalidad de los saltos que componen el enlace, sino que se desarrollará uno de los saltos: salto Cerro Quininí-Cerro Mizar; por ser el salto más largo (longitud de la trayectoria igual a 121.95 km) y en el cual se implementará diversidad de espacio. Las estaciones ubicadas en estos dos puntos son estaciones repetidoras. Para este salto se seleccionaron las siguientes frecuencias portadoras: Cerro Quininí-Cerro Mizar ($f_1 = 3824.5$; polarizada verticalmente); Cerro Mizar- Cerro Quininí ($f'_1 = 4037.5$; polarizada verticalmente).

La técnica de modulación que se utilizará será 128-QAM (pudo haberse seleccionado 64-QAM, no obstante, como este demandaría un ancho de banda por radiocanal de 40 MHz, se prefirió la solución indicada, que demanda, tan solo, un ancho de banda por radiocanal 29 MHz.

Dados los sitios (latitud, longitud y altitud), el perfil del terreno entre los mismos, el valor de k ($k = (4/3) = 1.33$), las frecuencias de transmisión-recepción entre los puntos, y el criterio de liberación de la primera zona de Fresnel (liberación de un 100% de la primera zona de Fresnel); la altura de la torre, en Cerro Quininí es de 30 m y en Cerro Mizar de 50 m, como se muestra en la figura 17.2.

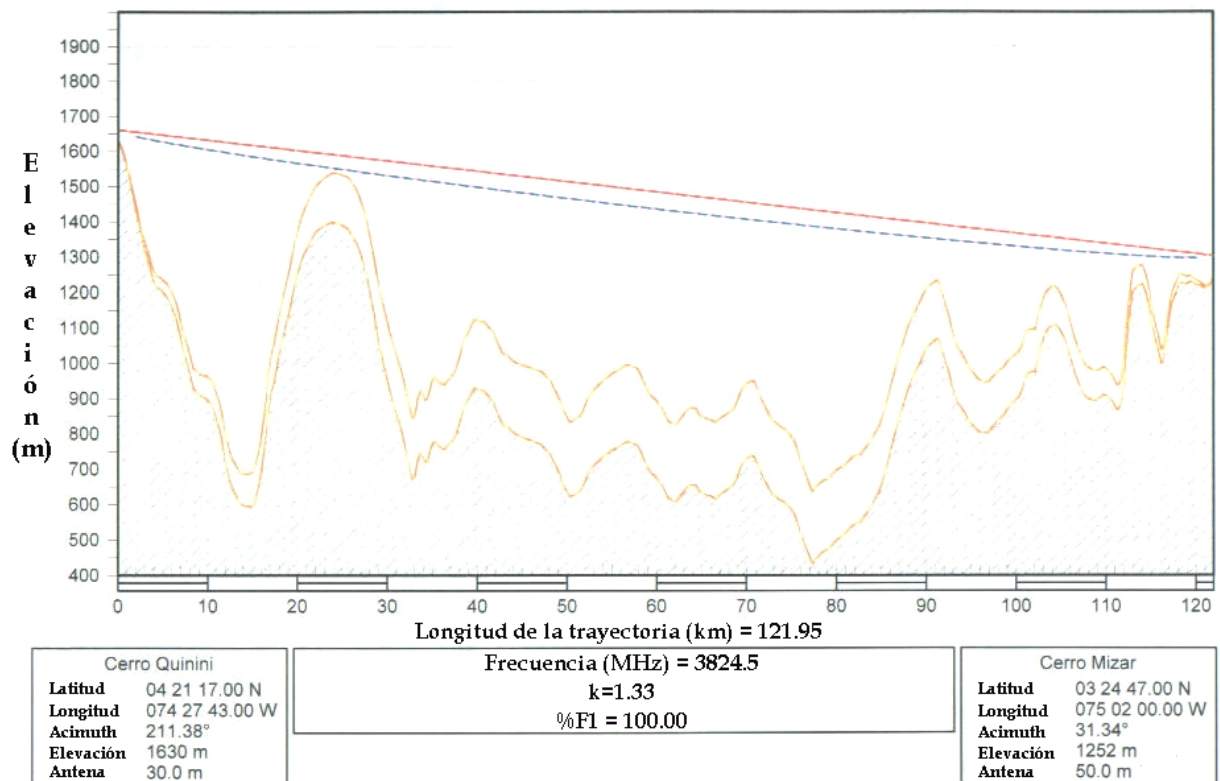


Figura 17.2. Enlace Cerro Quinini-Cerro Mizar.

17.2.3) Pérdidas de trayectoria

Se calcularán a continuación, el total de las pérdidas presentes en la trayectoria de radio, seleccionando, antes, el radio que se va a utilizar.

El radio elegido para la transmisión-recepción entre los puntos de repetición que conforman la red que nos ocupa, es el radio de la serie 3000 de NEC, diseñados especialmente para enlaces de larga distancia con capacidad STM-1 por radiocanal de la jerarquía digital sincrónica *JDS* (*SDH* por sus siglas en ingles). Estos radios son del tipo “Interior” (“Indoor” en ingles), es decir, el radio se situará en el interior de la caseta en la estación repetidora y se conectará a la antena por medio de una guía de ondas.

Este radio opera en las bandas de 4 a 11 GHz y utiliza modulación-demodulación del tipo 64 – QAM o 128 – QAM . La potencia de transmisión P_T , en la banda de 4 GHz, que es la que utilizaremos en la red que se planea, es de 32 dBm y la sensibilidad S , para un $BER = 10^{-6}$, es de -78 dBm. El resto de las especificaciones de este radio pueden consultarse en [4].

17.2.3.1) Pérdidas por espacio libre

$$L_0 = 92.4 + 20 \log_{10} f + 20 \log_{10} d =$$
$$= 92.4 + 20 \log(3.8245) + 20 \log(121.95) = 145.77 = 145.8 \text{ dB}$$

17.2.3.2) Pérdidas en el sistema de alimentación de la antena transmisora

$$L_T.$$

Las pérdidas en el sistema de alimentación de la antena transmisora L_T , se consideraran iguales a 2.1 dB.

17.2.3.3) Pérdidas en el sistema de alimentación de la antena receptora

$$L_R.$$

Las pérdidas en el sistema de alimentación de la antena receptora L_R , se consideraran iguales a 2.8 dB.

17.2.3.4) Pérdidas por desalineamiento de las antenas L_{DA}

Las pérdidas por desalineamiento de las antenas L_{DA} , se tomaran iguales a 1 dB.

17.2.3.5) Margen de diseño MDI

El margen de diseño MDI , se tomará igual a 1 dB.

17.2.3.6) Pérdidas atmosféricas adicionales

$$\gamma_0 = \left[7.19 \times 10^{-3} + \frac{6.09}{f^2} + \frac{4.81}{(f - 57)^2 + 1.50} \right] f^2 \times 10^{-3} =$$
$$= \left[7.19 \times 10^{-3} + \frac{6.09}{3.8245^2} + \frac{4.81}{(3.8245 - 57)^2 + 1.50} \right] 3.8245^2 \times 10^{-3} = 0.0063 \frac{\text{dB}}{\text{km}}$$

$$\gamma_w = \left[0.067 + \frac{3}{(f - 22.3)^2 + 7.3} + \frac{9}{(f - 183.3)^2 + 6} + \frac{4.3}{(f - 323.8)^2 + 10} \right] f^2 \rho \times 10^{-4} =$$

$$= \left[0.067 + \frac{3}{(3.8245 - 22.3)^2 + 7.3} + \frac{9}{(3.8245 - 183.3)^2 + 6} + \frac{4.3}{(3.8245 - 323.8)^2 + 10} \right] \times$$

$$\times 3.8245^2 \times 10 \times 10^{-4} = 0.0011 \frac{dB}{km}$$

$$L_{AA} = A_a = (0.0063 + 0.0011) \times 121.95 = 0.9 = 1.0 \text{ dB}$$

17.2.3.7) Margen de desvanecimiento *MD*; *ganancia, tipo y diámetro de las antenas y cuadro resumen*

Objetivos de rendimiento respecto al error

$$BER = 10^{-6}$$

Disponibilidad con respecto a la propagación para todo el enlace

$$P_{AV} \% = 99.97 \Rightarrow P_{UV} \% = 100 - 99.97 = 0.03; P_{AV} = 0.9997 \Rightarrow P_{UV} = 1 - 0.9997 = 0.0003.$$

Como el enlace esta compuesto por 8 saltos, entonces, la no--disponibilidad para cada salto, incluido el que estamos planeando será

$$P_{UVS} \% = P_{UV} \% = (0.03 / 8) = 0.00375 \Rightarrow P_{UVS} = P_{UV} = (0.0003 / 8) = 0.0000375 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow P_{AVS} = 1 - 0.0000375 = 0.9999625 \Rightarrow P_{AVS} \% = 100 - 0.00375 = 99.996$$

A la lluvia le será asignada el 50% de probabilidad de interrupción del enlace por concepto de desvanecimiento de la señal y al desvanecimiento multitrayectoria el otro 50%, de manera que

$$P_{UVLL} = P_{UV Mt} = P_{UV} = (P_{UV} / 2) = (0.0000375 / 2) = 0.0000187 \Rightarrow P_{UV} \% = 0.00187$$

Para calcular el margen de desvanecimiento producto del desvanecimiento multitrayectoria utilizaremos el modelo de Barnett-Vigants, específicamente la expresión que caracteriza, en este modelo, el desvanecimiento multitrayectoria en terreno montañoso.

$$P_{UV} = 1.875 \times 10^{-8} f d^3 \times 10^{-MD/10} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow MD = -10 \log(P_{UV} / 1.875 \times 10^{-8} \times f_{GHz} \times d_{km}^3) =$$

$$= -10 \log(0.0000187 / 1.875 \times 10^{-8} \times 3.8245 \times 121.95^3) = 38.4 dB$$

Para calcular el margen de desvanecimiento producto de la lluvia utilizaremos el modelo de Crane, de manera, que para una frecuencia de 4GHz y polarización vertical, y zona N, según las tablas (10.1) y (10.2) obtenemos: $a_v = 0.000591$, $b_v = 1.075$, y $R_{0.01\%} = 95 mm/hr$.

$$A = aR^b = 0.000591(95^{1.075}) = 0.08 dB/km$$

$$r = \frac{1}{1 + 0.045d} = \frac{1}{1 + 0.045 \times 121.95} = 0.153$$

$$A_{0.01\%} = A_{dr} = 0.08 \times 121.95 \times 0.15 = 1.46 dB$$

Ahora como $P_{UV}\%$ requerido es menor que 0.01% ($0.00187\% < 0.01\%$), entonces $C = 0.33$

$$A_{P_{UV}\%} = A_{0.01\%} \left(\frac{P_{UV}\%}{0.01\%} \right)^{-C} \Rightarrow MD = A_{0.00187\%} = 1.46 \left(\frac{0.00187\%}{0.01\%} \right)^{-0.33} = 2.54 dB$$

De manera que el margen de desvanecimiento total será igual a $38.4 + 2.54 = 40.94 = 41 dB$.

Se utilizará diversidad de espacio simple para proteger al salto, dada su longitud, de los efectos de los desvanecimientos, de forma, que para el margen de desvanecimiento obtenido se logre un aumento en la disponibilidad (disminución de la no-disponibilidad).

Consideremos $S = 100\lambda \Rightarrow S = 100 \times (300 / 3824.5) = 100 \times (0.078) = 7.8m$; y $V = 0$.

$$I_{DE} = S^2 \left(\frac{f}{d} \right) \times 10^{(MD-V)/10} \times 1.2 \times 10^{-3} = 7.8^2 \left(\frac{3.8245}{70} \right) \times 10^{\frac{41}{10}} \times 1.2 \times 10^{-3} = 50.56$$

Se tomo $d = 70km$ en razón a que para el salto que nos ocupa la longitud del mismo (121.95 km) supera el valor del límite superior (70 km) para el cual la expresión es válida.

Las pérdidas totales, incluyendo el margen de desvanecimiento, resultan ser iguales al siguiente valor

$$L_{Totales} = L_0 + L_T + L_R + L_{DA} + L_{AA} + MDI + MD = 145.8 + 2.1 + 2.8 + 1 + 1 + 1 + 41 = 193.9 = 194 \text{ dB}$$

Puede entonces calcularse la ganancia de las antenas.

$$P_T + 2G - L = S \Rightarrow G = \frac{S - P_T + L}{2} = \frac{-78 - 32 + 194}{2} = \frac{84}{2} = 42 \text{ dB}$$

Por último, seleccionamos el tipo de antena y calculamos el diámetro de las mismas.

Se usaran antenas tipo estándar (como la que se muestra en la figura 16.1a) de diámetro igual a

$$D = \text{Log}^{-1} \left(\frac{G_{dB} - 20 \text{Log} f - 17.8}{20} \right) = \text{Log}^{-1} \left(\frac{42 - 20 \text{Log} 3.824 - 17.8}{20} \right) = 4.27 \text{ m}$$

En la tabla 17.3 se resumen los parámetros del enlace planeado.

PARÁMETRO	VALOR
Longitud del salto	121.95 km
Frecuencia de ida (Polarización)	3824.4 MHz (PV)
Altura de la torre en el Cerro Quininí	30 m
Altura de la torre en el Cerro Mizar	50 m
Potencia de transmisión	32 dBm
Sensibilidad (BER)	-78 dBm (BER = 10 ⁻⁶)
Pérdidas de trayectoria (sin incluir margen de desvanecimiento)	153 dB
Disponibilidad (sin diversidad)	99.996%
Margen de desvanecimiento	41 dB
Diversidad (índice de mejora)	Diversidad de espacio (50.56)
Tipo de antena	Estándar
Ganancia (Diámetro) de las antenas	42 dB (4.27 m)

Tabla 17.3. Resumen del enlace Cerro Quininí-Cerro Mizar.

Aclaración: En el ejemplo que se desarrollo anteriormente, solo se realizaron los cálculos del enlace Cerro Quininí-Cerro Mizar en una dirección: Cerro Quininí → Cerro Mizar.

17.2.4) Aproximación a los costos de implementación del salto

Para establecer los costos de un radioenlace de microondas terrestres, y por lo tanto de uno de los saltos que lo componen, deben tenerse en cuenta los siguientes factores:

1. Autorización y costos de la utilización de la frecuencia

- Autorización de la utilización de la frecuencia

En concordancia con lo dispuesto por el artículo 20 del Decreto-Ley 1900 de 1990, corresponde al Ministerio de Comunicaciones, autorizar la utilización del espectro radioeléctrico necesario para la prestación de los servicios portadores. A este respecto sería importante aclarar que: “los permisos que requieren los operadores para el uso del espectro radioeléctrico no hacen parte de la licencia que otorga la concesión de los servicios portadores”

A continuación se relaciona lo establecido en el artículo 20 del Decreto-Ley 1900 de 1990, y que debe tenerse en cuenta para la autorización de las frecuencias a ser utilizadas en la Red que contempla este ejemplo, y por lo tanto, para la autorización de las frecuencias a utilizar en el salto cuya planeación se ha venido desarrollando.

“Artículo 20. El uso de frecuencias radioeléctricas requiere de permiso previo otorgado por el Ministerio de Comunicaciones y dará lugar al pago de los derechos que corresponden. Cualquier ampliación, extensión, renovación o modificación de las condiciones requiere de nuevo permiso, previo y expreso. El permiso para el uso de frecuencias radioeléctricas tendrá un plazo definido que no podrá exceder de veinte años, el cual podrá renovarse hasta por un término igual al inicial. En los casos de los servicios de difusión y especiales, su duración será igual a la respectiva concesión o autorización”.

- Costos por concepto de la licencia de funcionamiento

El decreto 1750 del 31 de agosto de 1999, establece el actual régimen unificado de contraprestaciones por concepto de concesiones, permisos y registros en materia de telecomunicaciones y los procedimientos para su liquidación, cobro y pago.

A continuación se relacionan las partes pertinentes considerar para el caso de la Red que contempla este ejemplo.

- Valor de la contraprestación por la concesión de servicios (artículo 1 decreto 1750 del 31 de agosto de 1999).

El valor de la contraprestación por concesión de servicios equivale al tres por ciento (3%) anual e los ingresos netos.

- Valor de la contraprestación por el uso de las frecuencias (artículo 2 decreto 1750 del 31 de agosto de 1999).

El valor de la contraprestación por el uso de frecuencias radioeléctricas para el tipo de enlace propuesto en este ejemplo, enlaces punto-a-punto, se liquidará con base en la siguiente fórmula

$$VAC(SMLMV) = Ke^{(0.063AB - 0.000014F)} \quad (17.1)$$

Donde

$VAC(SMLMV)$: Valor Anual de la Contraprestación (Salarios Mínimos Legales Vigentes).

AB : Ancho de Banda asignado en MHz.

F : Frecuencia central del segmento en MHz

K : Constante, igual a 3.3 para enlaces cuya frecuencia central sea mayor o igual a 1 GHz.

Esta fórmula debe aplicarse para cada segmento de espectro radioeléctrico asignado en cada enlace, entendiéndose por enlace la conexión vía RF entre dos estaciones situadas en puntos fijos determinados.

Teniendo en cuenta, entonces, la fórmula anterior, para el salto que nos ocupa tendríamos el siguiente valor por concepto de uso de frecuencias.

$$AB = 29MHz$$

$$F = 4003.5MHz$$

$$K = 1.33$$

$$SMLMV = \$382.000.00$$

$$VAC(SMLMV) = Ke^{(0.063AB-0.000014F)} = 1.33e^{(0.063 \times 29 - 0.000014 \times 4003.5)} =$$

$$= 7.82(SMLMV) = 7.82(\$382.000.00) =$$

$$= \$2.987.240.00$$

Como el enlace es full-duplex, se tendrá, que por concepto de uso de frecuencias, los costos para el salto Cerro Quininí-Cerro Mizar son de: \$2.987.240.00 x 2 = \$5.974.480.00 (cinco millones novecientos setenta y cuatro mil cuatrocientos ochenta pesos Moneda Corriente).

2. Bienes importados

- Radio

Bastidor (1 por cada estación, 2 en total), transmisor/receptor (2 por cada estación –redundancia del tipo 1+1-, 4 en total), fuente de alimentación (1 por cada estación, 2 en total), receptor para diversidad de espacio (1 por cada estación, 2 en total) y circuitos de ramificación (branching circuit en ingles) (1 por cada estación, 2 en total): US\$ 48962.00.

- Modems

Modulador/demodulador (1 por cada estación, 2 en total): US\$ 15139.00.

- Supervisión y control

Tarjetas (1 por estación, 2 en total): US\$ 11280.00.

- Operación y mantenimiento

Computador, software asociado e impresora (1 para todas las estaciones): US\$ 1937.00.

- Conmutación

Redundancia 1+1 (1 por estación, 2 en total): US\$ 1428.00.

- ADM (1 por estación, 2 en total): US\$ 48367.00.

- Sistema de radiación

Antenas (tipo estándar de 4.3 metros, 2 por estación -1 para diversidad de espacio por estación-, 4 en total) y guía de ondas con accesorios (aproximadamente 120 metros de guía de onda entre las dos estaciones; dos terminaciones por estación, 4 en total; 120 abrazaderas (clamp en ingles) entre las dos estaciones, etc.): US\$ 23552.00.

- Deshidratadores (1 por estación, 2 en total): US\$ 4582.00.

Total de bienes importados: US\$ 48962.00 + US\$ 15139.00 + US\$ 11280.00 + US\$ 1937.00 + US\$ 1428.00 + US\$ 48367.00 + US\$ 23552.00 + US\$ 4582.00 = US\$ 155247.00 (ciento cincuenta y cinco mil doscientos cuarenta y siete dólares).

3. Servicios y bienes locales

- Instalación y pruebas

Instalación por sitio (1 instalación por sitio, 2 instalaciones en total), materiales de instalación (para 2 sitios) e inspección y pruebas de campo (en 2 sitios): US\$ 30713.00

Total de servicios y bienes locales = US\$ 30713.00 (treinta mil setecientos trece dólares).

BIBLIOGRAFIA CORRESPONDIENTE A LA SECCION I

- [1] M. P. Dolujanov. Propagación de las Ondas de Radio. Editorial MIR. 1984.
- [2] R. L. Freeman. Reference Manual for Telecommunications Engineering. John Wiley & Sons, Inc. 1994, 2002.
- [3] I. H. Per Thorvaldsen. Planning of line – of – sight Radio Relay System. ABB NERA. 1994.
- [4] J. Bautista. Diseño de un Enlace de Microondas Terrestres entre las Ciudades de Bogota y Florencia. Especialización en Comunicaciones Móviles, Facultad de Ingeniería, Universidad Distrital Francisco José de Caldas. 2003.
- [5] Recomendación UIT-R P.526-6, Propagación por Difracción, (Cuestión UIT-R 202/3).
- [6] Recomendaciones UIT-R G.801, G.821 Y G.826.
- [7] Recomendaciones UIT-R Rec. 696 y 697
- [8] Reportes UIT-R Rep. 1052 y 1053.
- [9] Reportes UIT-R Rep. 530 y 563-3.
- [10] Reporte UIT-R Rep. 338-6.
- [11] Recomendación UIT-R Rec.283-5.
- [12] Decreto No. 447 del 28 de febrero del 2003. Ministerio de Comunicaciones. Republica de Colombia.
- [13] Recomendación UIT-R F.382-7.

- [14] Decreto-Ley 1900 de 1900, artículo 20. Ministerio de Comunicaciones. Republica de Colombia.
- [15] Decreto 1750 del 31 de agosto de 1999. Ministerio de Comunicaciones. Republica de Colombia.
- [16] R. L. Freeman. Sistemas de Ingeniería de Telecomunicaciones. Limusa. 1993.
- [17] J. D. Gibson. The Communications Handbook. CRC PRESS - IEEE PRES.1998.
- [18] W. C. Y. Lee. Mobile Communications Engineering. Theory and Applications. McGraw-Hill. 1998.
- [19] Tomasi. Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. Prentice Hall Hispanoamérica S.A. 1996.

Sección 2

Radioenlaces satelitales

Capítulo 1

Introducción

1.1) Introducción

En la Sección 1 tratamos con un tipo de enlace de radio en el cual las estaciones se sitúan sobre la superficie de la tierra formando una red de repetidores de radio, de forma que, entre cualesquiera dos puntos consecutivos de dicha red (salto), se establece un enlace punto a punto. De esta manera, pueden conformarse enlaces de largas distancias tanto nacionales como internacionales. Una red concebida de tal manera tiene como desventajas, y solo por citar dos, primero, que por ser los enlaces punto a punto, solamente pueden conectarse dos estaciones mediante un par de antenas, y segundo, que se requiere un gran número de estaciones repetidoras para establecer enlaces de cierta longitud, lo cual ocasiona, entre otros inconvenientes, limitaciones en cuanto al mantenimiento tanto preventivo como correctivo del sistema y por lo tanto en la disponibilidad del mismo.

Una solución a estas desventajas (y a otras) es situar un repetidor activo en el cielo, es decir, más allá de la atmósfera terrestre, de manera que múltiples estaciones terrenas ubicadas en la superficie de la tierra y bajo la huella o pisada del repetidor puedan intercambiar información a través del mismo (enlazarse), estableciéndose una red también de larga distancia, pero que, a diferencia de una red de microondas terrestres, utiliza un solo repetidor desde el cual el enlace hacia todas las estaciones terrenas participantes es del tipo punto a multipunto.

El repetidor tiene que estar a bordo de un satélite artificial de la tierra, el cual orbita a determinada altura con respecto a la superficie terrestre, siendo esta la desventaja fundamental de estos sistemas, ya que el diseño, construcción, lanzamiento, puesta y mantenimiento en órbita del vehículo espacial supone un esfuerzo de ingeniería significativo y unos costos elevados. Además, la vida útil de los satélites es limitada (entre 10 y 15 años actualmente) lo cual obliga a reemplazar los mismos cada cierto período de tiempo, agregando costos adicionales. Estas dos razones, ligadas ambas al vehículo espacial, son las que determinan que para los usuarios de una red satelital (por ejemplo, un operador de larga distancia, en Colombia, Telecom

Comunicaciones, por citar uno), los costos de acceso al segmento espacial (satélite), sean considerables.

En esta Sección estaremos interesados en servicios satelitales fijos (los usuarios de la red satelital, estaciones terrenas, permanecen en una misma posición con respecto al satélite y su huella) en los cuales el satélite se ubica en una órbita paralela al ecuador, a una altura aproximada de 36000 km respecto a la superficie de la tierra, completando una vuelta alrededor de la misma cada 24 h, es decir, igual al tiempo que le toma a la tierra rotar sobre si misma, de manera, que a los efectos de un observador en tierra, el vehículo espacial permanece estacionario, iluminando la zona de la tierra bajo su huella durante las 24 h del día durante todo el año. A estos satélites, justamente por la razón descrita anteriormente, se les llama satélites geoestacionarios o geosincrónicos, y su ventaja fundamental es que con un único vehículo espacial se cubre durante todo el día la zona de la tierra a la cual el satélite da servicio.

Además, al igual que en la Sección anterior, dada la migración a redes digitales a nivel mundial, nos ocuparemos en está de servicios satelitales digitales, o sea, las señales en *BB* que modulan a las portadoras de *RF* en las estaciones terrenas son señales *MDT / PCM* .

Los esfuerzos en esta Sección estarán encaminados, primero, hacia la comprensión del funcionamiento de este tipo de red, y segundo, hacia la planeación, cálculo y análisis de enlaces satelitales.

Los sistemas de comunicación satelital acostumbran a dividirse en dos segmentos: el segmento espacial (el satélite de comunicaciones) y el segmento terrestre (las estaciones terrenas). Ambos segmentos serán tratados en los próximos capítulos.

En la figura 1.1 se representa una red satelital de comunicaciones. En la misma N estaciones terrenas participantes que se encuentran bajo la huella o pisada del satélite se comunican entre si mediante el repetidor que se encuentra a bordo del satélite. Desde cada una de las estaciones terrenas se establecen con el satélite enlaces ascendentes y desde el satélite con cada una de las estaciones terrenas se establecen enlaces descendentes. Las frecuencias de subida hacia el satélite f_s son diferentes a las frecuencias de bajada desde el satélite f_b , para evitar interferencias entre las frecuencias de ida y de llegada en cada una de las estaciones terrenas (tal y como ocurre en las estaciones en los radioenlaces de microondas terrestres). Las frecuencias de subida siempre son mayores que las frecuencias de bajada, ya que como a bordo del satélite hay limitaciones de *PIRE*, se trata de minimizar las pérdidas de trayectoria (que como se sabe aumentan con la frecuencia) en los enlaces descendentes. Los enlaces, entre las estaciones terrenas y los satélites de comunicaciones, se establecen a frecuencias de microondas, en las bandas C (4 – 8 GHz) y Ku (12 – 18 GHz). En banda C las frecuencias de subida están alrededor de los 6 GHz y las de bajada alrededor de los 4 GHz, mientras que en banda Ku las frecuencias de subida se encuentran alrededor de los 14 GHz y las frecuencias de bajada alrededor de los 12 GHz. En principio, todas las estaciones terrenas bajo la

huella o pisada del satélite son capaces de recibir señales desde cualquiera de las estaciones terrenas participantes que se encuentren transmitiendo en un momento dado. Diferentes técnicas de acceso múltiple *TAM*, entre ellas, acceso múltiple por división de frecuencias *AMDF*, acceso múltiple por división de tiempo *AMDT* y, acceso múltiple por división de código *AMDC*, las más importantes, se han diseñado para permitir la discriminación por parte de los receptores de las estaciones terrenas de aquellas transmisiones que tienen como destino otra estación terrena y para implementar el acceso de todas las estaciones terrenas al mismo satélite (recurso).

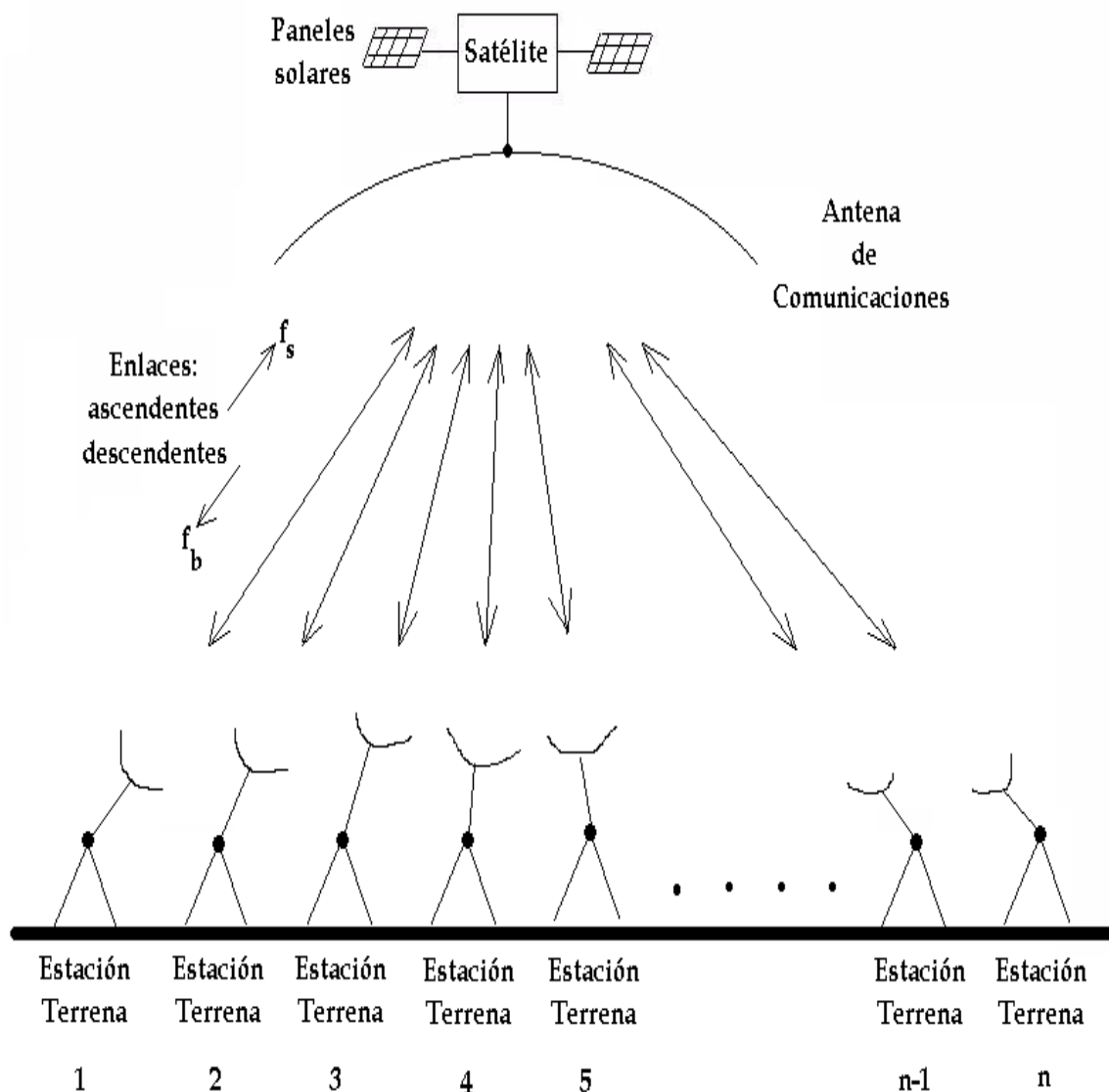


Figura 1.1. Red satelital compuesta por: segmento espacial (satélite de comunicaciones) y segmento terrestre (estaciones terrenas). Las N estaciones terrenas participantes se encuentran bajo la huella o pisada del satélite, por lo tanto, pueden comunicarse entre sí mediante el repetidor activo que se encuentra a bordo del vehículo espacial, según la técnica de acceso múltiple empleada por la red.

En la figura 1.2 se representa un enlace satelital entre dos estaciones terrenas participantes, mostrando al nivel de bloques las partes que componen tanto al segmento espacial como el segmento terrestre.

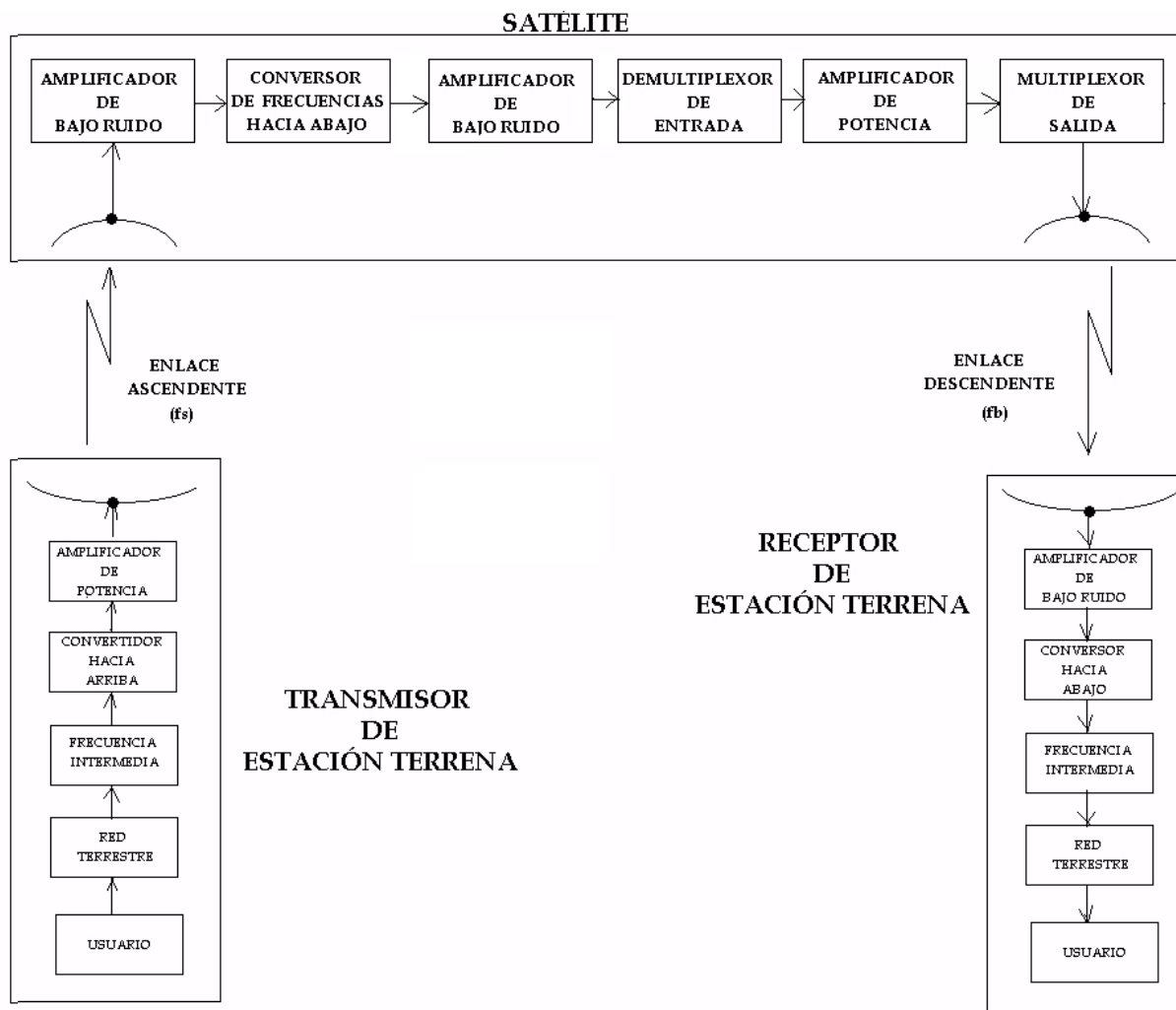


Figura 1.2. Enlace satelital entre dos estaciones terrenas: obsérvese los procesos que se realizan en el segmento terrestre (transmisor: banda base - frecuencia intermedia - conversión hacia arriba - amplificación de potencia - radiación hacia el satélite; receptor: recepción desde el satélite - amplificación de bajo ruido - conversión de frecuencias hacia abajo - frecuencia intermedia - banda base) y en el segmento espacial (recepción desde la estación terrena transmisora - amplificación de bajo ruido- -conversión de frecuencia hacia abajo - amplificación de bajo ruido - separación de canales - amplificación de potencia - combinación de canales - radiación hacia la estación terrena receptora).

Sección 2

Radioenlaces satelitales

Capítulo 2

El segmento espacial: el satélite

2.1) Introducción

Como mencionamos en el Capítulo anterior, el repetidor de radio, en las comunicaciones satelitales, se instala a bordo del satélite, de aquí que a estos satélites se les llame satélites de comunicaciones. De hecho, el repetidor de radio, que constituye el equipo de comunicaciones a bordo del vehículo espacial, en lo que se refiere a los diferentes subsistemas que conforman el satélite, se conoce como subsistema de comunicaciones.

La función entonces del segmento espacial, en cuanto a comunicaciones se refiere, es poner a disposición de las estaciones terrenas participantes el recurso mediante el cual estas podrán intercambiar información. Este recurso, limitado, es compartido por todas las estaciones terrenas participantes según la técnica de acceso múltiple empleada por el sistema de comunicaciones satelital.

El recurso por el cual compiten las estaciones terrenas es ancho de banda: 500, 700 o 1000 MHz, de acuerdo al satélite que se considere. Las estaciones terrenas participantes transmiten hacia el satélite (enlace ascendente) cierto ancho de banda de RF (36 MHz por ejemplo), sobre determinada frecuencia portadora (6 GHz en banda C o 14 GHz en banda Ku). En el satélite, la portadora con su ancho de banda acompañante es trasladada en frecuencia (a 4 GHz en banda C, a 12 GHz en banda Ku) y retransmitida (enlace descendente) hacia las estaciones terrenas, suministrándole, antes de la retransmisión, ganancia a la señal, para compensar las pérdidas. A bordo del satélite no hay procesamiento de la señal: la señal solamente es trasladada en frecuencia, amplificada y retransmitida hacia la tierra. Desde el punto de vista de comunicaciones, el segmento espacial en conjunto con el subsistema de comunicaciones que lleva a bordo, es un repetidor activo de RF a RF. Por esta razón, frecuentemente, al subsistema de comunicaciones se le da el nombre, en inglés, de “transponder”, en español trasladador, pues la función principal del subsistema de comunicaciones es trasladar en frecuencia las señales provenientes de las estaciones terrenas.

2.2) Breve historia de los satélites de comunicaciones

La historia de los satélites de comunicaciones se remonta a finales de la década de 1940 y principios de la década de 1950, cuando la luna, como satélite natural de la tierra, se convirtió, con un éxito relativo (el servicio estaba limitado por la disponibilidad de la luna), en el primer satélite pasivo. Posteriormente, los EE.UU. y en aquel entonces la U.R.S.S, pusieron en órbita, con mayor o menor éxito, diferentes ingenios espaciales de comunicaciones. Los satélites puestos en órbita hasta 1962 son conocidos como satélites orbitales o no sincrónicos: giran alrededor de la tierra en un patrón elíptico o circular de baja altitud, razón por la cual no permanecen estacionarios con respecto a ningún punto particular de la tierra y solo pueden usarse cuando están disponibles, en muchos casos un corto período de tiempo, como 15 minutos por órbita por ejemplo.

En febrero de 1963 se realizó el primer intento, fallido (el satélite se perdió durante la colocación en órbita), por colocar un satélite geoestacionario en órbita: el Syncom I. Posteriormente, y ahora de manera exitosa, fueron lanzados y colocados en órbita los satélites geoestacionarios Syncom II y Syncom III, en febrero de 1962 y agosto de 1964 respectivamente.

En 1964 se estableció una red de satélite comercial global conocida por sus siglas en ingles como INTELSAT (Organización Satelital para Telecomunicaciones Internacionales). INTELSAT es propiedad y es operada por un consorcio de más de 115 países y es administrada por las entidades de comunicaciones designadas en sus países respectivos.

2.3) Satélites geoestacionarios: ventajas, desventajas, estabilidad de giro, posición orbital y espaciamiento

Los satélites geoestacionarios tienen, en comparación con los satélites orbitales, las siguientes ventajas y desventajas:

Ventajas

1. El satélite permanece casi estacionario con respecto a una estación terrena específica. Por lo tanto no se requiere equipo costoso de rastreo en las estaciones terrenas.
2. No hay necesidad de cambiar de un satélite a otro cuando giran por encima (están disponibles). Por lo tanto no hay rupturas en la transmisión debido a los tiempos de conmutación.
3. Pueden cubrir, por encontrarse en una órbita de alta altitud (entre 30400 km y 40000 km de la superficie terrestre), un área de la tierra mucho más extensa.

4. Los efectos del cambio de posición Doppler no son significativos.

Desventajas

1. Las altitudes superiores de los satélites geosincrónicos introducen tiempos de propagación más largos, que deben ser considerados, especialmente en las comunicaciones digitales, para evitar problemas con el sincronismo (reloj). El retardo de propagación, considerando el recorrido de la señal entre dos estaciones terrenas mediante un satélite de este tipo, es de 500 a 600 ms.
2. Requieren de alta potencia de transmisión y receptores más sensibles como resultado de las grandes distancias que recorre la señal y por la tanto de mayores pérdidas de trayectoria.
3. Se requieren maniobras especiales de alta precisión para colocar y mantener un satélite geoestacionario en órbita. Se requieren, además, motores de propulsión a bordo de los satélites para mantenerlos en sus órbitas respectivas.

Estabilidad de giro

En cuanto a la estabilidad de giro, los satélites de comunicaciones tienen dos clasificaciones principales: hiladores (en inglés spinners) y satélites estabilizadores de tres ejes. Los primeros, utilizan el movimiento angular de su cuerpo giratorio para proporcionar una estabilidad de giro. En los segundos, el cuerpo permanece fijo en relación a la superficie de la tierra, mientras que el subsistema interno proporciona una estabilidad de giro. Una representación de los mismos se muestra en la figura 2.1

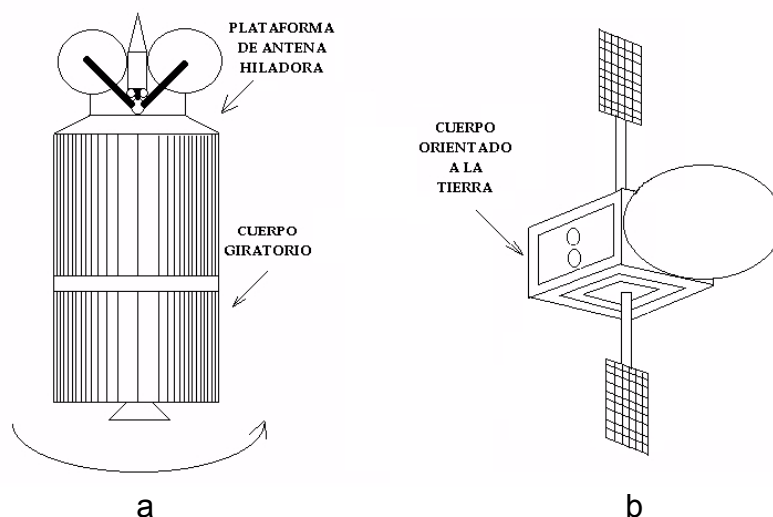
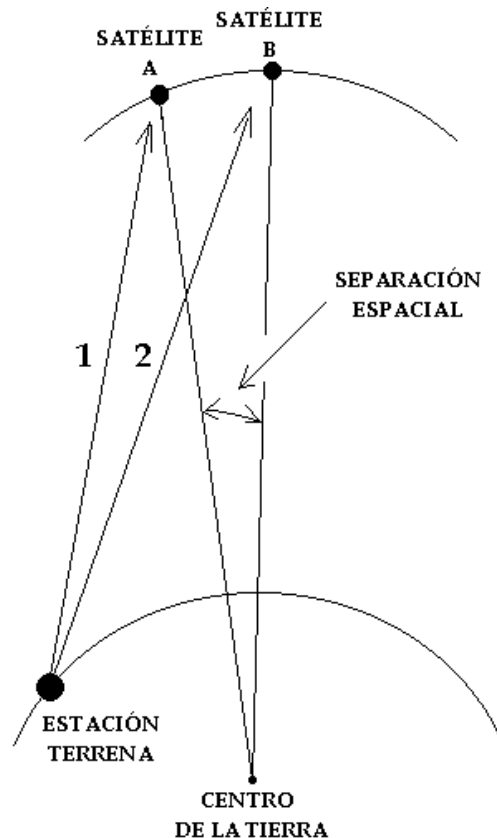


Figura 2.1. Clasificación de los satélites según la estabilidad de giro: a. Hilador; b. Estabilizado de tres ejes.

Posición orbital

Los satélites geosincrónicos deben compartir un espacio y espectro de frecuencia limitados, dentro de un arco específico, en una órbita geoestacionaria, como se muestra en la figura 2.2. A cada satélite de comunicación en órbita se le asigna una posición orbital en términos de latitud y longitud, como los satélites geoestacionarios orbitan paralelos al ecuador, la latitud será 0° , por lo que, lo que realmente se asigna, es una longitud en el arco geoestacionario, aproximadamente a 35 680 Km por encima del ecuador. La posición en el arco depende de la banda de frecuencia de comunicación utilizada. Los satélites operando en o casi la misma frecuencia, deben estar lo suficientemente separados en el espacio para evitar interferir el uno con el otro. Hay un límite, impuesto por consideraciones de tipo prácticas, del número de vehículos espaciales que pueden estacionarse en un área específica del espacio.



1: señal interferente.
2: señal de servicio.

Figura 2.2. Separación espacial entre satélites que comparten la órbita geoestacionaria.

La separación espacial requerida depende de las siguientes variables:

1. Ancho del haz y posición y nivel del lóbulo lateral de la antena de la estación terrena y de las antenas del satélite.
2. Frecuencia de la portadora de RF.
3. Técnica de modulación y codificación usada (es decir del procesamiento de la señal).
4. Límites aceptables de interferencia.
5. Potencia de la portadora de transmisión.

Generalmente se requieren de 2° a 4° de separación espacial dependiendo de las variables antes mencionadas.

Ciertas regiones en la órbita geoestacionaria, por consideraciones relativas a oportunidades de negocio, tienen más demanda que otras. Por ejemplo, la región Atlántico-medio que es utilizada para interconectar Estados Unidos y Europa es de demanda excepcionalmente alta. La posición de Pacífico-medio también.

2.4) Lanzamiento y puesta en órbita de satélites geoestacionarios

El lanzamiento y puesta en órbita de un satélite geoestacionario es un proceso que comprende una secuencia complicada de eventos, que pudieran resumirse de la siguiente manera: primero, el vehículo de lanzamiento (un cohete – utilizado por la Agencia Espacial Europea - o un trasbordador espacial – utilizado por la NASA) coloca el satélite en una órbita de transferencia elíptica, cuyo distancia de apogeo es igual al radio (con respecto al centro de la tierra) de la órbita geosincrónica (42 164,2 km). La distancia de perigeo de la órbita de transferencia elíptica, generalmente, es de alrededor de 6678.2 km (alrededor de 300 km sobre la superficie de la tierra). El satélite es entonces estabilizado girando sobre sí mismo en la órbita de transferencia para que el control desde tierra pueda comunicarse con su sistema de telemetría. Cuando la órbita y altitud del satélite han sido determinadas con toda exactitud y cuando el satélite está en el apogeo de la órbita de transferencia, el motor de apogeo es encendido para circularizar la órbita. Esta órbita circular, con un radio de 42164,2 km, es una órbita geoestacionaria si el lanzamiento se produce desde el ecuador, de no ser ese el caso, entonces la órbita será una órbita geosincrónica inclinada, la cual debe ser corregida para situarla paralela al ecuador [1].

2.5) Subsistemas a bordo de un satélite de comunicaciones

En cuanto a los subsistemas que componen un satélite de comunicaciones tenemos los siguientes:

1. Subsistema de telemetría

Monitorea todos los subsistemas del satélite, enviando continuamente a tierra información suficiente para la determinación de la altitud, condición y desempeño del satélite, según requieren el satélite y el subsistema de control [1].

2. Subsistema de control

Controla la operación del satélite a través de todas las fases de la misión recibiendo y decodificando señales de control desde la estación terrena de control y telemando [1].

3. Subsistema de alineación

Establece la inclinación entre la estación terrena de control y el satélite para la determinación de la órbita geoestacionaria [1].

4. Subsistema de control de altitud

Tiene como función principal mantener la exactitud en la posición del satélite [1].

5. Subsistema de potencia eléctrica

Es el encargado del suministro de potencia a los diferentes subsistemas del satélite. Para ello cuenta con un arreglo de celdas solares de silicón [1].

6. Subsistema de comunicaciones

Es el encargado de garantizar las funciones de recepción y transmisión desde y hacia las estaciones terrenas dentro del área de cobertura del satélite.

Como la razón de ser de esta Sección, es precisamente, el subsistema de comunicaciones de los satélites de comunicaciones, a continuación, profundizaremos en el estudio y comprensión de las partes que lo componen y de las funciones que realiza.

2.6) Subsistema de comunicaciones

Como señalamos anteriormente el subsistema de comunicaciones es el encargado de garantizar las funciones de recepción y transmisión desde y hacia las estaciones terrenas dentro del área de cobertura del satélite. Consta, como se muestra en la figura 2.3, de una antena de comunicaciones y un repetidor de comunicaciones.

Veamos, por separado, la composición, el funcionamiento y el uso, tanto de la antena, como del repetidor de comunicaciones.

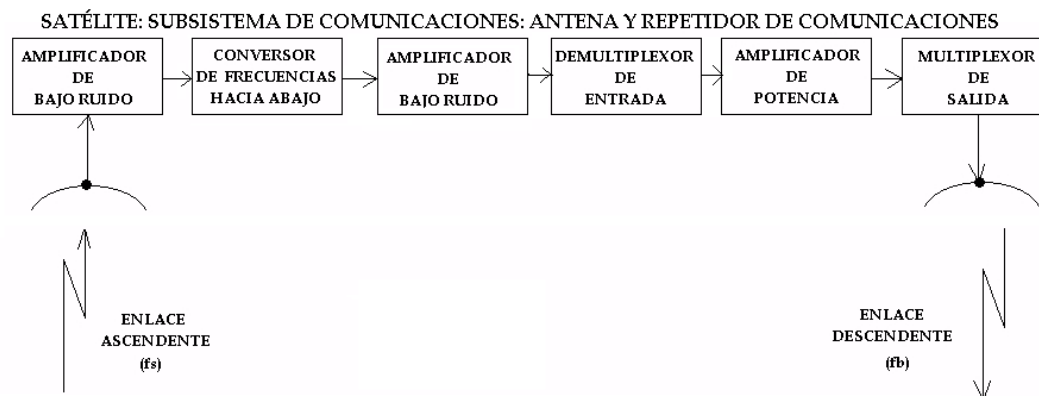


Figura 2.3. Segmento espacial: el satélite: subsistema de comunicaciones.

2.6.1) La antena de comunicaciones

La antena hace las veces de interfaz entre las estaciones terrenas y los diferentes subsistemas satelitales. La función principal de la antena es proporcionar un patrón de radiación adecuado que garantice el establecimiento de los enlaces ascendente y descendente para la recepción y transmisión de las señales en las bandas de frecuencia de operación. Además, la antena puede ser usada para proporcionar el enlace que se establece desde tierra con los subsistemas de telemetría, control e inclinación, los cuales en conjunto con el subsistema de control de altitud proporcionan señales de radio faro de rastreo que garantizan el apuntamiento preciso de la antena hacia las áreas de cobertura sobre la superficie de la tierra. Para incrementar la capacidad del subsistema de comunicaciones, en cuanto a ancho de banda disponible, como este recurso es limitado (500, 700 o 1000 MHz), frecuentemente se utiliza la técnica de reusar frecuencias, mediante el uso de haces polarizados ortogonalmente; razón por la cual la antena está compuesta por dos reflectores, uno para cada polarización, los cuales pueden estar incorporados en una misma estructura física. La estructura consiste de dos reflectores parabólicos con alimentación fuera de foco cuya superficie discontinua (en forma de grilla) permite discriminar la señal recibida desde las estaciones terrenas según la polarización del haz, montados uno detrás de otro, para facilitar compartir la apertura. Con esta geometría, los reflectores son alimentados por dos arreglos independientes de antenas tipo multibocinas, los cuales no se interfieren ni física ni eléctricamente. La orientación de la polarización, generalmente es seleccionada de forma tal que el plano de polarización vertical se define como el plano formado por el eje norte-sur del satélite y el centro de la tierra, y la polarización horizontal es perpendicular a la vertical así definida. El aislamiento entre las señales incidentes copolarizada y con polarización cruzada es generalmente de 33 dB. Para proporcionar alta ganancia en algunos sectores de las áreas de cobertura (huellas pequeñas: haces puntuales), es posible que se requieran múltiples haces de la antena de comunicaciones y estos pueden ser implementados usando arreglos alimentadores de antenas multibocinas.

2.6.2) El repetidor de comunicaciones

La segunda parte del subsistema de comunicaciones es el repetidor de comunicaciones el cual es una interconexión de muchos transpondedores canalizados. Esta afirmación merece una explicación más detallada. El recurso que el satélite de comunicaciones pone a disposición de las estaciones terrenas, como ya se mencionó, es ancho de banda, supongamos que 500 MHz. Este ancho de banda, a su vez, se divide en anchos de banda más pequeños, transpondedores, generalmente de 36, 54, o 72 MHz, canalizados dentro de los 500 MHz de ancho de banda de todo el subsistema de comunicaciones (la razón para esta división es que los amplificadores de potencia, que son los dispositivos que suministran ganancia a la señal que se retransmite hacia la tierra, no pueden operar linealmente en anchos de banda significativos). De manera que las transmisiones desde las estaciones terrenas hacia el satélite (enlaces ascendentes) y desde el satélite hacia las estaciones terrenas (enlaces descendentes) se hacen dentro del rango de frecuencias asignado a cada uno de estos transpondedores según el plan de frecuencias del satélite. A su vez, los transpondedores, tanto de subida como de bajada, están conectados a los diferentes haces (huellas) que provee el satélite. Supongamos, entonces, que una estación terrena ubicada en Bogotá y una estación terrena ubicada en Madrid quieren comunicarse entre si a través del satélite INTELSAT 603. La antena de comunicaciones a bordo del satélite INTELSAT 603 provee haces (huellas) que iluminan tanto a Bogotá como a Madrid, y el repetidor de comunicaciones tiene un arreglo de transpondedores de subida y de bajada que interconecta los haces que iluminan a Bogotá y a Madrid. La comunicación será posible, entonces, si tanto la estación terrena en Bogotá como la estación terrena en Madrid, transmiten hacia el satélite y reciben desde el satélite, en transpondedores de subida-bajada que interconecten los haces que cubren estas dos ciudades respectivamente. La información relativa a los diferentes haces que provee un satélite así como la canalización e interconexión de los transpondedores y haces se encuentra en el plan de frecuencias e información relacionada del satélite. En el conjunto de figuras 2.4 se muestra el plan de frecuencias e información relacionada del satélite INTELSAT 603.

En la figura 2.4a se observa que, efectivamente, diferentes haces cubren tanto a Colombia como a Madrid. Seleccionemos los haces zonales identificados como Z1/SO (cubre a Colombia) y Z3/NE (cubre a Madrid). Estos haces aparecen ampliados en las figuras 2.4b y 2.4c respectivamente. Ahora, en la figura 2.4d observamos que, como cabía esperar, el haz zonal Z2/SO está interconectado con el haz zonal Z3/NE mediante los transpondedores 95 de subida y 55 de bajada, Z2/Z3 – 95/55 (ver fila 11, tomando como referencia la última fila de la tabla que aparece en la figura 2.4d) y el haz zonal Z3/NE está interconectado con el haz zonal Z2/SO mediante los transpondedores 55 de subida y 95 de bajada, Z3/Z2 – 55/95 (ver fila 10, tomando también como referencia la última fila de la tabla que aparece en la figura 2.4d). Por lo tanto, podemos transmitir desde Bogotá hacia Madrid y viceversa a través del satélite INTELSAT 603 utilizando los haces Z2/SO ↔ Z3/NE. En la figura 2.4e o 2.4f encontramos que las frecuencias de subida y de bajada de los transpondedores 95/55 y 55/95, son respectivamente, $f_s = 6280 \text{ MHz}$ y $f_b = 4055$

MHz , siendo estas las frecuencias a las que hay que sintonizar el transmisor y el receptor de las estaciones terrenas en Bogotá y Madrid respectivamente.

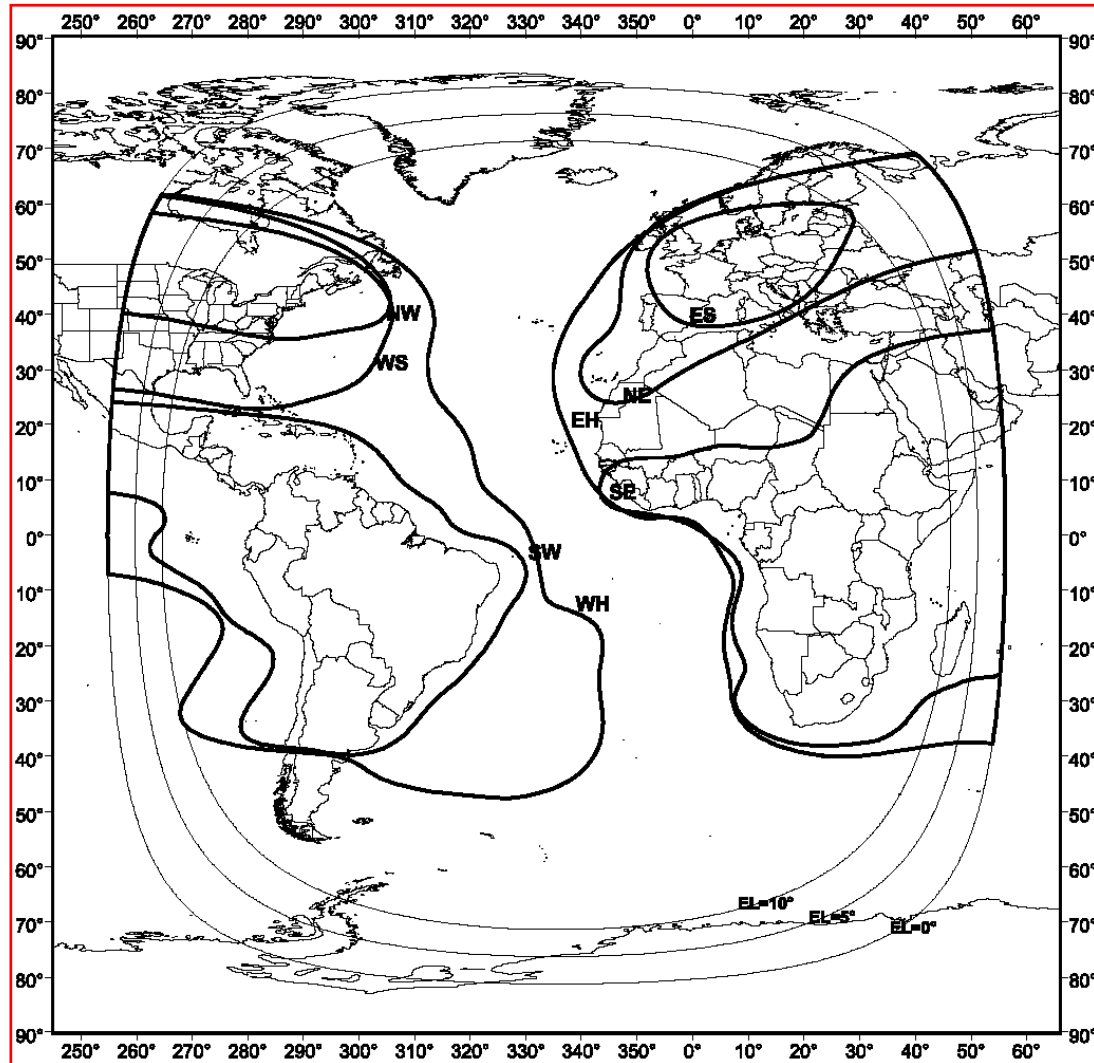


Figura 2.4a. Cobertura (haces) del satélite INTELSAT 603: obsérvense las diferentes coberturas (huellas, haces) con los cuales el satélite INTELSAT 603 cubre la superficie terrestre. Los haces de mayor cobertura corresponden a los haces globales, siguiéndole, en orden, en cuanto a las dimensiones de la huella, los haces hemisféricos, los haces zonales y los haces puntuales (los de menor cobertura). Las huellas o pisadas (haces) de los satélites son contornos de la PIRE radiada desde el satélite (no se tienen en cuenta las pérdidas), de manera que, en la medida que una estación terrena se encuentra más hacia el centro de una huella mayor será la PIRE que recibe desde el satélite (la estación terrena tiene cierta ventaja geográfica), lo que entre otras cosas pudiera significar, que la estación terrena sería menos costosa: la antena, que transmite y recibe simultáneamente hacia y desde el satélite, pudiera ser más pequeña.

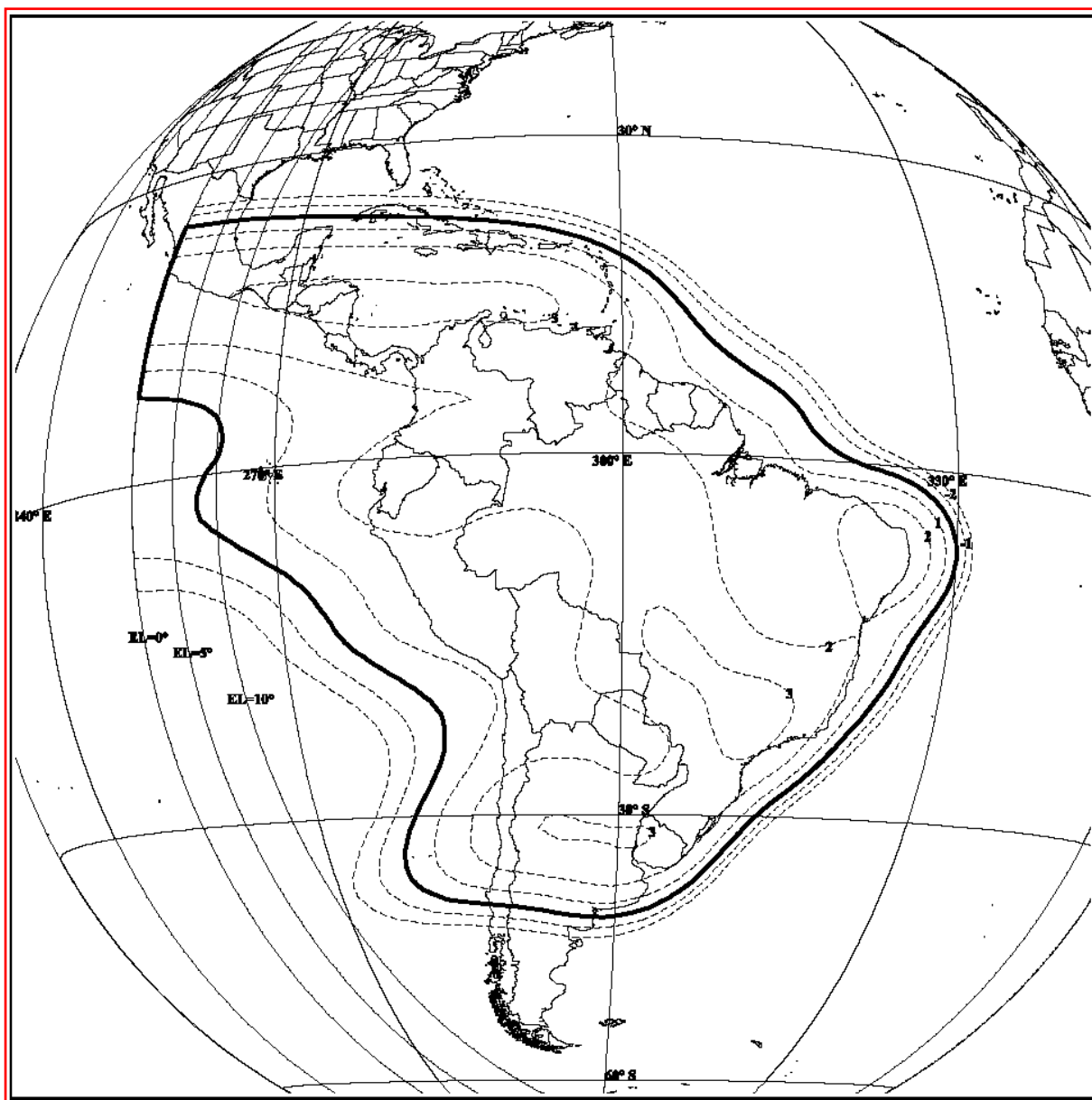


Figura 2.4b. Haz zonal Z2/SO del satélite INTELSAT 603: la huella, pisada o cobertura que se representa aquí es un haz zonal (el haz cubre una de las 4 zonas en que INTELSAT divide el globo terráqueo (Z1/NO: Zona 1/Noroeste, Z2/SO: Zona 2/Suroeste, Z3/NE: Zona 3/Noreste y Z4/SE: Zona 4/Sureste). En este caso se representa el haz zonal que cubre, ilumina, pisa, el suroeste de la tierra, donde se encuentra América del Sur y por lo tanto Bogotá. Estaciones terrenas ubicadas bajo esta huella o pisada, orientadas correctamente en el sentido que sus antenas apunten al satélite INTELSAT 603, pueden utilizar los transpondedores conectados a este haz para comunicarse entre sí o con el resto del mundo.

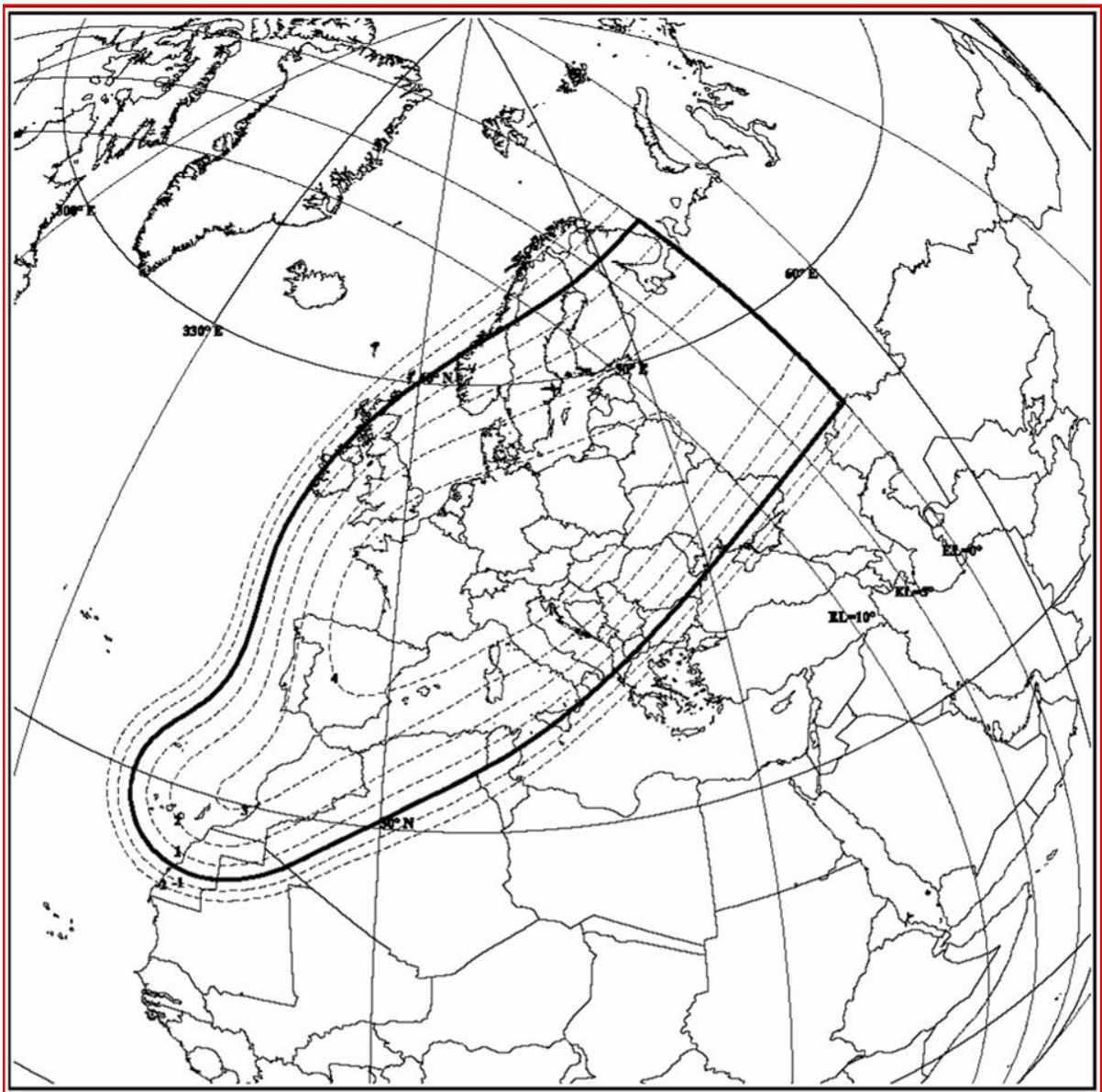


Figura 2.4c. Haz zonal Z3/NE del satélite INTELSAT 603: la huella, pisada o cobertura que se representa aquí es un haz zonal (el haz cubre una de las 4 zonas en que INTELSAT divide el globo terráqueo (Z1/NO: Zona 1/Noroeste, Z2/SO: Zona 2/Suroeste, Z3/NE: Zona 3/Noreste y Z4/SE: Zona 4/Sureste). En este caso se representa el haz zonal que cubre, ilumina, pisa, el noreste de la tierra, donde se encuentra Europa y por lo tanto Madrid. Estaciones terrenas ubicadas bajo esta huella o pisada, orientadas correctamente en el sentido que sus antenas apunten al satélite INTELSAT 603, pueden utilizar los transpondedores conectados a este haz para comunicarse entre sí o con el resto del mundo.

UP BEAM	SFD ⁽²⁾ dBW/m ²	CHANNEL UP/DOWN	CHAN BAND	DOWN BEAM
WH West Hemi	-67.1	10/20	1'-2'	EH East Hemi
EH East Hemi	-67.1	20/10	1'-2'	WH West Hemi
WH West Hemi	-67.1	11/71	1-2	ES East Spot
EH East Hemi	-67.1	21/61	1-2	WS West Spot
Z1 Northwest Zone	-77.6	MSM	1-2	(Z1 Northwest Zone)
Z2 Southwest Zone	-77.6	MSM	1-2	(Z2 Southwest Zone)
Z3 Northeast Zone	-77.6	MSM	1-2	(Z3 Northeast Zone)
Z4 Southeast Zone	-77.6	MSM	1-2	(Z4 Southeast Zone)
WS West Spot	-72.3	61/21	1-2	EH East Hemi
ES East Spot	-73.0	71/11	1-2	WH West Hemi
WH West Hemi	-67.1	12/42	3-4	Z1 Northwest Zone
EH East Hemi	-67.1	22/52	3-4	Z3 Northeast Zone
Z1 Northwest Zone	-67.1	42/92	3-4	Z2 Southwest Zone
Z2 Southwest Zone	-67.1	92/12	3-4	WH West Hemi
Z3 Northeast Zone	-67.1	52/22	3-4	EH East Hemi
Z4 Southeast Zone	-67.1	102/102	3-4	Z4 Southeast Zone
WS West Spot	-75.0	62/72	3-4	ES East Spot
ES East Spot	-78.0	72/62	3-4	WS West Spot
WH West Hemi	-67.1	13/63	5-6	WS West Spot
EH East Hemi	-67.1	23/73	5-6	ES East Spot
Z1 Northwest Zone	-67.1	43/93	5-6	Z2 Southwest Zone
Z2 Southwest Zone	-69.6	93/43	5-6	Z1 Northwest Zone
Z3 Northeast Zone	-67.1	53/103	5-6	Z4 Southeast Zone
Z4 Southeast Zone	-69.6	103/53	5-6	Z3 Northeast Zone
WS West Spot	-72.3	63/13	5-6	WH West Hemi
ES East Spot	-73.0	73/23	5-6	EH East Hemi
WH West Hemi	-67.1	14/24	7-8	EH East Hemi
EH East Hemi	-67.1	24/14	7-8	WH West Hemi
Z1 Northwest Zone	-69.6	44/54	7-8	Z3 Northeast Zone
Z3 Northeast Zone	-69.6	54/44	7-8	Z1 Northwest Zone
Z2 Southwest Zone	-67.1	94/94	7-8	Z2 Southwest Zone
Z4 Southeast Zone	-67.1	104/104	7-8	Z4 Southeast Zone
WS West Spot	-75.0	64/74	7-8	ES East Spot
ES East Spot	-78.0	74/64	7-8	WS West Spot
WH West Hemi	-67.1	15/15	9	WH West Hemi
EH East Hemi	-67.1	25/25	9	EH East Hemi
Z1 Northwest Zone	-67.1	45/105	9	Z4 Southeast Zone
Z2 Southwest Zone	-69.6	95/55	9	Z3 Northeast Zone
Z3 Northeast Zone	-67.1	55/95	9	Z2 Southwest Zone
Z4 Southeast Zone	-69.6	105/45	9	Z1 Northwest Zone
Global A	-77.6	36/36	10	Global A
Global B	-77.6	86/86	10	Global B
Global A	-70.1	37/37	11	Global A
Global B	-70.1	87/87	11	Global B
Global A	-70.1	38/38	12	Global A
Global B	-70.1	88/88	12	Global B
WS West Spot	-70.0	69/79	9-12	ES East Spot
ES East Spot	-73.0	79/69	9-12	WS West Spot

Figura 2.4d. Configuración operacional satélite INTELSAT 603: se relacionan aquí los diferentes haces con los que el INTELSAT 603 cubre la superficie de la tierra. Estos haces pueden ser haces de subida (up beam) o haces de bajada (down beam). Se relacionan, además, las interconexiones de los diferentes haces a través de los transpondedores de subida y de bajada en que está dividido el ancho de banda del repetidor.

INTELSAT VI BEAM CONNECTION AND TRANSPONDER NUMBERING SYSTEM (6/4 GHz TRANSPONDERS)										
FREQUENCY SLOT NUMBER	BEAM CONNECTION ID NUMBER								CENTER FREQUENCY (MHz)	
	WEST HEMI	EAST HEMI	NW ZONE (Z1)	NE ZONE (Z3)	SW ZONE (Z2)	SE ZONE (Z4)	GLOBAL (A)	GLOBAL (B)	SATELLIT E RECEIVE (UP-LINK)	SATELLITE TRANSMIT (DOWN-LINK)
1-2'	10	20	-	-	-	-	-	-	5890	3665
1-2	11	21	41	51	91	101	-	-	5970	3745
3-4	12	22	42	52	92	102	-	-	6050	3825
5-6	13	23	43	53	93	103	-	-	6130	3905
7-8	14	24	44	54	94	104	-	-	6220	3995
9	15	25	45	55	95	105	35	85	6280	4055
10	-	-	-	-	-	-	36	86	6320	4095
11	-	-	-	-	-	-	37	87	6360	4135
12	-	-	-	-	-	-	38	88	6402.5	4177.5
Polarization ID	A	A	B	B	B	B	A	B	---	---

Figura 2.4e. Numeración de transpondedores satélite INTELSAT 603: se relacionan aquí, al igual que en la figura anterior, pero con una presentación diferente, los diferentes haces con sus transpondedores de interconexión asociados. Se relacionan, además, las frecuencias de subida y de bajada de cada uno de los transpondedores, así como la polarización con la cual se transmite desde las estaciones terrenas hacia el satélite y se recibe desde el satélite en las estaciones terrenas según el haz.

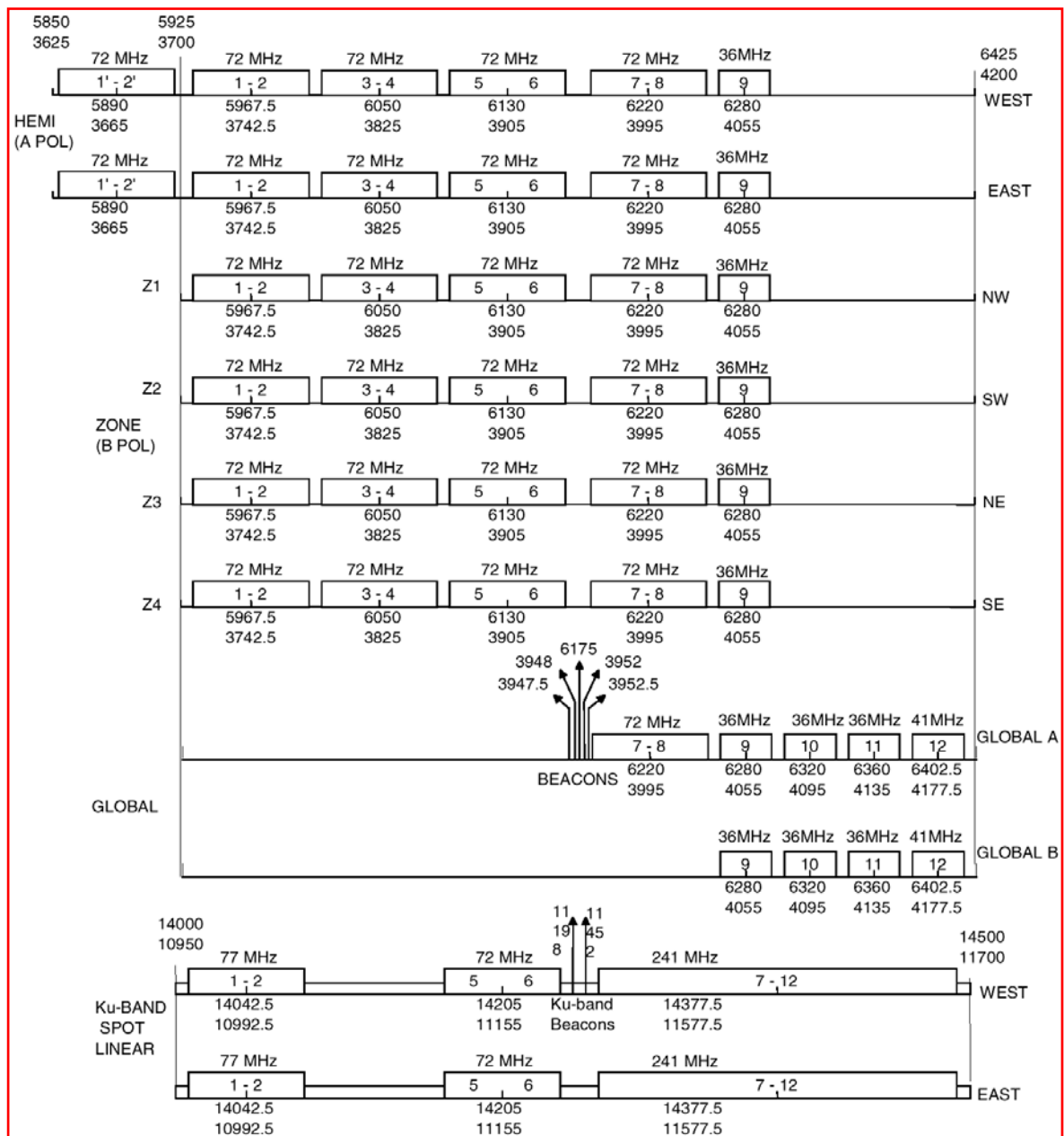


Figura 2.4f. Plan de frecuencias satélite INTELSAT 603: se relaciona aquí información similar a la presentada en las dos figuras anteriores: haces, numeración de transpondedores, frecuencias de subida y de bajada de los transpondedores y polarización. Aparecen, además, las frecuencias de las señales de radio faro de rastreo (beacons) para el apuntamiento de las antenas de comunicaciones del satélite.

El repetidor de comunicaciones, generalmente, se divide en los siguientes módulos, como se muestra en la figura 2.5:

1. Un receptor/convertidor hacia abajo de comunicaciones de banda ancha.

2. Un multiplexor de entrada.
3. Amplificadores tipo tubo de onda progresiva canalizados (TWTAs, por sus siglas en ingles).
4. Un multiplexor de salida.

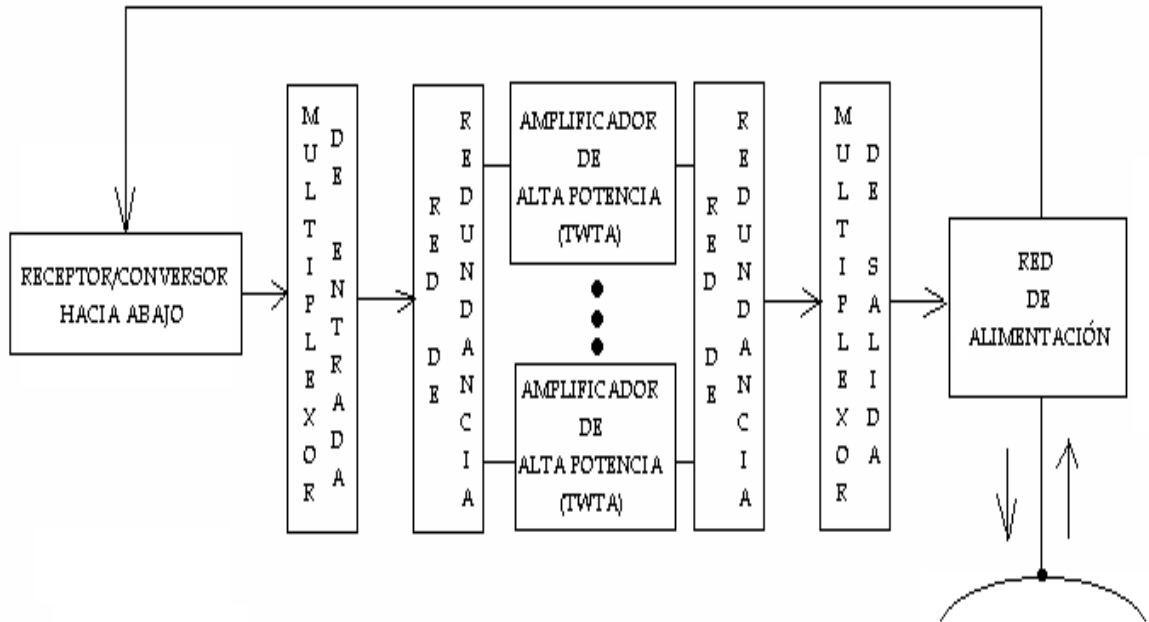


Figura 2.5. Repetidor de comunicaciones: obsérvese la redundancia de equipos.

Estudiemos cada uno de ellos por separado.

Receptor/convertidor hacia bajo de comunicaciones de banda ancha

El receptor/convertidor hacia bajo de comunicaciones de banda ancha está diseñado para operar dentro del ancho de banda típico de las señales de los enlaces ascendentes de 500 MHz en banda C, por ejemplo 5.9 a 6.4 GHz, y en banda Ku, por ejemplo 14 a 14.5 GHz y se muestra a nivel de bloques en la figura 2.6 para un enlace ascendente en banda Ku. Las señales de los enlaces ascendentes son primero filtradas por un filtro pasa banda de guía de onda con alrededor de 600 MHz de ancho de banda para entonces ser amplificadas por un amplificador paramétrico o amplificador de bajo ruido de estado sólido compuesto por un transistor de efecto de campo de arseniuro de galio (GaAs FET) con una figura de ruido típica de 2 a 4 dB. Las señales amplificadas son entonces convertidas hacia abajo a las frecuencias de los enlaces descendentes, 11.7 a 12.2 GHz en banda Ku y 3.7 a 4.2 GHz en banda C, por un circuito integrado de microondas convertidor hacia abajo. Después de la conversión hacia abajo, las señales son amplificadas nuevamente por un GaAs FET operando de 11.7 a 12.2 GHz, pasando a través de un aislador de ferrita al multiplexor de entrada.

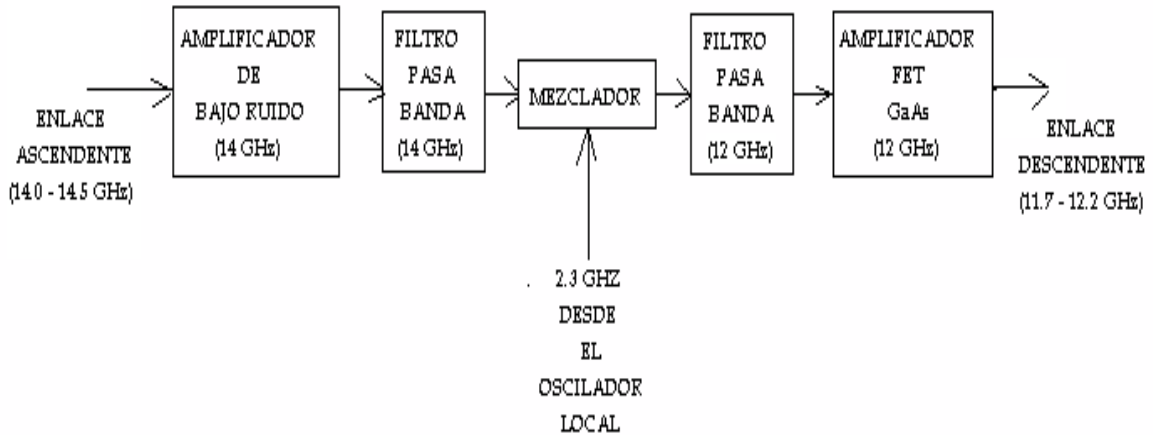


Figura 2.6. Receptor/conversor de frecuencias hacia bajo de comunicaciones de banda ancha.

Multiplexor de entrada

El multiplexor de entrada es empleado para separar el ancho de banda de 500 MHz en canales de transpondedores individuales cuyo ancho de banda depende de la misión del satélite. Por ejemplo, el ancho de banda de 500 MHz puede ser dividido en 8 transpondedores con una separación centro a centro de frecuencias de 61 MHz. Con reuso de frecuencia, se dispondrá de 16 transpondedores en el satélite. El multiplexor de entrada, normalmente, está compuesto por circuladores de entrada, filtros de entrada, ecualizadores de retardo de grupo, ecualizadores de amplitud y circuladores de salida, como se muestra en la figura 2.7.

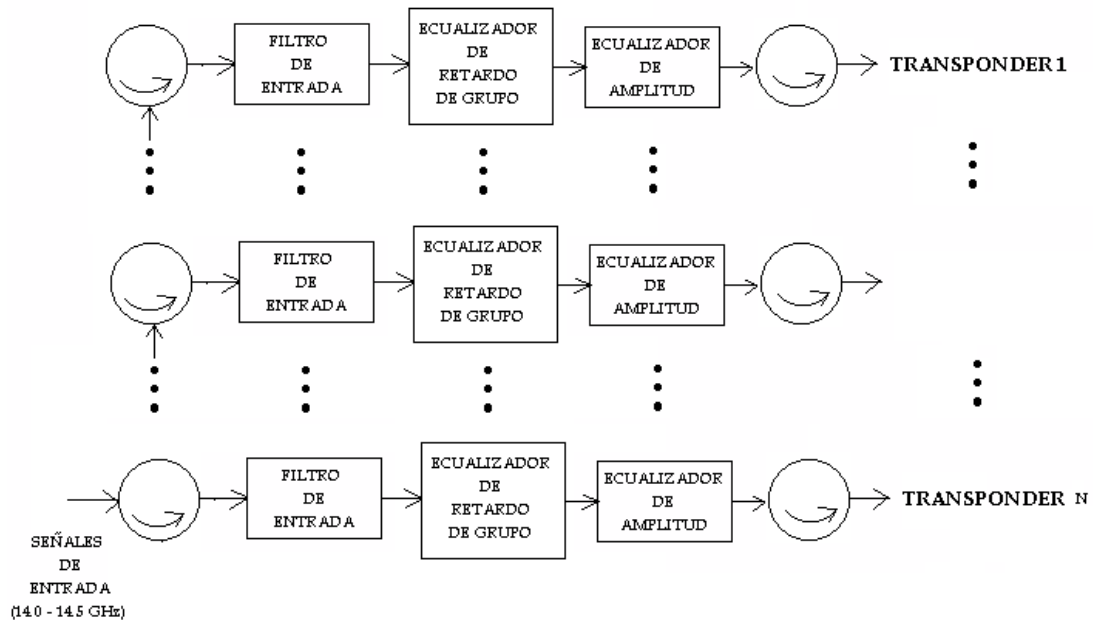


Figura 2.7 Multiplexor de entrada.

Amplificadores tipo tubo de onda progresiva canalizados

Los TWTAs canalizados (uno para cada transpondedor de bajada) amplifican el bajo nivel de las señales de los enlaces ascendentes al alto nivel que se requiere para la retransmisión hacia las estaciones terrenas. Estos amplificadores determinan la potencia de salida de los transpondedores y en general la potencia que entregan depende de la misión del satélite (típicamente de 15 a 30 W). Operan normalmente cerca del nivel de saturación para proporcionar la potencia de salida adecuada y son, dentro del transponder, los dispositivos no lineales predominantes, pudiendo por esta razón afectar considerablemente el desempeño del enlace satelital.

Multiplexor de salida

Las señales de los enlaces descendentes de salida desde los TWTAs canalizados son combinadas por el multiplexor de salida para la retransmisión hacia la tierra. Los multiplexores de salida proporcionan la atenuación de salida para las señales fuera de banda requerida, así como también la atenuación necesaria para suprimir las armónicas y espurias generadas por los TWTAs.

2.7) Pérdidas de respaldo

Los amplificadores de alta potencia de microondas que se encuentran a bordo del satélite (TWTAs), como señalamos anteriormente, son los dispositivos no lineales predominantes. Por lo tanto, si operamos estos amplificadores en el punto de saturación o en un punto muy cercano a saturación, la no linealidad de los mismos contribuirá significativamente a un aumento en los productos de intermodulación, es decir, a un aumento en el ruido de intermodulación, degradando de esta manera la calidad de la señal recibida en el receptor de la estación terrena (aumento del *BER*). En términos prácticos lo que se observa es un aumento en la temperatura equivalente de ruido T_e del sistema (entendiendo por sistema la combinación del enlace ascendente con el enlace descendente) como resultado de operar estos amplificadores cerca del punto de saturación. De acuerdo a lo anterior debe hacerse un esfuerzo por evitar que estos amplificadores operen en la región no lineal de su curva entrada-salida. La potencia de salida que entregan los TWTAs depende de la potencia con la cual el amplificador es excitado, es decir, de la potencia de entrada al amplificador, y esta potencia de entrada es consecuencia de la *PIRE* con que se transmite desde la estación terrena. De manera que una mayor o menor *PIRE* del enlace ascendente resultará en una mayor o menor potencia a la entrada de los amplificadores de alta potencia en los transpondedores y por lo tanto mayor o menor será la posibilidad de que los mismos operen en zona no lineal, entonces, la pregunta es, ¿cuál debe ser la *PIRE* con la que se transmite desde la estación terrena para que el amplificador de alta potencia de un transpondedor opere en zona lineal? La respuesta a esta pregunta se encuentra en el concepto relacionado con el término pérdidas de respaldo.

En las figuras 2.8 y 2.9 se muestran la curva de transferencia entrada-salida típica de un TWTA. En la misma se distinguen dos regiones de trabajo: la primera en la cual la relación potencia de entrada-potencia de salida es una línea recta (región lineal) y la segunda en la cual esta relación viene dada por una curva (región no lineal). El punto de operación entonces debe ubicarse, como se indica en la figura, sobre la línea recta garantizando así la operación del amplificador en la región lineal. La operación del amplificador en zona lineal, es decir por debajo de saturación, supone un desperdicio de potencia ya que pudiendo transmitir el enlace descendente con una *PIRE* mayor se opta por hacerlo con una *PIRE* más pequeña ya que obligamos al amplificador de potencia a entregarle a la antena una potencia de salida menor. Por lo tanto, es posible asumir este desperdicio de potencia como una pérdida, y como dicho desperdicio se hace para respaldar la operación del amplificador en zona lineal, a esta pérdida suele llamársele pérdida de respaldo *BO* (backoff en ingles). Si observamos la región no lineal de trabajo, notaremos que, reducciones en la potencia de entrada (pérdidas de respaldo de entrada *IBO*) se traducen en reducciones menores en la potencia de salida (pérdidas de respaldo de salida *OBO*), como consecuencia, por supuesto, de la no linealidad, llamándosele a este efecto ganancia de compresión *X*.

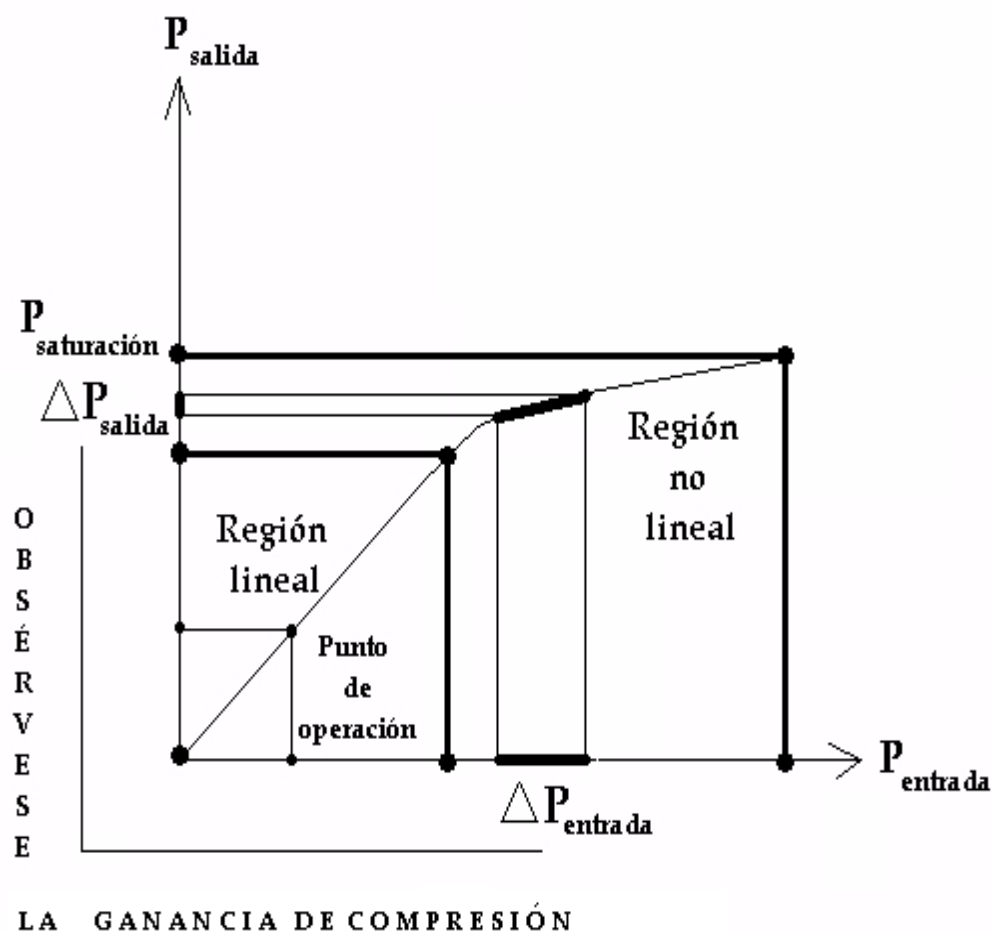


Figura 2.8. Característica transferencial $P_{entrada}$ VS P_{salida} de un TWTA destacando la ganancia de compresión.

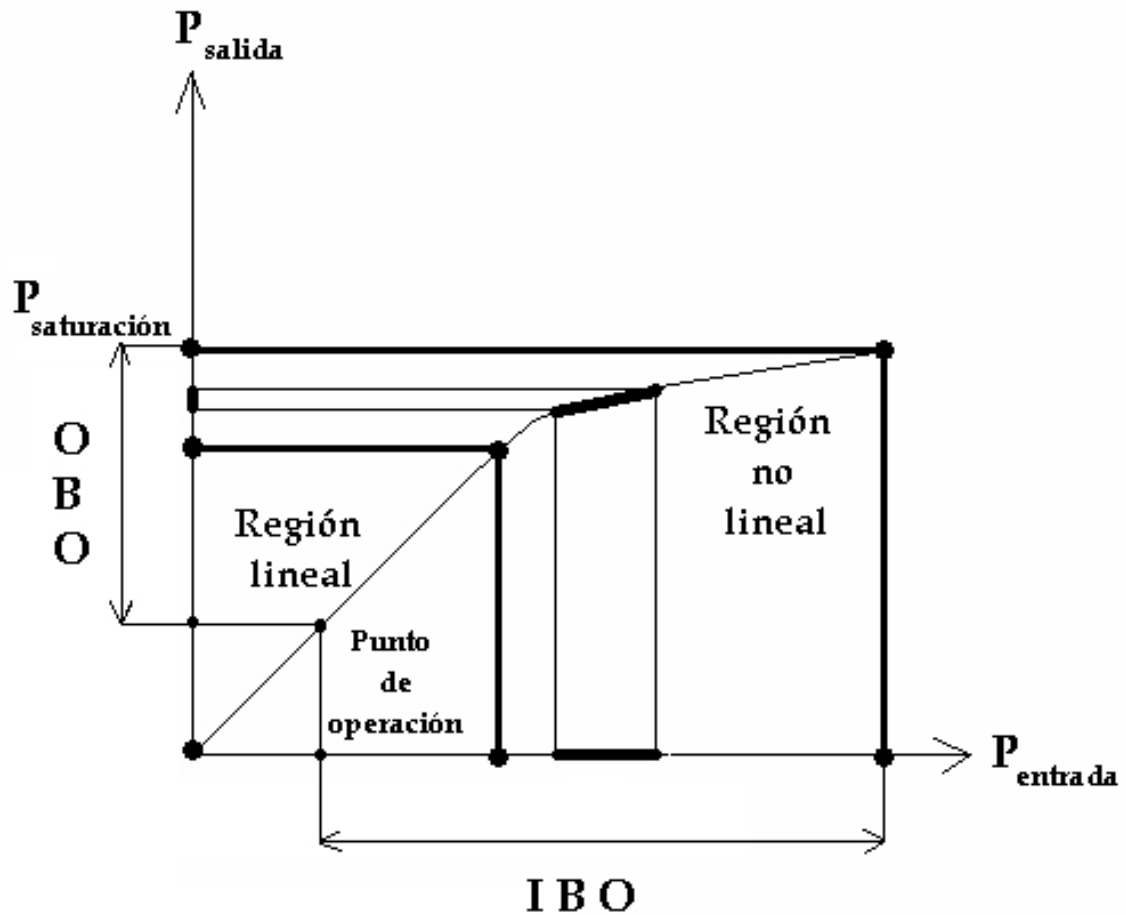
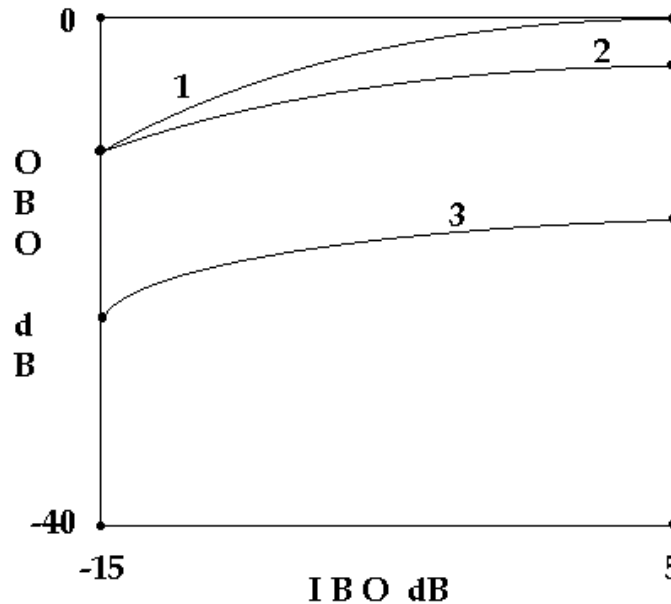


Figura 2.9. Característica transferencial $P_{entrada}$ VS P_{salida} de un TWTA destacando los backoff de entrada IBO y de salida OBO.

La ganancia de compresión, que es igual a la relación entre las pérdidas de respaldo de entrada y las pérdidas de respaldo de salida ($X = IBO/OBO$), se acostumbra a expresar en dB ($X_{dB} = IBO_{dB} - OBO_{dB}$), depende del número de portadoras presentes en el transpondedor como se muestra en la figura 2.10, siendo mayor en la medida que más portadoras se van haciendo presentes, es decir, que la cantidad de dB con los cuales tenemos que respaldar al amplificador para que opere en zona lineal crece en la medida que más portadoras hacen presencia en el transpondedor, siendo esto consecuencia, por supuesto, del efecto aditivo de las potencias de entrada asociada a cada una de las portadoras. El valor de la ganancia de compresión, para satélites pertenecientes a la organización INTELSAT, se obtiene de los estándares para estaciones terrenas de INTELSAT conocidos como "Intelsat Space Segment Leased Transponder Definitions" cuyas siglas en ingles son IESS; en el caso, por ejemplo, del satélite INTELSAT 603, el valor de la ganancia de compresión se obtiene del IESS 410 apéndices desde el B hasta el E en los cuadros relativos a la definición de transpondedores, notas A3a.



- 1: Representa la relación IBO - OBO para solamente una portadora presente en el transpondedor.
- 2: Representa la relación IBO - OBO para multiples portadoras presentes en el transpondedor.
- 3: Representa a los productos de intermodulación (ruido de intermodulación) como función de la relación IBO - OBO.

Nota: Obsérvese que en la medida que la reducción de potencia a la entrada IBO (y por supuesto a la salida) se va haciendo más pequeña los productos de intermodulación aumentan como consecuencia de que el punto de operación del amplificador se acerca a la región de trabajo no lineal.

Figura 2.10. Característica transferencial IBO VS OBO de un TWTA.

De manera que, si conocemos la $PIRE$ que se requiere desde el satélite $PIRE_{OPERACIÓN}$, es decir, la $PIRE$ del enlace descendente o $PIRE$ de bajada $PIRE_B$ (cuestión de la que nos ocuparemos más adelante en el Capítulo); la $PIRE$ de saturación del transponder $PIRE_{SATURACIÓN}$ (se obtiene de los IESS, para el caso del satélite INTELSAT 603, por ejemplo, del IESS 410); la densidad de flujo de saturación SFD , que es la densidad de potencia expresada en dBW/m^2 , que se requiere a la entrada de la antena a la que esta conectado el transponder para que el amplificador de potencia salga con la potencia de saturación (se obtiene de los IESS, para el caso del satélite INTELSAT 603, por ejemplo, del IESS 410) y conocemos el valor de la ganancia de compresión X (se obtiene de los IESS, para el caso del

satélite INTELSAT 603, por ejemplo, del IESS 410), el procedimiento para hallar la *PIRE* del enlace ascendente o *PIRE* de subida $PIRE_S$, para que el amplificador opere en zona lineal, es el siguiente

$$OBO = PIRE_{SATURACIÓN} - PIRE_{OPERACIÓN} \quad (2.1)$$

$$X = IBO - OBO \Rightarrow IBO = X + OBO \quad (2.2)$$

$$IBO = SFD - W \Rightarrow W = SFD - IBO \quad (2.3)$$

Donde

Excepto W , que se expresa en dBW/m^2 , y que representa la densidad de flujo de funcionamiento del satélite, es decir, los watts por unidad de superficie que hay que poner a la entrada de la antena del satélite para obtener la *PIRE* de operación del transponder, el resto de los términos involucrados ya fueron definidos y se expresan en dB.

Con la densidad de flujo de funcionamiento del satélite puede hallarse la *PIRE* que se requiere desde la estación terrena, es decir la *PIRE* del enlace ascendente o *PIRE* de subida $PIRE_S$, de lo cual nos ocuparemos próximamente.

El concepto de pérdidas de respaldo estudiado arriba, debe aplicarse también al amplificador de alta potencia de la estación terrena, de manera que el mismo opere en zona lineal y se reduzcan así los productos de intermodulación.

2.7.1) Ejemplo de cálculo de la densidad de flujo de funcionamiento del satélite

Datos

$$X = 3dB$$

$$PIRE_{SATURACIÓN} = 28dBW$$

$$SFD = -69.6dBW/m^2$$

Hallar $WdBW/m^2$

Resultados

$$OBO = PIRE_{SATURACIÓN} - PIRE_{OPERACIÓN} = 28 - 3.03 = 24.97$$

$$X = IBO - OBO \Rightarrow IBO = X + OBO = 3 + 24.97 = 27.97$$

$$IBO = SFD - W \Rightarrow W = SFD - IBO = -69.6 - 27.97 = -97.7$$

Conclusiones

Sería necesario poner a la entrada de la antena del satélite, desde la estación terrena transmisora, una densidad de flujo de operación o nivel de iluminación igual $-97.7\text{dBW}/\text{m}^2$, para que obtener una *PIRE* de operación desde el satélite de 3.03dBW . Con la densidad de flujo de iluminación puede hallarse, finalmente, la *PIRE* desde la estación terrena.

2.8) Patrones de radiación: haces, huellas, o pisadas del satélite

El área de la tierra cubierta por un satélite depende de la ubicación del satélite en su órbita geosíncronica, su frecuencia portadora y la ganancia de sus antenas. Los ingenieros satelitales seleccionan la frecuencia de la portadora y la antena, para un satélite en particular, con el objetivo de concentrar la potencia transmitida desde el satélite en un área específica de la superficie de la tierra. La representación geográfica del patrón de radiación de la antena de un satélite se llama huella. Las líneas de contorno que identifican una huella representan los límites de igual recepción de la *PIRE* transmitida desde el satélite. Entre más pequeña es una huella, mayor es la directividad de la antena que a bordo del satélite es la responsable de dicha huella.

Las huellas de los satélites de comunicaciones se dividen en cuatro categorías:

1. Haces globales.
2. Haces hemisféricos.
3. Haces zonales.
4. Haces puntuales.

En la figura 2.11 se observan los diferentes haces (globales, hemisféricos, zonales y puntuales) con los que el satélite INTELSAT 603 cubre la superficie de la tierra.

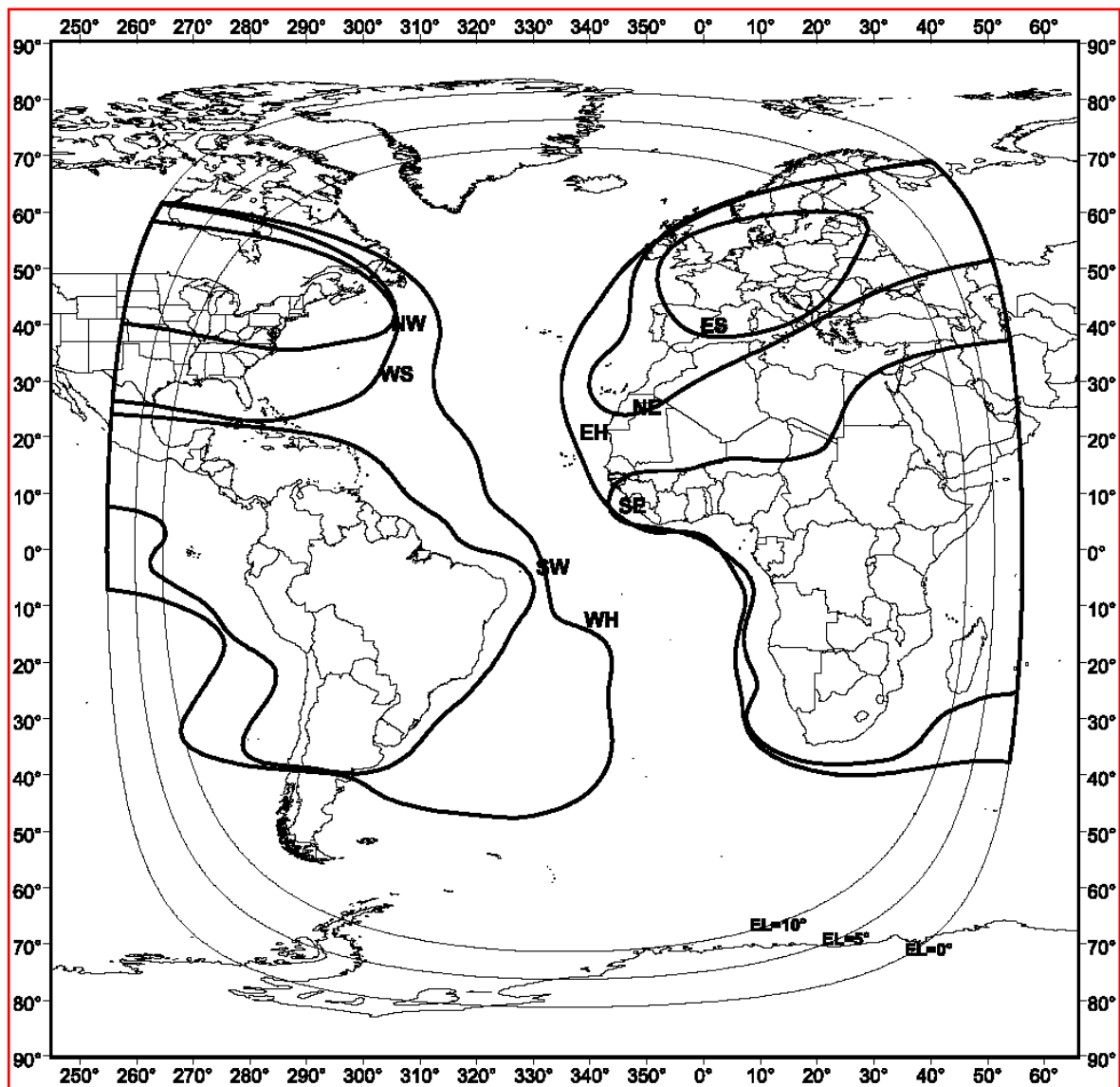


Figura 2.11. Cobertura (haces) del satélite INTELSAT 603: obsérvense las diferentes coberturas (huellas, haces) con los cuales el satélite INTELSAT 603 cubre la superficie terrestre. Los haces de mayor cobertura corresponden a los haces globales, siguiéndole, en orden, en cuanto a las dimensiones de la huella, los haces hemisféricos, los haces zonales y los haces puntuales (los de menor cobertura). Las huellas o pisadas (haces) de los satélites son contornos de la PIRE radiada desde el satélite (no se tienen en cuenta las pérdidas), de manera que, en la medida que una estación terrena se encuentra más hacia el centro de una huella mayor será la PIRE que recibe desde el satélite (la estación terrena tiene cierta ventaja geográfica), lo que entre otras cosas pudiera significar, que la estación terrena sería menos costosa: la antena, que transmite y recibe simultáneamente hacia y desde el satélite, pudiera ser más pequeña.

2.8.1) Reuso de frecuencia

Cuando una banda de frecuencia asignada se llena, se puede aumentar la capacidad de dicha banda, reusando frecuencia. Diferentes procedimientos pueden ser implementados para reutilizar frecuencia, mencionemos dos. Aumentar el tamaño de la antena: aumenta la directividad, es decir, se reduce el tamaño del haz, por lo tanto, diferentes haces de la misma frecuencia pueden ser dirigidos a distintas áreas geográficas de la tierra. Utilizar polarización dual: diferentes señales se pueden transmitir a distintos receptores de estaciones terrenas usando la misma frecuencia pero polarizadas ortogonalmente.

2.8.2) Ventaja geográfica

En la medida que nos encontramos más hacia el centro de una huella, la *PIRE* transmitida desde el satélite y por lo tanto recibida por las estaciones terrenas es mayor. De la misma manera, en la medida que nos encontramos más hacia el centro de una huella, la densidad de flujo que pone la antena de la estación terrena a la entrada de la antena del satélite también es mayor. Por lo tanto, la ubicación de una estación terrena dentro del haz del satélite (es decir hacia interior de la huella) supone determinada ventaja (llamada ventaja geográfica) en cuanto a los niveles de *PIRE* que recibirá del satélite y en cuanto a la densidad de flujo que pondrá a la entrada de la antena del satélite.

Factores de ajuste debidos a la ubicación geográfica.

El diagrama de radiación de las antenas de los satélites tiene un haz de borde definido (línea de contorno), al cual se refieren los valores de *PIRE*, G/T (figura de mérito del receptor de la estación terrena y será estudiada más adelante en el Capítulo) y densidad de flujo de saturación. En el análisis del enlace se pueden aplicar factores de ajuste para tener en cuenta la ubicación de una estación terrena dentro del haz del satélite. Dichos factores conocidos como factores beta β o corrección del ángulo de mira o ventaja del diagrama de radiación, se aplican a todos los haces del satélite.

El factor β se define como la diferencia entre la *PIRE* desde el satélite en el borde del haz y la *PIRE* en dirección de una estación terrena. Para cada estación terrena se deben tener en cuenta los factores β tanto del enlace ascendente β_S como del enlace descendente β_B , porque la cobertura del enlace ascendente difiere de la del enlace descendente incluso para una misma estación (y aun para el mismo haz).

Estos factores pueden calcularse en forma muy elemental a partir de la cobertura de los haces del satélite, según se indica en el IESS correspondiente de los satélites, donde las líneas o contornos de la proyección representan incrementos de un dB desde el borde hacia el centro del haz. Según se indica en el estándar IESS 402, se podría obtener un valor muy exacto solicitándolo a INTELSAT, especialmente en los casos en que se utilizan haces totalmente orientables.

Sección 2

Radioenlaces satelitales

Capítulo 3

El segmento terrestre: la estación terrena

3.1) Introducción

Las estaciones terrenas se dividen, como se muestra en la figura 3.1, se dividen básicamente en dos partes:

1. Un terminal de RF , el cual consta de un convertidor hacia arriba y un convertidor hacia abajo, un amplificador de alta potencia, un amplificador de bajo ruido y una antena (la antena transmite y recibe simultáneamente hacia y desde el satélite).
2. Un terminal de BB , el cual consta de equipamiento de banda base, un codificador y decodificador, y un modulador y demodulador [1].

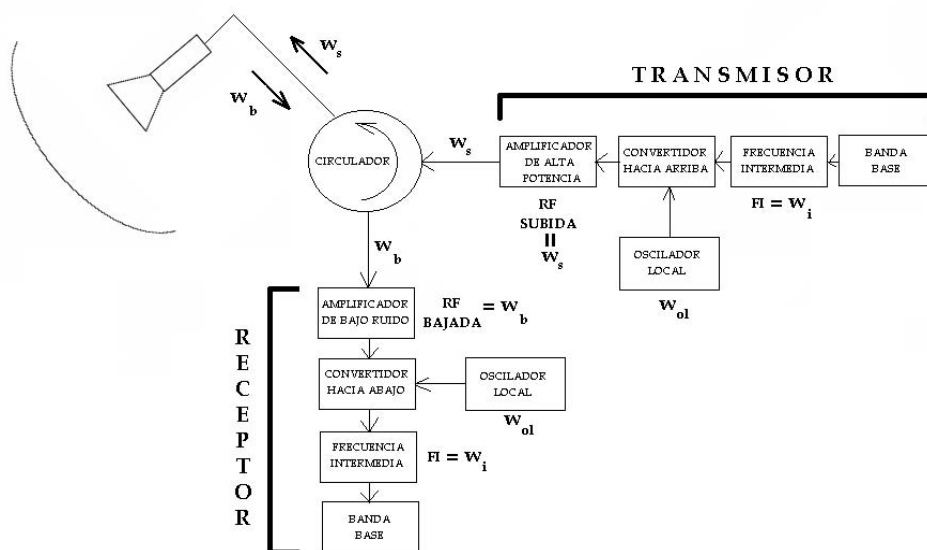


Figura 3.1. Segmento terrestre: la estación terrena.

El terminal de RF y el terminal de BB pueden estar localizados en lugares separados y conectados adecuadamente por enlaces de FI . En este Capítulo estaremos interesados fundamentalmente en el terminal de RF considerando al terminal en BB solamente como un componente del sistema.

3.2) La antena de la estación terrena

La antena es uno de los subsistemas más importante del terminal de RF ya que proporciona un medio para transmitir la portadora modulada hacia el satélite dentro del espectro de frecuencia del enlace ascendente y recibir la portadora de RF desde el satélite dentro del espectro de frecuencia del enlace descendente. La antena de la estación terrena debe cumplir con tres requerimientos básicos:

1. La antena debe tener una alta directividad y un bajo nivel de lóbulos laterales: debe tener un lóbulo principal muy estrecho de manera que al ser dirigido hacia la antena del satélite tanto en transmisión como en recepción garantice los niveles adecuados de potencia de la portadora, pero además, la radiación lateral debe ser muy pequeña para reducir la interferencia de señales indeseadas a la vez que minimiza la interferencia hacia otros satélites y sistemas terrestres.
2. La antena debe tener una temperatura de ruido T_A baja, de manera que la temperatura efectiva de ruido del receptor de la estación terrena, la cual es proporcional a la temperatura de ruido de la antena, pueda mantenerse baja y así reducir la potencia de ruido dentro del ancho de banda de la portadora en el enlace descendente. Para garantizar una contribución al ruido baja, el patrón de radiación de la antena debe ser controlado de forma tal que se minimice la energía recibida desde otras fuentes distintas al satélite. Además, las pérdidas óhmicas de la antena, que como se sabe contribuyen directa y apreciablemente a su temperatura de ruido, deben ser minimizadas, lo cual incluye las pérdidas óhmicas de la guía de onda que conecta el amplificador de bajo ruido con el alimentador de la antena.
3. La antena debe ser fácilmente orientable, de manera que un sistema de rastreo (si es requerido) pueda ser empleado para apuntar el haz de la antena con exactitud.

En cuanto a los tipos de antenas que se usan en las estaciones terrenas, los más populares y que cumplen con los requerimientos establecidos anteriormente, son los reflectores parabólicos con alimentación en el punto focal, los reflectores parabólicos Cassegrain y los reflectores parabólicos con alimentación fuera de foco, estos últimos para el caso de redes TAMP (Very Small Aperture Terminal VSAT en inglés) [1]. De los dos primeros el que exhibe un mejor desempeño es el reflector parabólico Cassegrain: baja temperatura de ruido, apuntamiento más exacto y flexibilidad en el diseño de la alimentación [1]. Una representación de los mismos se muestra en la figura 3.2.

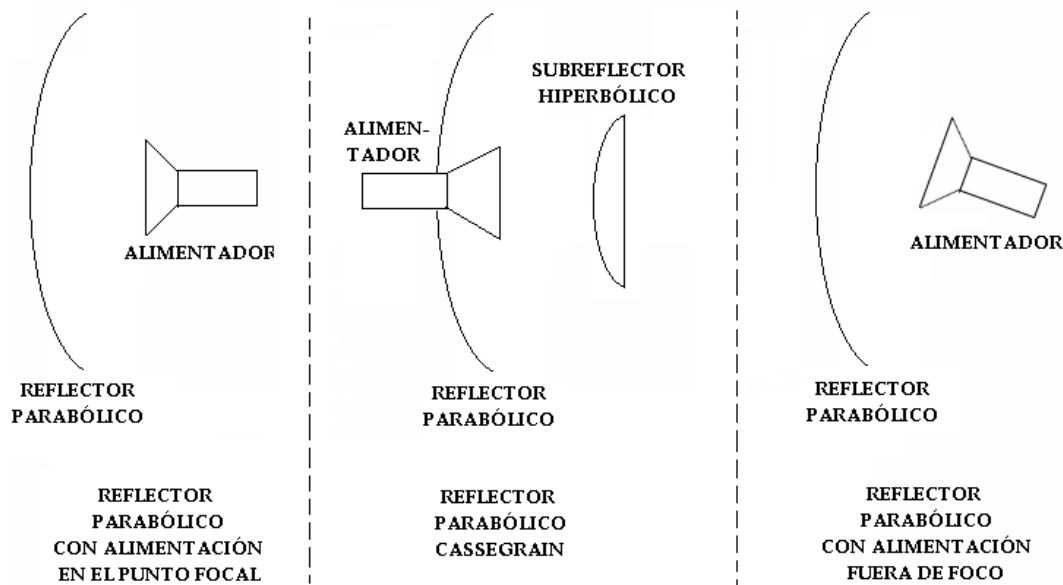


Figura 3.2. Tipos de reflectores parabólicos usados como antenas de estación terrena.

3.2.1) Pérdida de apuntamiento

La ganancia es el parámetro más importante de la antena de la estación terrena ya que afecta directamente la potencia de la portadora tanto del enlace ascendente como del enlace descendente. Los reflectores parabólicos, independientemente de su geometría, son antenas altamente directivas. Un factor que puede reducir la ganancia de la antena de una estación terrena es el no-apuntamiento correcto de la antena hacia la antena del satélite, como muestra la figura 3.3.

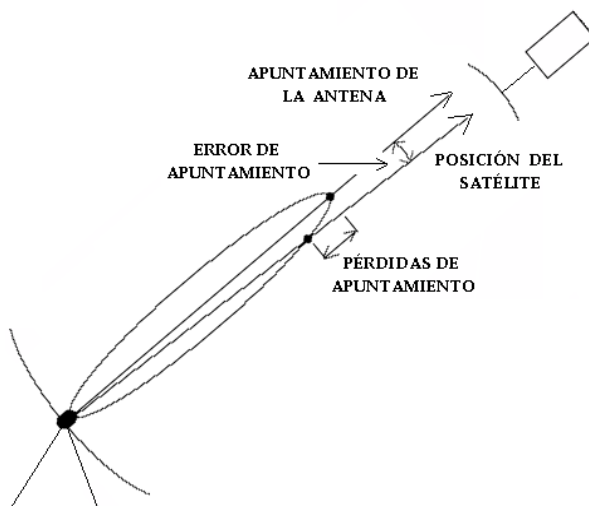


Figura 3.3. Error de apuntamiento.

Cuando la antena de la estación terrena esta perfectamente alineada con la antena del satélite, la ganancia de la antena es máxima, es decir, la ganancia que exhibe la antena es la ganancia en la dirección de máxima radiación del lóbulo principal del patrón de radiación. No obstante, cuando la antena no esta alineada con la antena del satélite, un factor de pérdidas conocido como pérdida de apuntamiento debe ser considerado. En la practica, el no-apuntamiento correcto o no-alineamiento de la antena de la estación terrena permitido, esta en el orden de un tercio del ancho del haz (por ejemplo, para una antena Cassegrain con un diámetro de 20 m, operando en banda Ku –14.25 GHz-, con un ancho del haz de 0.062° , el criterio anterior supondría un no-alineamiento máximo 0.02° , lo cual a su vez implicaría una perdida máxima por concepto de apuntamiento de 1.2 dB).

Como la antena de la estación terrena esta expuesta a la acción del viento y el satélite deriva en su orbita, un sistema de rastreo o posicionamiento de antena se hace necesario para antenas de diámetro grande con el fin de minimizar el error de apuntamiento [1]. El sistema de posicionamiento puede proporcionar una exactitud en el apuntamiento de entre 1/5 y 1/3 del ancho del haz, lo cual se traduce en una perdida de apuntamiento entre 0.5 y 1.5 dB.

3.2.2) Potencia isotropica radiada efectiva *PIRE*

Para expresar la potencia transmitida desde una estación terrena o desde el satélite, generalmente se emplea el concepto de potencia isotropica radiada efectiva *PIRE*. La *PIRE* de la estación terrena resulta de multiplicar la potencia P_T en watts que entrega el amplificador de potencia de la estación terrena por la ganancia G_T en veces de la antena de la estación terrena en régimen de transmisión, considerando las pérdidas en la línea de transmisión (guía de onda) L_{GO} en veces que conecta la salida del amplificador de potencia al alimentador de la antena de la estación terrena, de manera que

$$PIRE = P_T \times G_T \quad (3.1)$$

Si en (3.1) P_T se expresa *dBW* y G_T en *dB*, entonces obtenemos la *PIRE* en *dBW*, de manera que:

$$PIRE = P_T + G_T \quad (3.2)$$

La potencia de la portadora del enlace ascendente, que es la potencia de la portadora recibida en el satélite, es directamente proporcional a la *PIRE* de la estación terrena. De manera, que dicha potencia puede aumentarse o disminuirse aumentando o disminuyendo la potencia del transmisor de la estación terrena, la ganancia de la antena de la estación terrena o ambas simultáneamente. Según la reflexión anterior, desde el punto de vista del enlace ascendente, en el cual la antena de la estación terrena hace las veces de antena transmisora, la estación terrena tiene como función transmitir hacia el satélite con la *PIRE* adecuada.

3.2.2.1) Ejemplo de cálculo de *PIRE*

Dados los siguientes datos hallar la *PIRE* transmitida desde la estación terrena.

Datos

$$P_T = 1.5 \text{ Kw}$$

$$G_T = 60.3 \text{ dB}$$

$$\text{Pérdidas en la guía de onda } L_{GO} = 1.3 \text{ dB}$$

Resultados

$$PIRE = P_T + G_T = 10\text{Log}1.5 \times 10^3 + 60.3 - 1.3 = 31.8 + 60.3 - 1.3 = 90.8 \text{ dBW}$$

3.2.3) Figura de mérito de la estación terrena o relación temperatura de ruido de antena-a-ganancia de antena G/T

Desde la perspectiva del enlace ascendente, la estación terrena es vista por el satélite como una estación transmisora, de manera, que a los efectos del receptor a bordo del satélite, dicha estación transmisora debe proveer suficiente potencia a la portadora y sus bandas laterales acompañantes para garantizar que el proceso de traslación de frecuencia y retransmisión de la señal transcurra con éxito: que el amplificador de potencia asociado al transponder pueda entregar la potencia suficiente con la menor cantidad de intermodulación posible. Por lo tanto, como ya vimos, a los efectos del enlace de subida, el parámetro a considerar de la estación terrena es la *PIRE*.

En el caso del enlace descendente, la estación terrena, a los efectos del satélite, se comporta como un receptor de radio, de manera, que en la medida que la ganancia de dicho receptor sea mayor que el ruido asociado al mismo, más “fácil” le resultará a este receptor realizar el ejercicio de detección satisfactoriamente, por lo tanto, demandará una menor *PIRE* desde el satélite. Para caracterizar, entonces, el receptor de la estación terrena se introduce el concepto G/T .

De acuerdo a lo anterior, la relación G/T es una figura de mérito comúnmente usada para indicar el desempeño de la antena de la estación terrena y el amplificador de bajo ruido en relación con la sensibilidad en la recepción de la portadora del enlace descendente desde el satélite. El parámetro G es la ganancia de la antena receptora referida a la entrada del amplificador de bajo ruido. Por ejemplo, si la entrada del amplificador de bajo ruido se conecta directamente al puerto de salida del sistema de alimentación de una antena Cassegrain, con ganancia de 65.53 dB a la frecuencia de 11.95 GHz, la ganancia de la antena será de 65.53 dB, pero si un pedazo de guía de onda con pérdida de 0.53 dB es usado para interconectar el alimentador de la antena con la entrada del amplificador de bajo ruido, entonces, la ganancia de la antena

referida a la entrada del amplificador de bajo ruido será de 65 dB. El parámetro T es definido como la temperatura de ruido del sistema formado por el receptor de la estación terrena referida también a la entrada del amplificador de bajo ruido. Como la ganancia de la antena fue introducida anteriormente, puntualicemos ahora como se determina T .

Para la determinación de T consideremos el receptor de la estación terrena como una conexión en cascada de la antena, la guía de onda que conecta el alimentador de la antena con el amplificador de bajo ruido, el amplificador de bajo ruido y el convertidor hacia abajo, como muestra la figura 3.4

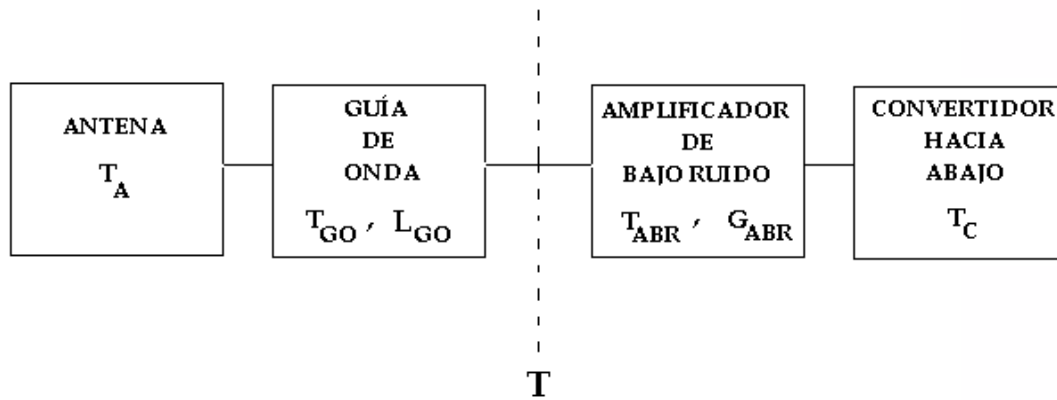


Figura 3.4. Receptor de la estación terrena para la evacuación de la temperatura de ruido del sistema.

La temperatura de ruido de la antena es medida a la salida del alimentador y la denominaremos T_A . La guía de onda es caracterizada por sus pérdidas ohmicas $L_{GO} > 1$ y su temperatura de ruido equivalente $T_{GO} = (L_{GO} - 1)T_0$ (donde T_0 es la temperatura ambiente). El amplificador de bajo ruido es caracterizado por su ganancia G_{ABR} y su temperatura de ruido equivalente T_{ABR} . La temperatura equivalente de ruido del convertidor hacia abajo es T_C . La temperatura equivalente de ruido está dada en grados Kelvin K, mientras que las pérdidas que introduce la guía de onda, y la ganancia del amplificador de bajo ruido están dadas en veces. Se puede demostrar [1] entonces que la temperatura de ruido equivalente del sistema estación terrena puede determinarse a través de la siguiente expresión:

$$T = \frac{T_A}{L_{GO}} + \frac{L_{GO} - 1}{L_{GO}} T_0 + T_{ABR} + \frac{T_C}{G_{ABR}} \quad (3.3)$$

Con respecto a la relación G/T deben destacarse los siguientes aspectos:

1. En la medida que aumenta la ganancia de la antena, aumenta también G/T , por lo tanto, aumenta la relación portadora-a-ruido del enlace descendente.
2. En la medida que disminuyen las pérdidas de la guía de onda que conecta el alimentador de la antena con la entrada del amplificador de bajo de ruido, aumenta el valor de G/T .
3. En la medida que disminuye la temperatura equivalente de ruido del amplificador de bajo ruido, aumenta el valor de G/T . Además, su ganancia debe ser lo suficientemente grande como para reducir apreciablemente la contribución al ruido del convertidor hacia abajo cuya temperatura equivalente de ruido es bastante alta en comparación con la del resto de los dispositivos.
4. El valor de G/T no depende del punto de referencia. Se escogió la entrada del amplificador de bajo ruido porque es en este punto donde la contribución del amplificador de bajo ruido es claramente apreciable.

3.2.3.1) Ejemplo de cálculo de G/T

Dados los siguientes datos hallar G/T de la estación terrena.

Datos

$$G_A = 65.53 \text{ dB}$$

$$T_A = 85 \text{ K}$$

$$L_{GO} = 1.095 = 0.4 \text{ dB}$$

$$T_{ABR} = 170 \text{ K}$$

$$G_{ABR} = 10^5 = 50 \text{ dB}$$

$$T_C = 20 \times 10^3 \text{ K}$$

$$T_0 = 300 \text{ K}$$

Resultados

$$T = \frac{T_A}{L_{GO}} + \frac{L_{GO} - 1}{L_{GO}} T_0 + T_{ABR} + \frac{T_C}{G_{ABR}} =$$

$$= \frac{85}{1.095} + \frac{1.095 - 1}{1.095} 300 + 170 + \frac{20 \times 10^3}{10^5} = 77.6 + 26.02 + 170 + 0.2 = 273.82 \text{ K}$$

$$G = G_A - L_{GO} = 65.53 - 0.4 = 65.13 \text{ dB}$$

$$\frac{G}{T} = 65.13 - 10 \log T = 65.13 - 10 \log 273.82 = 65.13 - 24.37 = 40.76 \text{ dB/K}$$

3.2.3.2) Efecto de la atenuación producida por la lluvia sobre la temperatura de ruido del sistema.

La lluvia, como se tratará más adelante, reduce la potencia de la señal, pero, además, incrementa la temperatura de ruido del cielo significativamente. Como la temperatura de ruido de la antena es una función de la temperatura de ruido del cielo, la lluvia, al incrementar la temperatura de ruido de la antena, aumenta también la temperatura de ruido del sistema de la estación terrena.

Si T_{ll} y L_{ll} denotan la temperatura de ruido de la lluvia y la atenuación producto de la lluvia respectivamente, el incremento ΔT en la temperatura de ruido causado por la atenuación producto de la lluvia L_{ll} vendrá dado por [1]

$$\Delta T = T_{ll} \left(1 - \frac{1}{L_{ll}} \right) \quad (3.4)$$

Cuando la atenuación L_{ll} es alta, ΔT es aproximadamente igual a la temperatura de la lluvia T_{ll} . En la práctica T_{ll} se toma usualmente como 273 K. El incremento en la temperatura de ruido debido a la lluvia se adiciona directamente a la temperatura de ruido del sistema de la estación terrena reduciendo la relación portadora a ruido del enlace descendente. Debe notarse que el incremento en la temperatura de ruido debido a la lluvia no afecta la temperatura de ruido del sistema del satélite porque su antena siempre mira a una tierra caliente a 290 K. Posteriormente, veremos como ΔT afecta el desempeño del enlace descendente en particular y de todo el enlace satelital en general, en términos cuantitativos.

3.2.3.2.1) Ejemplo de cálculo del efecto producido por la lluvia sobre la temperatura de ruido del sistema

Dado los siguientes datos calcule el incremento de la temperatura de ruido del sistema de la estación terrena ΔT y la figura de merito de la estación terrena G/T degradada por el efecto del aumento de la temperatura de ruido.

Datos

$$\frac{G}{T} = 40.76 \text{ dB/K}$$

$$L_{ll} = 32.6 \text{ dB}$$

$$T_{ll} = 273 \text{ K}$$

Resultados

$$L_{ll} = \text{Log}^{-1}(32.6/10) = 1820$$

$$\Delta T = T_{ll} \left(1 - \frac{1}{L_{ll}} \right) = 270 \left(1 - \frac{1}{1820} \right) = 269.85 \approx 270 \text{ K}$$

$$\Delta T = 10 \text{Log} \Delta T = 10 \text{Log} 270 = 24.31 \text{ dBK}$$

$$\frac{G}{T} = 40.76 - 24.31 = 16.45 \text{ dB/K}$$

Conclusiones

Obsérvese el doble efecto de la lluvia: introduce una atenuación adicional sobre la portadora de 32.6 dB y un aumento en la temperatura de ruido del sistema de la estación terrena de 24.31 dB.

3.3) El amplificador de alta-potencia

El amplificador de alta-potencia es el encargado de suministrarle ganancia a las señales que se transmiten hacia el satélite. Generalmente se utilizan uno de los siguientes tres tipos de amplificadores de alta potencia en las estaciones terrenas: tubo de onda progresiva *ATOP* (en ingles *TWTA*), klystron y amplificadores de potencia a estado sólido *APES* (en ingles *SSPA*): diodo impatt o GaAs FET.

El *ATOP* se utiliza cuando se requiere operar un ancho de banda significativo, por ejemplo, 500 MHz. En aplicaciones en las que se requiere mayor potencia de salida y operación en anchos de banda más pequeños, el Klystron es una buena elección. Los amplificadores a estado sólido se utilizan en aplicaciones de baja-potencia.

La confiabilidad es de extrema importancia en las comunicaciones satelitales. Cuando se utiliza un amplificador de alta potencia solamente, la transmisión se detendrá si dicho amplificador falla. Por lo tanto el amplificador de alta potencia en las estaciones terrenas siempre emplea alguna clase de configuración de redundancia [1].

3.4) El amplificador de bajo ruido

Los amplificadores de bajo ruido *ABR* (en ingles *LNA*) más comúnmente usados en las estaciones terrenas son los amplificadores paramétricos y los amplificadores GaAs FET. Los primeros se usan desde los inicios de las comunicaciones

satelitales. Su principal ventaja es su muy baja temperatura de ruido. Los segundos tienen como principales ventajas la estabilidad, la confiabilidad y el bajo costo [1].

Al igual que en el caso de los amplificadores de alta potencia, existen configuraciones de redundancia para el amplificador de bajo ruido con el fin de asegurar la confiabilidad en el funcionamiento (en este caso en el receptor) de la estación terrena [1].

3.5) El convertidor hacia arriba

El convertidor hacia arriba (en ingles upconverter *UC*) como se muestra en la figura 3.5 acepta la portadora de FI modulada desde el modulador de portadora de *FI* y traslada esta frecuencia w_i a la frecuencia w_s de *RF* del enlace ascendente en el espectro de frecuencia del satélite, mezclando w_i con la frecuencia w_{ol} generada por el oscilador local [1]. Como en los casos anteriores, también se emplean, configuraciones de redundancia para el convertidor hacia arriba [1].

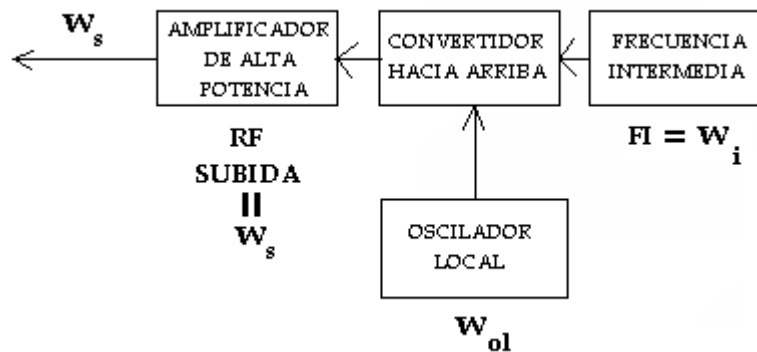


Figura 3.5. Convertidor hacia arriba.

3.6) El convertidor hacia abajo

El convertidor hacia abajo (en ingles downconverter *DC*) como se muestra en la figura 3.6 recibe la portadora modulada w_b de *RF* del enlace descendente en el espectro de frecuencia del satélite desde el amplificador de bajo ruido y traslada esta frecuencia de radio a la frecuencia intermedia w_0 [1]. Al igual que en los dispositivos descritos anteriormente, se implementan también, configuraciones de redundancia para el convertidor hacia abajo [1].

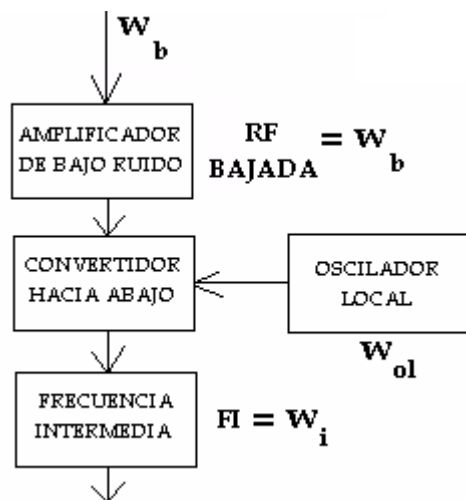


Figura 3.6. Convertidor hacia abajo.

3.7) Monitoreo y control

Como establecimos en las secciones previas, excepto la antena, el resto de los dispositivos que hacen parte de la estación terrena, emplean alguna clase de configuración de redundancia: cuando el equipo en línea de la configuración de redundancia falla, el equipo que esta a la espera, o sea el equipo de respaldo (redundante), es automáticamente encendido y se convierte en el equipo en línea. El proceso de detección de fallas y entrada en línea del equipo redundante es llamado monitoreo y control.

En una red de comunicaciones satelital, la cual consiste de muchas estaciones terrenas y un centro de control de la red, el monitoreo y control es extremadamente importante e involucra muchos niveles, tales como:

1. Monitoreo y control del terminal de RF.
2. Monitoreo y control del terminal de banda base.
3. Monitoreo y control remoto de toda la estación terrena desde el centro de control de red a través del enlace satelital con respaldo de una línea telefónica terrestre.

El sistema de monitoreo y control debe estar en capacidad de:

1. Recolectar datos para su clasificación.
2. Transmitir los datos a los operadores de la red.

3. Interpretar los datos.
4. Iniciar el aislamiento de las fallas.
5. Conectar en línea el equipamiento redundante.
6. Transmitir los datos de control al equipamiento de banda base para la asignación de tráfico, el apuntamiento de la antena, etc.
7. Mantener la vigilancia sobre las facilidades de protección de los equipos.

Dentro de los objetivos de esta Sección no está tratar en detalle el sistema de monitoreo y control, por lo tanto, si se desea profundizar en dicho sistema en la referencia [1] se describen con el rigor requerido el monitoreo y control tanto del terminal de RF como del terminal de BB .

Sección 2

Radioenlaces satelitales

Capítulo 4

Ángulos de vista

4.1) Introducción

En la órbita geoestacionaria hay situados un gran número de satélites, ocupando cada uno una posición orbital diferente (longitud diferente) pero muy cercanos el uno del otro. La antena de la estación terrena, en principio, estará bajo la huella de más de un satélite. Por lo tanto, se hace necesario orientar la antena de la estación terrena de manera que apunte hacia la antena del satélite de interés. Para lograr entonces orientar la antena de una estación terrena hacia un satélite, es necesario conocer los ángulos de vista de la estación terrena: ángulo de elevación E y ángulo de azimut A .

4.2) Ángulo de elevación

El ángulo de elevación es el ángulo formado entre la dirección de viaje de una onda radiada desde la antena de una estación terrena y la horizontal, o el ángulo de la antena de la estación terrena entre el satélite y la horizontal, como se muestra en la figura 4.1. Entre más pequeño sea el ángulo de elevación mayor será la distancia que la onda radiada desde la antena de la estación terrena recorrerá dentro de la atmósfera terrestre, por lo tanto, mayores serán las pérdidas producto de la absorción y mayor será también la contaminación producto del ruido. De acuerdo a lo anterior, se recomienda, que el ángulo de elevación nunca sea menor a 5° , es decir, $E > 5^\circ$.

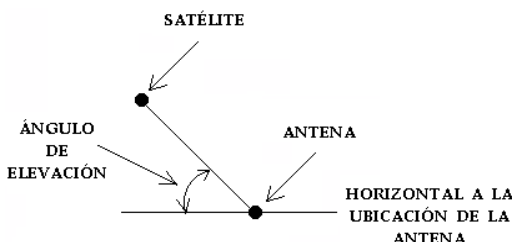


Figura 4.1. Ángulo de elevación.

4.3) Ángulo de azimut

El ángulo de azimut es el ángulo de apuntamiento horizontal de una antena de estación terrena, como se muestra en la figura 4.2. Normalmente se mide en una dirección, según las manecillas del reloj, en grados del norte verdadero.

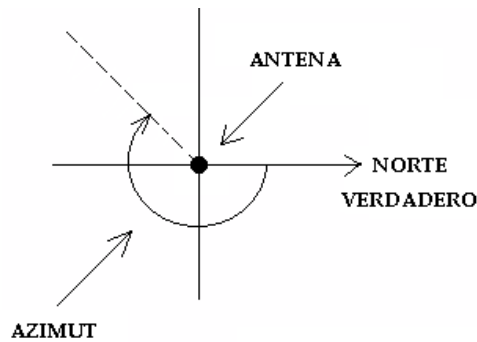


Figura 4.2. Ángulo de azimut.

4.4) Determinación de los ángulos de vista

Tanto el ángulo de elevación como el ángulo de azimut dependen de: latitud de la estación terrena θ_1 y longitud de la estación terrena θ_L , y longitud del satélite θ_S .

Ángulo de elevación

El ángulo de elevación E° , puede calcularse a través de la siguiente expresión [1]:

$$E = \text{Arc tan} \left(\frac{r - R_e \cos \theta_1 \cos |\theta_S - \theta_L|}{R_e \sin [\text{Arc cos} (\cos \theta_1 \cos |\theta_S - \theta_L|)]} \right) - \text{Arc cos} (\cos \theta_1 \cos |\theta_S - \theta_L|) \quad (4.1)$$

Donde

E : Es el ángulo de elevación y se expresa en grados.

R_e : Se define en la figura 4.3, se expresa en km, y representa el radio de la tierra.

θ_1 , θ_L y θ_S : Fueron definidos anteriormente y se expresan en grados.

Ángulo de azimut

El ángulo de azimut toma valores entre 0° y 360° respecto al norte verdadero, es decir, $0^\circ \leq A \leq 360^\circ$ y el procedimiento para determinarlo es el siguiente

1. Si la estación terrena se encuentra en el **hemisferio norte**:

- al oeste del satélite: $A = 180^\circ - A'$
- al este del satélite: $A = 180^\circ + A'$

2. Si la estación terrena se encuentra en el **hemisferio sur**:

- al oeste del satélite: $A = A'$
- al este del satélite: $A = 360^\circ - A'$

Donde

A : es el ángulo de azimut y se expresa en grados

A' : es un ángulo auxiliar para el cálculo de A [1], se expresa en grados y se calcula según la expresión: $A' = \text{Arc tan}(\tan|\theta_S - \theta_L|/\text{sen}\theta_1)$.

4.5) Distancia oblicua

La distancia oblicua es la distancia que hay desde la estación terrena al satélite según la horizontal y la dirección de radiación desde la antena de la estación terrena al satélite como muestra la figura 4.3, es decir, la distancia oblicua y la horizontal forman el ángulo de elevación E . La determinación de la distancia oblicua es fundamental para encontrar las pérdidas de trayectoria tanto en el enlace ascendente como en el enlace descendente. La distancia oblicua puede determinarse mediante la siguiente expresión

$$d = \sqrt{(R_e + H)^2 + R_e^2 - 2R_e(R_e + H) \times \text{sen}\left[E + \text{Arcsen}\left(\frac{R_e}{R_e + H} \cos E\right)\right]} \quad (4.2)$$

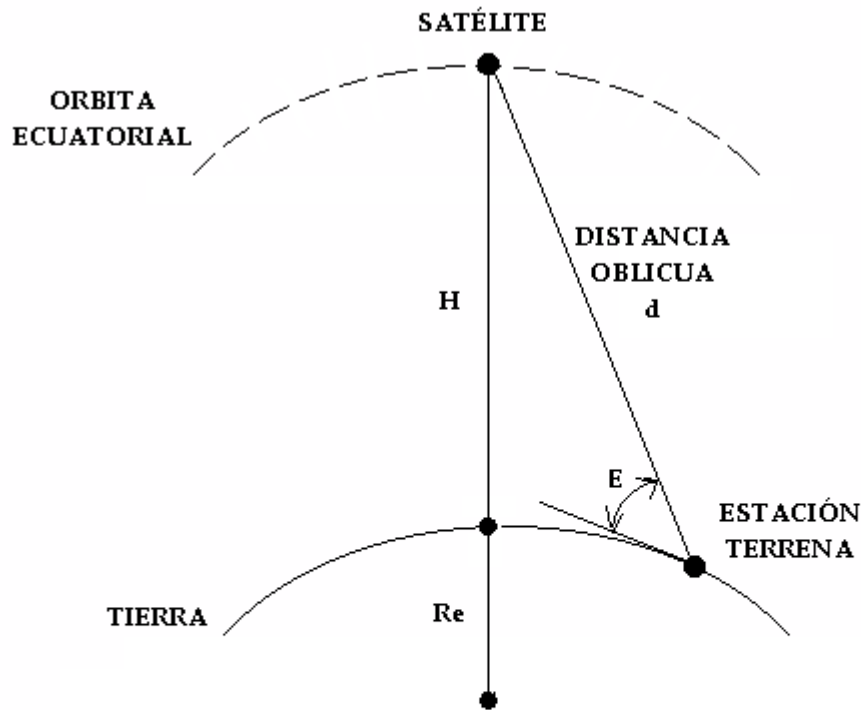
Donde

d : Es la distancia oblicua en km

H : Se define en la figura 4.3, se expresa en kilómetros y representa la distancia desde el satélite a la superficie de la tierra según la perpendicular que los une.

R_e : Fue definida anteriormente y se expresa en km.

E : es el ángulo de elevación y se expresa en grados.



R_e : radio de la tierra; $R_e = 6378$ Km.

E : ángulo de elevación.

H : distancia desde el satélite a la superficie de la tierra según la perpendicular que los une; $H = 35794$ Km.

Figura 4.3. Ángulo de elevación E y distancia oblicua d .

4.6) Ejemplo de cálculo de ángulos de vista y distancia oblicua

Para un satélite cuya posición orbital es 120° de longitud oeste y una estación terrestre cuya ubicación geográfica es 40° de latitud norte y 80° de longitud oeste, determine los ángulos de vista y la distancia oblicua.

Datos

$$\theta_s = 120^\circ O$$

$$\theta_1 = 40^\circ N$$

$$\theta_L = 80^\circ O$$

Resultados

Determinación del ángulo de elevación

$$E = \text{Arc tan} \left(\frac{r - R_e \cos \theta_1 \cos |\theta_S - \theta_L|}{R_e \sin [\text{Arc cos} (\cos \theta_1 \cos |\theta_S - \theta_L|)]} \right) - \text{Arc cos} (\cos \theta_1 \cos |\theta_S - \theta_L|) =$$
$$= E = \text{Arc tan} \left(\frac{42172 - 6378 \cos 40 \cos |120 - 80|}{6378 \sin [\text{Arc cos} (\cos 40 \cos |120 - 80|)]} \right) - \text{Arc cos} (\cos 40 \cos |120 - 80|) = 28.3^\circ$$

Determinación del ángulo de azimut

Estamos en el caso para el cual se cumple que:

La estación terrena se encuentra **en el hemisferio norte al este del satélite**

$A = 180^\circ + A' = 180^\circ + \text{Arc tan} (\tan |120 - 80| / \sin 40) = 180 + 52.5^\circ = 232.5^\circ$, donde para hallar A' usamos la ecuación $A' = \text{Arc tan} (\tan |\theta_S - \theta_L| / \sin \theta_1)$.

Determinación de la distancia oblicua

$$d = \sqrt{(R_e + H)^2 + R_e^2 - 2R_e(R_e + H) \times \sin \left[E + \text{Arcsen} \left(\frac{R_e}{R_e + H} \cos E \right) \right]} =$$
$$= \sqrt{(6378 + 35794)^2 + 6378^2 - 2 \times 6378(6378 + 35794) \times \sin \left[28.3 + \text{Arcsen} \left(\frac{6378}{6378 + 35794} \cos 28.3 \right) \right]} = 38753 \text{ km}$$

Resumen

$$E = 28.3^\circ$$

$$A = 232.5^\circ$$

$$d = 38753 \text{ km}$$

4.7) Dependencia de la figura de mérito G/T de la estación terrena del ángulo de elevación E

Como sabemos la temperatura de ruido de antena T_A es un parámetro complejo que depende de varios factores: patrón de radiación de la antena (directividad y nivel de lóbulos laterales), ruido de fondo, ruido celeste, ruido atmosférico y el ruido generado por el sol. Para una antena de estación terrena dada, en la medida que el trayecto de la señal proveniente del satélite es mayor, es decir, en la medida que disminuye el ángulo de elevación y por ende aumenta el recorrido de la señal por la atmósfera terrestre, la contribución a la temperatura de ruido de antena de los factores mencionados antes aumenta, aumentando, por lo tanto, la temperatura de ruido del sistema de la estación terrena, degradándose entonces la figura de mérito.

Según el razonamiento anterior, es de esperar, que la temperatura de ruido de antena sea una función del ángulo de elevación y que por lo tanto también lo sea la figura de mérito. En la figura 4.4 y la tabla 4.1 se muestran la variación de la temperatura de ruido de antena T_A y de la figura de mérito G/T con el ángulo de elevación respectivamente.

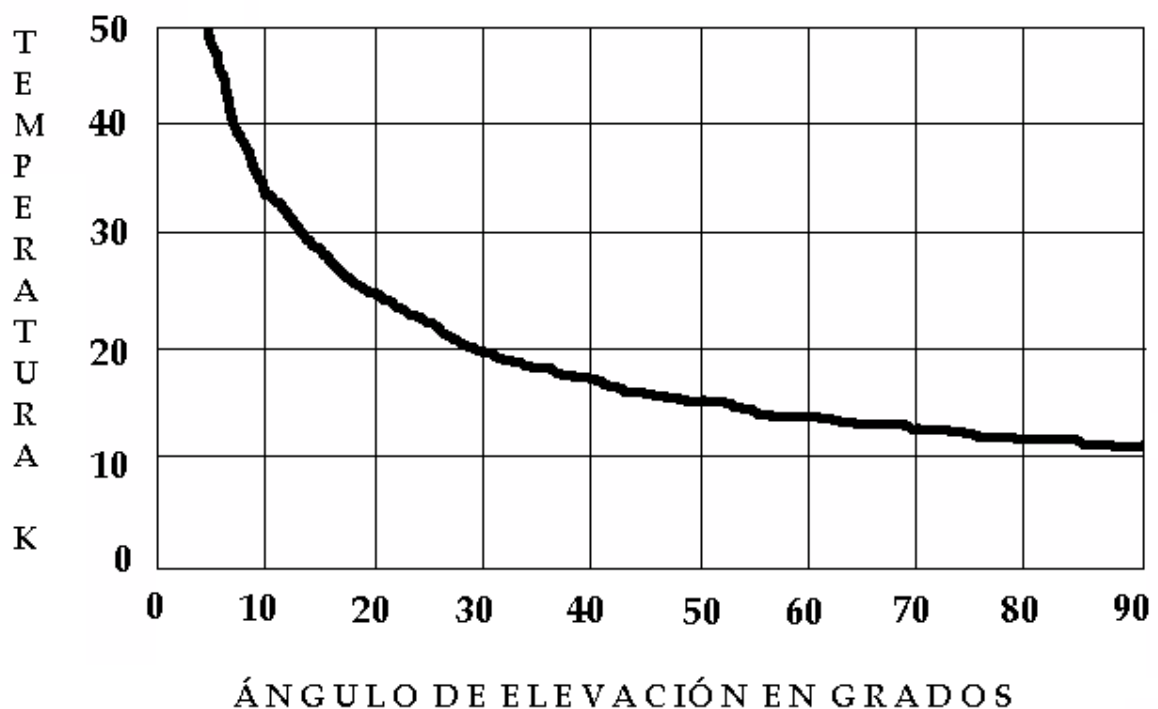


Figura 4.4. Temperatura de ruido de una antena en función del ángulo de elevación.

Generalmente el valor mínimo de T_A corresponde al zenit. Para una antena con lóbulos laterales pequeños, T_A oscila entre 15 K Y 20 K, aumentando abruptamente

(abruptamente aumentan también las pérdidas producto de la absorción atmosférica) para ángulos de elevación mayores a 10 °.

E (°)	G/T (dB/K)
8	36.16
10	36.21
20	36.27
30	36.31
40	36.39
50	36.48
60	36.55
70	36.68
80	36.72
90	36.83

Tabla 4.1. Figura de merito de la estación terrena en función del ángulo de elevación.

Sección 2

Radioenlaces satelitales

Capítulo 5

Pérdidas de trayectoria

5.1) Introducción

Al igual que en los radioenlaces de microondas terrestres, en el caso de los radioenlaces satelitales, la señal que viaja de la estación terrena al satélite y viceversa, es atenuada por diferentes factores que provocan pérdidas de energía. Así tendremos, pérdidas en los circuitos de alimentación de las antenas tanto de la estación terrena como a bordo del satélite, pérdidas por espacio libre tanto en el enlace ascendente como en el enlace descendente, las ya consideradas pérdidas de apuntamiento, que no obstante, serán vueltas a tratar aquí, y por supuesto, las pérdidas atmosféricas producto de la absorción de energía de los gases mayoritarios presentes en la troposfera (oxígeno y vapor de agua) y las pérdidas por efecto de la lluvia. En este Capítulo intentaremos establecer criterios prácticos que nos ayuden a determinar las pérdidas de apuntamiento, por absorción de los gases y las pérdidas producto de la lluvia.

5.2) Pérdidas de apuntamiento

Al establecer un enlace satelital, lo ideal es que la antena de la estación terrena esté alineada con la antena del satélite, de manera que la ganancia sea máxima. No obstante, en condiciones normales, existirá un pequeño nivel de no-alineación debido al cual el valor de la ganancia disminuirá algunas décimas de dB. Esta pérdida de ganancia se puede estimar con base en el tamaño de la antena y el tipo, y por lo tanto, exactitud del apuntamiento. Dicha pérdida debe estimarse tanto en el enlace ascendente como en el enlace descendente. En la tabla 5.1 se muestran valores típicos de pérdidas de apuntamiento en banda C en función del diámetro de la antena y del tipo de seguimiento. Para diámetros de antena mayores siempre será necesario recurrir al rastreo, y en estos casos, el valor de las pérdidas por no-alineación se puede considerar igual a 0.5 dB, tanto para el enlace ascendente como para el enlace descendente.

DIÁMETRO DE LA ANTENA (m)	PÉRDIDAS EN EL ENLACE ASCENDENTE (dB)	PÉRDIDAS EN EL ENLACE DESCENDENTE (dB)	SEGUIMIENTO
1.2	0	0	FIJO
1.8	0	0	FIJO
2.4	0.4	0.2	FIJO
3.6	0.7	0.4	FIJO
7	0.9	0.9	MANUAL
11	0.5	0.5	ESCALONADO

Tabla 5.1. Pérdidas de apuntamiento.

5.3) Pérdidas atmosféricas

Los gases presentes en la atmósfera, fundamentalmente el oxígeno y el vapor de agua, absorben energía de las ondas que se propagan a través de la misma. La cantidad de energía que se pierde al paso de una señal por la atmósfera depende de la frecuencia, de la altura de las estaciones sobre el nivel del mar, de la temperatura y de la humedad absoluta, y en el caso de las comunicaciones satelitales, como se trata de trayectorias inclinadas, del ángulo de elevación. Generalmente estas pérdidas, a frecuencias por debajo de los 10 GHz, pueden ser ignoradas. No obstante, su importancia aumenta para frecuencias por encima de los 10 GHz, especialmente para ángulos de elevación pequeños.

En la tabla 5.2 se ilustra un ejemplo del valor medio de las pérdidas atmosféricas para un ángulo de elevación de 10 ° (pequeño). En la tabla se puede observar como, efectivamente, estas pérdidas crecen con la frecuencia, acercándose a 1 dB a frecuencias por encima de los 13 GHz.

PÉRDIDAS ATMOSFÉRICAS (dB)	FRECUENCIA f (GHz)
0.25	$2 < f < 5$
0.33	$5 < f < 10$
0.53	$10 < f < 13$
0.73	$13 < f$

Tabla 5.2. Pérdidas atmosféricas.

Con respecto a estas pérdidas podemos concluir que la absorción atmosférica es significativa en bandas centradas en la frecuencia de 22.2 GHz (absorción producto del vapor de agua), y 60 GHz y 118.8 GHz absorción producto del oxígeno [1].

Una explicación detallada de estas pérdidas se encuentra en el informe 564-2 del CCIR de 1990.

5.4) Pérdidas producto de la lluvia

El efecto atmosférico más grave al que esta expuesto un enlace satelital es el efecto de atenuación producto de la lluvia. La lluvia atenúa las ondas radioeléctricas mediante dos mecanismos: dispersión y absorción de energía.

La atenuación producto de la lluvia aumenta con la frecuencia, siendo especialmente perjudicial en banda Ku y superiores. Para lograr una disponibilidad adecuada del enlace se debe transmitir suficiente potencia adicional (margen de desvanecimiento) para contrarrestar la máxima atenuación causada por la lluvia. Como la predicción de dicha atenuación es un proceso estadístico, se han diseñado numerosos modelos cuyos resultados concuerdan bien con las observaciones experimentales (recuérdese el modelo de Crane visto en la Sección 1). Dichos modelos, como es conocido, son función de la frecuencia de operación, las estadísticas pluviales según la ubicación geográfica, la polarización, la temperatura ambiente y la disponibilidad propuesta para el enlace [1].

En la tabla 5.3 se muestran valores típicos de márgenes de desvanecimiento por lluvia.

BANDA	TIPO DE ENLACE	DISPONIBILIDA DEL ENLACE (%)	BER DEGRADADO	BER A CIELO DESPEJADO	MARGEN DE DESVANECIMIENTO POR LLUVIA (dB)	
					ENLACE ASC	ENLACE DESC
C	IBS BÁSICO	99.96	10^{-3}	10^{-8}	3	3
C	IDR	99.96	10^{-3}	10^{-7}	3	3
Ku	IBS BÁSICO	99.00	10^{-3}	10^{-8}	2.5	3.5
Ku	SÚPER IBS	99.96	10^{-3}	10^{-8}	7	13/11*
Ku	IDR	99.96	10^{-3}	10^{-7}	7	13/11*

Tabla 5.3. Margen de desvanecimiento producto de la lluvia: * 13 dB para haces puntuales sobre el oeste/11 dB para haces puntuales sobre el este.

Es muy conveniente hacer una predicción lo más exacta posible de la atenuación producto de la lluvia, para poder dotar al enlace del margen de desvanecimiento adecuado, garantizando así la disponibilidad requerida del enlace. Los enlaces

satelitales, y por ende las estaciones terrenas, generalmente se diseñan para tener un alto grado de disponibilidad: en el orden de 99.90% a 99.98%.

Para un tratamiento amplio y riguroso de esta problemática, se recomienda consultar los informes 564-2 y 721-1 de 1990 del CCIR.

Sección 2

Radioenlaces satelitales

Capítulo 6

Interferencia

6.1) Introducción

Una portadora de radio puede ser dañada, además de por el ruido, por señales interferentes no deseadas. Suponiendo que todas las señales interferentes, incluyendo el ruido blanco gaussiano, son estadísticamente independientes, y teniendo en cuenta la relación portadora a ruido total $(C/N)_T$ de un enlace satelital, dada en la expresión (6.1), es posible generalizar el efecto de ambos, el ruido y la interferencia, sobre ambos, el enlace ascendente y el enlace descendente. De manera que:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_T = \left[\left(\frac{C}{N}\right)_s^{-1} + \left(\frac{C}{N}\right)_b^{-1} \right]^{-1} \quad (6.1)$$

Si además de considerar el ruido, consideramos la interferencia, la expresión (6.1) se convierte ahora, en la relación portadora a ruido más interferencia total $(C/NI)_T$

$$\left(\frac{C}{NI}\right)_T = \left[\left(\frac{C}{N}\right)_s^{-1} + \left(\frac{C}{N}\right)_b^{-1} + \left(\frac{C}{I}\right)_s^{-1} + \left(\frac{C}{I}\right)_b^{-1} \right]^{-1} = \left[\left(\frac{C}{N}\right)_T^{-1} + \left(\frac{C}{I}\right)_T^{-1} \right]^{-1} = \left[\left(\frac{C}{NI}\right)_s^{-1} + \left(\frac{C}{NI}\right)_b^{-1} \right]^{-1} \quad (6.2)$$

Donde

$$\left(\frac{C}{I}\right)_T^{-1} = \left(\frac{C}{I}\right)_s^{-1} + \left(\frac{C}{I}\right)_b^{-1} \quad (6.3)$$

$\frac{C}{I}$: Relación portadora a interferencia.

Subíndices T , s y b : Total, subida y bajada respectivamente.

Todas las relaciones en (6.1), (6.2) y (6.3) están expresadas en veces.

La ecuación (6.2) es la ecuación más extensamente usada en la ingeniería de sistemas satelitales. Una vez que el tipo de modulación es seleccionado, la relación portadora a ruido más interferencia total $(C/NI)_T$ puede ser utilizada para predecir el desempeño del enlace. En sistemas satelitales digitales, el desempeño es evaluado en términos de la probabilidad promedio de error de bit P_b , la cual es una función de la relación portadora a ruido del enlace, asumiendo que la señal está contaminada solamente por ruido blanco gaussiano.

La consideración de la interferencia en sistemas de comunicaciones satelitales es de extrema importancia. A la hora de tratar la misma, en estos sistemas, deben tenerse en cuenta todas las fuentes que producen interferencia: interferencia desde la estación terrena sobre satélites adyacentes, interferencia desde satélites adyacentes sobre la estación terrena, interferencia terrestre causada por sistemas de microondas de línea de vista, etc.

6.2) Tipos de interferencia

Tratemos ahora los diferentes tipos de interferencia que están presentes en un enlace satelital.

6.2.1) Interferencia hacia o desde sistemas satelitales adyacentes

La interferencia generada por una estación terrena hacia un satélite adyacente proviene de los lóbulos laterales de la antena. Por esta razón la amplitud y la envolvente de dichos lóbulos no deben sobrepasar determinado nivel. Además, para encontrar la interferencia generada por o recibida desde los lóbulos laterales de la antena de la estación terrena hacia o desde un satélite adyacente es necesario conocer la separación angular entre los dos satélites geoestacionarios adyacentes tal y como es vista por la estación terrena [1].

6.2.2) Interferencia terrestre

La banda C (6/4 GHz) utilizada por los satélites de comunicaciones es también usada por enlaces de microondas terrestres. Los enlaces de microondas terrestres en esta banda se han desarrollado durante años y hoy constituyen un extenso y complejo sistema de redes interconectadas a todo lo ancho y largo de un gran número de

países. En áreas densamente pobladas la congestión de enlaces terrestres puede ser tan grande que resulte imposible encontrar un emplazamiento adecuado (libre de interferencia) para estaciones terrenas. Como las estaciones terrenas reciben a 4 GHz son susceptibles de ser interferidas por microondas terrestres que transmitan a esta frecuencia y como las estaciones terrenas transmiten a 6 GHz pueden generar interferencia en microondas terrestres que reciban a 6 GHz.

La interferencia mutua entre una estación terrena y un sistema de microondas terrestre depende de: potencia de la portadora, densidad espectral de la portadora y la separación de frecuencia entre las dos portadoras. La relación portadora-interferencia C/I para prevenir interferencias desde sistemas de microondas terrestres se ha establecido que sea de 25 dB como mínimo: la potencia de la portadora satelital 25 dB como mínimo por encima de la potencia de la portadora (portadoras) de sistemas de microondas terrestres $(C/I) \geq 25$ dB [1].

6.2.3) Interferencia por polarización cruzada

Los sistemas de comunicaciones satelitales reúsan frecuencia empleando polarizaciones lineales ortogonales (polarización lineal horizontal y vertical) o polarizaciones circulares ortogonales (polarización circular a derechas y polarización circular a izquierdas), siendo esto otra fuente de interferencia, como resultado del acoplamiento de energía desde un estado de polarización al otro estado de polarización ortogonal. Esto es consecuencia de que el factor de discriminación de polarización cruzada de las antenas de la estación terrena y del satélite es finito y de la despolarización causada por la lluvia [1] (atenúa y desfasa más una polarización que otra [1]). En banda C, el efecto de la lluvia es despreciable, por lo tanto la interferencia por polarización cruzada se debe fundamentalmente a la discriminación que proveen las antenas de la estación terrena y del satélite. El factor de discriminación de polarización cruzada se define como la relación entre la potencia recibida en la polarización principal (copolar) con respecto a la potencia recibida en la polarización ortogonal (cruzada) desde la misma señal incidente, y por lo tanto, representa la relación portadora a interferencia por polarización cruzada cuando las dos señales polarizadas tienen la misma potencia. Las antenas de alto-desempeño pueden proveer un factor de discriminación de polarización cruzada de entre 30 a 40 dB a lo largo del eje de la antena. La discriminación de polarización cruzada neta de un enlace satelital resulta del efecto combinado de las antenas de la estación terrena y del satélite para ambos el enlace ascendente y el enlace descendente [1].

6.2.4) Interferencia canal adyacente

Otra fuente de interferencia en un enlace satelital es la interferencia canal adyacente (o interferencia transponder adyacente). Esta tiene su origen en las imperfecciones de la respuesta de amplitud de los filtros encargados de limitar en banda los canales satelitales. La interferencia se origina cuando una parte de la energía de las señales limitadas en banda cae dentro del canal adyacente producto del solapamiento de la

característica de amplitud de los filtros de canal. La situación empeora cuando el amplificador de alta potencia de la estación terrena y/o del satélite opera cerca o en saturación ya que el comportamiento no lineal de estos amplificadores contribuye a un aumento de la interferencia canal adyacente [1].

6.2.5) Interferencia de intermodulación

Esta interferencia es causada por los productos de intermodulación generados dentro de un transponder satelital, como resultado de la amplificación de múltiples portadoras por el amplificador de alta potencia del transponder, debido a su comportamiento no lineal. Para prevenir una excesiva interferencia de intermodulación, el amplificador de alta potencia debe ser operado con grandes pérdidas de respaldo de salida, lo cual limita el enlace descendente, y por lo tanto, obliga a reducir la capacidad del transponder. Esta interferencia perjudica especialmente a los sistemas satelitales que utilizan como técnica de acceso el acceso múltiple por división de frecuencia, en el cual varias portadoras hacen presencia en el transponder simultáneamente [1].

6.2.6) Interferencia intersímbolo

Este tipo de interferencia no es producto de fuentes externas como las otras que hemos venido analizando hasta ahora, sino que es generada dentro del mismo canal, como resultado del filtraje y las características no lineales del amplificador de potencia del transponder satelital operando cerca de saturación, especialmente, en los sistemas satelitales de solamente una portadora por transponder [1].

6.3) Conclusiones

Todas las fuentes de interferencia deben ser consideradas en la ecuación (6.2), de manera que la relación portadora a ruido más interferencia total obtenida, al tener en cuenta tanto el ruido como la interferencia que estarían actuando sobre el enlace satelital, garantice el nivel de potencia de la portadora necesario para un correcto desempeño del sistema.

Sección 2

Radioenlaces satelitales

Capítulo 7

Corrección de error hacia delante

7.1) Introducción

La transmisión de información usando ondas radioeléctricas exige que la información en banda base sea transferida a la variación de al menos un parámetro de cierta onda, conocida como onda portadora, cuya característica fundamental es que su frecuencia es mucho mayor que el ancho de banda del mensaje. A este proceso se le llama modulación y a la frecuencia de la onda portadora se le conoce como frecuencia de la portadora f_c (el subíndice c obedece a que el término portadora en inglés se escribe carrier). Los parámetros de la portadora que pueden ser variados, como es conocido, son la amplitud, la frecuencia o la fase. Surgen así la modulación de amplitud, la modulación de frecuencia y la modulación de fase. Sin considerar el tipo de modulación, existe un costo por transferir la información a la portadora, y este costo es potencia. Es decir, para que una señal modulada pueda ser detectada correctamente por el receptor es necesario transmitir dicha señal con más potencia que si la detección se hiciera directamente desde la señal en banda base. En otras palabras, el ejercicio de demodulación demanda un consumo adicional de potencia. El parámetro que describe dicho consumo adicional de potencia es la relación portadora a ruido C/N . Cada técnica de modulación tiene su C/N característica. Por otro lado, al modular, generalmente, el ancho de banda de modulación es distinto al ancho del mensaje. Ocurre que la relación portadora a ruido y el ancho de banda de modulación son contrarios: en la medida que menor es el ancho de banda de modulación (más eficiente espectralmente es la técnica de modulación), una mayor relación portadora a ruido se necesita para el procedimiento de detección.

En las técnicas de modulación digital de la portadora de RF , conocidas en general como M -arias, la contradicción anterior también está presente. Así tenemos, que mientras mayor es el nivel de la técnica de modulación, $BPSK \rightarrow QPSK \rightarrow 8-PSK \rightarrow 16-PSK \rightarrow 32-PSK \rightarrow \text{etc.}$, menor es el ancho de banda de modulación B requerido, $f_b \rightarrow (1/2)f_b \rightarrow (1/3)f_b \rightarrow (1/4)f_b \rightarrow (1/5)f_b \rightarrow \text{etc.}$, pero mayor es la relación energía por bit a densidad de ruido E_b/N_0 (equivalente a la relación

portadora a ruido), para una probabilidad de error P_e dada, como se muestra en la figura 7.1.

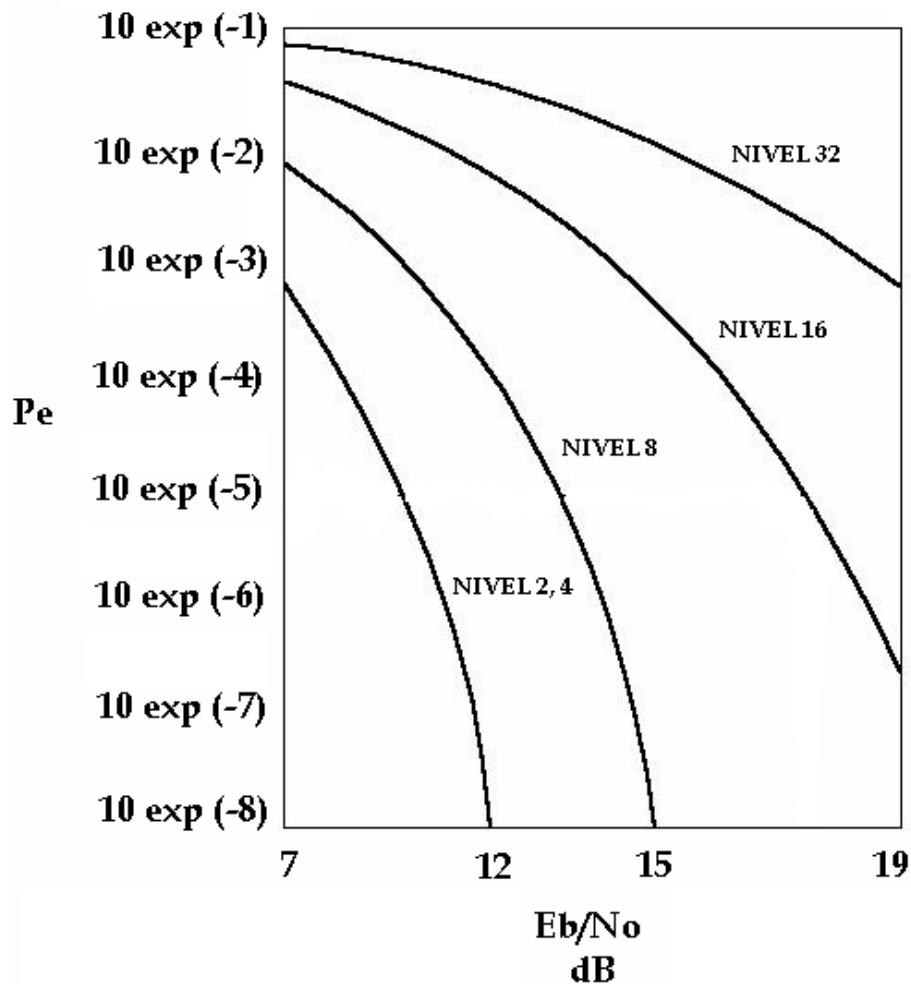


Figura 7.1. P_e VS E_b/N_0 para diferentes técnicas de modulación

En las comunicaciones satelitales tenemos limitaciones de potencia a bordo del satélite, por lo tanto, si se quisieran utilizar técnicas de modulación de alto nivel para optimizar la capacidad del transponder, se demandarían relaciones portadora a ruido, que dadas las limitaciones de potencia a bordo del satélite, serían imposibles de lograr.

Surge así, entonces, la técnica de corrección de error hacia delante *CEA* (cuyas siglas en inglés son *FEC*), con el objetivo de reducir la relación energía por bit a densidad de ruido E_b/N_0 para una técnica de modulación y una probabilidad de error dadas. De esta manera, podrán usarse técnicas de modulación de alto nivel eficientes espectralmente, ya que, con la *FEC*, se demandarían relaciones C/N que a pesar de las limitaciones de potencia a bordo del satélite son factibles.

7.2) Corrección de error hacia adelante

La técnica de corrección de error hacia adelante consiste en introducir bits extras o redundantes dentro del mensaje de información, de manera, que en dependencia de la técnica de codificación y decodificación empleadas (por ejemplo, *FEC* del tipo codificación convolucional lineal (con memoria) con decodificador Viterbi, ampliamente usado en comunicaciones satelitales tanto militares como comerciales, ya que utiliza algoritmos de decodificación fáciles de implementar y provee grandes ganancias de decodificación) se pueda obtener una probabilidad de error P_e dada, con una menor relación energía por bit a densidad de ruido E_b/N_0 .

Es importante señalar que entre mayor sea la cantidad de bits redundantes que se inserten, para un esquema de modulación dado, menor será la relación E_b/N_0 que se requiere para obtener determinada probabilidad de error P_e , como se muestra en la figura 7.2, pero a su vez, mayor será el ancho de banda necesario para transmitir la información, ya que al adicionar bits de redundancia se aumenta la tasa de bits f_b , siendo esta, además de los costos propios de la implementación, la principal desventaja de la corrección de error hacia adelante *FEC*.

Para relacionar los bits de información con el total de bits que resultan de la inserción de bits extras, se introduce el concepto de razón de codificación $R_c = k/n$, donde k es el número de bits de información y n es el total de bits, de manera, que tendremos, por ejemplo, *FEC* de $1/2$, por cada bit de información se introduce un bit de redundancia: la tasa de bit se multiplica por 2; *FEC* de $2/3$, por cada dos bits de información se introduce un bit de redundancia: la tasa de bit se multiplica por $3/2$; etc.

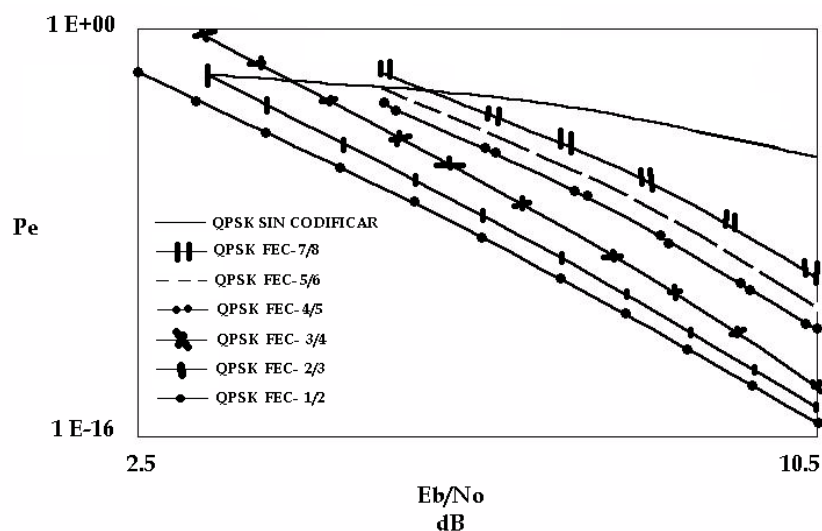


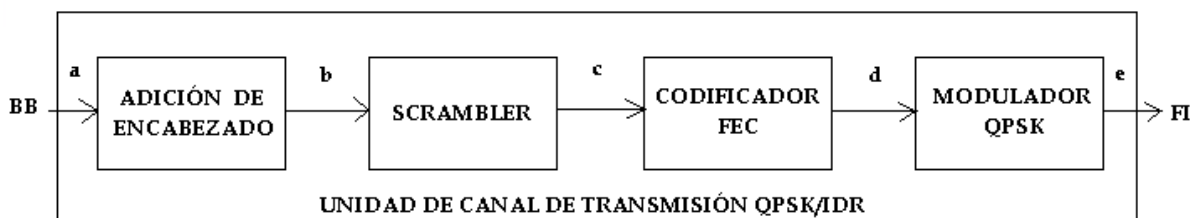
Figura 7.2. P_e VS E_b/N_0 para modulación QPSK y diferentes razones de codificación *FEC*.

No es objetivo de esta Sección realizar un estudio pormenorizado de la *FEC* , sino destacar la relevancia de dicha técnica en el ámbito de las comunicaciones satelitales. Para un estudio detallado del tema se recomienda consultar las fuentes [2] y [3].

7.3) Unidad de canal QPSK/IDR

Las portadoras de Razón de Datos Intermedia de INTELSAT (*IDR* por sus siglas en ingles) utilizan modulación *QPSK* coherente operando a velocidades de información que van desde los 64 Kbps hasta los 44.736 Mbps. Para ciertas razones de datos, exactamente, 1.544, 2.048, 6.312, 8.448, 32.064, 34.368 y 44.736 Mbps, se ha definido una estructura de encabezado (overhead en ingles) para proveer circuitos de servicio de ingeniería (ESC por sus siglas en ingles) y alarmas para mantenimiento. El encabezado incrementa la razón de datos que modula a estas portadoras en 96 Kbps.

La unidad de canal *QPSK/IDR* , que se encarga del proceso de modulación (demodulación) de estas portadoras, consiste de cuatro bloques, como se muestra en la figura 7.3. El primero es el de adición de encabezado, el cual se encarga de agregar a la banda base digital información que se emplea para operación y mantenimiento o para enlaces de datos entre estaciones, como apuntamos en el párrafo anterior. En segundo lugar, se encuentra el módulo de escrambler, cuya función principal es codificar la señal para que tenga el mayor número de transiciones y posibilitar así la recuperación del reloj de sincronismo en recepción. El tercer módulo, es el encargado de generar la *FEC* para la detección de errores. Por último, se encuentra el módulo *QPSK* , el cual convierte la señal digital en una portadora digital *IDR* en frecuencia intermedia, adecuada para ser transmitida.



a: Velocidad de información IR .

b,c: Velocidad compuesta $CR = IR + EC$.

d: velocidad de transmisión .

e: Velocidad de símbolos $SR = R/2$.

$B_{FI} = B_{RF} = B$: Ancho de banda ocupado $B = 0.6 \times R$.

Figura 7.3. Unidad de canal QPSK/IDR.

Sección 2

Radioenlaces satelitales

Capítulo 8

Relación energía por bit a densidad de ruido

8.1) Introducción

Aunque en el Capítulo anterior nos referimos a la relación energía por bit a densidad de ruido E_b/N_0 , especialmente, para introducir el concepto de *FEC*, por la trascendencia que la misma tiene en los sistemas de comunicaciones satelitales digitales, haremos aquí una presentación formal de dicho concepto.

8.2) Relación energía por bit a densidad de ruido E_b/N_0

La relación energía por bit a densidad de ruido E_b/N_0 es uno de los parámetros más importantes y más usados, cuando se evalúa un sistema de radio digital. La relación E_b/N_0 es una manera conveniente de comparar los sistemas digitales que utilizan diferentes tasas de transmisión, esquemas de modulación o técnicas de codificación. Matemáticamente, E_b/N_0 se define mediante la siguiente expresión

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C/f_b}{N/B} = \frac{C \times B}{N \times f_b} \quad (8.1)$$

Donde

E_b/N_0 : Relación energía por bit a densidad de ruido en veces.

C : Potencia de la portadora en watts.

f_b : Tasa de bits en bps.

N : Potencia de ruido en watts.

B : Ancho de banda equivalente de ruido en Hz (coincide con el ancho de banda de RF , que a su vez coincide con el ancho de banda de FI , que es el ancho de banda de modulación).

E_b/N_0 es un término convenientemente usado para los cálculos del sistema digital y comparaciones de rendimiento, pero, en el mundo real, es más conveniente medir la relación portadora a ruido C/N y convertirla a E_b/N_0 , de manera que

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \times \frac{B}{f_b} \quad (8.2)$$

que expresada como logaritmo toma la siguiente forma:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} + \frac{B}{f_b} \quad (8.3)$$

Donde los términos aparecen ahora expresados en dB.

La energía por bit E_b permanecerá constante, siempre y cuando, la potencia de la portadora total de banda ancha C y la tasa de transmisión f_b permanezcan sin ningún cambio. Por otro lado, la densidad de ruido N_0 permanecerá constante, siempre que la temperatura de ruido permanezca constante. Puede entonces establecerse la siguiente conclusión: para la potencia específica de una portadora C , tasa de bit f_b y temperatura de ruido T , la relación E_b/N_0 permanecerá constante, sin importar la técnica de codificación, esquema de modulación o ancho de banda usado.

Sección 1

Radioenlaces satelitales

Capítulo 9

Fundamentos de diseño de radioenlaces satelitales

9.1) Introducción

Los pasos que se relacionan a continuación, resumen, el procedimiento a seguir para diseñar enlaces satelitales.

1. Se escoge el satélite de acuerdo a la ubicación de los puntos a enlazar.

Una vez que se seleccionan los sitios o emplazamientos donde estarán ubicadas las estaciones terrenas y se selecciona el satélite de comunicaciones, se conocen, por lo tanto, la latitud, longitud y altitud de dichos emplazamientos y la longitud del satélite; lo que permite calcular los ángulos de vista y la distancia oblicua.

2. Se escoge el transpondedor que interconectara a los dos puntos a enlazar teniendo en cuenta disponibilidad y potencia.
3. Una vez seleccionado el transponder y de acuerdo al plan de frecuencias del satélite se seleccionan las frecuencias (portadoras) de subida y bajada.
4. Se escogen los parámetros del segmento espacial, según el satélite seleccionado.
5. Se escogen los parámetros de la estación terrena, según su ubicación geográfica: tipo de antena y en general los parámetros de los sistemas de transmisión y recepción empleados.

6. Se escogen los parámetros de la portadora. Este paso es fundamental para determinar el ancho de banda de transmisión.
7. Se hacen los cálculos para determinar la relación portadora a temperatura equivalente de ruido total $(C/T)_T$ y compararla con la relación portadora a temperatura equivalente de ruido proyectada $(C/T)_P$, y verificar entonces que se cumplen los criterios de calidad del enlace (el *BER* seleccionado para el ancho de banda de transmisión requerido).

9.2) Ecuaciones de diseño de radioenlaces satelitales

El diseño de enlaces satelitales involucra tanto al enlace ascendente como al enlace descendente, primero, porque la *PIRE* asociada al haz a través del cual se establecerá el enlace (*PIRE* descendente o *PIRE* de bajada, conocida también como *PIRE* del satélite o *PIRE* de funcionamiento del transponder $PIRE_F$), depende, entre otros factores, de la *PIRE* radiada desde la estación terrena (*PIRE* ascendente o *PIRE* de subida, conocida también como *PIRE* de operación del transponder $PIRE_O$), y segundo, porque $(C/N)_T$ depende, entre otros factores, de la contribución al ruido del enlace ascendente.

La relación entre los enlaces ascendente y descendente, puede entenderse a través del siguiente set de fórmulas (set de fórmulas que es también una expresión del procedimiento de cálculo relacionado con el diseño de enlaces satelitales). Así tendremos que:

La potencia por unidad de superficie en W/m^2 conocida también como nivel de iluminación W en un punto P a una distancia d al punto de transmisión, se calcula mediante la expresión

$$W = \frac{P_T}{4\pi d^2} \quad (9.1.)$$

Donde

P_T : Potencia de transmisión en W.

π : 3.14.

d : Distancia al punto de transmisión en m.

Si el transmisor alimenta a una antena con ganancia en veces G_T , entonces (9.1) toma la forma

$$W = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \quad (9.2.)$$

Como sabemos $PIRE$ es igual a

$$PIRE = P_T G_T \quad (9.3)$$

Entonces (9.1) puede escribirse en dBW de la forma siguiente

$$W = PIRE - 20\text{Log}d - 71 \quad (9.4)$$

Donde W y $PIRE$ están expresadas en dBW y d en km.

Por otro lado, una antena receptora situada en el punto P coleccionará una cantidad de señal proporcional a su área efectiva, de manera, que la potencia recibida en watts P_R (entregada por la antena) será igual a

$$P_R = WA_{ef} \quad (9.5)$$

Donde

W : Iluminación en W / m^2 .

A_{ef} : Área efectiva de la antena receptora en m^2 .

Como se conoce existe una relación entre la ganancia en veces G_R y el área efectiva de una antena, de manera que

$$A_{ef} = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 G_R \quad (9.6)$$

λ : Longitud de onda.

De manera que (9.5) según (9.4) y (9.6) puede escribirse en dBW de la forma siguiente

$$P_R = PIRE - L_0 + G_R \quad (9.7)$$

Donde P_R y $PIRE$ se expresan en dBW, y L_0 y G_R se expresan en dB.

Si en (9.7) consideramos que G_R es la ganancia de una antena de $1m^2$ de área, con una eficiencia de un 100%, P_R será la potencia por unidad de superficie o nivel de iluminación W en dBW / m^2 , y podrá expresarse así

$$W = PIRE - L_0 + G_R(1m^2) \quad (9.8)$$

Donde $PIRE$ se expresan en dBW, y L_0 y G_R se expresan en dB.

La expresión (9.8) es extremadamente importante: si se conoce el nivel de iluminación W que se requiere a la entrada de una antena, sin que se conozca la antena misma y por lo tanto su ganancia, al referir dicha iluminación W a una antena de $1m^2$ de área y 100% eficiente, a la cual si puede hallársele su ganancia, sería posible, entonces, encontrar la $PIRE$ necesaria para lograr la iluminación W .

En el caso de enlaces satelitales, además de las pérdidas por espacio libre, tendremos otras pérdidas: pérdidas en el sistema de alimentación de la antena transmisora L_t , pérdidas atmosféricas adicionales L_{AA} , pérdidas por no-alineamiento de las antenas L_{DA} , pérdidas producto de la lluvia L_{LL} ; y una ganancia adicional: ventaja geográfica de la estación terrena β . De manera que según lo anterior (9.8) puede generalizarse así

$$W = PIRE - L_0 - L_{AA} - L_{DA} - L_{LL} + G_R(1m^2) + \beta \quad (9.9)$$

Donde

$PIRE = P_T + G_T - L_t$ se expresa en dBW, siendo P_T la potencia de transmisión en dBW, G_T la ganancia de la antena transmisora en dB y L_t las pérdidas en el sistema de alimentación de la antena transmisora en dB.

W se expresa en dBW / m^2 y el resto de las magnitudes en dB.

La ganancia de una antena de $1m^2$ de área $G(1m^2)$ en dB se halla de la forma siguiente

$$G(1m^2) = 20\text{Log}f + 20\text{Log}D + 20.4 \quad (9.10)$$

Donde f se expresa en GHz y D en m, y 20.4 es una constante.

Al comienzo de este Epígrafe hacíamos una distinción entre la $PIRE$ de funcionamiento del transponder $PIRE_F$ y la $PIRE$ de operación del transponder $PIRE_O$. La $PIRE$ de funcionamiento, como se señaló anteriormente, es la $PIRE$

con la cual el satélite ilumina a la estación terrena bajo su huella, es decir, la *PIRE* que será usada por el receptor de la estación terrena para el ejercicio de detección; mientras que la *PIRE* de operación, es la *PIRE* radiada desde el transmisor de la estación terrena, para que, efectivamente, el transponder este en condiciones de salir con cierta *PIRE* de funcionamiento. El cálculo de dichas potencias y la relación entre ellas se presentan a continuación.

***PIRE* de funcionamiento del transponder $PIRE_F$**

$$\frac{C}{T} = \frac{PIRE_F \times \frac{G}{T} \times \beta}{L_0 \times L_{AA} \times L_{DA} \times L_{LL}} \quad (9.11)$$

Donde

$\frac{C}{T}$: Relación portadora a temperatura equivalente de ruido en veces en el punto de funcionamiento, es decir en la estación terrena receptora, exactamente a la entrada del receptor de la estación terrena receptora.

$\frac{G}{T}$: Figura de mérito en veces del receptor de la estación terrena receptora (este parámetro contiene las pérdidas en el sistema de alimentación de la antena receptora).

El resto de los parámetros fueron definidos anteriormente.

Expresando (9.11) en $dBWK^{-1}$ se obtiene

$$\frac{C}{T} = PIRE + \frac{G}{T} + \beta - L_0 - L_{AA} - L_{DA} - L_{LL} \quad (9.12)$$

Donde ahora todas las magnitudes, excepto $\frac{C}{T}$ expresa en $dBWK^{-1}$ y la *PIRE* que se expresa en dBW, se expresan en dB.

De manera que de (9.11 o 9.12) puede despejarse $PIRE_F$, para lo cual, primero, habría que conocer $\frac{C}{T}$.

$\frac{C}{T}$ se halla de la siguiente manera.

Conocido el BER proyectado, la técnica de modulación y el FEC empleado, se obtiene de los estándares de INTELSAT para estaciones terrenas (IESS por sus siglas en ingles) la relación $\frac{E_b}{N_0}$ proyectada.

Conocida, además, la tasa de bits o razón de información IR más los bits de encabezado OH (si los hubiera), se obtiene la razón compuesta $CR = IR + OH$: cantidad de bits por segundo que van a actuar sobre la portadora de FI , es decir, el ancho de banda de la señal en banda base; y con CR , la técnica de modulación y el FEC empleados, se calcula el ancho de banda de transmisión B requerido. (En el ejemplo que se desarrollara en el próximo Capítulo, estos parámetros serán calculados utilizando como unidad de transmisión la Unidad de Canal $QPSK / IDR$).

Obteniéndose el conjunto de ecuaciones siguiente

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N_0} - CR \quad (9.13)$$

Donde

$\frac{E_b}{N_0}$: Se expresa en dB

$\frac{C}{N_0}$: Es la relación portadora a densidad de ruido y se expresa en dBHz

$CR_{dB} = 10 \log CR$, con CR en bps.

$$\frac{C}{N_0} = \frac{C}{T} - K \quad (9.14)$$

Donde

$K = 10 \log K$, siendo K la constante de Boltzman, igual a, $K = 1.38 \times 10^{-23} J / K$.

De (9.13) y (9.14) se despejan $\frac{C}{N_0}$ y $\frac{C}{T}$ respectivamente.

PIRE de operación del transponder $PIRE_O$

$$PIRE_F = PIRE_{SATUR} - OBO \quad (9.15)$$

Donde

$PIRE_{SATUR}$: Potencia isotrópica radiada efectiva de saturación en dBW. Es la potencia máxima que entrega el transponder cuando a la entrada de la antena que lo sirve aparece la iluminación de saturación o densidad de flujo de saturación (SFD por sus siglas en ingles). Este dato se obtiene de los estándares de INTELSAT para estaciones terrenas (IESS por sus siglas en ingles).

OBO : Pérdidas de respaldo de salida en dB (out backoff en ingles, OBO por sus siglas en ingles).

$PIRE_F$ se expresa en dB.

De (9.15) puede despejarse el OBO .

Ahora

$$X = IBO - OBO \quad (9.16)$$

Donde

X : Ganancia de compresión en dB. Este dato se obtiene de los estándares de INTELSAT para estaciones terrenas (IESS por sus siglas en ingles).

IBO : Pérdidas de respaldo de entrada en dB (in backoff en ingles, IBO por sus siglas en ingles).

OBO se expresa en dB.

De (9.16) puede despejarse el IBO .

Finalmente

$$IBO = SFD - OFD \quad (9.17)$$

Donde

SFD : Densidad de flujo de saturación en $\frac{dBW}{m^2}$. Es la iluminación a la entrada de la antena que sirve al transponder para la cual el transponder radia la $PIRE$ de saturación. Este dato se obtiene de los estándares de INTELSAT para estaciones terrenas (IESS por sus siglas en ingles).

OFD: Densidad de flujo de operación en $\frac{dBW}{m^2}$. Es la iluminación a la entrada de la antena que sirve al transponder para la cual el transponder radia la *PIRE* de funcionamiento. La densidad de flujo de operación esta relacionada con la *PIRE* de operación, que es la *PIRE* proveniente de la estación terrena.

IBO se expresa en dB.

De (9.17) puede despejarse la *OFD*.

Y en este momento regresamos a la ecuación (9.9) de la que podemos despejar *PIRE*, que coincide con la *PIRE* de operación.

Con la *PIRE* de operación, que es la *PIRE* proveniente de la estación terrena, se halla la potencia de transmisión del transmisor de la estación terrena según la ecuación

$$PIRE = P_T + G_T - L_t \quad (9.18)$$

Donde *PIRE* y P_T se expresan en dBW y el resto de las magnitudes en dB

De (9.18) se despeja la potencia de transmisión P_T .

9.3) Criterios de calidad del enlace

Este es el momento en el cual se comprueba si la relación portadora a temperatura equivalente de ruido total $(C/T)_T$ es mayor o por lo menos igual a la relación portadora a temperatura equivalente de ruido proyectada $(C/T)_p$. Es necesario hacer la comprobación porque son varias las fuentes que contribuyen al ruido del enlace satelital en el punto de funcionamiento. De esta manera se tiene que $(C/T)_T$ en el punto de funcionamiento, teniendo en cuenta las contribuciones al ruido antes mencionadas, se calcula mediante la siguiente expresión.

$$\frac{1}{(C/T)_T} = \frac{1}{(C/T)_S} + \frac{1}{(C/T)_B} + \frac{1}{(C/T)_{IMSAT}} + \frac{1}{(C/T)_{COORT}} + \frac{1}{(C/T)_{ETC}} \quad (9.19)$$

Donde

$$\left(\frac{C}{T}\right)_T :$$

Relación portadora a temperatura equivalente de ruido total.

$$\left(\frac{C}{T}\right)_S = PIRE_S + \left(\frac{G}{T}\right)_{SATE} + \beta_S - L_{0S} - L_{AAS} - L_{DAS} - L_{LLS} \quad (9.20)$$

Relación portadora a temperatura equivalente de ruido del enlace ascendente como consecuencia de la figura de mérito del receptor del satélite (el subíndice S hace referencia al enlace ascendente o de subida, el subíndice SATE a que el parámetro pertenece al satélite y el subíndice ET a que el parámetro pertenece a la estación terrena).

$$\left(\frac{C}{T}\right)_B = PIRE_B + \left(\frac{G}{T}\right)_{ET} + \beta_B - L_{0B} - L_{AAB} - L_{DAB} - L_{LLB} \quad (9.21)$$

Relación portadora a temperatura equivalente de ruido del enlace descendente como consecuencia de la figura de mérito del receptor de la estación terrena (el subíndice B hace referencia al enlace descendente o de bajada, el subíndice SATE a que el parámetro pertenece al satélite y el subíndice ET a que el parámetro pertenece a la estación terrena).

$$\left(\frac{C}{T}\right)_{IMSAT} = PIRE_B - IM_{SATE} + 10\log 4 \times 10^3 + 10\log K \quad (9.22)$$

Relación portadora a temperatura equivalente de ruido producto de la intermodulación en el amplificador de alta potencia del satélite (el subíndice B hace referencia al enlace descendente o de bajada; IM es el producto de intermodulación en el satélite, cuyo valor se obtiene de los estándares de INTELSAT para estaciones terrenas (IESS por sus siglas en ingles), y se expresa en $\frac{dBW}{4KHz}$ (de aquí el término $10\log 4 \times 10^3$); el subíndice SATE a que el parámetro pertenece al satélite y K es la constante de Boltzman).

$$\left(\frac{C}{T}\right)_{COORT} = \frac{C}{I} + 10\log B + 10\log K \quad (9.23)$$

Relación portadora a temperatura equivalente de ruido producto de la interferencia de señales coccanales polarizadas ortogonalmente ($\frac{C}{I}$ relación portadora a interferencia coccanal ortogonal, cuyo valor se obtiene de los estándares de INTELSAT para estaciones terrenas (IESS por sus siglas en ingles); B es el ancho de banda ocupado por la portadora en Hz y K es la constante de Boltzman).

$$\left(\frac{C}{T}\right)_{IMET} :$$

Relación portadora a temperatura equivalente de ruido producto de la intermodulación en el amplificador de alta potencia de la estación terrena. Está contribución al ruido solo se considera si la reducción de la potencia de salida del amplificador de alta potencia es de menos de 7 dB funcionando con portadoras múltiples, caso en el cual debe cumplirse con los criterios establecidos en el IESS401.

En (9.19) los valores de las diferentes C/T se expresan en veces, por lo que para calcular $(C/T)_T$ según dicha expresión, deben hallarse las C/T de las diferentes contribuciones al ruido en $dBWK^{-1}$, según las expresiones relacionadas arriba, convertirlas a veces, y sustituirlas entonces en (9.19). El valor resultante de $(C/T)_T$ según (9.19) se obtiene en veces por lo que es necesario llevarlo a dB.

Sección 2

Radioenlaces satelitales

Capítulo 10

Ejemplo de planeación de un radioenlace satelital

10.1) Introducción

Con el objetivo de consolidar los conceptos, procedimientos y metodologías que se han expuesto a lo largo de la Sección, se adelantará un ejemplo relativo a la planeación de radioenlaces satelitales.

10.2) Ejemplo de planeación de un radioenlace satelital

A continuación se desarrollará, a manera de ilustración, una aproximación a la planeación de un radioenlace satelital entre las ciudades de Bogotá (Colombia) y Madrid (España), mediante el satélite INTELSAT 603 perteneciente a la Serie VI de INTELSAT cuya posición orbital es 335.5°Este.

10.2.1) Puntos a enlazar

Bogotá: Latitud: 4.6302°N, Longitud: 285.9195°E

Madrid: Latitud: 40.4422°N, Longitud: 356.3090°E

10.2.2) Satélite

El satélite debe cubrir los dos puntos que deseamos comunicar. Para este caso el vehículo espacial debe estar ubicado sobre la región del atlántico (AOR por sus siglas en inglés). Un satélite que cumple con esta condición es el satélite INTELSAT 603 - 335.5°E.

10.2.3) Transponder empleado para efectuar el enlace

Una vez definido el satélite es necesario determinar el transponder que será empleado para efectuar el enlace, esta decisión se toma teniendo en cuenta los patrones de cubrimiento (huellas) y las características de interconexión entre transpondedores definidas por el operador del satélite.

De las figuras que representan la cobertura y configuración operacional del satélite INTELSAT 603 – 335.5°E (figuras 2.4a, 2.4b, 2.4c, 2.4d, 2.4e y 2.4f), de los varios transpondedores que cumplen con la condición de interconectar las dos ciudades que queremos comunicar, la opción más conveniente, que reúne los requisitos de disponibilidad y potencia, es seleccionar el transponder 95/55, el cual interconecta el Haz Zonal Sur Z₂ (Southwest Zone) y el Haz Zonal Norte Z₃ (Northeast Zone).

El transponder 95/55–Z₂/Z₃ esta ubicado en el canal 9 y opera con polarización circular tipo B (es decir el enlace de subida con polarización circular a derechas (RPC por sus siglas en ingles) y el enlace de bajada con polarización circular a izquierdas (LPC por sus siglas en ingles)).

De acuerdo entonces al plan de frecuencias del satélite INTELSAT 603 – 335.5°E encontramos que el transponder 95/55–Z₂/Z₃ canal 9, emplea la frecuencia central de 6280 MHz en el enlace de subida y 4055 MHz en el enlace de bajada. Estas son las frecuencias a las cuales serán sintonizados el convertidor hacia arriba (en la estación terrena ubicada en Bogotá) y el convertidor hacia abajo (en la estación terrena ubicada en Madrid) respectivamente.

10.2.4) Parámetros del segmento espacial

En la tabla 10.1 se muestran los parámetros del segmento espacial.

PARÁMETRO	VALOR
PIRE de Saturación del Transponder	28 <i>dBW</i>
Ancho de Banda	36 <i>MHz</i>
Densidad de Flujo de Saturación (SFD)	-69.6 <i>dBW/m²</i>
G/T del sistema de Recepción	-7 <i>dBK⁻¹</i>
Relación Portadora a Interferencia Cocanal $(C/I)_{CC}$	17 <i>dB</i>
Intermodulación del Transponder	-37 <i>dBW/4KHz</i>
Relación de Ganancia de Potencia de Compresión	3 <i>dB</i>

Nota: Estos parámetros se obtienen del estándar para estaciones terrenas de INTELSAT IESS-410

Tabla 10.1. Parámetros del segmento espacial.

10.2.5) Parámetros del segmento terrestre

Las estaciones terrenas, dependiendo de su ubicación geográfica, el tipo de antena y en general de los sistemas de transmisión y recepción empleados, poseen diferentes características. Las características para las estaciones de Bogotá y Madrid son las siguientes y se muestran en la tabla 10.2.

CARACTERÍSTICA	BOGOTÁ	MADRID
Latitud	4.6302°N	40.4422°N
Longitud	285.9195°E	356.3090°E
Altura sobre el nivel del mar	2600 m	640 m
Diámetro de la Antena	9.3 m	9.3 m
Ganancia de la Antena	53.5 dBi	50.9 dBi
Eficiencia de la Antena	85%	85%
G/T del sistema	31.8 dBK^{-1}	31.8 dBK^{-1}
β	2 dB	4 dB
Rastreo	Automático	Automático

Nota: Estos parámetros se obtienen del estándar para estaciones terrenas de INTELSAT IESS-410

Tabla 10.2. Parámetros del segmento terrestre.

10.2.6) Parámetros de las portadoras y rendimiento

Uno de los ítems de mayor relevancia en el diseño de un enlace satelital, es el tipo y tamaño de la portadora que se va a emplear, lo que depende del tráfico, técnica de acceso, tipo de modulación, entre otras variables.

Para este diseño asumiremos como unidad de transmisión la Unidad de Canal $QPSK/IDR$, para la cual se establecen los siguientes parámetros: velocidad de transmisión 1024 Kbps (la mitad de un $E1$); no hay encabezado; FEC de 3/4 y un BER proyectado en el punto de recepción de 10^{-6} (para cielo despejado), típico para enlaces soportados sobre la Serie VI de INTELSAT.

Según lo anterior:

$$IR = 1024Kbps$$

$$OH = 0$$

$$CR = IR = 1024Kbps$$

$$FEC = 3/4$$

$$R = \frac{CR}{FEC} = \frac{1024}{3/4} = 1365.33 Kbps$$

$$SR = \frac{R}{2} = \frac{1365.33}{2} = 682.67 Kbps \text{ (modulación QPSK)}$$

$$B = 0.6R = 0.6(1365.33) = 819.2 KHz$$

Para un $BER = 10^{-6}$ con $FEC = 3/4$, se requiere una relación $E_b/N_0 = 7.6dB$, según la recomendación IESS-308.

10.2.7) Cálculos

10.2.7.1) Relación portadora a temperatura equivalente de ruido proyectada

$$\left(\frac{C}{T}\right)_P$$

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N_0} - CR \Rightarrow \frac{C}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} + 10\text{Log}CR = 7.6 + 10\text{Log}1024 \times 10^3 = 67.7 dBHz$$

$$\frac{C}{N_0} = \frac{C}{T} - K \Rightarrow \frac{C}{T} = \frac{C}{N_0} + K = 67.7 + 10\text{Log}1.38 \times 10^{-23} = 67.7 - 228.6 = -160.9 dBWK^{-1}$$

10.2.7.2) Ángulos de vista y distancia oblicua

Bogotá

Con la latitud y longitud de Bogotá, con la longitud del satélite INTELSAT 603 y con el procedimiento y las ecuaciones descrito y descritas en el Capítulo 4, se obtiene:

$$A = 93.3^\circ$$

$$E = 32.97^\circ$$

$$d_{B-S} = 38352.71 km$$

Madrid

Con la latitud y longitud de Bogotá, con la longitud del satélite INTELSAT 603 y con el procedimiento y las ecuaciones descrito y descritas en el Capítulo 4, se obtiene:

$$A = 210.37^\circ$$

$$E = 38.56^\circ$$

$$d_{M-S} = 37893.10 \text{ km}$$

10.2.7.3) Pérdidas por espacio libre L_0

$$L_{0S} = 92.5 + 20\text{Log}f_S + 20\text{Log}d_{B-S} = 92.5 + 20\text{Log}6.280 + 20\text{Log}38352.71 = 200.14 \text{ dB}$$

$$L_{0B} = 92.5 + 20\text{Log}f_B + 20\text{Log}d_{M-S} = 92.5 + 20\text{Log}4.055 + 20\text{Log}37893.10 = 196.23 \text{ dB}$$

10.2.7.4) Potencia isotrópica radiada efectiva de funcionamiento del transponder $PIRE_F$

$$\begin{aligned} \frac{C}{T} &= PIRE + \frac{G}{T} + \beta - L_0 - L_{AA} - L_{DA} - L_{LL} \Rightarrow \\ \Rightarrow PIRE &= \frac{C}{T} - \left(\frac{G}{T} \right) - \beta + L_0 + L_{AA} + L_{DA} + L_{LL} \end{aligned}$$

Donde los parámetros involucrados están relacionados con el enlace de bajada ya que estamos hallando la $PIRE$ desde el satélite.

En cuanto a las pérdidas tendremos que: las pérdidas atmosféricas adicionales L_{AA} , como dependen del ángulo de elevación y en el caso de Madrid este es relativamente grande (38.56°), serán tomadas iguales a cero; las pérdidas por no-alineamiento de antenas L_{DA} , como la antena de la estación terrena es una antena de 9.2 m y el rastreo es automático, serán tomadas iguales a 0.5 dB y en cuanto a las pérdidas asociadas a la lluvia L_{LL} , considerando cielo despejado en el trayecto satélite-Madrid, las pérdidas por concepto de la lluvia serán iguales a cero y no habrá degradación de la figura de mérito G/T del receptor en Madrid.

$$\begin{aligned} \Rightarrow PIRE &= \frac{C}{T} - \left(\frac{G}{T} \right) - \beta + L_0 + L_{AA} + L_{DA} + L_{LL} = \\ &= -160.9 - 31.8 - 4 + 196.23 + 0 + 0.5 + 0 = 0.03 \text{ dBW} \end{aligned}$$

10.2.7.5) Reducción de la potencia de salida *OBO*

$$PIRE_F = PIRE_{SATUR} - OBO \Rightarrow OBO = PIRE_{SATUR} - PIRE_F = 28 - 0.03 = 27.97dB$$

10.2.7.6) Reducción de la potencia de entrada *IBO*

$$X = IBO - OBO \Rightarrow IBO = X + OBO = 3 + 27.97 = 30.97dB$$

10.2.7.7) Densidad de flujo de operación *OFD* o iluminación *W*

$$IBO = SFD - OFD \Rightarrow OFD = SFD - IBO = -69.6 - 30.97 = -100.57 \frac{dBW}{m^2}$$

10.2.7.8) Potencia isotrópica radiada efectiva de operación del transponder $PIRE_O$

$$W = PIRE - L_0 - L_{AA} - L_{DA} - L_{LL} + G_R(1m^2) + \beta \Rightarrow \\ \Rightarrow PIRE = W + L_0 + L_{AA} + L_{DA} + L_{LL} - G_R(1m^2) - \beta$$

Donde los parámetros involucrados están relacionados con el enlace de subida ya que estamos hallando la *PIRE* desde la estación terrena.

En cuanto a las pérdidas tendremos que: las pérdidas atmosféricas adicionales L_{AA} , como dependen del ángulo de elevación y en el caso de Bogotá este es relativamente grande (32.97°), serán tomadas iguales a cero; las pérdidas por no-alineamiento de antenas L_{DA} , como la antena de la estación terrena es una antena de 9.2 m y el rastreo es automático, serán tomadas iguales a 0.5 dB y en cuanto a las pérdidas asociadas a la lluvia L_{LL} , consideremos cielo despejado en el trayecto Bogotá-satélite, por lo que las pérdidas por concepto de la lluvia serán iguales a cero.

Además

$$G(1m^2) = 20Logf + 20LogD + 20.4 = 20Log6.280 + 20Log1.13 + 20.4 = 37.42dB$$

$$\Rightarrow PIRE = W + L_0 + L_{AA} + L_{DA} + L_{LL} - G_R(1m^2) - \beta = \\ = -100.57 + 200.14 + 0 + 0.5 + 0 - 37.42 - 2 = 60.65dBW$$

10.2.7.9) Potencia de transmisión del transmisor de la estación terrena P_T (para unas pérdidas en el sistema de alimentación de la antena $L_t = 3dB$).

$$PIRE = P_T + G_T - L_t \Rightarrow P_T = PIRE - G_T + L_t = 60.65 - 53.5 + 3 = 10.15dBW \Rightarrow P_T = 10.35W$$

10.2.7.10) Calidad de los enlaces

$$\begin{aligned} \frac{1}{\left(\frac{C}{T}\right)_T} &= \frac{1}{\left(\frac{C}{T}\right)_S} + \frac{1}{\left(\frac{C}{T}\right)_B} + \frac{1}{\left(\frac{C}{T}\right)_{IMSAT}} + \frac{1}{\left(\frac{C}{T}\right)_{COORT}} + \frac{1}{\left(\frac{C}{T}\right)_{ETC}} = 19191459512601157.77 \Rightarrow \\ \Rightarrow \left(\frac{C}{T}\right)_T &= 5.21 \times 10^{-17} \Rightarrow \left(\frac{C}{T}\right)_T = -162.8dBWK^{-1} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \left(\frac{C}{T}\right)_S &= PIRE_S + \left(\frac{G}{T}\right)_{SATE} + \beta_S - L_{0S} - L_{AAS} - L_{DAS} - L_{LLS} = \\ &= 60.65 - 7 + 2 - 200.14 - 0 - 0.5 - 0 = -145dBWK^{-1} \Rightarrow \left(\frac{C}{T}\right)_S = 3.16 \times 10^{-15} \Rightarrow \\ \Rightarrow \frac{1}{\left(\frac{C}{T}\right)_S} &= 316227766016837.9 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \left(\frac{C}{T}\right)_B &= PIRE_B + \left(\frac{G}{T}\right)_{ET} + \beta_B - L_{0B} - L_{AAB} - L_{DAB} - L_{LLB} = \\ &= 0.03 + 31.8 + 4 - 196.23 - 0 - 0.5 - 0 = -160.9dBWK^{-1} \Rightarrow \left(\frac{C}{T}\right)_B = 8.12 \times 10^{-17} \Rightarrow \\ \Rightarrow \frac{1}{\left(\frac{C}{T}\right)_B} &= 12315270935960591.13 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \left(\frac{C}{T}\right)_{IMSAT} &= PIRE_B - IM_{SATE} + 10\log 4 \times 10^3 + 10\log K = \\ &= 0.03 + 37 + 36.02 + 10\log 1.38 \times 10^{-23} = 0.03 + 37 + 36.02 - 228.6 = -155.55dBWK^{-1} \Rightarrow \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \left(\frac{C}{T}\right)_{\text{IMSAT}} = 2.77 \times 10^{-16} \Rightarrow \frac{1}{\left(\frac{C}{T}\right)_{\text{IMSAT}}} = 3610108303249097.47$$

$$\begin{aligned} \left(\frac{C}{T}\right)_{\text{COORT}} &= \frac{C}{I} + 10\text{Log}B + 10\text{Log}K = 17 + 10\text{Log}819 \times 10^3 - 228.6 = 17 + 59.13 - 228.6 = \\ &= -152.47\text{dBWK}^{-1} \Rightarrow \left(\frac{C}{T}\right)_{\text{COORT}} = 3.39 \times 10^{-16} \Rightarrow \frac{1}{\left(\frac{C}{T}\right)_{\text{COORT}}} = 2949852507374631.27 \end{aligned}$$

$$\left(\frac{C}{T}\right)_{\text{IMET}} :$$

Relación portadora a temperatura equivalente de ruido producto de la intermodulación en el amplificador de alta potencia de la estación terrena. Esta contribución al ruido solo se considera si la reducción de la potencia de salida del amplificador de alta potencia es de menos de 7 dB funcionando con portadoras múltiples, caso en el cual debe cumplirse con los criterios establecidos en el IESS401. Como en este caso se cumple el criterio no se considerará.

Como $(C/T)_T$ es menor que $(C/T)_P$ ($-162.8\text{dBWK}^{-1} < -160.9\text{dBWK}^{-1}$) el enlace Bogotá-Madrid no operará correctamente: al no garantizarse la $(C/T)_P$ no se obtendrá el BER proyectado en el punto de funcionamiento, degradándose la calidad del enlace.

Aumentando la PIRE desde la estación terrena a 62.6dBW , lo cual implica aumentar P_T a 12.10dBW (equivalente a 16.22W) la $(C/T)_T$ alcanza el valor de -160.83dBW haciéndose prácticamente igual a la $(C/T)_P$, cumpliéndose, por lo tanto, con la calidad requerida del enlace. Se deja a los interesados que verifiquen esta afirmación.

Se deja también como ejercicio de consolidación que se proyecte el enlace considerando, ahora, que tanto en el enlace ascendente como en el enlace descendente, la lluvia introduce 3 dB de pérdidas (cielo cubierto). No debe olvidarse, para la solución correcta de este problema, que la lluvia, además de introducir pérdidas adicionales, degrada la figura de mérito del receptor de la estación terrena al aumentar la temperatura equivalente de ruido del sistema.

Aclaración: En el ejemplo que se desarrollo anteriormente, solo se realizaron los cálculos del enlace Bogotá-Madrid en una dirección: Bogotá → Madrid.

10.2.8) Aproximación a los costos de implementación del enlace

Aunque no se presentará un análisis pormenorizado de los costos de implementación de un sistema satelital, resulta conveniente realizar una aproximación a los mismos. Dicha aproximación se muestra en la tabla 10.3.

ÍTEM	VALOR EN US\$
Estación Terrena	
Antena de 9.6 m. Incluye: amplificador de bajo ruido, guía de onda y anclaje para servomotores	81000
Sistema de rastreo y motores para azimut y elevación	14000
Amplificador de potencia a estado sólido.	15300
Convertidor hacia arriba / hacia abajo	4000
MODEM	3500
Subtotal ET	117800
Satélite	
Alquiler por un año portadora IDR, 1024 Kbps, FEC $\frac{3}{4}$, US\$ 6555/mes	78660
Total proyecto	314260

Tabla 10.3. Aproximación al análisis de costos de la implementación un enlace satelital.

Esta presentación solo incluye los equipos mínimos para cada estación terrena, sin tener en cuenta la infraestructura física y el suministro de energía. Para un enlace satelital como el que se evalúa, el ítem ET (estación terrena), debe ser sumado dos veces, dado que se instalan dos estaciones terrenas, una en cada extremo.

Otra consideración importante es el precio del alquiler del segmento satelital, este canon es fijado por el operador del satélite, y generalmente debe adquirirse un compromiso a largo plazo, es decir, así la portadora ocupe o no ocupe el segmento, el alquiler deberá ser cancelado.

10.2.9) Conclusiones

A manera de conclusiones del ejercicio desarrollado, puede plantearse lo siguiente:

- Un enlace satelital se compone, por lo general, de dos estaciones terrenas y un repetidor (transponder) entre ellas, ubicado en el vehículo espacial. Por lo tanto, un enlace satelital consta de dos porciones: ascendente una (hacia el satélite) y descendente la otra (desde el satélite). Aunque por facilidad en el diseño se consideran estas dos porciones por separado, los parámetros de calidad del enlace involucran ambos segmentos.

- Existen tres clases de parámetros a partir de los cuales se basa el diseño de cualquier enlace satelital: los primeros asociados con los que proporciona el segmento espacial, los segundos relativos a las estaciones terrenas y por último, los parámetros de la portadora.

Los principales parámetros del segmento espacial son: potencia isotrópica radiada efectiva de saturación del transponder $PIRE_{SATUR}$, ancho de banda AB del transponder, densidad de flujo de saturación SFD , figura de mérito del sistema de recepción G/T , relación portadora a interferencia cocanal C/I , intermodulación del transponder IM y ganancia de compresión X . Estos parámetros son suministrados por el operador del satélite y cuantifican los requerimientos de potencia a la entrada del transponder.

Las características de las estaciones terrenas dependen principalmente de su posición geográfica y del tipo de antena empleada. Importantes son también el tipo de receptor, amplificadores de bajo ruido, dispositivos activos y figura de mérito.

Los parámetros de la portadora tales como el tipo de modulación y FEC , determinan el ancho de banda de RF a utilizar y por ende los requerimientos de potencia. El tipo de tráfico determina la calidad mínima del enlace, es decir, el BER soportado por el sistema. En casos prácticos, con satélites de la serie VI de INTELSAT, se pueden lograr BER del orden de 10^{-6} o mejores; con satélites más modernos, pertenecientes a la serie IX, es posible obtener rendimientos con respecto al error del orden 10^{-9} o superiores, debido, a que para esta serie los vehículos espaciales tienen mayor ganancia y mejor figura de mérito.

- Es fundamental, considerar y verificar la calidad del enlace total para asegurarse que cumpla con los requerimientos que se imponen al comenzar el diseño.
- En todo diseño debe considerarse también los aspectos económicos, dado que en muchas ocasiones este es determinante para la implementación del sistema. Debe hacerse un esfuerzo entonces por combinar una muy buena propuesta técnica con una muy buena propuesta económica.

BIBLIOGRAFIA CORRESPONDIENTE A LA SECCION II

- [1] T. T. Ha. Digital Satellite Communications. McGraw-Hill. 1990, 2003.
- [2] R. L. Freeman. Reference Manual for Telecommunications Engineering. John Wiley & Sons, Inc. 1994, 2002.
- [3] S. Haykin. Digital Communications. Jhon Wiley & Sons. 1988.
- [4] Intelsat Space Segment Leased Transponder Definitions IESS-410.
- [5] Intelsat Space Segment Leased Transponder Definitions IESS-402.
- [6] Informes CCIR Inf. 564-2 y 712-1 de 1990.
- [7] Intelsat Space Segment Leased Transponder Definitions IESS-401.
- [8] Intelsat Space Segment Leased Transponder Definitions IESS-308
- [9] R. L. Freeman. Sistemas de Ingeniería de Telecomunicaciones. Limusa. 1993.
- [10] J. D. Gibson. The Communications Handbook. CRC PRESS - IEEE PRES.1998.
- [11] R. N. Vela. Comunicaciones por Satélite. International Thomson Editores, S.A. 2003.
- [12] Tomasi. Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. Prentice Hall Hispanoamérica S.A. 1996.
- [13] H. E. Baquero, G. I. Giraldo. Diseño de un Enlace Satelital entre las Ciudades de Bogota y Madrid. Especialización en Comunicaciones Móviles, Facultad de Ingeniería, Universidad Distrital Francisco José de Caldas. 2002.

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 1

Introducción

1.1) Introducción

En las Secciones 1 y 2 hemos tratado con enlaces que utilizan como medio de propagación un medio natural, por ejemplo, la troposfera. Es decir, un medio que en principio no fue concebido para transmitir información a través del. Ya sea en radioenlaces de microondas terrestres o en radioenlaces de microondas satelitales, el medio de propagación, al no ser diseñado para la transmisión de información, presenta a la misma una serie de retos, por citar solo dos, el desvanecimiento y la interferencia, que deben ser enfrentados satisfactoriamente por la ingeniería de *RF* en el ámbito de la transmisión, generando costos adicionales en la implementación y en la operación de la red.

En esta Sección, sin embargo, estudiaremos un tipo de enlace en el cual el medio de transmisión ha sido diseñado, precisamente, para que a través de él se propaguen ondas electromagnéticas portadoras de información a frecuencias de luz (portadoras ópticas). Estos sistemas de comunicaciones, conocidos como sistemas ópticos de comunicaciones, comenzaron a desarrollarse comercialmente a partir de la década de 1970, y en apenas treinta y cinco años han evolucionado de tal manera, que se sitúan, junto con las comunicaciones inalámbricas, en factor determinante del auge de las telecomunicaciones en la actualidad. En estos sistemas, el medio de transmisión, que es una guía de ondas dieléctrica, se conoce como fibra óptica.

Estudiaremos en esta Sección, tanto el funcionamiento de los sistemas de transmisión por fibra óptica, como los principios de la planeación y el diseño de redes de área local, de área metropolitana y de área mundial, utilizando como medio de transmisión fibra óptica.

En la figura 1.1 se representa un sistema de comunicaciones punto a punto por fibra óptica. En la misma, el transmisor es el encargado de polarizar en el punto de operación adecuado a la fuente óptica y en el caso de que esta sea un diodo láser, protegerla de los cambios de temperatura y del envejecimiento. La fuente óptica

(diodos semiconductores emisores de luz y diodos semiconductores láseres – LED y LD por sus siglas en ingles respectivamente) es un transductor cuya función es convertir energía eléctrica en energía luminosa, y desde el punto de vista del sistema, es la encargada de emitir luz con cierta potencia de transmisión P_T y entregársela a la fibra óptica a través de los conectores ópticos; la fuente óptica, además, no responde inmediatamente cuando un pulso eléctrico actúa sobre ella, de manera, que introducen cierto retardo en la respuesta al impulso, que provoca un ensanchamiento en la forma de onda de los pulsos, conocido como tiempo de subida del transmisor óptico T_{ST} , que limita en banda el funcionamiento del sistema. Los conectores ópticos, son uniones removibles que permiten acoplar luz, por ejemplo, desde la fuente óptica a la fibra y desde la fibra al detector óptico; desde el punto de vista del enlace, introducen pérdidas de inserción α_C , que en conjunto con otras pérdidas, limitan la longitud del mismo, obligando a usar repetidores para extender el alcance de la comunicación. Los empalmes, por su parte, son uniones permanentes que resultan de la necesidad de unir permanentemente tramos de fibra óptica, ya que los carretes de fibra tienen longitud finita, por ejemplo 12 km, y en muchas aplicaciones se requieren tendidos que superan varias veces la longitud del carrete; desde el punto de vista del enlace, los empalmes, al igual que los conectores, introducen pérdidas de inserción α_E . El receptor óptico, tiene como función, polarizar correctamente al detector óptico y protegerlo, entre otros factores, de los cambios de temperatura. Por su parte, el detector óptico (fotodiodo PIN y fotodiodo de avalancha –PIN y APD por sus siglas en ingles respectivamente), es, también, un transductor, que convierte energía luminosa en energía eléctrica y desde el punto de vista del enlace, como es un dispositivo ruidoso, se caracteriza por su sensibilidad S ; y al igual que la fuente óptica, responde, en este caso a un pulso de luz, con cierto retardo, caracterizado por lo que se conoce como tiempo de subida del receptor óptico T_{SR} , que también limita en banda en funcionamiento del sistema. Finalmente, la fibra óptica es el medio de transmisión, y desde el punto de vista del enlace, se caracteriza porque introduce una atenuación distribuida a todo lo largo del enlace, dada por la constante de atenuación de la fibra α_{FO} , que limita, en unión con las otras pérdidas ya mencionadas la longitud del enlace; además, como es un medio de transmisión dispersivo, cuando un pulso de luz se propaga a través de ella se ensancha, dado, este ensanchamiento, por el tiempo de subida de la fibra T_{SFO} , que en conjunto con los tiempos de subida del transmisor y del receptor, limita en banda el funcionamiento del sistema.

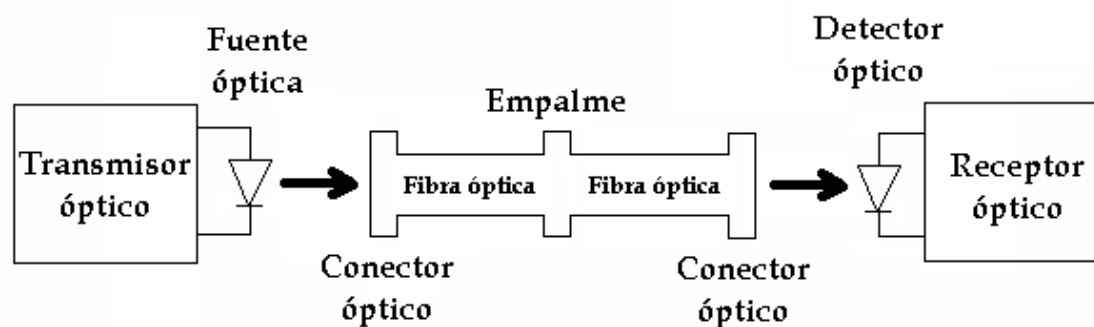


Figura 1.1. Enlace por fibra óptica punto a punto.

Sobre la portadora óptica que genera el transmisor óptico pueden actuar diferentes tipos de señales eléctricas en banda base (mensajes), como se muestra en la figura 1.2, y por lo tanto, sobre la portadora óptica pueden aplicarse distintos tipos de procesamiento (modulaciones) para transferir la información desde la señal eléctrica de información en banda base. Las técnicas de modulación de la portadora óptica pueden dividirse en tres categorías fundamentales:

1. Modulación digital

Una señal de entrada eléctrica digital en banda base, compuesta por un tren de pulsos, es convertida en una secuencia similar codificada de pulsos de luz, es decir, el tren de pulsos eléctrico modula la portadora óptica encendiendo o apagando la fuente óptica, de forma que los pulsos eléctricos son convertidos en pulsos de luz, como se muestra en la figura 1.2a. Como las comunicaciones entre ordenadores usan señales eléctricas digitales, este tipo de modulación es adecuada para la transmisión de datos entre ordenadores.

2. Modulación analógica:

Una señal de entrada eléctrica analógica en banda base, como por ejemplo, voz o video, cuya amplitud y período varían en el tiempo, es convertida en una señal óptica cuya intensidad varía de forma similar, como se muestra en la figura 1.2b. Esta técnica puede ser relativamente barata y se usa a menudo en aplicaciones de módems de fibra óptica.

3. Modulación digital con conversión análoga-digital

Una señal de entrada eléctrica analógica en banda base, se convierte a un formato digital mediante un conversor análogo-digital antes de la etapa de modulación de la portadora óptica, propagándose así señales luminosas digitales en la fibra óptica, como muestra la figura 1.2c. En el otro extremo la señal de luz digital se convierte en una señal eléctrica digital mediante un detector óptico. A continuación, un segundo conversor análogo-digital convierte la señal digital de vuelta a su forma analógica original. Esta técnica proporciona la señal el mismo formato que otras señales digitales permitiendo que se puedan agregar un gran número de señales utilizando equipo multiplex.

En las figuras 1.1 y 1.2 solo se muestran la transmisión de información en un sentido, sin embargo, la mayoría de los sistemas requieren comunicaciones simultáneas y completas en ambos sentidos, por lo tanto, se implementa un segundo grupo idéntico de dispositivos de modulación y detección en sentido opuesto, para formar un sistema bidireccional completamente funcional, como se muestra en la figura 1.3.

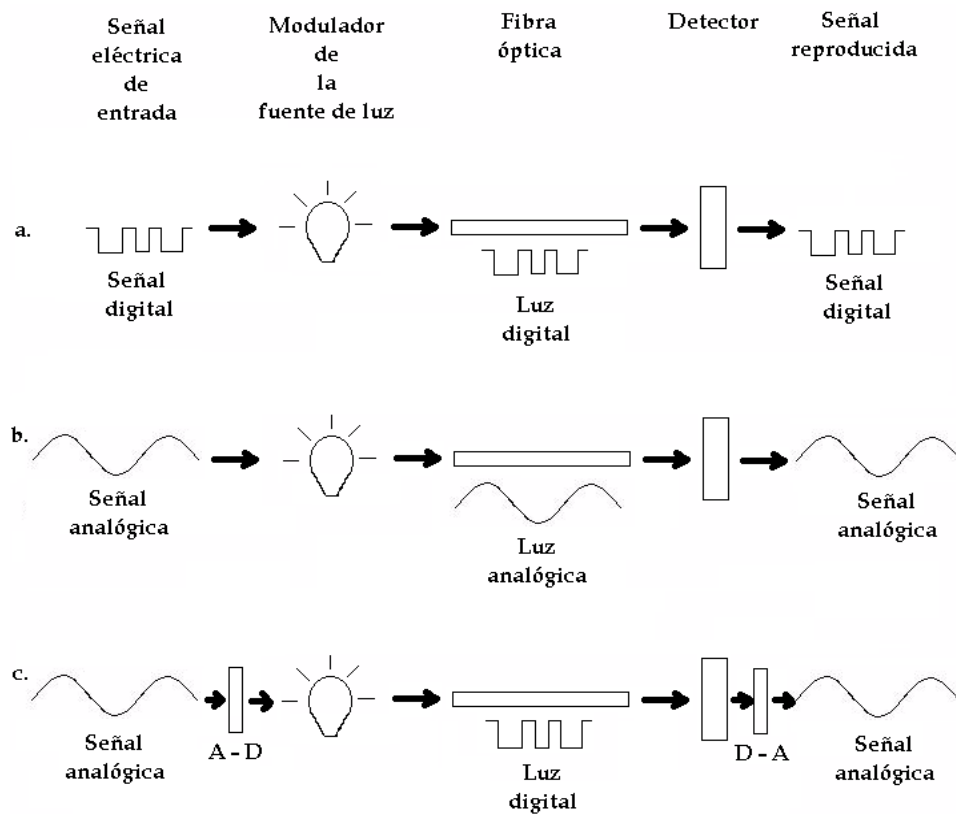


Figura 1.2. Transmisión básica por fibra óptica: a. Modulación digital, b. Modulación analógica y c. Modulación digital con conversión análogo-digital (A-D, D-A).

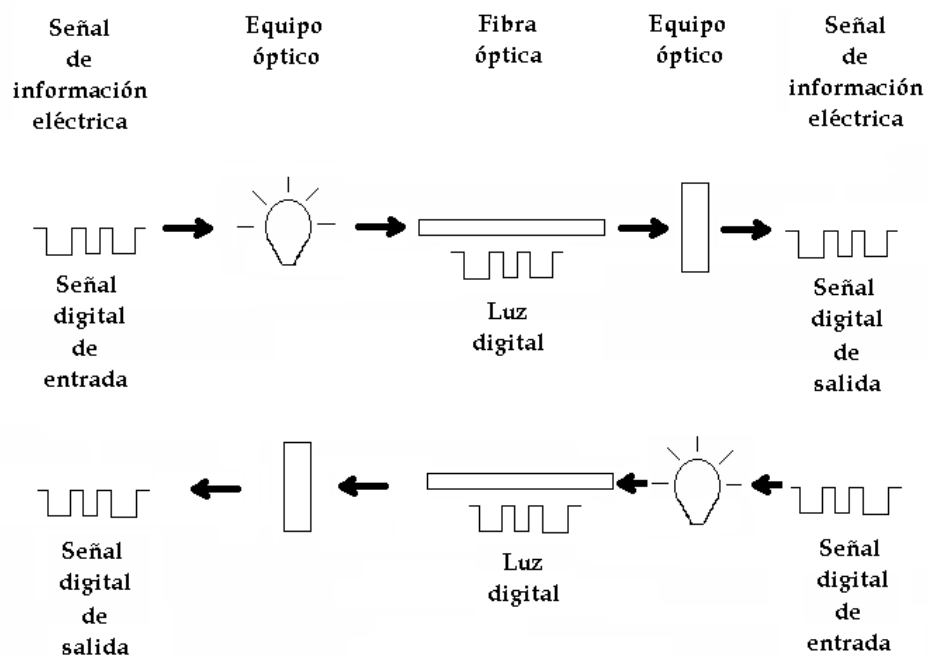


Figura 1.3. Comunicación bidireccional.

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 2

El medio de transmisión: la fibra óptica

2.1) Introducción

La transmisión de información a distancia, telecomunicaciones, históricamente, ha tratado de darle solución a dos problemas fundamentales: atenuación y capacidad del canal. El primero, determina la distancia máxima que puede recorrer una señal portadora de información sin necesidad de suministrarle ganancia (repetirla), el segundo, apunta a la cantidad de información que puede transmitirse a través del medio de transmisión o canal de comunicaciones.

Los sistemas de comunicaciones alámbricos, aquellos que utilizan medios físicos para enlazar el transmisor con el receptor, han sido testigos de la evolución que han sufrido los medios de transmisión para responder a las dos exigencias que se derivan de los problemas antes mencionados: aumentar la distancia entre repetidores e incrementar la cantidad de información a transmitir por un canal de comunicaciones, es decir aumentar el ancho de banda del canal.

De manera, que según estas prioridades, las líneas de transmisión evolucionaron de las líneas bifilares y de cuatro hilos a los cables coaxiales y de estos a las guías de ondas en el caso de la alimentación de antenas.

¿Cuál sería entonces el próximo paso?

Las atenuación en las líneas de transmisión está determinada fundamentalmente por las pérdidas óhmicas que se producen en los conductores que forman la línea, el límite, en cuanto a la frecuencia más alta de trabajo, es consecuencia de que las pérdidas crecen con la frecuencia de forma no lineal, lo que provoca distorsión de amplitud y por lo tanto limita en banda la operación de la línea de transmisión. De manera, que a partir de cierta frecuencia, la magnitud de las pérdidas así como la deformación en la forma de onda de la señal se hacen intolerables.

La solución, entonces, parecía ser el concebir un medio de transmisión en el que no se usaran conductores de forma que las pérdidas óhmicas se hicieran iguales a cero. Efectivamente, en el año 1960, se obtuvo un nuevo medio de transmisión, compuesto, únicamente, por dieléctricos, en el cual la propagación de energía y por lo tanto la transmisión de información transcurría a frecuencia de luz, es decir, no había movimiento de electrones sino de fotones, esto, implicaba, que las “problemáticas” pérdidas por efecto Joule desaparecieran, abriéndose así el camino para disponer de un medio de transmisión que introdujera mínimas pérdidas y que dispusiera de un ancho de banda significativo, a este nuevo y revolucionario medio de transmisión se le llamo fibra óptica.

De los años 60 a la fecha, las fibras ópticas han evolucionado de fibras que introducían decenas de decibeles de atenuación por metro y manejaban anchos de banda de 500 MHz, a fibras que introducen apenas 0.2 dB de atenuación por km y soportan anchos de banda superiores a los 10 GHz.

Este comportamiento excepcional le impuso su dinámica a los nuevos desarrollos en los sistemas de comunicaciones, dando lugar a un nuevo tipo de sistemas, los sistemas de comunicaciones ópticas, los cuales hoy en día ocupan un lugar especial en el ámbito de las telecomunicaciones, la telemática, la robótica, etc.

2.2) Fundamentos físicos de la propagación de la luz

Para describir los mecanismos físicos de propagación de la luz a través de una fibra óptica utilizaremos la óptica geométrica. Esta aproximación es suficiente para analizar las principales características de las fibras como medio de transmisión de un sistema. La óptica geométrica supone que la luz se considera como rayos angostos. Los rayos cumplen con las siguientes leyes.

1. En un medio denso (cualquiera que no sea el vacío) los rayos viajan a una velocidad, V_p , igual a:

$$V_p = \frac{C}{n} \quad (2.1)$$

Donde

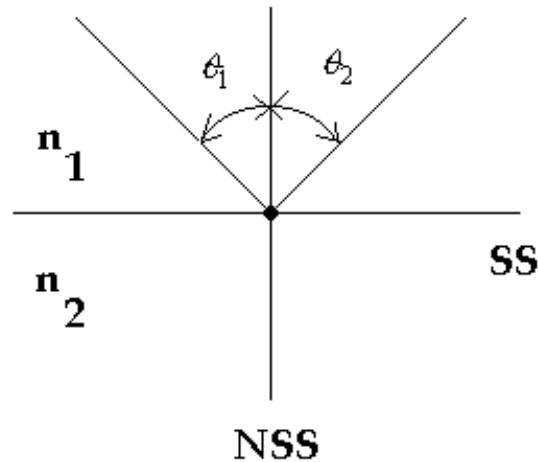
C : Velocidad de los rayos en el vacío

n : Índice de refracción del medio.

2. Los rayos viajan en línea recta, a menos que exista un cambio en el índice de refracción (esto ocurre cuando los rayos pasan de un medio a otro).

3. Cuando un rayo llega a una frontera entre dos medios con diferentes índices de refracción, este se refleja, siendo el ángulo de reflexión θ_2 igual al ángulo de incidencia θ_1 (primera ley de Snell), como se ilustra en la figura 2.1.

$$\theta_1 = \theta_2 \quad (2.2)$$



SS: Superficie de separación entre los medios.

NSS: Normal a la superficie de separación.

n: Índice de refracción.

Figura 2.1. Primera ley de Snell.

4. Si parte de la potencia del rayo incidente es transmitida al otro medio, la dirección del rayo transmitido está determinada por la segunda ley de Snell:

$$n_2 \sin \theta_3 = n_1 \sin \theta_1 \quad (2.3)$$

Donde

θ_3 : Ángulo de transmisión (ángulo de refracción).

n_1 y n_2 : Índice de refracción del primer y segundo medio respectivamente.

De la ecuación (2.3) se deduce que:

$$\text{Si } n_1 < n_2 \text{ entonces } \theta_3 < \theta_1$$

Si $n_1 > n_2$ entonces $\theta_3 > \theta_1$

Esto implica que si un rayo viaja de un medio menos denso a otro más denso $n_1 < n_2$, el rayo se aleja de la superficie de separación de los medios. En el caso contrario, cuando un rayo viaja de un medio más denso hacia otro menos denso $n_1 > n_2$, el rayo se acerca a la superficie de separación de los medios. Una representación ilustrativa de esta situación se muestra en la figura 2.2, donde un rayo viaja de una capa de *GaAs* a una de *AlGaAs* y después regresa a una de *GaAs*.

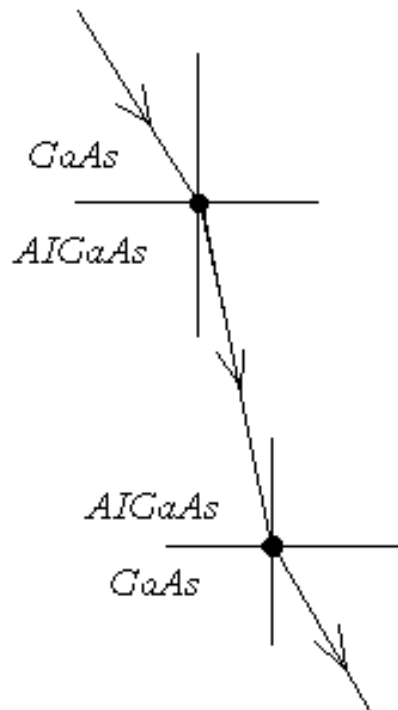


Figura 2.2. Segunda ley de Snell.

Si $n_1 > n_2$, existe un cierto ángulo de incidencia, para el cual, el rayo transmitido viaja a lo largo de la frontera, entonces:

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \quad (2.4)$$

Una representación de esta situación se muestra en la figura 2.3.

Al ángulo de incidencia bajo el cual se cumple la condición representada en la figura 2.3, se le denomina ángulo crítico o ángulo límite y se determina por:

$$\theta_c = \arcsen\left(\frac{n_1}{n_2}\right) \quad (2.5)$$

Si se cumple esta condición, se tiene que ninguna fracción de la potencia del rayo incidente llega al medio dos.

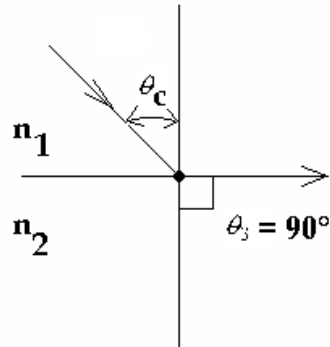


Figura 2.3. Ángulo crítico.

Si el ángulo de incidencia es mayor que el ángulo crítico, el rayo se refleja totalmente y no habrá rayo transmitido (o difractado). A este fenómeno se le llama reflexión total, y cuando se presenta, toda la energía de la onda incidente es reflejada y permanece en el medio uno. Ahora, si el medio uno tiene la forma de una banda, como se ilustra en la figura 2.4, entonces se tendrá la propagación del rayo de luz a lo largo de la banda.

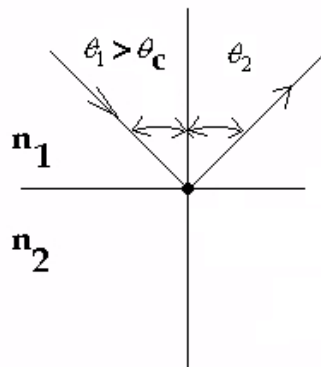


Figura 2.4. Reflexión total.

Un comportamiento de la propagación de la luz similar al descrito anteriormente se obtiene rodeando coaxialmente a un material dieléctrico con índice de refracción n_1 de otro material dieléctrico también con índice de refracción n_2 , siempre que $n_1 > n_2$.

De esta manera llegamos a la definición de fibra óptica:

Por fibra óptica entendemos un medio de transmisión de energía luminosa compuesto por dos cilindros dieléctricos (vidrio o plástico) dispuestos coaxialmente, de tal forma que el cilindro de diámetro más pequeño e índice de refracción n_1 , llamado núcleo de la fibra, es rodeado por otro cilindro dieléctrico de mayor diámetro e índice de refracción n_2 , menor que n_1 , denominado recubrimiento óptico; de tal suerte, que parte de la luz que es capturada por el núcleo, desde algún emisor óptico, viaja a lo largo de este mediante reflexiones totales entre el núcleo y el recubrimiento óptico. Hacen parte de la fibra, además, uno o varios recubrimientos de protección mecánica.

En la figura 2.5 se representa la geometría típica de la fibra óptica.



Figura 2.5. Geometría típica de la fibra óptica: a. Vista lateral y b. Vista frontal

2.3) Características de las fibras ópticas.

Las características más sobresalientes de las fibras ópticas y de los sistemas de comunicaciones ópticas que las utilizan como medio de transmisión pueden resumirse de la forma siguiente.

1. Eliminación de las interferencias electromagnéticas:

- Seguridad de alta calidad de transmisión.
- Reducción de costos de protección contra el ruido.
- Localización cercana a las líneas de alta tensión.

2. Aislamiento eléctrico:

- Seguridad contra descargas eléctricas.

3. Pérdidas pequeñas:

- Espaciamiento grande entre repetidores.

Confiabilidad grande gracias al número pequeño de repetidores.
Menor mantenimiento.

4. Ancho de banda grande:

Capacidad grande de transmisión de información.
Atenuación independiente del ancho de banda del mensaje transmitido.

5. Diámetro y pesos pequeños:

Reducción de los costos de instalación, mantenimiento y reparación.
Cableado de muchas fibras en un solo ducto.

6. Estabilidad en medios severos:

Confiabilidad alta de la transmisión.
Reducción de la protección contra el medio ambiente.

2.4) Tipos de fibras

Fundamentalmente se emplean cuatro tipos de fibras ópticas en los sistemas de telecomunicaciones, por orden cronológico son: multimodo de índice abrupto, multimodo de índice gradual, monomodo de índice abrupto y monomodo de índice fraccional.

Antes de explicar en que consisten estos cuatro tipos de fibras, resultaría conveniente definir los conceptos de apertura numérica y de modo de propagación.

2.4.1) Acoplamiento con la fibra óptica: apertura numérica

Una característica importante de las fibras ópticas es su capacidad de coleccionar la luz emitida por una fuente. Cuando se acopla una fuente a una fibra se presentan dos mecanismos de pérdidas, uno de ellos está relacionado con el desacoplamiento de área y el otro está relacionado con la apertura numérica.

El desacoplamiento de área se presenta cuando el patrón de radiación de la fuente (cono de emisión de luz) es más grande que el área transversal del núcleo de la fibra. Existen dos maneras para reducir este problema: la primera consiste en reducir la distancia entre la fuente y la fibra; la segunda en emplear fuentes con patrones de radiación angostos y en particular más angostos que el núcleo. Cuando es inevitable que exista una cierta distancia entre la fibra y la fuente, se pueden reducir las pérdidas por desacoplamiento de área empleando lentes para concentrar el haz de luz.

No obstante, aunque el área de emisión de la fuente sea menor que el área del núcleo, existen otras pérdidas asociadas con el hecho de que las fuentes tengan un cono de emisión. Si el cono de emisión de la fuente es más grande que el cono de aceptación de la fibra, la energía luminosa que no está contenida dentro del cono de aceptación no será acoplada a la fibra óptica. El cono de aceptación está relacionado con el ángulo crítico, de manera, que los rayos que incidan en la frontera núcleo–cubierta óptica con ángulos mayores que el ángulo crítico, viajarán a lo largo del núcleo de la fibra, mientras que aquellos que inciden con ángulos menores se desvanecerán en la medida que se propagan a lo largo de la fibra.

Se puede demostrar [1] que existe entonces cierto ángulo de aceptación θ , de manera que al seno de dicho ángulo se le llama apertura numérica de la fibra AN . Para el caso de fibras ópticas de índice gradual se tiene que la apertura numérica es igual a:

$$AN = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (2.6)$$

Donde

n_1 : Índice de refracción en el centro del núcleo.

Una representación gráfica de los rayos que puede aceptar una fibra se muestra en la figura 2.6.

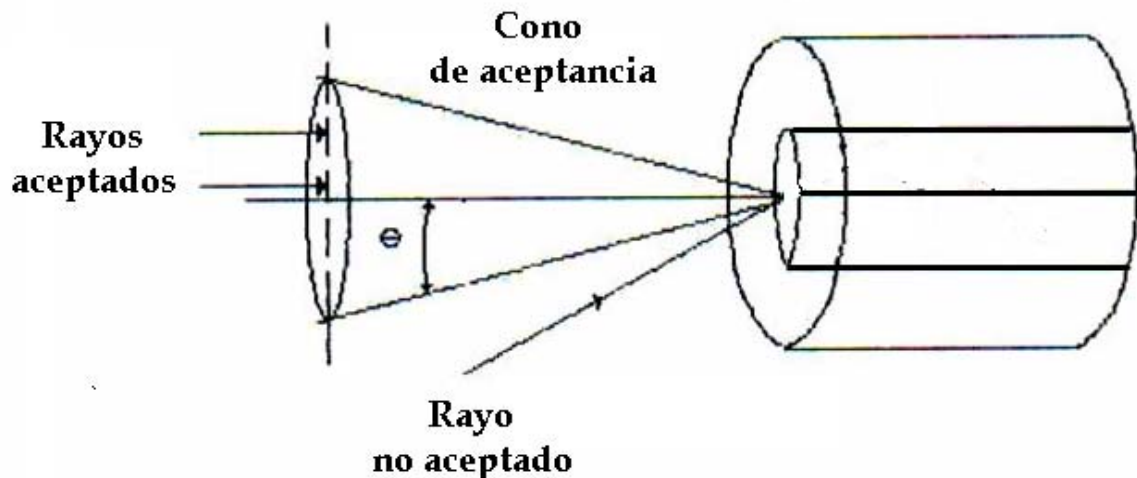


Figura 2.6. Apertura numérica.

La potencia acoplada a una fibra puede expresarse como:

$$P_a = P_t [1 - (\cos \theta)]^{m+1} \quad (2.7)$$

Donde

P_a : Potencia acoplada a la fibra

P_t : Potencia total en el núcleo

m : Parámetro definido por el patrón de radiación de las fuentes; para el LED de superficie, por ejemplo, m es igual a uno.

El porcentaje de acoplamiento de luz típico de diferentes fuentes a diferentes fibras se muestra en la tabla 2.1.

FUENTE	FIBRA		
	Multimodo índice abrupto (100 μm)	Multimodo índice gradual (65 μm)	Monomodo (8 μm)
LED	10%	1%	< 1%
LD	-----	50%	10%

Tabla 2.1. Acoplamiento de luz típico de diferentes fuentes a diferentes fibras: el valor entre paréntesis es el diámetro del núcleo de la fibra.

2.4.2) Modos de propagación

En principio, todos los rayos cuyo ángulo de incidencia θ_1 este entre el crítico y 90° serán atrapados dentro de la fibra. No obstante, no todas estas ondas se propagarán a lo largo de la fibra, sino que sólo ciertas direcciones de los rayos son permitidas, las cuales corresponden a los modos de propagación de la fibra óptica. Los modos de la fibra están relacionados a los modos de las cavidades resonantes y su determinación se puede hacer resolviendo las ecuaciones de Maxwell en la frontera núcleo–cubierta óptica. Los patrones estables de interferencia se obtienen cuando el desfaseamiento de una trayectoria completa entre las fronteras $\Delta\phi$ es igual a un múltiplo entero de 2π , es decir:

$$\Delta\phi = m(2\pi) \quad (2.8)$$

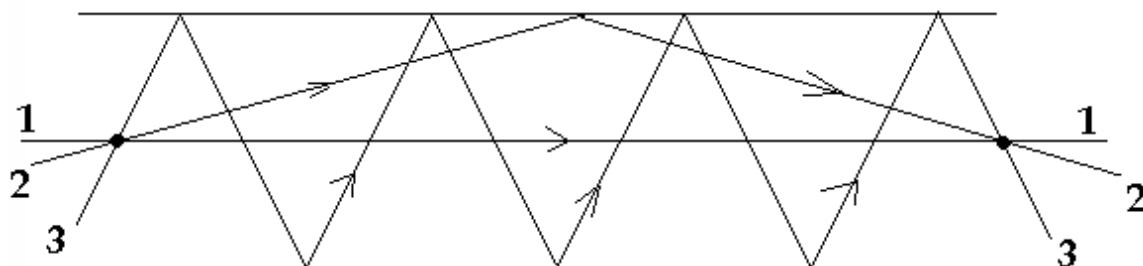
Donde

m : Es un entero

Si se tiene una longitud de onda dada, se puede variar el desfaseamiento total de un ciclo de trayectoria en zig-zag, alterándose el ángulo de incidencia y por lo tanto la longitud de la trayectoria. El desfaseamiento total es la suma del desfaseamiento introducido en la trayectoria, más los desfaseamientos introducidos en las dos fronteras núcleo–cubierta óptica.

Lo anterior indica que hay ciertas direcciones de propagación permitidas. Aquellas ondas que no satisfagan estas condiciones, son rápidamente disminuidas debido a la interferencia destructiva.

Los rayos cuyos ángulos de incidencia estén cercanos al ángulo crítico se denominan modos de alto orden. Los rayos cuyos ángulos de incidencia son cercanos a 90° se denominan de orden bajo. Una representación de los diferentes modos, en los cuales las ondas luminosas viajan a lo largo de la fibra se muestra en la figura 2.7.



1: Modo de orden bajo.

2: Modo de orden medio.

3: Modo de orden alto.

Figura 2.7. Modos de propagación.

Una vez aclarados los conceptos de apertura numérica y modos de propagación, podemos regresar al estudio de los tipos de fibras.

2.4.3) Tipos de fibras

Las fibras ópticas se clasifican según la variación del índice de refracción del núcleo y según las dimensiones del diámetro del núcleo. Veamos.

2.4.3.1) Fibras ópticas multimodo de perfil de índice abrupto

Son aquellas que tienen el índice de refracción a lo largo del núcleo constante, cambiando este abruptamente en la frontera núcleo–cubierta óptica. En estas fibras se propagan varios modos, los diferentes modos viajan de un extremo a otro de la fibra con la misma velocidad (si se suponen monocromáticos) pero llegan al extremo opuesto en diferentes tiempos, ya que recorren diferentes distancias. Si la luz incidente tiene forma de pulso, este se presentara ensanchado en el otro extremo de

la fibra. Este tipo de dispersión del pulso de luz se denomina dispersión modal, y limita la máxima velocidad de transmisión de información. La dispersión de los pulsos está en función de la longitud de la fibra, por lo tanto, la máxima velocidad de transmisión en una fibra multimodo de índice abrupto es función de la longitud del enlace.

Una forma de reducir la dispersión modal es emplear un núcleo cuyo índice de refracción varíe gradualmente a lo largo de su radio.

2.4.3.2) Fibras ópticas multimodo de perfil de índice gradual

Puesto que el índice de refracción es una medida de la disminución de la velocidad de la luz que viaja en el medio, se puede hacer un núcleo cuyo índice de refracción disminuya conforme se acerque a la cubierta óptica, de manera tal que la velocidad de los rayos aumente conforme los rayos se alejan del centro. De esta manera se puede lograr, que los rayos de modos altos lleguen al mismo tiempo que los rayos de modos bajos al extremo distante de la fibra, resultando en una disminución de la dispersión modal.

2.4.3.3) Fibras ópticas monomodo de índice abrupto

Otra forma de disminuir la dispersión modal es asegurando que se propague solamente un modo. Esto se logra reduciendo el diámetro del núcleo y eligiendo adecuadamente la relación de índices de refracción del núcleo y de la cubierta óptica. A este tipo de fibras se les denomina fibras ópticas monomodo.

En las fibras multimodo de índice gradual se ha reducido la dispersión modal con respecto a la dispersión sufrida por el pulso de luz cuando se propaga a lo largo de la fibra óptica de índice abrupto, por lo tanto, si se tiene un enlace de determinada longitud, las fibras de índice gradual pueden transmitir mayores velocidades que las de índice abrupto.

En las monomodo, la dispersión modal se ha reducido a cero ya que se propaga un solo modo, y es por este motivo que las fibras ópticas monomodo pueden transmitir simultáneamente mayores volúmenes de información, en comparación con las multimodo.

Las fibras ópticas sufren de otro tipo de dispersión, la cual esta asociada al hecho de que las fuentes ópticas no son monocromáticas, a este tipo de dispersión se le denomina dispersión cromática y se debe principalmente a dos fenómenos físicos: dispersión del material y dispersión de guía de onda.

La dispersión del material se debe a que los materiales que se emplean para fabricar las fibras ópticas tienen índices de refracción que varían con la longitud de onda de

la luz, y por lo tanto, la velocidad de propagación de los fotones variara también con la longitud de onda.

La dispersión de guía de onda es consecuencia de la dependencia de las características modales con la longitud de onda.

Una forma de disminuir la dispersión cromática es emplear fuentes de alta coherencia espectral. Si la dispersión cromática es excesiva se puede degradar el enlace óptico y perderse la información.

En las fibras multimodo tanto de índice abrupto como de índice gradual, generalmente, la dispersión modal es mayor que la dispersión cromática, por lo tanto, esta última se desprecia en un buen número de aplicaciones de telecomunicaciones.

De entre las dos fuentes ópticas que satisfacen todos los requerimientos exigidos por los sistemas de telecomunicaciones, el diodo láser emite luz con un ancho espectral bastante más angosto que los diferentes tipos de diodos emisores de luz. Si se considera la dispersión cromática, los pulsos de luz emitidos por diodos láser sufrirán menos ensanchamiento (dispersión) al propagarse a lo largo de la misma fibra que los emitidos por diodos emisores de luz.

Por este motivo, el diodo láser es compatible para ser usado en sistemas de comunicaciones de alta velocidad, que emplean fibras monomodo como medio de transmisión. Los LD, aunque son fuentes coherentes espectralmente, no son absolutamente coherentes, y su emisión, por lo tanto, tiene un cierto ancho espectral.

La dispersión en general y en particular la modal y la cromática, dependen, todas, de la longitud del enlace: entre más largo es el enlace mayor será la dispersión.

En fibras multimodo de índice gradual la dispersión modal domina en enlaces de corta distancia (2–5 km), pero en enlaces largos la dispersión del material es dominante.

2.4.3.4) Fibras ópticas monomodo de índice fraccional

Las fibras ópticas monomodo de índice abrupto (estándar o convencionales) tienen una dispersión cromática igual a cero a la longitud de onda λ de 1300 nm aproximadamente. Sin embargo, la atenuación introducida por la fibra es mínima en el intervalo de longitudes de onda de 1500 nm a 1600 nm, siendo la dispersión cromática en este intervalo distinta de cero. Existen dos técnicas para incrementar el ancho de banda: la primera consiste en emplear diodos láser de alta coherencia; la segunda consiste en una construcción especial de la fibra tal que el punto de dispersión cero se traslade a la región de 1500 nm a 1600 nm, o se aplane en la región de 1300 nm a 1600 nm. La construcción especial de la fibra consiste en variar

con una ley determinada el índice de refracción del núcleo. Por ejemplo, para desplazar el punto de cero dispersión a la región de 1500 nm, y que se mantenga la baja atenuación se usa un perfil triangular del índice de refracción del núcleo, como se ilustra en la figura 2.8a. Si se desea aplanar la característica de la dispersión como función de la longitud de onda en la región de de 1300 nm a 1600 nm, se suele emplear un perfil fraccionado como se ilustra en la figura 2.8b.

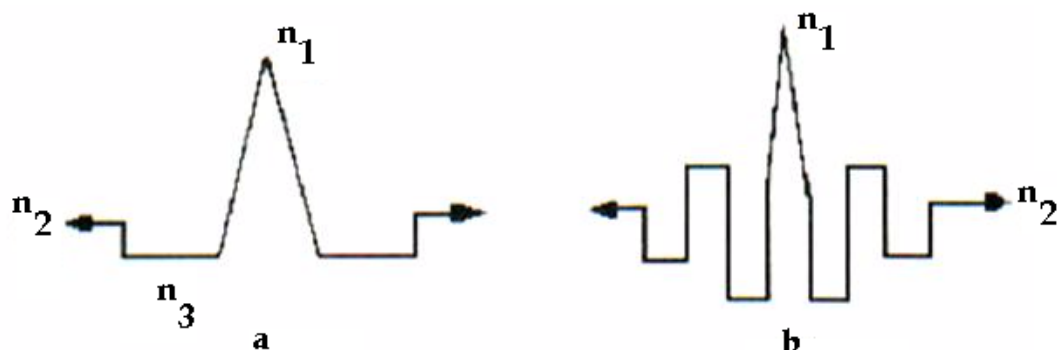


Figura 2.8. Variación del índice de refracción en fibras ópticas monomodo de perfil de índice fraccional.

Una ilustración de las características de dispersión como función de la longitud de onda para fibras con dispersión convencional, dispersión desplazada y aplanada, se muestra en la figura 2.9.

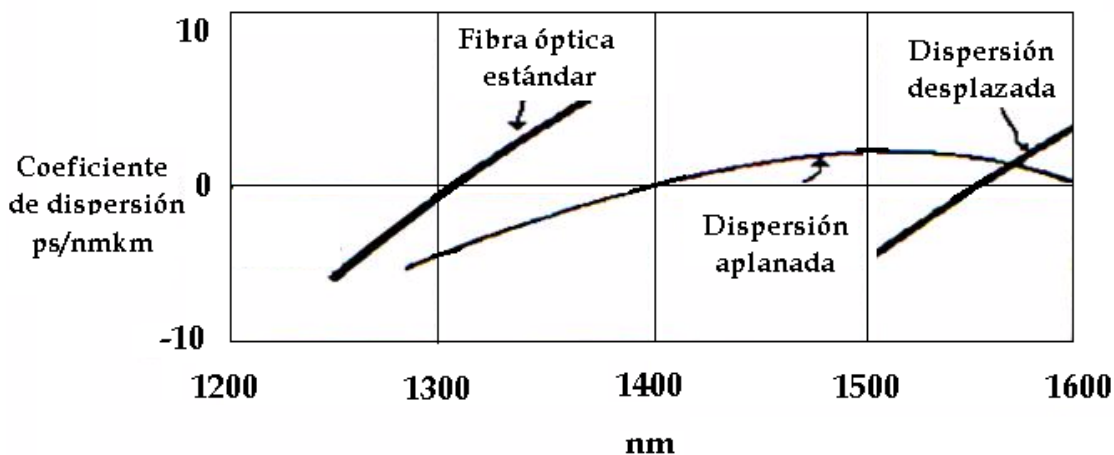


Figura 2.9. Dispersión VS longitud de onda para distintos tipos de fibra.

De acuerdo al análisis de la dependencia de la atenuación con la longitud de onda en una fibra óptica, para aplicaciones de telecomunicaciones, se tienen tres ventanas de operación en las cuales la atenuación es mínima: 850 nm, 1300 nm y 1500 nm. Para una determinada ganancia del sistema, se logra mayores distancias de enlaces sin repetidores, cuando se emplean longitudes de 1500 nm, ya que es en

esta ventana, precisamente, donde la fibra óptica presenta la atenuación más pequeña.

Por los mayores anchos de banda y menores atenuaciones que tienen las fibras monomodo, para aplicaciones de telecomunicaciones de alta velocidad y distancias grandes, en la actualidad, prácticamente, solo se usan fibras monomodo en una de sus tres versiones.

Por último, en esta discusión sobre los distintos tipos de fibras, comentemos que las fibras ópticas tienen diferentes dimensiones del núcleo. La UIT ha establecido recomendaciones sobre medidas del núcleo de las fibras multimodo de índice gradual (65 μm núcleo, 125 μm cubierta óptica -65/125-) y para fibras monomodo (8 μm núcleo, 125 μm cubierta óptica -8/125-).

2.5) Atenuación en fibras ópticas

La premisa más importante para una comunicación óptica es disponer de una fibra óptica de baja atenuación. La atenuación introducida por la fibra a las señales que se propagan en su interior es un proceso que tiene que ser considerado puesto que generalmente es quien determina la máxima distancia de transmisión del sistema y el uso de repetidores. Por esta razón, los fabricantes de fibras ópticas, caracterizan el nivel de pérdidas de las fibras a través de un coeficiente de atenuación de señales α que usualmente es medido en dB/km , $\alpha_{f_0} \text{ dB/km}$.

En la figura 2.10 se presenta una curva que relaciona las pérdidas o atenuaciones para diferentes longitudes de onda. En ella se observan una serie de valles o mínimos de atenuación que son de gran interés en la explotación de la fibra como medio de transmisión. Son llamadas ventanas del infrarrojo. La primera cae sobre los 850 nm, la segunda en 1300 nm y la tercera hacia 1500 nm.

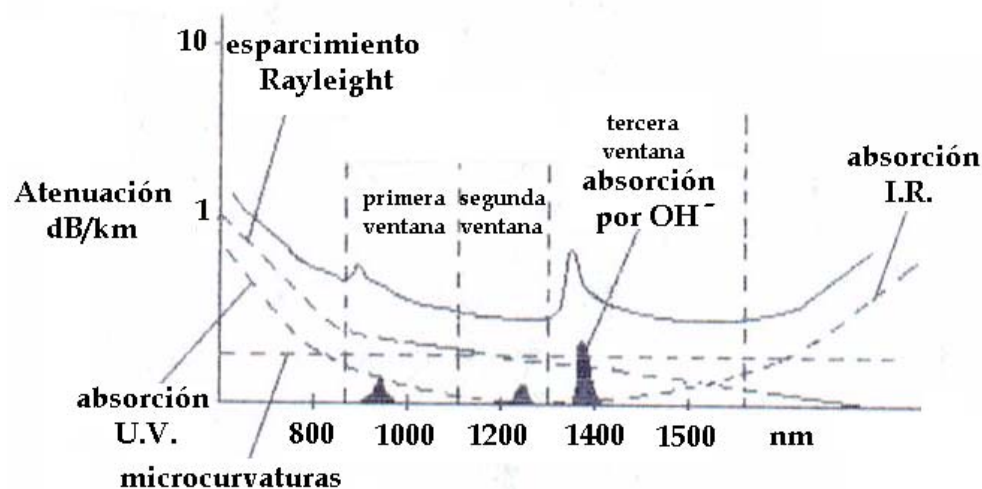


Figura 2.10. Atenuación VS longitud de onda.

Existen tres causas fundamentales que provocan atenuación en las fibras ópticas:

1. Pérdidas por absorción.
2. Pérdidas por dispersión.
3. Pérdidas por microcurvaturas y curvaturas.

2.5.1) Pérdidas por absorción

Existe una absorción intrínseca del vidrio componente de la fibra, que se manifiesta en la banda de infrarrojo, debido a la resonancia mecánica de las moléculas de vidrio y en la banda ultravioleta, debido a la estimulación de las transiciones entre las bandas atómicas del material.

Existen pérdidas también como consecuencia de la presencia de iones de impurezas indeseables los cuales convierten parte de la energía luminosa en calor. Los iones de ciertos metales: hierro, cobre, cromo, níquel, y cobalto producen absorciones muy diferentes según sea la longitud de onda y la composición del vidrio. Porcentajes tan bajos como diez milésimas de millón de impurezas pueden producir atenuaciones adicionales de 1dB/km.

La presencia de agua en el vidrio da lugar a vibraciones armónicas del ión OH^{-1} , lo que produce pérdidas a mayores longitudes de onda. Para operar entonces a estas longitudes de onda es fundamental rebajar o eliminar el contenido de este ión.

2.5.2) Pérdidas por dispersión

La dispersión de la energía que viaja a lo largo de la fibra óptica tiene su origen en la presencia de irregularidades o discontinuidades sobre la característica de propagación de la guía (fibra), cuando el tamaño de las imperfecciones es menor o comparable con la longitud de onda de la luz que se propaga.

Esta atenuación puede separarse en pérdidas por dispersión lineal y pérdidas por dispersión no lineal.

2.5.2.1) Pérdidas por dispersión de origen lineal

Básicamente estas pérdidas se deben a la transferencia de potencia de un modo hacia otro, de forma tal que el nivel de potencia transferido es proporcional a la potencia del modo que sufre pérdidas. Este proceso puede significar pérdidas netas

de potencia debido a que el modo hacia el que se ha transferido potencia, puede ser un modo prohibido en la guía (fibra), o sea un modo con altas pérdidas. En este proceso de transferencia de potencia no hay cambio de frecuencia de la señal óptica.

Cuando la luz se propaga a través de un material no completamente homogéneo, la luz puede verse en otras direcciones distintas a la dirección de propagación. Este fenómeno llamado dispersión de Rayleigh, se debe a la existencia de pequeñas partículas no homogéneas, las que al ser iluminadas, emiten luz en todas direcciones. Estas imperfecciones se crean durante el proceso de fabricación de la fibra y pueden ser causadas por fluctuaciones de la densidad del material de la fibra que esta presente durante el proceso de fabricación cuando la fibra aún no se ha solidificado.

Las pérdidas de Rayleigh son proporcionales a $1/\lambda^2$, por lo que existe la tendencia en los sistemas de fibra óptica de trabajar con señales de longitud de onda cada vez mayores.

Existe otro fenómeno que origina pérdidas de origen lineal y es conocido como dispersión de MIE. Esto ocurre cuando en la fibra están presentes no-homogeneidades de dimensiones comparables a la longitud de onda de la señal óptica. Las mismas pueden ser imperfecciones de la estructura de la guía, como fluctuaciones del diámetro, del índice de refracción, burbujas, etc. En este tipo de dispersión la radiación dispersada lo es fundamentalmente en direcciones cercanas a la de propagación de la señal óptica. Se presenta como dispersión hacia delante. Las pérdidas por dispersión de MIE pueden ser notablemente reducidas con un cuidadoso proceso de fabricación.

2.5.2.2) Pérdidas por dispersión de origen no lineal

Estas pérdidas ocurren usualmente a altos niveles de potencia. En estos fenómenos ocurre transferencia de potencia a otros modos de propagación o al mismo pero a diferente frecuencia. La dispersión puede ocurrir en el mismo sentido o en sentido opuesto a la dirección y sentido de propagación de la señal y solo es importante cuando el nivel de potencia de la señal sobrepasa determinado nivel umbral. Este umbral de potencia esta relacionado con el diámetro del núcleo, la longitud de onda, la atenuación de la fibra y el ancho de banda de la fuente óptica.

Existen dos efectos de este tipo, o sea no lineales, la dispersión estimulada de Roman y la de Brillouin; la de Roman es fundamentalmente hacia delante y los niveles de potencia umbrales son del orden de los Watts. El efecto de Brillouin provoca una dispersión hacia atrás y la potencia umbral puede ser de decenas de miliwatts.

2.5.3) Pérdidas por microcurvaturas y curvaturas

Las pérdidas por microcurvaturas son causadas por defectos geométricos que provocan acoplamiento entre modos a través de las deformaciones microscópicas del eje de la fibra y por lo tanto dependen de la distribución estadística de estos defectos a lo largo del eje de la fibra. Estas pérdidas pueden ser limitadas o incluso eliminadas mediante los procedimientos siguientes:

Disminuyendo el radio del núcleo.

Aumentando el diámetro del revestimiento.

Disminuyendo las rugosidades.

Disminuyendo la tensión o la resistencia a la tracción dentro de la fibra.

Logrando un cuidadoso proceso de cableado.

Las pérdidas por curvatura son causadas por radiación de los modos guiados que dependen de los parámetros de la fibra y de su radio de curvatura. Dentro del núcleo no existe reflexión total, algo de la potencia sale fuera del núcleo y hace decaer la potencia exponencialmente a medida que aumenta la distancia entre el núcleo.

Cuando la fibra es curvada (proceso de tendido del cable de fibra), la prolongación del campo que se desvanece en el extremo lejano a partir del centro de curvatura, es forzado a moverse más rápidamente para mantenerse acorde con el campo del núcleo. A una cierta distancia a partir del núcleo, el campo externo es forzado a moverse a una velocidad superior a la velocidad de la luz en la cubierta óptica, como esto no es posible, cuando esta velocidad supera la velocidad de la luz en el vacío, se convierte en radiación. La cantidad de pérdidas por radiación, depende, de la intensidad del campo a la distancia donde la prolongación del campo que se desvanece tiende a superar la velocidad de la luz en el vacío, y esta fuertemente correlacionado con el radio de curvatura de la fibra [2].

En la práctica se pueden alcanzar valores tolerables del radio de curvatura de alrededor de 10 cm, sin pérdidas apreciables por radiación a causa de las curvaturas. El resultado está determinado por el diámetro de la fibra y el valor de su apertura numérica. En el próximo Capítulo volveremos sobre el tema, agregando algunas precisiones importantes.

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 3

El cable de fibra óptica

3.1) Introducción

En la práctica las fibras ópticas se disponen dentro de una estructura conocida como cable de fibra óptica. En dependencia de la aplicación, y por lo tanto, de la estructura del cable, el número de fibras que lleva un cable varia desde unas pocas a 200 [2].

3.2) Tipos de cable y aplicaciones

Los cables de fibra óptica, en general se encuentran disponibles en dos construcciones básicas: cable de estructura holgada y cable de estructura ajustada.

3.2.1) Cable de estructura holgada

Un cable de fibra óptica de estructura holgada consta de varios tubos de fibra rodeando un miembro central de refuerzo, y rodeado de una cubierta protectora, como se muestra en la figura 3.1. El rasgo distintivo de este tipo de cable son los tubos de fibra. Cada tubo, de 2 a 3 mm de diámetro, lleva varias fibras ópticas que descansan holgadamente en el mismo. Los tubos pueden ser huecos o más comúnmente, estar llenos de un gel resistente al agua que impide que ésta entre en la fibra. El tubo holgado aísla la fibra de las fuerzas mecánicas exteriores que se ejercen sobre el cable. Cada tubo esta coloreado o numerado, y cada fibra individual en el tubo, además, está coloreada para hacer más fácil la identificación. El número de fibras que lleva cada cable varía desde unas pocas hasta 200. La tensión de tendido y el radio de curvatura de los cables de fibra óptica varían, por lo que deberían consultarse las especificaciones del fabricante para conocer, en particular, los detalles de cada cable. Se usan en la mayoría de las instalaciones exteriores, incluyendo aplicaciones aéreas, en tubos o conductos y en instalaciones directamente enterradas. No es muy adecuado para instalaciones en recorridos

verticales, porque existe la posibilidad de que el gel interno fluya o que las fibras se muevan. Estos cables están normalmente terminados en un panel de conexión apropiado o en una caja de empalmes [2].

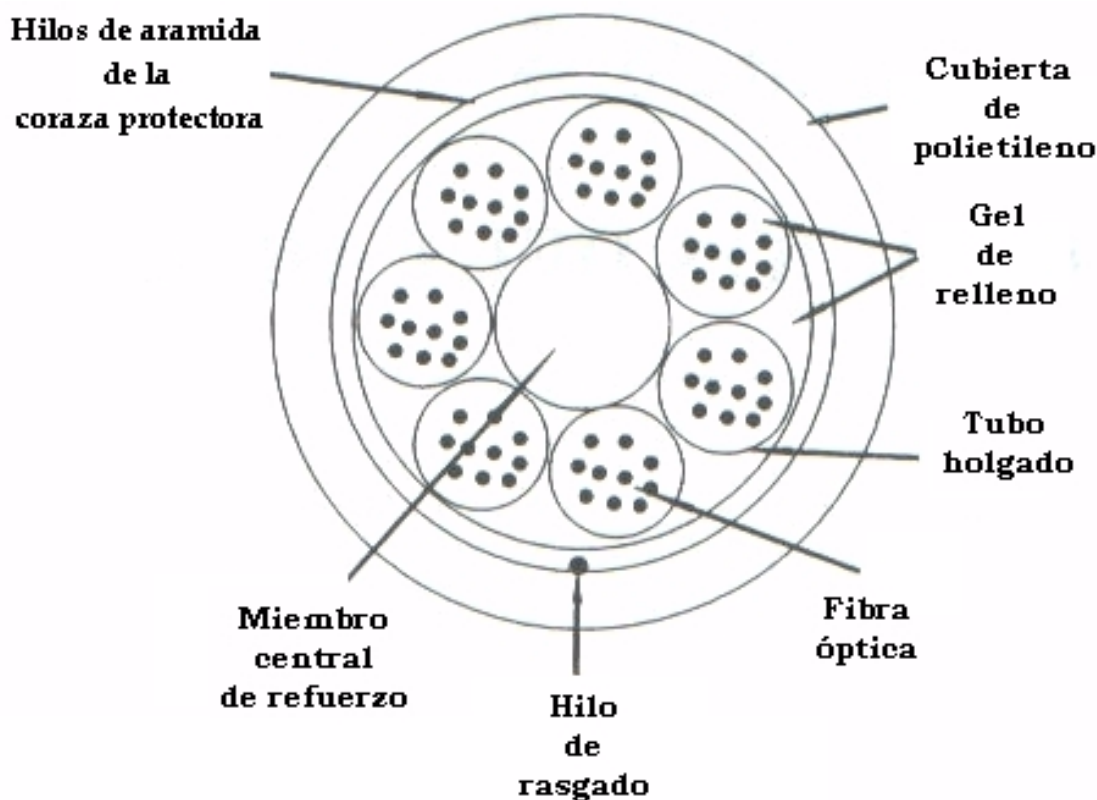


Figura 3.1. Cable de estructura holgada.

3.2.2) Cable de estructura ajustada

Un cable de fibra óptica de estructura ajustada contiene varias fibras con protección secundaria que rodean un miembro central de tracción, y todo ello cubierto de una protección exterior, como muestra la figura 3.2. La protección secundaria de la fibra consiste en una cubierta plástica de $900\ \mu m$ de diámetro que rodea al recubrimiento de $250\ \mu m$ de la fibra óptica. La protección secundaria proporciona a cada fibra individual una protección adicional frente al entorno así como un soporte físico. Esto permite a la fibra ser conectada directamente (conector instalado directamente en el cable de la fibra), sin la protección que ofrece una bandeja de empalmes. Para algunas instalaciones esto puede reducir el costo de la instalación y disminuir el número de empalmes en un tendido de fibra. Debido al diseño ajustado del cable, es más sensible a las cargas de estiramiento o tracción y puede ver incrementadas las pérdidas por microcurvaturas. Por una parte, un cable de estructura ajustada es más flexible y tiene un radio de curvatura más pequeño que el que tienen los cables de estructura holgada. En primer lugar, es un cable que se ha diseñado para instalaciones en el interior de los edificios. También se puede instalar en tendidos verticales más elevados que los cables de estructura holgada, debido al soporte

individual de que dispone cada fibra. Hay disponibles cables con diferentes grados de pirorresistencia para cumplir con los requerimientos estándar de inflamabilidad o combustibilidad. Es de diámetro mayor y generalmente más caro que un cable similar de estructura holgada con el mismo número de fibras [2].

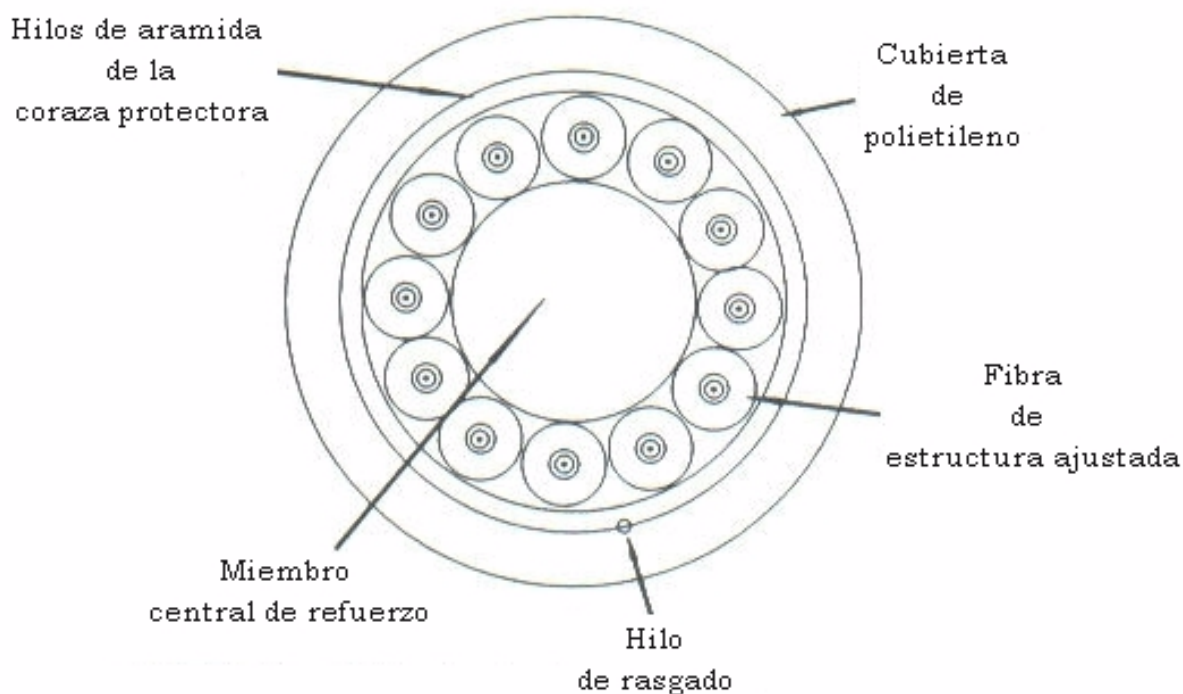


Figura 3.2. Cable de estructura ajustada.

3.2.3) Otros tipos de cables

Además de los cables de estructura holgada y de estructura ajustada, existe una variedad de cables de fibra óptica, para cubrir las necesidades de las diferentes aplicaciones que se dan en el ámbito de las comunicaciones ópticas.

3.2.3.1) Cable de figura en 8

Es un cable de estructura holgada con un cable fiador adosado. El cable fiador es el miembro soporte que se utiliza en las instalaciones aéreas. Se denomina así porque su sección transversal se asemeja al número 8, como muestra la figura 3.3. Se usa en instalaciones aéreas y elimina la necesidad de atar el cable a un fiador preinstalado [2].

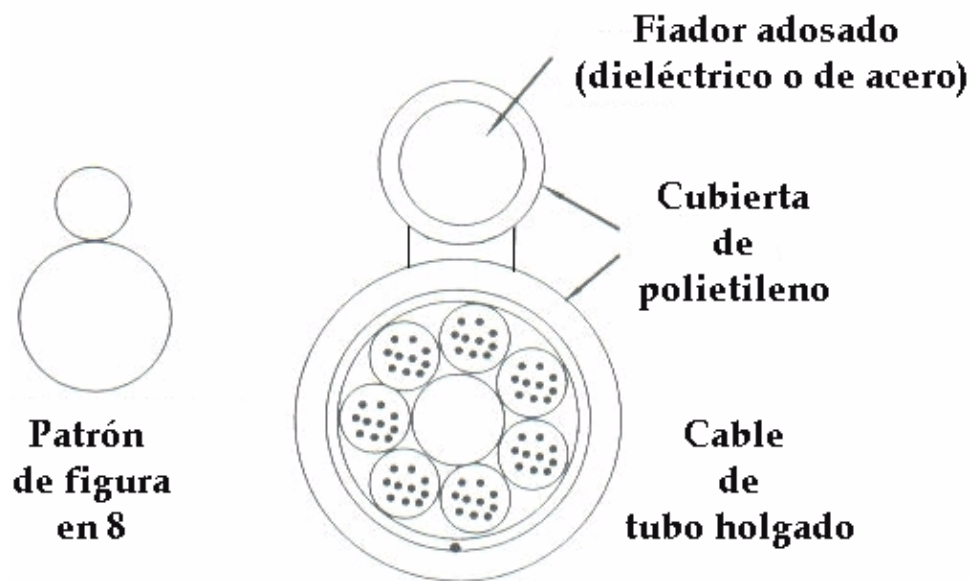


Figura 3.3. Cable de fibra óptica de figura en 8.

3.2.3.2) Cable blindado

Los cables blindados tienen una coraza protectora o armadura de hacer debajo de la cubierta de polietileno, como muestra la figura 3.4. Esto proporciona al cable una resistencia excelente al aplastamiento y propiedades de protección frente a roedores. Se usa en aplicaciones de enterramiento directo o para instalaciones en entornos de industrias pesadas. Generalmente se encuentra disponible en estructura holgada aunque también hay cables de estructura ajustada.

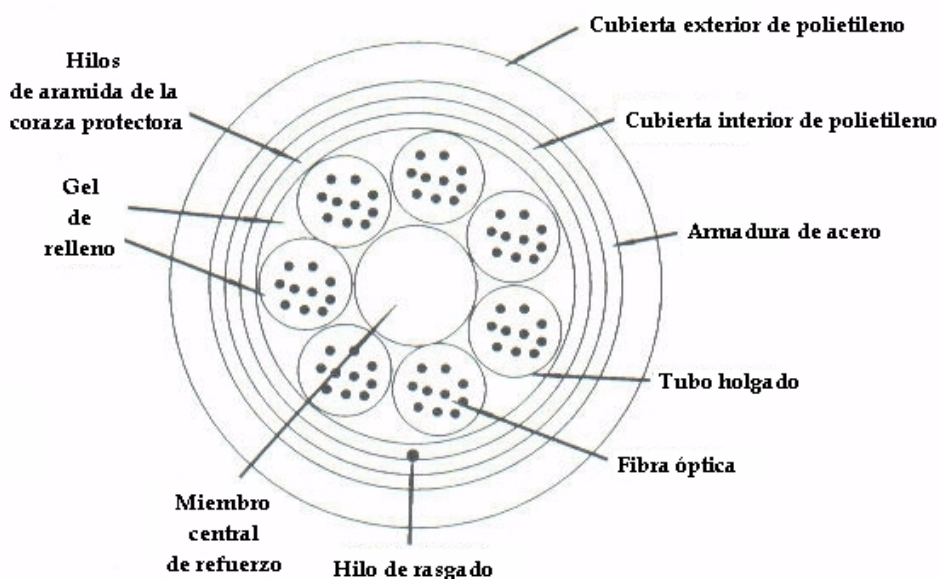


Figura 3.4. Cable de fibra con armadura.

3.2.3.3) Cable aéreo autoportante

El cable aéreo autoportante o autosoportado es un cable de estructura holgada diseñado para ser utilizado en estructuras aéreas. No requiere fiador como soporte. Para asegurar el cable directamente a la estructura del poste se utilizan abrazaderas especiales. El cable se sitúa bajo tensión mecánica a lo largo del tendido.

3.2.3.4) Cable submarino

El cable submarino es un cable de estructura holgada diseñado para permanecer sumergido en el agua. Actualmente muchos continentes están conectados por cables submarinos de fibra óptica transoceánicos.

3.2.3.5) Cable compuesto tierra-óptico (OPGW por sus siglas en ingles)

Es un cable de tierra que tiene fibras ópticas insertadas dentro de un tubo en el núcleo central del cable. Las fibras ópticas están completamente protegidas y rodeadas por pesados cables de tierra. Es utilizado por las compañías eléctricas para suministrar comunicaciones a lo largo de las rutas de las líneas de altas tensión.

3.2.3.6) Cables híbridos

Es un cable que contiene tanto fibras ópticas como pares de cobre

3.2.3.7) Cable en abanico

Un cable en abanico es un cable de estructura ajustada con un número pequeño de fibras diseñado para una conexión directa y fácil (no se requiere de un panel de conexiones). Se usa fundamentalmente para aplicaciones interiores tales como redes de área local RAL.

3.2.3.8) Conclusiones

Para profundizar en especificaciones y detalles de los diferentes tipos de cables, deberá contactarse con los fabricantes de cada uno de estos productos. Algunos cables de fibra óptica, y por supuesto las fibras que los componen, son fabricados contra pedido, por lo tanto, el costo del cable y el tiempo de situado serán mayores.

3.3) Radio de curvatura mínimo

Debido a las propiedades vítreas de un cable de fibra óptica, siempre se debe manejar el cable con cuidado. Las fibras de vidrio se rompen fácilmente si se ignoran las técnicas propias de manejo.

Uno de los factores más importantes que hay que tener en cuenta durante una instalación es el radio de curvatura mínimo del cable.

Un cable de fibra óptica tiene un radio de curvatura mínimo especificado por el fabricante, para condiciones de carga como las que se presentan durante el arrastre del cable, y para condiciones sin carga, después de que el cable ya ha sido instalado y se encuentra en su posición final de reposo. El cable no se debe curvar más pronunciadamente, en ningún momento, del proceso de fabricación, que el radio de curvatura mínimo en condiciones de carga. El radio de curvatura sin carga es más pequeño y se puede usar solo cuando no hay tracción alguna sobre el cable. El radio de curvatura varía con el diámetro del cable y a menudo se especifica como un múltiplo del diámetro del cable, por ejemplo, $20 \times DE$.

Las fibras individuales y los cables de conexión de fibra tienen un radio de curvatura mínimo más pequeño, usualmente entre 3 y 7 cm, como se muestra en la figura 3.5. Este radio de curvatura mínimo varía con la longitud de onda de trabajo y es ligeramente mayor a longitudes de onda mayores, por ejemplo, para instalaciones a 1550 nm.

Si la curvatura de un cable de fibra óptica es más cerrada que el radio de curvatura mínimo permitido o si se abusa del cable, las fibras ópticas del cable pueden romperse o haber alterado sus características físicas, aunque no sea evidente el daño físico del cable. En ese caso, puede que sea necesario reemplazar la sección maltratada o la longitud entera del cable. El cable debería examinarse inmediatamente.

Resumiendo, curvar el cable más que su radio de curvatura mínimo, puede, dañar el cable, y/o aumentar la atenuación de la fibra por encima de las especificaciones del fabricante.

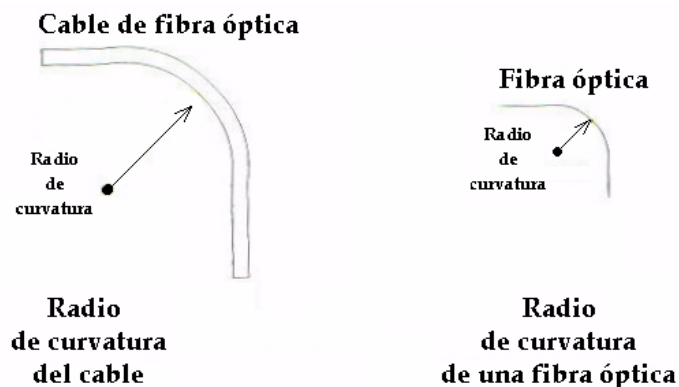


Figura 3.5. Radio de curvatura.

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 4

Conectores

4.1) Introducción

El conector de fibra óptica, como mencionamos en el Capítulo 1, es una unión removible entre el equipamiento óptico instalado y una fibra óptica, y puede ser ensamblado en fábrica o puede ensamblarse en el sitio. Actualmente, hay un buen número de conectores de fibra óptica disponibles. Como el equipamiento óptico no está estandarizado con un tipo particular de conector, es importante requerir del fabricante el tipo de conector adecuado.

El conector se compone de un casquillo o férula, un cuerpo, una cápsula o corona y un manguito descargador de tensión.

El casquillo es la porción central del conector que de hecho contiene la fibra óptica. Puede estar fabricado en cerámica, acero o plástico. Para la mayoría de los conectores, el casquillo cerámico ofrece las menores pérdidas por inserción y la mejor repetitividad. La cápsula y el cuerpo pueden ser de acero o de plástico. Para hacer una conexión, la cápsula se puede atornillar, cerrar girando o ajustar con un muelle. El manguito descargador de tensión libera de tensiones a la fibra óptica.

La tabla 4.1 recoge los principales tipos de conectores que se utilizan para terminar una fibra óptica y en la figura 4.1 se muestra una representación de estos conectores.

El polvo o las partículas pequeñas afectan dramáticamente el funcionamiento de un conector. Una pequeña escama o trozo de piel de la mano es generalmente más grande que el diámetro del núcleo de una fibra monomodo. Es por tanto una buena práctica limpiar el conector cada vez que se va a conectar [2].

Al igual que en el caso de las conexiones eléctricas, en las que hay cables de conexión eléctrica, existen cordones de conexión de fibra óptica. Un cable de conexión de fibra óptica, es una fibra óptica de pequeña longitud con una protección

ajustada y gruesa, cubierta o chaqueta protectora y conectores en ambos extremos, como se muestra en la figura 4.2. La cubierta es de color naranja para fibras ópticas multimodo y de color amarillo para fibras monomodo. Se compra ensamblado en fábrica, bien en longitudes estándar o en longitudes a medida. Tienen muchos usos, principalmente para conectar el equipamiento óptico instalado con el panel de conexión de fibra óptica [2]. Si partimos por la mitad un cordón de conexión, cada mitad se convierte en un latiguillo (pigtail en inglés). Un latiguillo de fibra óptica se usa para terminar una fibra óptica con un conector. El latiguillo se empalma a la fibra (empalme mecánico o por fusión) para proporcionar una terminación de calidad con un conector de fábrica.

TIPOS DE CONECTORES	DESCRIPCIÓN
ST (ST es una marca registrada de AT&T, Estados Unidos)	Un buen conector. Popular para conexiones de fibra monomodo y multimodo, con unas pérdidas en promedio que rondan los 0.5 dB. Tiene una conexión con cierre en giro que no pierde en ambientes con vibraciones. Es un conector estándar para la mayoría del equipamiento RAL de fibras ópticas.
FC	Un buen conector. Popular para fibras monomodo. También conocido como FC-PC. Tiene bajas pérdidas, con un promedio aproximado de 0.4 dB. Es común en la industria de televisión por cable (CATV por sus siglas en inglés).
Bicónico	Es un conector al viejo estilo. Se utilizó para fibras multimodo, aunque ahora está anticuado. Tiene una repetitividad pobre, es susceptible a las vibraciones y tiene altas pérdidas (sobre 1 dB).
SMA	Es un viejo conector pero que todavía se usa en algún tipo de equipo. Tiene altas pérdidas, aproximadamente 0.9 dB.
D4	Se usa fundamentalmente para fibras monomodo.
SC	Es relativamente nuevo. Es un conector modular. Tiene bajas pérdidas (por debajo de 0.5 dB), y es bastante común en instalaciones monomodo.
FDDI	Es el conector estándar de fibra óptica para aplicaciones del tipo interfaz de datos distribuidos por fibra (FDDI por sus siglas en inglés). Es del tipo dúplex con llave, conectando dos fibras a la vez.
Fibra desnuda	Este conector se utiliza para conectar una fibra inacabada. Se utiliza cuando se desea una conexión temporal para probar fibras desnudas. Puede requerir un líquido adaptador de índice para conseguir una conexión de bajas pérdidas.

Tabla 4.1. Tipos de conectores: <<PC>> después de la letra del conector, como en FC-PC, significa que los conectores hacen contacto físico en la conexión. Esto proporciona una conexión de bajas pérdidas.

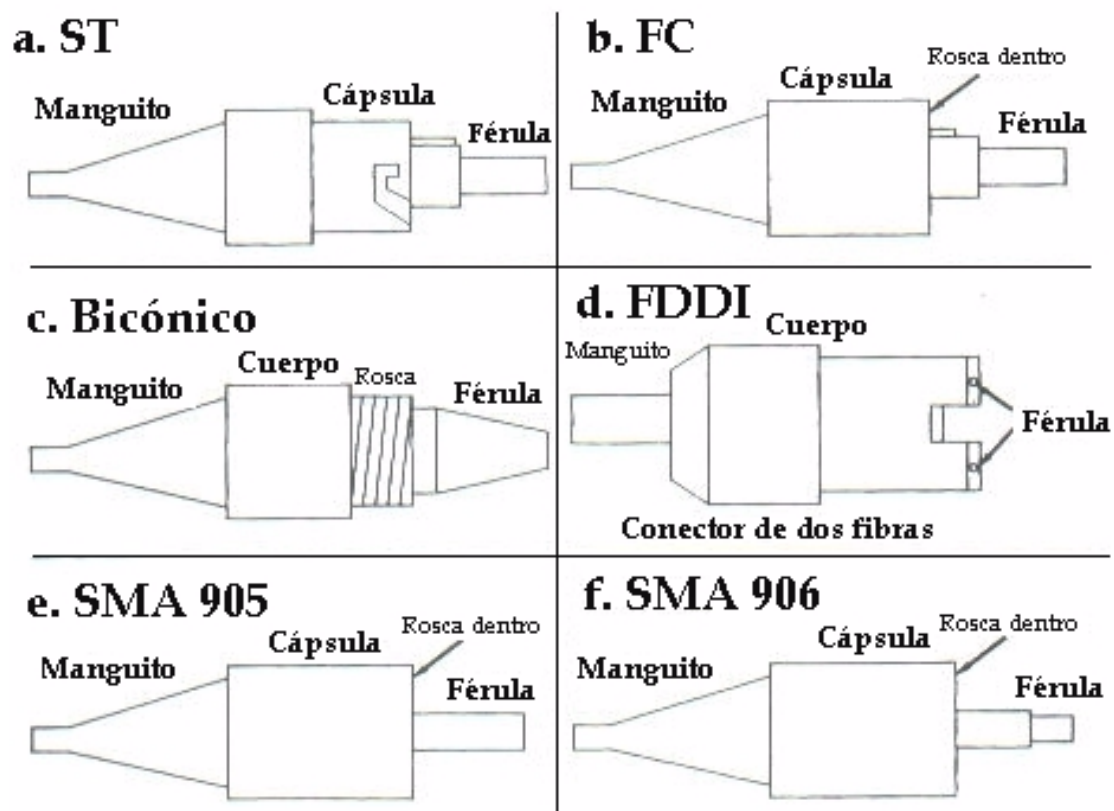


Figura 4.1. Conectores típicos de fibra óptica.

Finalmente, señalemos, que para terminar el cable de fibra óptica y permitir que el cable sea conectado al equipamiento mediante cordones de conexión de fibra óptica, se utiliza el panel de conexión. El panel de conexión suministra un punto de acceso al equipamiento y a la planta de cable de fibra. Las fibras individuales pueden interconectarse, probarse o intercambiarse rápidamente entre el equipamiento óptico. Permiten también un etiquetado fácil de las fibras y proporcionan un punto de demarcación del enlace. El panel de conexión se diseña con dos compartimientos: uno contiene los receptáculos de cabecera o adaptadores y el segundo se usa para la bandeja de empalmes y el almacenamiento del exceso de fibra. Los paneles de conexión se encuentran disponibles en versión de montaje en pared o montaje en estante (rack en ingles) y se sitúan frecuentemente cerca del equipo terminal (dentro del alcance del cordón de conexión) [2].

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 5

Empalmes

5.1) Introducción

El empalme de fibra óptica, como mencionamos en el Capítulo 1, es la técnica que se utiliza para unir permanentemente dos fibras ópticas en una conexión de bajas pérdidas. Esta conexión se puede realizar usando dos métodos: empalme por fusión o empalme mecánico.

El empalme por fusión proporciona la conexión de pérdidas más bajas. Para realizar el empalme de la fibra esta técnica utiliza un dispositivo denominado empalmadora de fusión. La empalmadora de fusión alinea con precisión las dos fibras, generando un pequeño arco eléctrico para soldar las dos fibras.

Una buena empalmadora de fusión proporcionará empalmes consistentes, con bajas pérdidas, generalmente menores que 0.1 dB para fibras monomodo o multimodo. Si embargo, tales empalmadoras son costosas y voluminosas y pueden ser difíciles de manejar. Para una operación correcta se requiere generalmente que el fabricante imparta un curso de entrenamiento sobre empalmes.

El empalme mecánico es una técnica alternativa de empalmado que no requiere una empalmadora de fusión. Utiliza un pequeño empalme mecánico, aproximadamente de 6 cm de largo y 1 cm de diámetro que une permanentemente las dos fibras ópticas. Un empalme mecánico es un conector de fibra pequeño que alinea dos fibras desnudas de manera precisa y que las asegura mecánicamente. Para amarrar permanentemente la unión se utilizan cubiertas con resorte, cubiertas adhesivas o ambas. Hay empalmes mecánicos disponibles tanto para fibras monomodo como multimodo, pero con mayores pérdidas por empalme que las del empalme por fusión (generalmente menores que 0.5 dB). Son pequeños y fáciles de usar y convenientes para reparaciones rápidas o instalaciones permanentes. Se encuentran disponibles en versiones o tipos permanentes y reentrante.

Para proteger del entorno tanto el cable de fibra óptica pelado como los empalmes se utilizan las cajas de empalme y las bandejas de empalme. Hay cajas y bandejas para montajes interiores y exteriores [2].

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 6

Fuentes ópticas

6.1) Introducción

Para la transmisión de señales lumínicas a través de una fibra óptica se requieren en su comienzo y en su final elementos de emisión y de recepción de luz adecuados para convertir las señales eléctricas en luminosas (ópticas) y viceversa.

En el extremo emisor, una señal eléctrica modula la intensidad de una fuente luminosa. La señal óptica se acopla a la fibra y llega al extremo receptor, donde un detector de luz la convierte en una señal eléctrica.

6.2) Mecanismo físico de la emisión fotónica

Entre las diferentes fuentes ópticas que existen, los diodos emisores de luz (LED) y los diodos láser (LD) son los únicos que satisfacen todos los requerimientos exigidos por los sistemas de telecomunicaciones. Actualmente, la instalación de sistemas de comunicaciones por fibras ópticas se ha difundido ampliamente debido principalmente a dos factores: enorme capacidad de transmitir información y costos relativamente bajos. Estos logros han sido posible gracias a los grandes avances tecnológicos: desarrollo de fibras de vidrio con bajas pérdidas y grandes anchos de banda; desarrollo de dispositivos ópticos de alta calidad y confiabilidad (fuentes ópticas: LED y LD, detectores ópticos: fotodiodos PIN y fotodiodos de avalancha).

Para describir eficientemente los principios de funcionamiento de las fuentes y de los detectores ópticos se utilizará la característica de partícula de la luz.

6.2.1) Interacción electro-óptica en uniones semiconductoras.

La energía E de un fotón puede encontrarse como:

$$E = hf = \frac{hv}{\lambda} \quad (6.1)$$

Donde

h : Constante de Planck

f : Frecuencia del fotón

V : Velocidad de la luz en el medio

λ : Longitud de onda en el medio

En un semiconductor un electrón puede pasar de la banda de valencia a la banda de conducción o de la banda de conducción a la de valencia. La energía absorbida o liberada por el electrón es igual a:

$$E = E_c - E_v \quad (6.2)$$

Donde

E_c : Energía de un electrón cuando éste se encuentra en la banda de conducción

E_v : Energía de un electrón cuando éste se encuentra en la banda de valencia

Durante la transición de un electrón entre las bandas de conducción y de valencia, este puede absorber o liberar energía.

Al pasar el electrón de la banda de conducción a la de valencia, éste libera energía igual a la diferencia de energía de la banda de conducción y de valencia.

Esta energía puede liberarse en forma de fotones. Para que se libere en forma de fotones la transición de la banda de conducción a la banda de valencia tiene que ser directa, esto es, que el electrón no debe de cambiar su momento. Cuando el electrón cambia su momento se dice que se tiene una transición indirecta y la energía se libera en forma de calor.

Cuando la transición es directa, la longitud de onda del fotón emitido es:

$$\lambda = \frac{hv}{E} = \frac{1.2398}{E} \quad (6.3)$$

Donde E se expresa en eV y λ se obtiene en μm .

La energía E es una característica del material y se puede cambiar como función del tipo de contaminante empleado en el semiconductor.

Cuando se libera un fotón este proceso puede hacerse de dos maneras: espontánea o estimulada. En la emisión espontánea no existe ningún medio externo que induzca al electrón a pasar de la banda de conducción a la de valencia. En la emisión estimulada un fotón induce al electrón a pasar a su estado de reposo, liberando a su vez un fotón. La fase y la frecuencia del fotón estimulante y del fotón liberado son las mismas, en este caso se dice que existe amplificación. Si además de la amplificación se logra que exista un mecanismo de retroalimentación y un elemento de selectividad, se lograra tener emisiones coherentes. La retroalimentación se logrará poniendo dos espejos y la selectividad garantizando además que dichos espejos formen una cavidad resonante.

6.3) Diodos emisores de luz (LED por sus siglas en ingles)

En un LED, la recombinación de electrones y de huecos genera fotones, este proceso se denomina emisión espontánea. La relación entre los fotones emitidos por unidad de tiempo y el número de portadores que atraviesa la unión p-n del LED caracteriza su rendimiento de la conversión de corriente eléctrica en luz.

La longitud de onda de la luz emitida, esta determinada por la separación entre bandas de energía E , como vimos en la ecuación (6.3)

Los LED modernos están hechos de forma tal que la zona generadora de luz sea lo más pequeña posible. Esto se consigue imbricando la zona en capas de índice de refracción descendente y concentrando el flujo de corriente en un canal estrecho.

El ancho espectral medio de un LED es aproximadamente proporcional a la longitud de onda, o sea, aumenta fuertemente a elevadas longitudes de onda. Este ancho espectral es continuo y su valor típico oscila entre 40 y 80 nm, tal y como se representa en la figura 6.1.

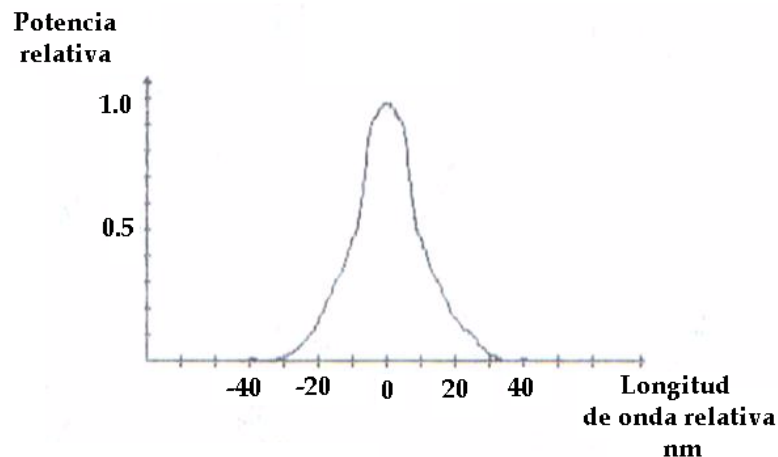


Figura 6.1. Ancho espectral de emisión típico de un LED.

Es difícil conseguir un buen acoplamiento entre un LED y la fibra óptica ya que la zona de emisión es relativamente ancha. Otro inconveniente, es lo reducido del ancho de banda de modulación, limitado en general a 100–200 MHz. El tiempo de conmutación del LED, determina el tiempo de reacción del diodo, sucede que el tiempo medio de vida de los portadores de carga en exceso determina la emisión de luz después de interrumpirse la corriente. Por debajo de este límite, el diodo ya no puede reaccionar ante las variaciones de la corriente inyectada.

Las principales ventajas de los LED son las siguientes:

1. Baja sensibilidad a los cambios de temperatura.
2. Alta estabilidad.
3. Electrónica de excitación sencilla.
4. Bajo costo.

En la figura 6.2 se presenta la estructura de un diodo LED de superficie de InGaAsP (arseniuro fósforo de indio galio) cuya superficie superior esta preparada como una lente, que permite duplicar la potencia acoplada a la fibra. Los LED de InGaAsP son adecuados para aplicaciones en las que se transmiten señales digitales. Con una dosificación de impurezas adecuadas, se logran tiempos de subida de los pulsos luminosos de 5 ns de manera que pueden funcionar con velocidades de 140 Mbps, con una potencia de salida de 30 mW y una corriente de 100 mA. La luz se emite normal al plano de la unión p–n, a través de la superficie. De este modo la mayoría de la radiación es absorbida en el sustrato, y la emisión es de ángulo amplio (no coherente espacialmente, es decir poco directiva).

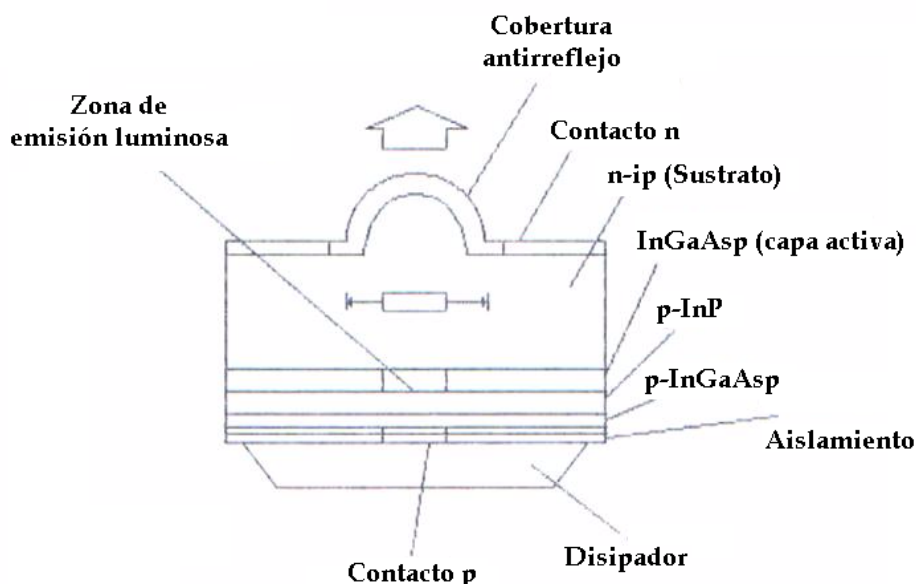


Figura 6.2. Estructura de un LED de superficie.

Existe otro tipo de LED, el ELED o LED de emisión lateral, que tiene un mejor comportamiento en ancho de banda que el LED de superficie. En el ELED la luz es emitida en el plano de la unión p-n, de manera que ocurra poca absorción. La figura 6.3 muestra la estructura de un ELED, la corriente está confinada por una franja en una capa de óxido aislante. La luz es generada y amplificada en esta franja que no se extiende sobre la longitud total de la pastilla. La luz que viaja hacia la parte posterior de la pastilla es absorbida. La potencia de salida del ELED depende de la longitud y el ancho de la franja y de la corriente de excitación. Con el ELED se logra un acoplamiento más eficiente con la fibra óptica, ofrecen una emisión muy guiable (expande su luz en no más de 60°). Se pueden lograr potencias de salida de 50 mW con una corriente de excitación de 200 mA o de 25 mW con 150 mA a 1300 nm.

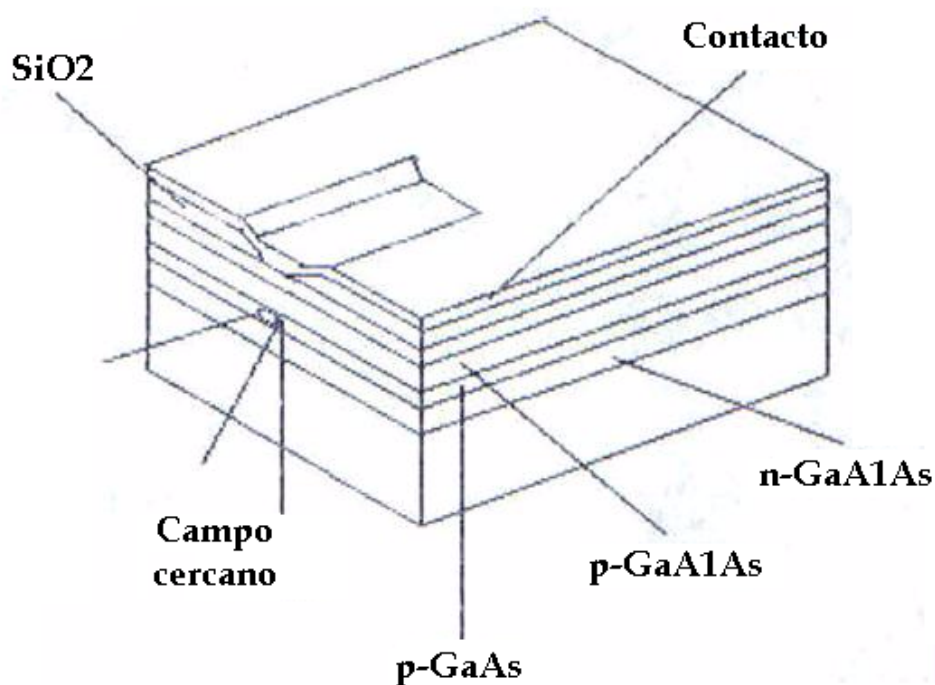


Figura 6.3. Estructura de un LED de borde.

6.4) Diodos láser (LD por sus siglas en ingles)

Para enlaces de comunicaciones de altas velocidades y a grandes distancias el LD ofrece un mejor desempeño que el LED.

En el diodo láser (amplificación de luz por emisión estimulada de radiación) la generación de luz es provocada principalmente por una emisión estimulada. Esto significa que un fotón puede generar más fotones estimulando a su vez otras recombinaciones. Los fotones multiplicados son coherentes con los fotones generadores, es decir, tienen la misma fase y longitud de onda. Por medio de una corriente de alta densidad se provoca un gran exceso de portadores de carga en la

banda de conducción, que posibilita una fuerte emisión estimulada. Este efecto amplificador producido por una avalancha de fotones es apoyado por un resonador óptico, que en general, está formado por dos espejos paralelos planos semitransparentes. Ambos espejos son superficies naturales de cristal que se forman al dividirse el cristal semiconductor y se recubren con una capa protectora adicional.

El resonador óptico selecciona los rayos según una cierta dirección. Las paredes perpendiculares al eje óptico determinan la dirección que llevará la radiación. Sólo los rayos paralelos al eje óptico, al rebotar (reflejarse) un y otra vez en las superficies especulares que confinan su movimiento, reciben amplificación conforme excitan la incorporación de nuevos fotones por radiación estimulada. Los rayos no paralelos al eje óptico tras varios rebotes son absorbidos, o se pierden en forma difusa por las paredes laterales. Cuando la intensidad luminosa cobra niveles suficientes, una parte emerge a través de los semiespejos o caras activas del dispositivo y otra parte mantiene con su oscilación el mecanismo de generación de fotones.

Los LD ofrecen grandes ventajas:

1. Ganancia de conversión.
2. Mejor acoplamiento con la fibra óptica.
3. Gran ancho de banda de modulación (del orden de los GHz).
4. Ancho espectral estrecho, por lo que se produce menor dispersión cromática en la fibra óptica.

Los LD son muy sensibles a los cambios de temperatura y los espejos que forman el resonador óptico envejecen, por lo tanto los LD son también sensibles al envejecimiento, de manera que requieren una electrónica de control más compleja que los LED. Su diagrama de radiación es mucho más estrecho que el del LED, lo cual facilita un acoplamiento efectivo con la fibra óptica. Por ejemplo, un LED puede acoplar el 0.1 % de su potencia total en una fibra monomodo, un LD puede acoplar el 30 % en dicho tipo de fibra.

En la figura 6.4 se ilustra la característica de potencia luminosa VS corriente de excitación. A medida que aumenta la corriente en el diodo, se llega a un umbral donde la amplificación luminosa en el cristal compensa las pérdidas provocadas por atenuación y radiación. El tramo de curva antes del valor umbral de corriente corresponde a un comportamiento de LED. Pasando este umbral se produce una fuerte emisión láser, en esta región, la ganancia de conversión es elevada.

En la actualidad no se usa una sola unión p-n como emisora, sino que se utilizan configuraciones de heteroestructuras. Estas consisten en varias capas semiconductoras con distinto dopaje que producen una mayor eficiencia.

Las transmisiones a grandes distancias requieren componentes de alta calidad. De acuerdo con la ventana de trabajo de las fibras empleadas, las estructuras de los láseres deberán ser de tipo Perot–Fabry o de realimentación distribuida (DFB por sus siglas en inglés). En el primer caso la oscilación se produce gracias a los espejos situados en los extremos del medio amplificador; en cambio, en el segundo caso, es la presencia de una red de difracción situada en el medio amplificador lo que permite la oscilación.

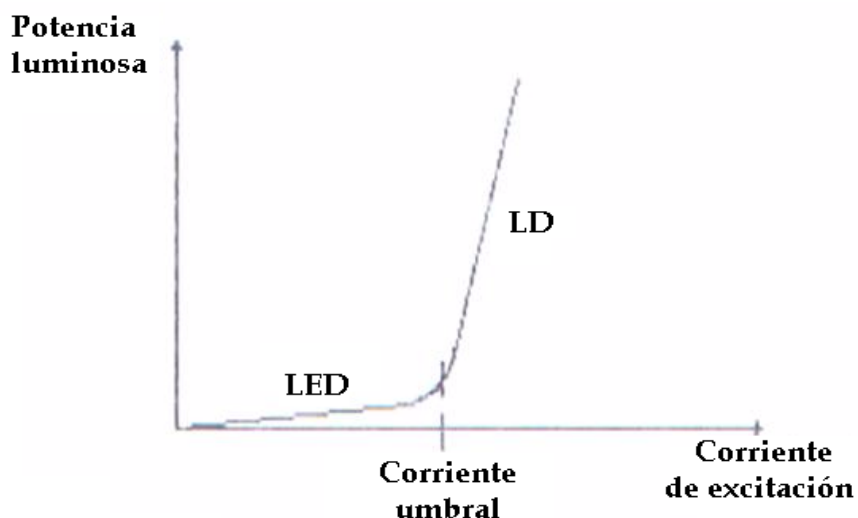


Figura 6.4. Característica de potencia luminosa VS corriente de excitación para un LED.

Un LD presenta un espectro de líneas discretas, como se muestra en la figura 6.5. Estas líneas corresponden a las condiciones resonantes de la cavidad del láser.

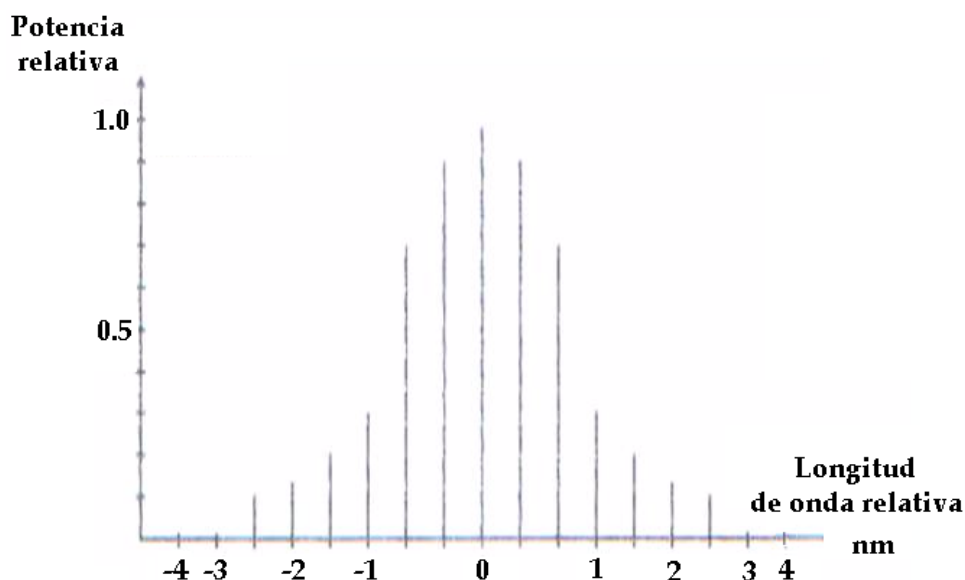


Figura 6.5. Ancho espectral de emisión típico de un LD.

Los LD de cavidad Perot–Fabry poseen un ancho espectral de pocos nm. De esta forma, pueden emplearse en sistemas de 1300 nm gracias a la reducida dispersión de las fibras en esta ventana.

Los enlaces a 1550 nm requieren, en razón de su fuerte dispersión, la utilización de láseres de cavidad DFB que presentan una radiación casi monocromática.

Los láseres con baja corriente umbral, pueden ser producidos limitando la región activa del LD en la forma de una franja de sección rectangular enterrada dentro de un depósito de capas de GaInAsP o InP que constituyen la doble heteroestructura. Estos láseres son conocidos como de heteroestructura enterrada (BH por sus siglas en inglés).

En los LD de cavidad Perot–Fabry BH, los espejos son formados en los extremos de la franja activa por adhesión de capas cristalinas de semiconductor. Esta estructura hace posible el confinamiento de la corriente de excitación y la luz dentro de una región de muy pequeñas dimensiones. El resultado es un LD con una baja corriente umbral, una alta eficiencia de conversión electro-óptica, un flujo emitido estrecho y una alta temperatura de operación. El comportamiento electro-óptico de este LD depende de las características geométricas de la región activa: longitud, ancho, alto y posición. En la figura 6.6 se puede apreciar la característica de la potencia emitida por una cara en función de la corriente inyectada para un láser de baja corriente umbral de cavidad Perot–Fabry BH a 1300 nm; como se puede apreciar a medida que aumenta la temperatura aumenta la corriente umbral y disminuye la eficiencia de conversión.

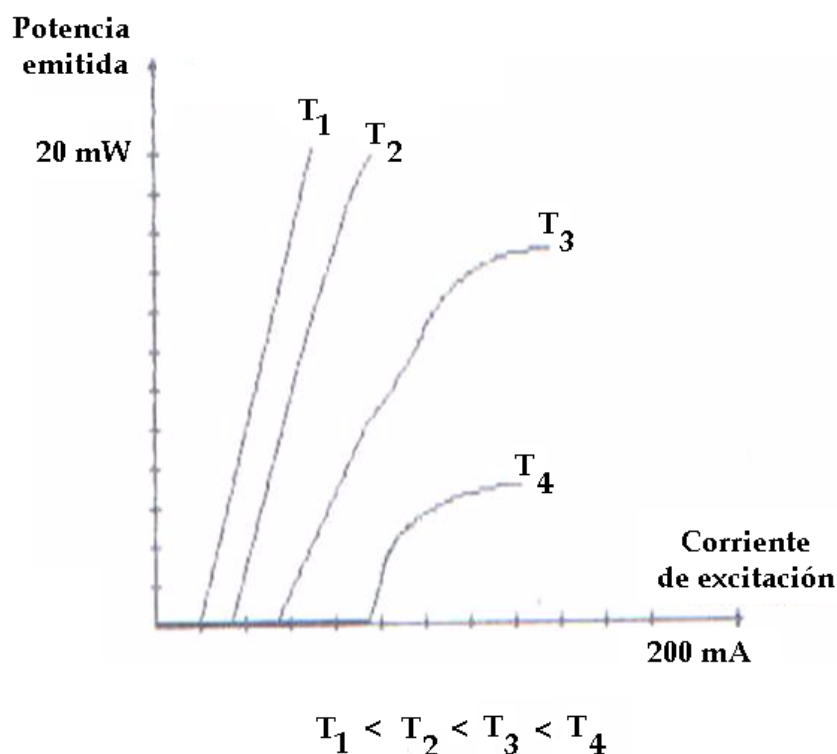


Figura 6.6. Dependencia del funcionamiento de un LD con la temperatura.

La geometría de BH de 1300 nm y 1550 nm puede ser modificada para producir un láser monocromático DFB, con una nueva estructura, formada por una red de difracción muy próxima a la región activa. Si el paso de la red es tal que la luz difractada retorna en el plano de la región activa, el láser oscilará con una determinada longitud de onda independientemente de la corriente de excitación. Por esto, el período de la red lo determina la longitud de onda requerida. Un láser es considerado monocromático si la razón entre el modo fundamental y los modos laterales es mayor que 25 dB en el rango de temperatura de trabajo. Este tipo de láser es muy empleado en enlaces submarinos.

En los LD anteriormente tratados el confinamiento óptico y de portadores se obtiene al revestir la capa activa de GaInAsP con capas pasivas de InP de los tipos p y n. Estas capas poseen una abertura de la banda más ancha que la capa activa, por lo que se forma un pozo de potencial, que evita la difusión de los portadores inyectados por la corriente de excitación. Las capas pasivas también tienen un menor índice de refracción que el de la capa activa por lo que se forma una guía de onda óptica, la cual confina la luz al plano de la capa activa a medida que se propaga entre los espejos.

Hay que polarizar el LD por encima de la corriente umbral con el objetivo de que no exista retraso de tiempo en la potencia de salida, ni oscilación en el impulso de salida; lo que provocaría la excitación de varios modos de emisión y una mayor dispersión cromática en la fibra. Para mantener la polarización del láser se requiere de un control de la corriente de polarización debido al corrimiento de la corriente umbral con la temperatura. Para lograr esto usualmente se utiliza un mecanismo de realimentación negativa. El diodo emisor ataca a la fibra y a la vez parte de su energía realimenta a un circuito de control mediante un fotodiodo. La diferencia entre la tensión en el fotodiodo y una tensión de referencia, activa un dispositivo que suministra la corriente de polarización.

6.4.1) Módulo láser

El uso de los LD requiere en la práctica de varios elementos funcionales. Estos están alojados dentro de una caja hermética; al conjunto se le denomina módulo láser. La conformación modular asegura la adaptación sencilla de este módulo al tramo de medio de transmisión (la fibra óptica). La adaptación óptica se efectúa en el módulo: se acopla de modo óptimo un tramo corto de conexión de fibra con la superficie del diodo (se requiere un ajuste de la fase). Este tramo se hace salir de forma hermética de la caja del módulo láser, como se muestra en la figura 6.7.

El módulo láser esta constituido por los siguientes elementos:

1. Una carcasa.
2. Un láser semiconductor.

3. Un fotodiodo de regulación ubicado en la cara posterior para medir la potencia media.
4. Un termistor de regulación.
5. Un módulo de efecto Peltier para estabilizar la temperatura.
6. Una cola de fibra óptica.

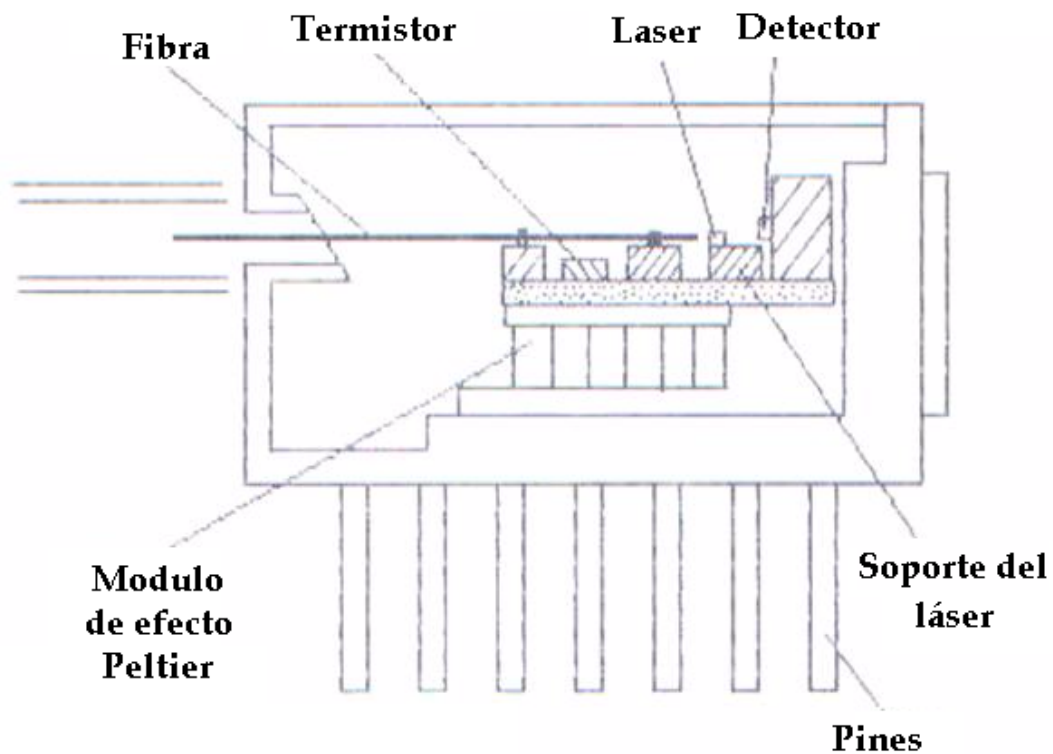


Figura 6.7. Módulo Láser.

6.5) Conclusiones

Podemos concluir que en la segunda y tercera ventana se utilizan los emisores de InGaAsP. La potencia óptica del LD suele ser 15 dB mayor que la del LED. El LED es útil para enlaces cortos, sin embargo en la actualidad la tendencia es usar el LD incluso en estos enlaces debido a que permite un margen mayor al sistema. El menor ancho espectral del LD posibilita un mayor ancho de banda del medio de transmisión (la fibra óptica). Un emisor LED no se puede utilizar en sistemas monomodos donde se desea un amplio ancho de banda.

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 7

Detectores ópticos

7.1) Introducción

En los receptores, la señal es detectada por un fotodetector semiconductor en el cual los fotones incidentes son convertidos en corriente eléctrica. En el fotodiodo se aprovechan el efecto de la absorción de radiación luminosa por un semiconductor. En este proceso, para transportar corriente se libera un par electrón–hueco por la incidencia de un fotón con mayor energía que la separación E de las bandas de energía, o sea, cada fotón que llega se transforma en la pareja electrón–hueco, por medio de la absorción de la energía del fotón.

Se suelen usar dos tipos de receptores en los sistemas de transmisión por fibra óptica: los fotodiodos PIN y los fotodiodos de avalancha (APD por sus siglas en inglés). Las características más importantes son la sensibilidad, la respuesta espectral, la ganancia de corriente en función de la tensión de polarización, la potencia equivalente de ruido y la banda pasante. El parámetro más importante para el diseño de un enlace es la sensibilidad S , que se define como la mínima potencia requerida para producir una determinada tasa de error, BER, a una determinada velocidad. Generalmente se diseñan los enlaces para un BER de 10^{-9} . La ganancia de corriente varía con la temperatura, estos dispositivos se polarizan con altas tensiones inversas, por otro lado la ganancia también varía con la longitud de onda y con la potencia óptica incidente.

7.2) Fotodiodos PIN

Este diodo es el más sencillo y económico de los empleados en fibras ópticas. Su denominación se debe a la estructura formada por tres capas: una delgada de tipo p, con muchas impurezas; una intermedia i, de elevada resistividad y de notable grosor; y una capa n, delgada y con gran cantidad de impurezas. Con esta configuración, el campo eléctrico se extiende por todo el ancho de la zona i en presencia de una

polarización. La luz incidente es absorbida por la capa *i* y como *p* es muy delgada se origina la formación de los pares electrón–hueco. El campo eléctrico separa las cargas y dirige los electrones hacia la capa *n* y los huecos hacia la capa *p*, generando una corriente inversa proporcional a la luz recibida. En oscuridad esta corriente se reduce a unos pocos *pA* (corriente de oscuridad). La región *i* constituye la zona activa del dispositivo.

El fotodiodo PIN presenta buena linealidad, es decir, proporcionalidad entre la corriente eléctrica generada y la potencia luminosa incidente. Para aplicaciones en la segunda y tercera ventana se utilizan fotodiodos PIN de arseniuro de indio galio (InGaAs), que tienen una corriente de oscuridad muy baja y buena sensibilidad. El dopaje de la capa de InGaAs influye en la capacidad intrínseca de la unión y por tanto de la polarización; una concentración de impurezas baja produce alta sensibilidad y una baja capacidad a un bajo voltaje.

Para aumentar la sensibilidad se puede asociar el fotodiodo a un preamplificador de bajo ruido. Los transistores FET de AsGa son los más adecuados como etapa preamplificadora. Actualmente se emplean los módulos híbridos PIN-FET para muy variadas aplicaciones.

7.3) Fotodiodos de avalancha (APD por sus siglas en ingles)

En los fotodiodos PIN con una capa más de semiconductor puede lograrse una variación abrupta del campo eléctrico. El campo eléctrico es tan potente entonces que los electrones generados son acelerados y adquieren velocidades tan altas, que por efecto de choques ionizan a otros portadores de carga. Por consiguiente, la corriente generada se multiplica por un factor *m*, haciéndose particularmente elevada. Este proceso se denomina ruptura por avalancha. Un APD puede considerarse como un diodo PIN con amplificador integrado.

La estructura de un APD consta de cuatro capas *n+*, *p*, *i*, *p+*; al colocar la unión (*n+*)-(p) se produce un alto campo eléctrico, de forma que los electrones que la cruzan son capaces de producir nuevos pares. Este diodo se polariza en inversa con una tensión mayor que en el diodo PIN. Los fotones deben ser absorbidos en la zona intrínseca, siendo acelerados los electrones en la zona (*n+*)-(p). El factor de multiplicación es del orden de 100. El tiempo de respuesta del APD comprende el tiempo de tránsito de los electrones hacia la zona de avalancha y el tiempo de retorno de los huecos a través de la zona *i*. Así, el tiempo de respuesta es casi el doble que para los diodos PIN.

Actualmente en la tercera ventana se utilizan los APD de InGaAs y en la segunda ventana los de Ge (germanio). Estos últimos tienen alta sensibilidad, su valor típico es de 0.7 A/W. Los niveles relativamente altos de la corriente de oscuridad y el ruido relativo al efecto de avalancha hacen que el APD de Ge se utilice en aplicaciones de velocidades de 140 Mbps y mayores.

La posibilidad de ganancia en los APD representa un mejoramiento de la relación S/N de 10 dB, sin embargo, debido al ruido de avalancha, que no aumenta en la misma forma que la señal, para valores de m mayores que 100 la relación S/N disminuye en vez de aumentar; por lo que es necesario controlar la polarización inversa del APD. El fotodiodo de avalancha solo se utiliza en aplicaciones de larga distancia, para aprovechar su alta sensibilidad y disminuir así el número de repetidores a utilizar.

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 8

Formatos de modulación digital

8.1) Introducción

Tanto la modulación digital como analógica son extensamente usadas en los sistemas de transmisión por fibra óptica. Generalmente, ambas técnicas utilizan la modulación en intensidad de la fuente de luz. La aplicación más común de los sistemas de transmisión por fibra óptica son las telecomunicaciones usando señales PCM/MDT. Otra aplicación que ha cobrado un gran auge, en el caso de la transmisión análoga, es la televisión por cable (CATV).

8.2) Polaridad y codificación

Antes de examinar los diferentes formatos de modulación digital, introduzcamos los conceptos de polaridad y codificación.

- **Polaridad**

Las señales bipolares tienen dos polaridades diferentes de cero y generalmente son simétricas con respecto al eje que representa el valor cero.

- **Codificación**

Las señales digitales son también clasificadas de acuerdo a si retornan al estado de señal de línea o mantienen el nivel cero durante cada intervalo de bit o usan polaridad de acuerdo a una lógica de diseño determinada. A esto se le llama codificación. Los códigos de señal comúnmente usados en sistemas de comunicaciones por fibras ópticas son ilustrados en la figura 8.1 y se describen a continuación.

8.3) Formatos de modulación digital

Los siguientes formatos de modulación digital son los más usados en los sistemas de transmisión por fibra óptica.

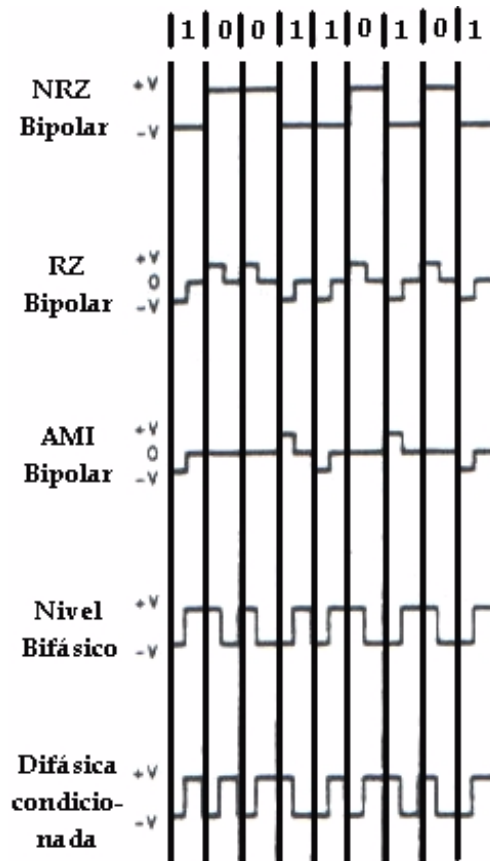


Figura 8.1. Codificación digital (formatos de línea).

- **Bipolar no retorno a cero (NRZ)**

Un “1” lógico es representado por un voltaje negativo, mientras que un “0” lógico es representado por un voltaje positivo. Cada pulso de señal ocupa totalmente el intervalo de tiempo. Este formato es el más simple para los procesos de generación y decodificación y requiere el menor ancho de banda de los formatos de codificación digital, pero no puede autosincronizarse.

- **Bipolar retorno a cero (RZ)**

Durante cada intervalo de bit, el estado del código de línea retorna al nivel cero. Un “1” lógico es representado por un voltaje negativo, mientras que un “0” lógico es representado por un voltaje positivo. RZ requiere al menos dos veces el ancho de banda que NRZ; algunos formatos RZ pueden autosincronizarse.

- **Inversión de marca alternada bipolar (AMI)**

AMI bipolar es un código no autosincronizado. Tiene tres niveles. El “1” lógico es representado por una transición en la mitad del bit, mientras que el “0” es representado por la ausencia de una transición.

- **Nivel bifásico**

El nivel bifásico es un tipo de codificación de fase en el cual existe una transición en el estado durante cada intervalo de bit. Este es un código autosincronizado. Un “1” es representado por una transición positiva (secuencia de “0” a “1”) durante el intervalo de bit, mientras que un cero es representado por una transición negativa (secuencia de “1” a “0”).

- **Difásico condicionado**

El difásico condicionado es generado por modulación difásica de una secuencia en banda base condicionada. El condicionamiento incluye una codificación de los datos que serán transmitidos en términos de transiciones o no transiciones como función de la señal en banda base. Un “0” es transmitido enviando el complemento del estado lógico del intervalo de bit previo. El receptor compara los bits recibidos del intervalo de bits serial y los decodifica como “0” o como “1” dependiendo de si los bits adyacentes son iguales o diferentes.

- **Modulación difásica**

En modulación difásica cada intervalo de bit tiene al menos una transición de señal a los efectos de la recuperación del tiempo. Un bit difásico es dividido en dos mitades de intervalo iguales. En la primera mitad del intervalo el complemento de la señal en banda base es transmitido, y en la segunda mitad del intervalo es transmitida la señal en banda base.

8.4) Codificación en línea en sistemas ópticos

Como el régimen óptico en aplicaciones digitales soporta solamente dos estados de señal, algunos de los formatos de modulación digital descritos arriba no pueden ser aplicados directamente sobre el transmisor óptico. De manera que:

Los formatos de modulación digital RZ y AMI son ternarios, es decir, manejan tres estados de señal eléctrica. Sin embargo, el régimen óptico en aplicaciones digitales soporta solo dos estados de señal: binaria. Por lo tanto, las señales ternarias deben ser convertidas a binarias para ser aplicadas a los transmisores ópticos. Esto se hace asignando un código binario de dos dígitos (00, 01, 10) a cada uno de los tres

estados. NRZ, nivel bifásico y difásico condicionado, son señales binarias y pueden ser aplicadas directamente a los transmisores ópticos.

8.5) Razón de transmisión

Dada una rata de bits o razón de información f_b , en dependencia del formato de modulación digital utilizado, según lo que se explicó en los Epígrafes anteriores, la razón de línea óptica puede cambiar, así tendremos que:

En codificación ternaria, cada intervalo de dato puede contener un máximo de dos estados, como cada estado esta representado por dos dígitos después de la conversión para código de línea óptica, la razón de línea óptica es cuatro veces la rata de bits para codificación eléctrica. Las codificaciones nivel bifásico y difásico condicionado dependen de transiciones medias de intervalo, por lo tanto la rata de línea óptica es dos veces la eléctrica. NRZ es el único código de todos los tratados aquí para el cual la razón de línea óptica es igual que la rata de bits eléctrica.

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 9

Ancho de banda

9.1) Introducción

Como ya estudiamos, existen diferentes tipos de fibra: multimodo y monomodo. En la primera, el fenómeno de dispersión, inversamente proporcional al ancho de banda soportado por la fibra, es función tanto de la dispersión modal como de la dispersión cromática, en la segunda, depende solamente de la dispersión cromática. La dispersión, en la fibra, depende de la longitud del enlace. Además, los terminales, el transmisor óptico y el receptor óptico, introducen, también, cierto retardo en la señal. Al combinar, entonces, los retardos que introducen la fibra y los terminales, para un enlace de cierta longitud, pudiera ser que el mismo, el sistema que le da vida, no soporte el ancho de banda que se requiere para una recepción adecuada. Resulta, entonces, de especial importancia, determinar el ancho de banda que puede soportar un sistema de comunicaciones por fibra óptica.

A continuación se propone un método sencillo para el cálculo de ancho de banda.

9.2) Ancho de banda en fibras multimodo

Como sabemos, en el caso de las fibras multimodo, el ancho de banda de transmisión estará limitado por parámetros de la fibra: dispersión modal y dispersión cromática. Y estará limitado, también, por parámetros de los equipos ópticos: tiempo de subida del transmisor y del receptor óptico. Por lo tanto, al calcular el ancho de banda, deben tenerse en cuenta todos estos factores.

En el caso de la fibra, para poder calcular el ancho de banda de una fibra multimodo, deben obtenerse de la hoja de especificaciones de la fibra que se va a utilizar, la siguiente información:

- Ancho de banda modal de la fibra óptica (a la longitud de onda de trabajo) $B_{Modal(MHz \times km)}$ en MHz x km.
- Dispersión cromática de la fibra (a la longitud de onda de trabajo) $D_{Cromática(ns / nm \times km)}$ en ns/nm x km.
- Longitud total de la fibra instalada $d_{instalada(km)}$ en km.
- Longitud de fábrica de la fibra óptica $d_{fabrica(km)}$ en km.
- Gamma, concatenación/rebaje γ

Con respecto a la información relativa a la fibra, sería conveniente hacer las siguientes precisiones:

Debe determinarse de forma muy precisa la longitud de la fibra óptica en la instalación. Esta longitud es el largo total de fibra de la instalación comprendida entre el transmisor óptico y el receptor óptico. La longitud de fábrica de la fibra es la longitud de fibra que ha usado el fabricante para medir el ancho de banda modal. La gamma de rebaje es el valor gamma proporcionado por el fabricante para tramos instalados de fibra más cortos que los usados en fábrica por el fabricante para medir el ancho de banda modal. La gamma de concatenación es el valor gamma proporcionado por el fabricante para tramos de fibra instalados que son más largos que los empleados en fábrica para medir el ancho de banda modal.

En el caso del equipamiento óptico, para poder calcular el ancho de banda del sistema, deben de obtenerse de la hoja de especificaciones del transmisor óptico y el receptor óptico, la siguiente información:

- Régimen de transmisión en baudios R_{Mbps} en Mbps.
- Método de modulación óptica, por ejemplo, NRZ, RZ, Manchester, Analógico.
- Anchura espectral del generador de luz Λ_{nm} en nm.
- Tiempo de subida del generador de luz $T_{GL(ns)}$ en ns.
- Tiempo de subida del detector de luz $T_{DL(ns)}$ en ns.
- Longitud de onda de trabajo λ_{nm} en nm.

Con respecto a la información relativa al equipamiento óptico, sería conveniente hacer las siguientes precisiones:

La velocidad de transmisión en baudios es el régimen eléctrico en baudios del equipo; el método de modulación es comúnmente del tipo PCM con NRZ, RZ, código Manchester, o modulación analógica de amplitud. La anchura espectral del generador de luz es la anchura espectral en nm considerada a mitad de potencia óptica (-3 dB). El tiempo de subida del generador de luz y del detector de luz es el tiempo en ns que necesita una señal de entrada con forma de onda en escalón para subir entre un 10% y un 90% de la amplitud total medida a la salida. La longitud de onda de trabajo es la longitud de onda que usa el sistema para las comunicaciones. Todos los ensayos deben ser efectuados y los parámetros de la fibra obtenidos para esta longitud de onda de trabajo.

9.2.1) Procedimiento para el cálculo de ancho de banda en fibras multimodo

Una vez escogidos los parámetros de la fibra y del equipamiento óptico, el procedimiento para determinar el ancho de banda es el siguiente:

1. Debe determinarse el ancho de banda eléctrico del sistema B_{MHz} en MHz, a partir de la velocidad de transmisión de datos requerida en Mbps. El ancho de banda depende del método de modulación, por ejemplo, NRZ requiere la mitad de ancho de banda que una modulación RZ. Veamos:

$$\begin{aligned} B_{MHz} &= R_{RZ(Mbps)} \\ B_{MHz} &= R_{Manchester(Mbps)} \\ B_{MHz} &= F_{Analógico(MHz)} \\ B_{MHz} &= \frac{R_{NRZ(Mbps)}}{2} \end{aligned} \quad (9.1)$$

2. Para calcular los parámetros desconocidos aplicaremos la siguiente ecuación para el tiempo de subida:

$$T_{Modal(ns)}^2 + T_{Cromática(ns)}^2 = T_{Sistema(ns)}^2 - T_{GL(ns)}^2 - T_{DL(ns)}^2 \quad (9.2)$$

El miembro izquierdo de esta ecuación puede ser considerado como el tiempo total de subida de la fibra óptica:

$$T_{Fibra(ns)}^2 = T_{Modal(ns)}^2 + T_{Cromática(ns)}^2 \quad (9.3)$$

El miembro derecho de esta ecuación puede ser considerado como el tiempo de subida del equipo:

$$T_{Equipo(ns)}^2 = T_{Sistema(ns)}^2 - T_{GL(ns)}^2 - T_{DL(ns)}^2 \quad (9.4)$$

3. El ancho de banda del sistema eléctrico se convierte a tiempo de subida usando una aproximación bastante conservadora:

$$T_{Sistema(ns)} = \frac{0.35}{B_{GHz}} \quad (9.5)$$

4. Utilizando los datos del fabricante, se introducen en la ecuación (9.4), los tiempos de subida del generador de luz y del detector de luz, y se determina el tiempo de subida del equipo.
5. Se determina el tiempo total de subida de la fibra.

- Se calcula el tiempo de subida para la dispersión modal:

El producto ancho de banda modal por longitud de la fibra se convierte en un ancho de banda modal total de la fibra instalada para todo el tramo de fibra:

$$B_{Modal-Instalación(MHz)} = \frac{B_{Modal(MHz \times km)}}{d_{instalación(km)}} \quad (9.6)$$

Si en el momento de la instalación la longitud de cable no es la misma que la longitud de fábrica, entonces, debe aplicarse el factor gamma del fabricante para ajustar el ancho de banda a la longitud instalada.

Los valores del ancho de banda modal de la fibra óptica se miden en fábrica para una longitud estándar. Si la longitud de fibra empleada en una instalación es mayor o menor, el ancho de banda modal de la fibra cambiará. El factor gamma proporciona una corrección para este cambio en longitud. Consultando al fabricante se puede obtener la longitud para medir el ancho de banda modal de la fibra óptica. El valor gamma no tiene unidades y varía entre 0.5 y 1.0.

Si la longitud de la instalación de fibra óptica es inferior a la longitud medida en fábrica (la fibra es recortada), se puede aplicar la siguiente ecuación:

$$B_{Modal-Instalación(MHz)} = \left(\frac{B_{Modal(MHz \times km)}}{d_{fábrica(km)}} \right) \times \left(\frac{d_{fábrica(km)}}{d_{instalación(km)}} \right)^{\gamma} \quad (9.7)$$

Si la longitud de la instalación de fibra óptica es mayor que la longitud medida en fábrica, se concatenarán varios tramos de longitudes de fibra de fábrica, y se puede aplicar la siguiente ecuación:

$$B_{Modal-Instalación(MHz)} = \left[\sum \text{Número-De-Fibras} \left(B_{Modal(MHz \times Km)} / d_{fábrica(Km)} \right)^{-1/\gamma} \right]^{-\gamma} \quad (9.8)$$

El ancho de banda modal de la fibra óptica se convierte a ancho de banda modal eléctrico. Esto es necesario porque una caída de 3 dB en potencia óptica equivale a una de 6 dB en potencia eléctrica.

$$B_{Modal-Eléctrico(MHz)} = 0.71 \times B_{Modal-Instalación(MHz)} \quad (9.9)$$

El ancho de banda modal eléctrico se convierte entonces a un tiempo de subida modal mediante la siguiente expresión:

$$T_{Modal(ns)} = \frac{0.35}{B_{Modal-Eléctrico(GHz)}} \quad (9.10)$$

- Se calcula el tiempo de subida para la dispersión cromática:

$$T_{Cromática(ns)} = D_{Cromática(ns / nm \times km)} \times \Lambda_{(nm)} \times d_{instalación(km)} \quad (9.11)$$

- Se calcula el tiempo total de subida de la fibra según la ecuación (9.3). Enseguida se calcula el ancho de banda eléctrico total de la fibra según la ecuación:

$$B_{Fibra-Total(GHz)} = \frac{0.35}{T_{Fibra(ns)}} \quad (9.12)$$

6. Si el tiempo total de subida de la fibra $T_{Fibra(ns)}$, es igual o menor, que el tiempo total de subida del equipo $T_{Equipo(ns)}$, lo que equivale a plantear, que si el ancho de banda total eléctrico de la fibra $B_{Fibra-Total(GHz)}$, es igual o mayor que el ancho de banda total eléctrico del equipo $B_{Equipo(GHz)}$, la fibra seleccionada es apropiada para la velocidad de transmisión de datos requerida del equipo.

9.2.2) Ejemplo de cálculo de ancho de banda en fibras multimodo

A continuación dos ejemplos de cálculo de ancho de banda en fibras multimodo.

9.2.2.1) Enlace de transmisión de video en circuito cerrado

Se va a diseñar un enlace por fibra óptica para proporcionar un enlace de transmisión de video a una cámara de video que presta servicio de monitoreo en circuito cerrado. La distancia del camino de la fibra óptica entre módems ópticos es de 4.4 km.

Datos

Especificaciones de la fibra que se va a utilizar:

- Tipo de fibra: Multimodo 62.5/125 μm
- Ancho de banda modal de la fibra óptica (a la longitud de onda de trabajo) $B_{Modal}(MHz \times km)$ en MHz x km: 200 a 1310 nm
- Dispersión cromática de la fibra (a la longitud de onda de trabajo) $D_{Cromática}(ns / nm \times km)$ en ns/nm x km: 0.1
- Longitud total de la fibra instalada $d_{instalada(km)}$ en km: 4.4
- Longitud de fábrica de la fibra óptica $d_{fabrica(km)}$ en km: 2.2
- Gamma, concatenación γ : 0.9

Especificaciones del equipo óptico que se va a utilizar:

- Ancho de banda de video en MHz a 3 dB: 10
- Método de modulación óptica: Analógico.
- Anchura espectral del generador de luz Λ_{nm} en nm: 20
- Tiempo de subida del generador de luz $T_{GL(ns)}$ en ns: 5
- Tiempo de subida del detector de luz $T_{DL(ns)}$ en ns: 8
- Longitud de onda de trabajo λ_{nm} en nm: 1310

Hallar

¿Tendrá la fibra óptica seleccionada el ancho de banda necesario para el largo de fibra requerido?

Cálculos

1. Determinación del ancho de banda eléctrico del sistema:

$$B_{MHz} = F_{Analógico(MHz)} = 10$$

2. Determinación del tiempo de subida del sistema:

$$T_{Sistema(ns)} = \frac{0.35}{B_{GHz}} = 0.35/0.01 = 35$$

3. Determinación del tiempo de subida del equipo:

$$\begin{aligned} T_{Equipo(ns)}^2 &= T_{Sistema(ns)}^2 - T_{GL(ns)}^2 - T_{DL(ns)}^2 \Rightarrow \\ \Rightarrow T_{Equipo(ns)} &= \sqrt{T_{Sistema(ns)}^2 - T_{GL(ns)}^2 - T_{DL(ns)}^2} = \sqrt{35^2 - 5^2 - 8^2} = 33.7 \end{aligned}$$

4. Se determina el tiempo total de subida de la fibra.

- Se calcula el tiempo de subida para la dispersión modal:

La longitud de instalación de la fibra requiere dos largos de cable de fibra, por lo tanto, la ecuación de gamma de concatenación se usará para ajustar el valor del ancho de banda modal:

$$\begin{aligned} B_{Modal-Instalación(MHz)} &= \left[\sum \text{Número-De-Fibras} \left(B_{Modal(MHz \times km)} / d_{fábrica(km)} \right)^{-1/\gamma} \right]^{-\gamma} = \\ &= \left[(200 / 2.2)^{-1/0.9} + (200 / 2.2)^{-1/0.9} \right]^{-0.9} = 48.7 \end{aligned}$$

El ancho de banda modal de la fibra óptica se convierte a ancho de banda modal eléctrico:

$$B_{Modal-Eléctrico(MHz)} = 0.71 \times B_{Modal-Instalación(MHz)} = 0.71 \times 48.7 = 34.6$$

El ancho de banda modal eléctrico se convierte a tiempo de subida modal:

$$T_{Modal(ns)} = \frac{0.35}{B_{Modal-Eléctrico(GHz)}} = 0.35/0.0346 = 10.1$$

- Se calcula el tiempo de subida para la dispersión cromática:

$$T_{Cromática(ns)} = D_{Cromática(ns/nm \times km)} \times \Lambda_{(nm)} \times d_{instalación(km)} = 0.1 \times 20 \times 4.4 = 8.8$$

- Se calcula el tiempo total de subida de la fibra:

$$T_{Fibra(ns)}^2 = T_{Modal(ns)}^2 + T_{Cromática(ns)}^2 \Rightarrow T_{Fibra(ns)} = \sqrt{T_{Modal(ns)}^2 + T_{Cromática(ns)}^2} = \sqrt{10.1^2 + 8.8^2} = 13.4$$

5. Se determina el ancho de banda total eléctrico de la fibra:

$$B_{Fibra-Total(GHz)} = \frac{0.35}{T_{Fibra(ns)}} = 0.35/13.4 = 0.0261 = 26.1 MHz$$

Conclusiones

Como el tiempo de subida total de la fibra (13.4 ns) es inferior al tiempo de subida requerido por el equipo (33.7), la elección de la fibra óptica es adecuada para el ancho de banda de video requerido y la longitud de fibra instalada.

9.2.2.2) Red de área local para transmisión de datos

Se va a diseñar un enlace por fibra óptica para proporcionar comunicación *RAL* de datos a 10 Mbps. La distancia del camino de fibra entre repetidores *RAL* es de 3.2 km. El cable de fibra se adquiere con una longitud de fábrica de 4.4 km y se recorta para la instalación.

Datos

Especificaciones de la fibra que se va a utilizar:

- Tipo de fibra: Multimodo 62.5/125 μm
- Ancho de banda modal de la fibra óptica (a la longitud de onda de trabajo) $B_{Modal(MHz \times km)}$ en MHz x km: 160 a 1310 nm
- Dispersión cromática de la fibra (a la longitud de onda de trabajo) $D_{Cromática(ns/nm \times km)}$ en ns/nm x km: 0.1

- Longitud total de la fibra instalada $d_{instalada(km)}$ en km: 3.2
- Longitud de fábrica de la fibra óptica $d_{fabrica(km)}$ en km: 4.4
- Gamma, concatenación γ : 0.5

Especificaciones del equipo óptico que se va a utilizar:

- Velocidad máxima en baudios: 10 Mbps
- Método de modulación óptica: NRZ
- Anchura espectral del generador de luz Λ_{nm} en nm: 20
- Tiempo de subida del generador de luz $T_{GL(ns)}$ en ns: 12
- Tiempo de subida del detector de luz $T_{DL(ns)}$ en ns: 20
- Longitud de onda de trabajo λ_{nm} en nm: 1310

Hallar

¿Tendrá la fibra óptica seleccionada el ancho de banda necesario para el largo de fibra requerido?

Cálculos

1. Determinación del ancho de banda eléctrico del sistema:

$$B_{MHz} = R_{NRZ(Mbps)} / 2 = 10 / 2 = 5$$

2. Determinación del tiempo de subida del sistema:

$$T_{Sistema(ns)} = \frac{0.35}{B_{GHz}} = 0.35 / 0.005 = 70$$

3. Determinación del tiempo de subida del equipo:

$$T_{Equipo(ns)}^2 = T_{Sistema(ns)}^2 - T_{GL(ns)}^2 - T_{DL(ns)}^2 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow T_{Equipo(ns)} = \sqrt{T_{Sistema(ns)}^2 - T_{GL(ns)}^2 - T_{DL(ns)}^2} = \sqrt{70^2 - 12^2 - 20^2} = 66$$

4. Se determina el tiempo total de subida de la fibra.

- Se calcula el tiempo de subida para la dispersión modal:

La longitud de instalación de la fibra es inferior a la longitud de medida del ancho de banda en fábrica, por lo tanto, la ecuación de gamma de recorte se usará para ajustar el valor del ancho de banda modal:

$$B_{Modal-Instalación(MHz)} = \left(\frac{B_{Modal(MHz \times km)}}{d_{fábrica(km)}} \right) \times \left(\frac{d_{fábrica(km)}}{d_{instalación(km)}} \right)^{\gamma} = \\ = 160 / 4.4 \times (4.4 / 3.2)^{0.5} = 42.6$$

El ancho de banda modal de la fibra óptica se convierte a ancho de banda modal eléctrico:

$$B_{Modal-Eléctrico(MHz)} = 0.71 \times B_{Modal-Instalación(MHz)} = 0.71 \times 42.6 = 30.2$$

El ancho de banda modal eléctrico se convierte a tiempo de subida modal:

$$T_{Modal(ns)} = \frac{0.35}{B_{Modal-Eléctrico(GHz)}} = 0.35 / 0.0302 = 11.6$$

- Se calcula el tiempo de subida para la dispersión cromática:

$$T_{Cromática(ns)} = D_{Cromática(ns / nm \times km)} \times \Lambda_{(nm)} \times d_{instalación(km)} = 0.1 \times 20 \times 3.2 = 6.4$$

- Se calcula el tiempo total de subida de la fibra:

$$T_{Fibra(ns)}^2 = T_{Modal(ns)}^2 + T_{Cromática(ns)}^2 \Rightarrow T_{Fibra(ns)} = \sqrt{T_{Modal(ns)}^2 + T_{Cromática(ns)}^2} = \\ = \sqrt{11.6^2 + 6.4^2} = 13.2$$

5. Se determina el ancho de banda total eléctrico de la fibra:

$$B_{Fibra-Total(GHz)} = \frac{0.35}{T_{Fibra(ns)}} = 0.35 / 13.2 = 0.0265 = 26.5 \text{ MHz}$$

Conclusiones

Como el tiempo de subida total de la fibra (13.2 ns) es inferior al tiempo de subida requerido por el equipo (66 ns), la elección de la fibra óptica es adecuada para la velocidad de transmisión de datos requerida y la longitud de fibra instalada.

9.3) Ancho de banda en fibras monomodo

El ancho de banda de un sistema que utiliza fibra monomodo está limitado por la dispersión cromática del material y por la dispersión cromática guía de onda, la cual se especifica en la forma $ps / nm \times km$. También está limitado por parámetros del equipo, tales como, los tiempos de subida del transmisor óptico y del receptor óptico. Hay fibras monomodo convencionales con una dispersión cercana a cero a la longitud de onda de trabajo de 1310 nm, por lo que soportan anchos de banda muy elevados. Hay también disponibles fibras ópticas con dispersión cercana a cero a 1550 nm y que se conocen como fibras con dispersión desplazada. También hay disponibles fibras ópticas con dispersión cercana a cero tanto a 1310 como a 1550 nm, conocidas como fibras con dispersión aplanada.

En el caso de la fibra, para poder calcular el ancho de banda de una fibra monomodo, deben obtenerse de la hoja de especificaciones de la fibra que se va a utilizar, la siguiente información:

- Dispersión cromática del material (a la longitud de onda de trabajo)
 $D_{Material}(ps / nm \times km)$ en ps/nm x km.
- Dispersión cromática guía de onda (a la longitud de onda de trabajo)
 $D_{Guía-De-Onda}(ps / nm \times km)$ en ps/nm x km.
- Longitud total de la fibra instalada $d_{instalada(km)}$ en km.

Con respecto a la información relativa a la fibra, sería conveniente hacer las siguientes precisiones:

Debe determinarse de forma muy precisa la longitud de la fibra óptica en la instalación. Esta longitud es el largo total de fibra de la instalación comprendida entre el transmisor óptico y el receptor óptico.

En el caso del equipamiento óptico, para poder calcular el ancho de banda del sistema, deben de obtenerse de la hoja de especificaciones del transmisor óptico y el receptor óptico, la siguiente información:

- Régimen de transmisión en baudios R_{Mbps} en Mbps.

- Método de modulación óptica, por ejemplo, NRZ, RZ, Manchester, Analógico.
- Anchura espectral del generador de luz Λ_{nm} en nm.
- Tiempo de subida del generador de luz $T_{GL(ns)}$ en ns.
- Tiempo de subida del detector de luz $T_{DL(ns)}$ en ns.
- Longitud de onda de trabajo λ_{nm} en nm.

Con respecto a la información relativa al equipamiento óptico, sería conveniente hacer las siguientes precisiones:

La velocidad de transmisión en baudios es el régimen eléctrico en baudios del equipo; el método de modulación es comúnmente del tipo PCM con NRZ, RZ, código Manchester, o modulación analógica de amplitud. La anchura espectral del generador de luz es la anchura espectral en nm considerada a mitad de potencia óptica (-3 dB). El tiempo de subida del generador de luz y del detector de luz es el tiempo en ns que necesita una señal de entrada con forma de onda en escalón para subir entre un 10% y un 90% de la amplitud total medida a la salida. La longitud de onda de trabajo es la longitud de onda que usa el sistema para las comunicaciones. Todos los ensayos deben ser efectuados y los parámetros de la fibra obtenidos para esta longitud de onda de trabajo.

9.3.1) Procedimiento para el cálculo de ancho de banda en fibras monomodo

Una vez escogidos los parámetros de la fibra y del equipamiento óptico, el procedimiento para determinar el ancho de banda es el siguiente:

1. Debe determinarse el ancho de banda eléctrico del sistema B_{MHz} en MHz, a partir de la velocidad de transmisión de datos requerida en Mbps. El ancho de banda depende del método de modulación, por ejemplo, NRZ requiere la mitad de ancho de banda que una modulación RZ. Veamos:

$$\begin{aligned}
 B_{MHz} &= R_{RZ(Mbps)} \\
 B_{MHz} &= R_{Manchester(Mbps)} \\
 B_{MHz} &= F_{analógico(MHz)} \\
 B_{MHz} &= \frac{R_{NRZ(Mbps)}}{2}
 \end{aligned}
 \tag{9.13}$$

2. Para calcular los parámetros desconocidos aplicaremos la siguiente ecuación para el tiempo de subida:

$$T_{Modal(ns)}^2 + T_{Cromática(ns)}^2 = T_{Sistema(ns)}^2 - T_{GL(ns)}^2 - T_{DL(ns)}^2 \quad (9.14)$$

El miembro izquierdo de esta ecuación puede ser considerado como el tiempo total de subida de la fibra óptica:

$$T_{Fibra(ns)}^2 = T_{Cromática(ns)}^2 \quad (9.15)$$

El miembro derecho de esta ecuación puede ser considerado como el tiempo de subida del equipo:

$$T_{Equipo(ns)}^2 = T_{Sistema(ns)}^2 - T_{GL(ns)}^2 - T_{DL(ns)}^2 \quad (9.16)$$

3. El ancho de banda del sistema eléctrico se convierte a tiempo de subida usando una aproximación bastante conservadora:

$$T_{Sistema(ns)} = \frac{0.35}{B_{GHz}} \quad (9.17)$$

4. Utilizando los datos del fabricante, se introducen en la ecuación (9.16), los tiempos de subida del generador de luz y del detector de luz, y se determina el tiempo de subida del equipo.
5. Se determina el tiempo de subida cromático. Este se calcula usando los valores de la dispersión cromática de la fibra a la longitud de onda de trabajo:

$$D_{Cromática(ps/nm \times km)} = D_{Material(ps/nm \times km)} + D_{Guía-De-Onda(ps/nm \times km)} \quad (9.18)$$

$$T_{Cromática(ns)} = D_{Cromática(ns/nm \times km)} \times \Lambda_{(nm)} \times d_{instalación(km)} \quad (9.19)$$

Enseguida se calcula el ancho de banda eléctrico total de la fibra según la ecuación:

$$B_{Fibra-Total(GHz)} = \frac{0.35}{T_{Fibra(ns)}} \quad (9.20)$$

6. Si el tiempo total de subida de la fibra $T_{Fibra(ns)}$, es igual o menor, que el tiempo total de subida del equipo $T_{Equipo(ns)}$, lo que equivale a plantear, que si el ancho de banda total eléctrico de la fibra $B_{Fibra-Total(GHz)}$, es igual o mayor

que el ancho de banda total eléctrico del equipo $B_{Equipo(GHz)}$, la fibra seleccionada es apropiada para la velocidad de transmisión de datos requerida del equipo.

9.3.2) Ejemplo de cálculo de ancho de banda en fibras monomodo

A continuación un ejemplo de cálculo de ancho de banda en fibras monomodo.

9.3.2.1) Enlace de comunicaciones OC-3

Se va a diseñar un enlace por fibra óptica para proporcionar un enlace de comunicaciones OC-3 a alta velocidad y obtener 2000 canales de comunicación vía telefónica entre dos ciudades separadas 50 km.

Datos

Especificaciones de la fibra que se va a utilizar:

- Tipo de fibra: Monomodo estándar 8/125 μm
- Dispersión cromática del material (a la longitud de onda de trabajo) $D_{Material}(ps/nm \times km)$ en ps/nm x km: 6
- Dispersión cromática guía de onda (a la longitud de onda de trabajo) $D_{Guía-De-Onda}(ps/nm \times km)$ en ps/nm x km: 5
- Longitud total de la fibra instalada $d_{instalada(km)}$ en km: 50

Especificaciones del equipo óptico que se va a utilizar:

- Velocidad de transmisión en baudios: 155.52 Mbps
- Método de modulación óptica: NRZ
- Anchura espectral del generador de luz Λ_{nm} en nm: 20
- Tiempo de subida del generador de luz $T_{GL(ns)}$ en ns: 2
- Tiempo de subida del detector de luz $T_{DL(ns)}$ en ns: 1
- Longitud de onda de trabajo λ_{nm} en nm: 1310

Hallar

¿Tendrá la fibra óptica seleccionada el ancho de banda necesario para el largo de fibra requerido?

Cálculos

1. Determinación del ancho de banda eléctrico del sistema:

$$B_{MHz} = R_{NRZ(Mbps)} / 2 = 155.52 / 2 = 77.76$$

2. Determinación del tiempo de subida del sistema:

$$T_{Sistema(ns)} = \frac{0.35}{B_{GHz}} = 0.35 / 0.07776 = 4.5$$

3. Determinación del tiempo de subida del equipo:

$$\begin{aligned} T_{Equipo(ns)}^2 &= T_{Sistema(ns)}^2 - T_{GL(ns)}^2 - T_{DL(ns)}^2 \Rightarrow \\ \Rightarrow T_{Equipo(ns)} &= \sqrt{T_{Sistema(ns)}^2 - T_{GL(ns)}^2 - T_{DL(ns)}^2} = \sqrt{4.5^2 - 2^2 - 1^2} = 3.9 \end{aligned}$$

4. Se determina el tiempo de subida de la fibra.

$$T_{Cromática(ns)} = D_{Cromática(ns / nm \times km)} \times \Lambda_{(nm)} \times d_{instalación(km)} = (0.006 - 0.005) \times 20 \times 50 = 1$$

5. Se determina el ancho de banda total eléctrico de la fibra:

$$B_{Fibra-Total(GHz)} = \frac{0.35}{T_{Fibra(ns)}} = 0.35 / 1 = 0.35$$

Conclusiones

Como el tiempo de subida total de la fibra (1 ns) es inferior al tiempo de subida requerido por el equipo (3.9 ns), la elección de la fibra óptica es adecuada para la velocidad de transmisión de datos requerida y la longitud de fibra instalada.

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 10

Atenuación en enlaces por fibra óptica

10.1) Introducción

La fibra óptica, los conectores, los empalmes, y en general los diferentes elementos que hacen parte de una red por fibra óptica introducen atenuación. En el caso de la fibra, esta atenuación aumenta con la longitud del enlace. Se hará necesario, entonces, contabilizar la cantidad de dB que se pierden en la red de manera que estos puedan ser compensados con potencia de transmisión dada la sensibilidad del receptor óptico, y en el caso que sea necesario, con el uso de repetidores, que al suministrarle ganancia a la señal permiten aumentar la longitud del enlace.

A continuación se propone un método sencillo para el cálculo de atenuación.

10.2) Cálculo de atenuación

A continuación se desarrollara un procedimiento para calcular la atenuación en un enlace por fibra óptica punto a punto. En la figura 10.1 se representa dicho enlace.

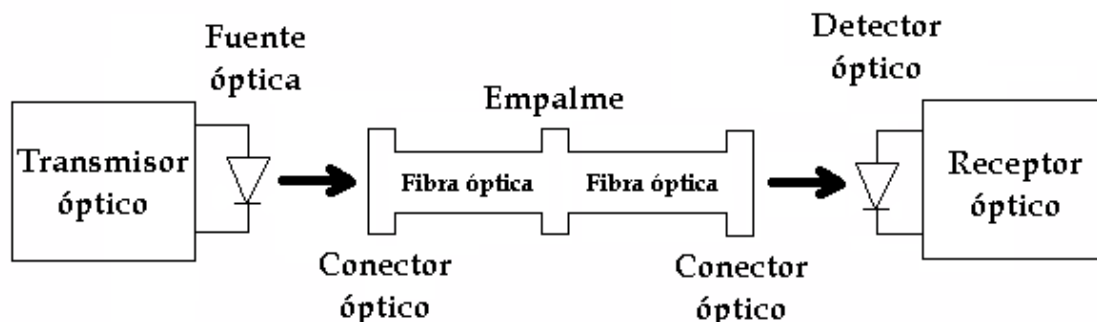


Figura 10.1. Enlace por fibra óptica punto a punto.

En la figura el transmisor óptico entrega una potencia óptica P_T en dBm , los conectores ópticos introducen pérdidas de inserción α_C en dB por conector (en el caso de enlaces punto a punto utilizaremos dos conectores), los empalmes introducen pérdidas de inserción α_E en dB por empalme (habrá tantos empalmes como sea la relación entre la longitud total del enlace L en km y la longitud del carrete de fibra usado L_C en km menos uno –el último tramo no requiere de empalmes ya que se termina en el receptor- es decir, el número de empalmes NE será igual a: $NE = (L/L_C) - 1$, el receptor óptico tiene una sensibilidad S en dBm y la fibra óptica tiene una constante de atenuación α_{FO} en dB/km .

Puede plantarse entonces la ecuación siguiente para balancear la ganancia y las pérdidas en el enlace.

$$G - L_T = 0 \quad (10.1)$$

Donde

G : Ganancia del sistema en dB y es igual a: $G = P_T - S$, con P_T y S en dBm .

L_T : Son las pérdidas totales en dB .

Si ahora descomponemos las pérdidas totales en sus respectivas componentes tendremos que

$$L_T = NC \times \alpha_C + NE \times \alpha_E + L \times \alpha_{FO} + MD \quad (10.2)$$

Donde NC es número de conectores (dos en enlaces punto a punto); MD es margen de diseño, se expresa en dB , y es un margen de protección del cual se provee al enlace para resguardarlo, por ejemplo, de la atenuación que introduce el polvo que se acumula en los conectores (se le asigna el valor, generalmente, de 3 dB ; y el resto de los parámetros y sus unidades ya fueron definidos y definidas anteriormente.

Si en 10.2, donde aparece NE , lo sustituimos por la expresión que nos permite hallar el número de empalmes: $NE = (L/L_C) - 1$, obtenemos

$$L_T = NC \times \alpha_C + \left(\frac{L}{L_C} - 1 \right) \times \alpha_E + L \times \alpha_{FO} + MD \quad (10.3)$$

Sustituyendo (10.3) en (10.1) y descomponiendo G en sus términos componentes obtenemos

$$P_T - S - NC \times \alpha_C - \left(\frac{L}{L_C} - 1 \right) \times \alpha_E - L \times \alpha_{FO} - MD = 0 \quad (10.4)$$

Si consideramos a L no como la longitud total del enlace, sino como la longitud de un tramo de repetición L_R , y la despejamos de (10.4), se obtendrá, para la combinación transmisor-medio de transmisión (conectores, empalmes y fibra)-receptor, la distancia máxima que se puede cubrir sin necesidad de repetir la señal debido a las pérdidas presentes en el enlace.

$$L_R = \frac{P_T - S - NC \times \alpha_C + \alpha_E - MD}{\frac{\alpha_E}{L_C} + \alpha_{FO}} \quad (10.5)$$

10.3) Ejemplo de cálculo de atenuación en enlaces por fibra óptica

Datos

$$P_T = -3dBm$$

$$S = -32dBm$$

$$NC = 2$$

$$\alpha_C = 0.15dB$$

$$\alpha_E = 0.1dB$$

$$\alpha_{FO} (\lambda_{Operación} = 1550nm) = 0.19dB / km$$

$$L_C = 6.6km$$

$$MD = 3dB$$

Hallar L_R

Resultados

$$L_R = \frac{P_T - S - NC \times \alpha_C + \alpha_E - MD}{\frac{\alpha_E}{L_C} + \alpha_{FO}} = \frac{-3 - (-32) - 2 \times 0.15 + 0.1 - 3}{\frac{0.1}{6.6} + 0.19} = 125.8km$$

Conclusiones

Dada la combinación transmisor-medio de transmisión-receptor habrá que repetir la señal a los 125.8 km.

10.4) Reflexiones relativas al cálculo de atenuación

Los transmisores y receptores ópticos tienen un rango dinámico. En el caso de los transmisores el rango dinámico es el intervalo de potencia de transmisión mínima-máxima que entregan. En el caso de los receptores el rango dinámico es el intervalo de sensibilidad mínima-máxima dentro del cual operan sin que se degrade la detección (se degrade el *BER* proyectado) y sin que se saturen los circuitos que lo integran. De manera que dados los rangos dinámicos del transmisor y del receptor la distancia máxima entre repetidores debe calcularse para la combinación: potencia de transmisión mínima-sensibilidad mínima (como se hizo en el ejercicio desarrollado) y asegurarnos enseguida que para esa distancia, en el caso en que el transmisor entregue su potencia máxima no ocurra la saturación, lo cual supone probar la combinación: potencia de transmisión máxima-sensibilidad máxima.

Supongamos entonces que el rango dinámico del transmisor utilizado en el ejercicio es: -3 dBm a 2 dBm (el rango dinámico del transmisor también se conoce como alimentación de lanzamiento mínima-máxima) y que el rango dinámico del receptor utilizado en el ejercicio es: -32 dBm a -8 dBm (a la sensibilidad máxima también se le llama sobrecarga mínima). Comprobemos entonces que para la distancia entre repetidores L_R de 125.8 km no se satura el receptor, lo cual supone probar la combinación: $P_T = 2 \text{ dBm} \leftrightarrow S = -8 \text{ dBm}$. Para esto lo que hacemos es verificar que para la distancia de 125.8 km la potencia que llega a la entrada del receptor P_R es menor o igual que -8 dBm . Veamos:

$$P_T - NC \times \alpha_C - \left(\frac{L}{L_C} - 1 \right) \times \alpha_E - L \times \alpha_{FO} = P_R \leq -8 \text{ dBm} \Rightarrow$$
$$\Rightarrow 2 - 2 \times 0.15 - \left(\frac{125.8}{6.6} - 1 \right) \times 0.1 - 125.8 \times 0.19 = -24.01 \text{ dBm} < -8 \text{ dBm}$$

No se satura el receptor.

Nótese que para la verificación no se tuvo en cuenta el margen de diseño, ya que estas son unas pérdidas que van apareciendo con el tiempo y que por lo tanto no actúan sobre el enlace inicialmente.

Por último, si por alguna razón (por ejemplo, a lo largo de la ruta hay un punto o puntos donde es necesario bajar y subir canales) hubiera que repetir a una distancia para la cual la potencia a la entrada del receptor es mayor que la sobrecarga mínima, se hace necesario introducir en el enlace una atenuación adicional por medio de atenuadores especialmente diseñados para este propósito.

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 11

Principales sistemas de comunicaciones soportados sobre fibra óptica

11.1) Introducción

En este Capítulo se presentarán muy brevemente los principales sistemas de comunicaciones soportados sobre enlaces por fibra óptica.

11.2) Sistema de módem óptico

En la figura 10.1 se representa un sistema óptico mediante módem. Dos computadores, un teléfono y un enlace de vídeo, utilizan módem por fibra óptica separados pero conectados a un cable único de fibra óptica por medio de latiguillos. Cada módem es independiente, por lo que, un fallo en uno de ellos no afectaría el funcionamiento de los demás módems. El sistema puede ser expandido fácilmente añadiendo nuevos módems al cable de fibra óptica, asumiendo que se dispone de las fibras ópticas adicionales.

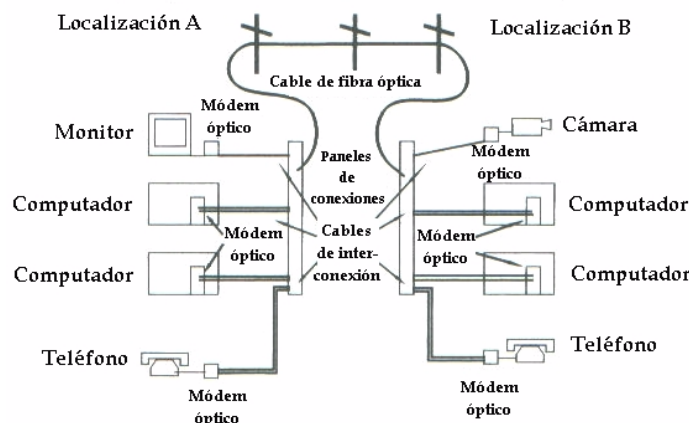


Figura 11.1. Sistema óptico mediante módem.

11.3) Sistema multiplexado

En la figura 11.2 se representa un sistema óptico multiplexado. El sistema multiplexado hace posible el incremento de la eficacia de las fibras ópticas disponibles y de su ancho de banda. Un gran número de señales iguales o diferentes pueden ser colocadas sobre dos fibras ópticas. Uno de estos sistemas, que utiliza el protocolo SONET, es capaz de multiplexar 32256 conversaciones telefónicas sobre dos fibras ópticas. El multiplexor se conecta al cable de fibra óptica con dos latiguillos y a través del panel de conexiones a ambos extremos del enlace.

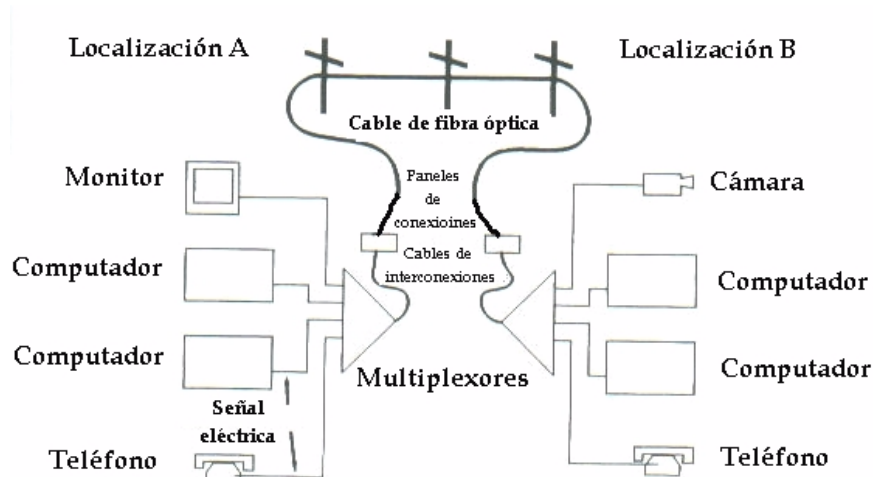


Figura 11.2. Sistema multiplexado.

11.4) ETHERNET

En la figura 11.3 se representa un sistema ETHERNET. Las fibras ópticas pueden usarse para extender las distancias *RAL* del servicio ETHERNET más lejos que los cables convencionales. Por ejemplo, la utilización de puentes de fibras ópticas monomodo, puede extender la distancia por encima de los 30 km.

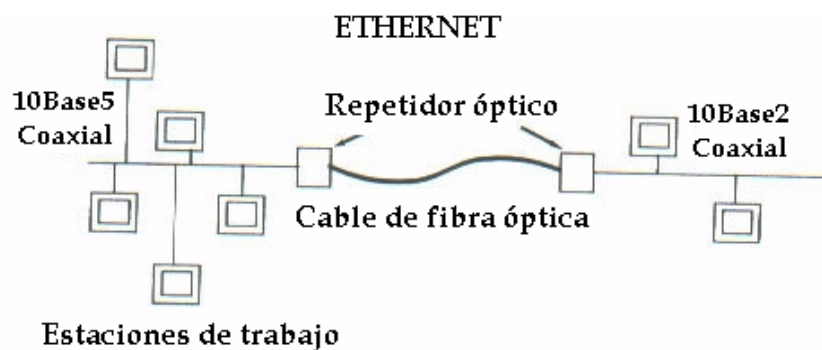


Figura 11.3. Sistema ETHERNET.

11.5) Interfaz de datos distribuidos por fibra (FDDI por sus siglas en ingles)

En las figuras 11.4 y 11.5 se representan un sistema FDDI y un fallo en el anillo FDDI respectivamente. FDDI es un estándar utilizado en áreas de tecnología de redes, que trabaja con un régimen elevado de datos (100 Mbps) y que se apoya en las fibras ópticas como medio de transporte. El sistema esta configurado en doble anillo (esta estructura proporciona un alto grado de fiabilidad y seguridad), utilizando un par de fibras para conectar cada aparato al anillo. A menudo se utiliza como columna vertebral de alta velocidad del computador principal, así como para encaminar redes de baja velocidad de datos *RAL*, o para conectar unidades centrales de los computadores. Como vía rápida de datos, esta provisto del suficiente ancho de banda para transportar grandes cantidades de datos, y es lo suficientemente robusto como para admitir una elevada tolerancia de fallos y redundancias.

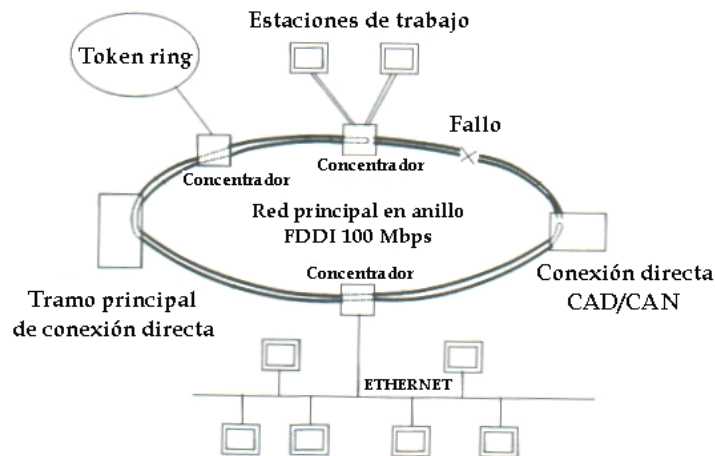


Figura 11.4. Red principal de FDDI.

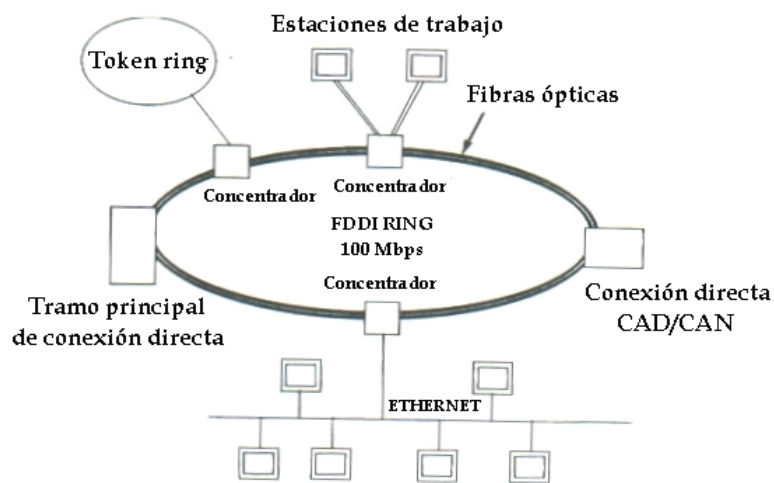


Figura 11.5. Fallo en el anillo.

11.6) Red óptica sincrónica (SONET por sus siglas en ingles)

SONET es un protocolo estándar utilizado para comunicaciones por fibra óptica, interfaces y dirección. Está definido para ocho velocidades de transmisión de datos, como se muestra en la tabla 11.1.

NIVEL	RÉGIMEN DE DATOS (Mbps)	NÚMERO DE CANALES DE VOZ (UTILIZANDO CANALES ESTÁNDAR DE 64 Kbps NO COMPRIMIDOS)
OC-1	51.84	672
OC-3	155.52	2016
OC-9	466.56	
OC-12	622.08	8064
OC-18	933.12	
OC-24	1244.16	16128
OC-36	1866.24	
OC-48	2488.32	32256

Tabla 11.1.Velocidades de transmisión de datos SONET.

SONET proporciona un estándar internacional de familias de canales de transmisión a régimen óptico. Esto proporciona una operatividad a nivel óptico entre vendedores de equipos ópticos. También permite el multiplexado sincrónico y permite una conexión-desconexión eficaz de canales de operación ubicados en lugares cualesquiera. Debido al elevado régimen de datos que maneja, SONET utiliza, generalmente, como medio de transmisión, fibras monomodo.

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 12

Topologías de red usadas en los sistemas de comunicaciones ópticas

12.1) Introducción

En este Capítulo se presentarán muy brevemente las principales topologías de red que se utilizan en los sistemas de comunicaciones ópticas.

Las topologías de red se pueden clasificar como topologías lógicas o físicas, como se muestra en la figura 12.1. Una topología lógica describe el método por el cual se comunican unos con otros los nodos de la red. Una topología física es el trazado real físico del cableado y de los nodos en la red.

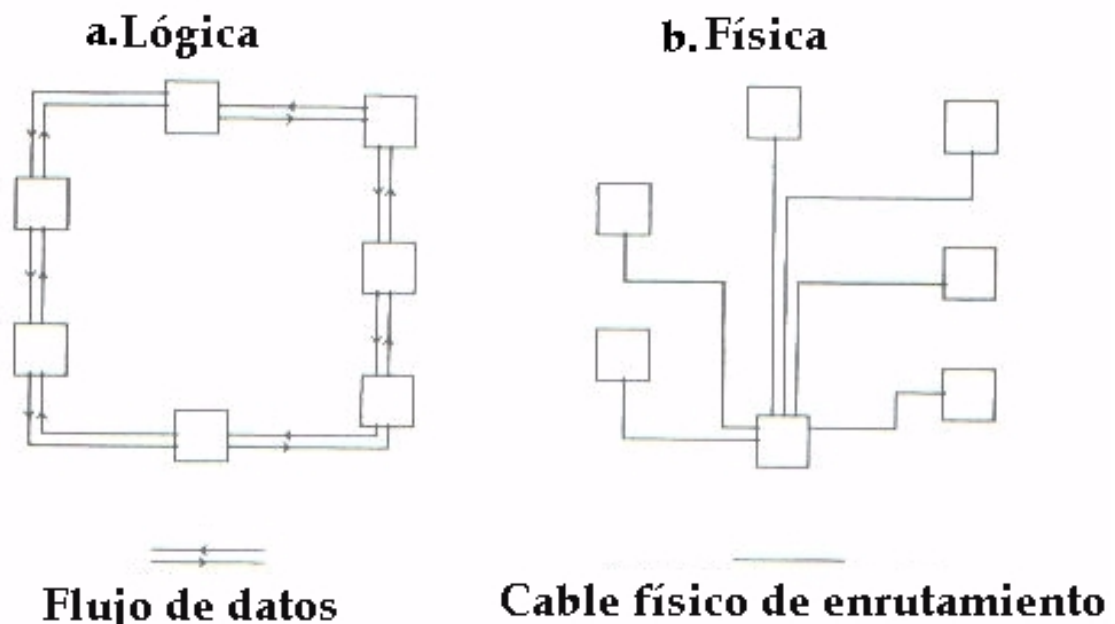


Figura 12.1. Topologías: a. Lógica y b. Física.

12.2) Topologías lógicas

Hay cuatro topologías lógicas fundamentales:

1. Punto a punto (point to point en ingles).
2. En estrella (star en ingles).
3. En enlace común (bus).
4. En anillo (ring en ingles).

A continuación se describen brevemente cada una de estas topologías.

1. Punto a punto

Este tipo de topología enlaza directamente dos dispositivos entre sí, como se muestra en la figura 12.2a. Los protocolos comunes de comunicación por computador usan esta topología, incluyendo RS232, RS422, V.35, T1, T3 y otros protocolos patentados [4]. Las aplicaciones incluyen conexiones de computadores con módem, enlaces de multiplexado, enlaces de radio bidireccionales y enlaces vía satélite.

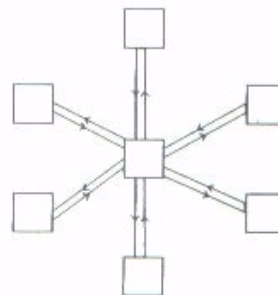
2. En estrella

Esta topología es una configuración de enlace punto a punto que tienen todos un nodo común, como se muestra en la figura 12.2b. Las aplicaciones incluyen sistemas telefónicos PBX y sistemas multiestación de monitoreo de vídeo.

a. Lógica punto a punto



b. Lógica en estrella




**Aparato
o nodo**


**Flujo
de datos**

Figura 12.2. Topologías lógicas: a. Punto a punto y b. En estrella

3. En enlace común

Aquí todos los dispositivos se conectan a un bus común de transmisión, normalmente un cable coaxial, como se muestra en la figura 12.3a. En este bus, la transmisión tiene lugar en ambas direcciones. Cuando un dispositivo transmite información, todos los demás dispositivos reciben la información al mismo tiempo. Esta topología en enlace común es el estándar IEEE 802.3 802.4. Las aplicaciones incluyen ETHERNET y token bus.

4. En anillo

Una topología lógica en anillo tiene todos los nodos conectados en anillo, como se muestra en la figura 12.3b. La transmisión tiene lugar por un cable en una dirección sobre el anillo. Si se usan dos anillos de transmisión, la configuración se llama anillo lógico de rotación inversa, y las transmisiones tienen lugar en sentidos opuestos en cada uno de los anillos. Esta topología en anillo doble proporciona autoprotección a la red en el caso de que fallen un cable o un nodo, como se muestra en la figura 12.4. Las aplicaciones de esta topología incluyen token ring (IEEE 802.5) y FDDI (ANSI X3T9.5).

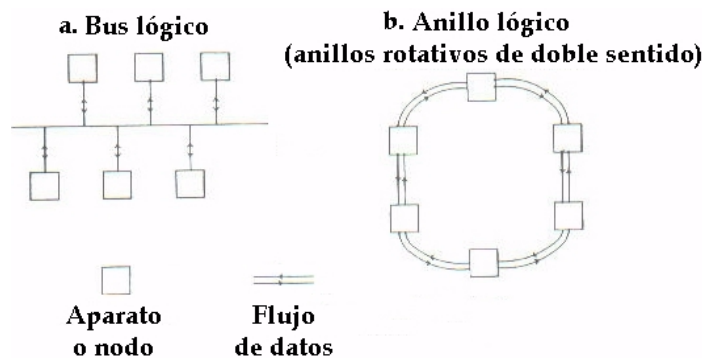


Figura 12.3. Topologías lógicas: a. En enlace común y b. En anillo.

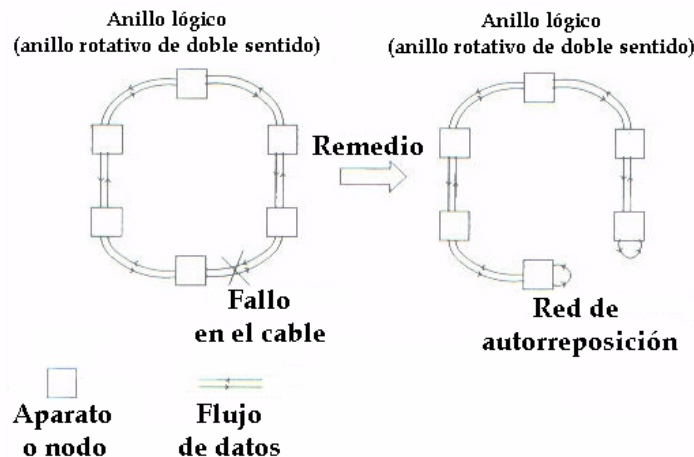


Figura 12.4. Anillo lógico de rotación inversa autoprotegido.

12.3) Topologías físicas

La topología física depende del medio y se puede implementar con la misma configuración que la topología lógica. Por ejemplo, una topología lógica en anillo puede ser físicamente cableada de forma que parezca un anillo. Cada dispositivo se conecta al dispositivo adyacente en una configuración física en anillo. Muchas redes se cablean con las mismas topologías lógica y física. Por ejemplo, ETHERNET 10Base5 es una topología lógica en enlace común y se cablea frecuentemente como una topología física en enlace común. Sin embargo, una topología lógica puede conectarse en una topología física diferente. La topología física de red más común y recomendada es la topología física en estrella.

Las topologías token ring y FDDI para RAL son topologías lógicas en anillo, pero se implementan frecuentemente como estrellas físicas, como se muestra en la figura 12.5. Una topología lógica en enlace común puede ser cableada como una topología física en estrella. El mejor ejemplo de esta configuración es la red ETHERNET 10BaseT o 10BaseF. ETHERNET es una topología lógica en enlace común, aunque la configuración del cableado de 10BaseT o 10BaseF es la de topología física en estrella, como se muestra en la figura 12.6. El estándar 10Base F (IEEE 802.3 FOIRL, estándar 10BaseFL) es la implementación. El concentrador actúa como el equipo óptico, convirtiendo las señales eléctricas en señales ópticas adecuadas para cada estación de trabajo.

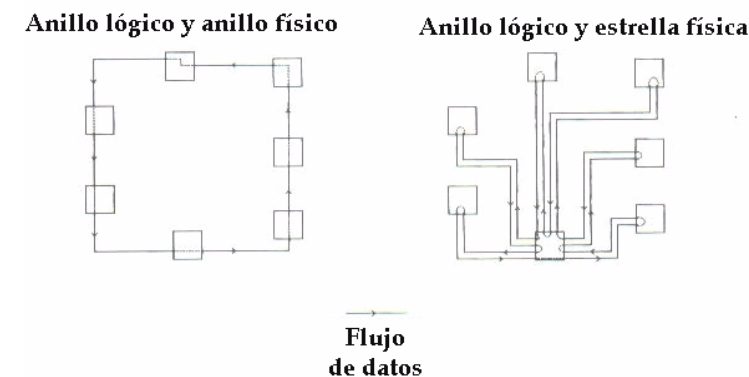


Figura 12.5. Anillo lógico implementado como estrella física.

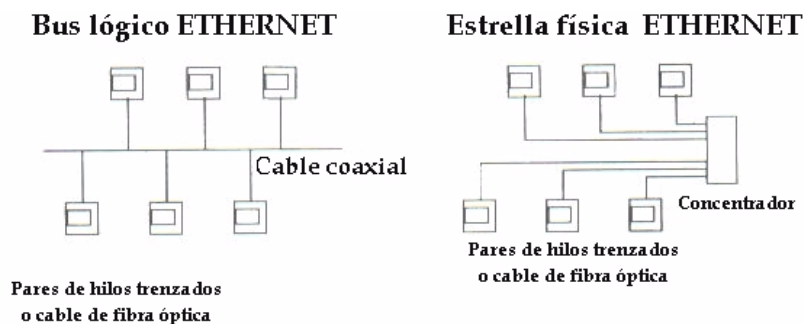


Figura 12.6. Topología lógica en enlace común como una estrella física.

Los sistemas de fibra óptica se implementan normalmente como topologías físicas tipo punto a punto, estrella o anillo. El tipo punto a punto es común en las aplicaciones actuales. La estrella y el anillo son comunes en redes RAL. La topología física en anillo se emplea cuando se requiere protección de red contra la eventualidad de un fallo en un nodo o cable.

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 13

Dispositivos ópticos empleados en redes ópticas

13.1) Introducción

En este Capítulo se introducirán los principales componentes ópticos empleados en el diseño y la construcción de redes de área local, redes de área metropolitana y redes de área amplia.

A continuación se describen cada uno de estos dispositivos.

13.2) Acopladores

El término acoplador, en general, se usa para caracterizar a todos aquellos dispositivos que combinan luz dentro de una fibra o dividen luz fuera de ella.

En la figura 13.1 se representan un divisor, un combinador y un acoplador: un divisor es un acoplador que divide la señal óptica de una fibra entre dos o más fibras, y se caracteriza por la razón de división α , que expresa la cantidad de potencia que va a cada salida, el divisor más común es el divisor de 1 x 2 (una entrada-dos salidas), para el cual la razón de división es típicamente 50:50, este divisor es el que se representa en la figura 13.1a; un combinador es un acoplador que combina varias señales de entrada para formar una y transmitirla así a través de una fibra, las señales que entran al combinador sufren una pérdida de potencia de 3dB, en la figura 13.1b se muestra un combinador del tipo 2 x 1 (dos entradas-una salida), en el que dos señales de entrada se combinan para formar una; y un acoplador es un dispositivo que resulta de la unión de un combinador y de un divisor, como se muestra en la figura 13.1c, en la que un acoplador resulta de unir un combinador del tipo 2 x 1 con un divisor del tipo 1 x 2, el cual tiene como función acoplar las señales provenientes de dos fibras entrantes a dos fibras salientes.

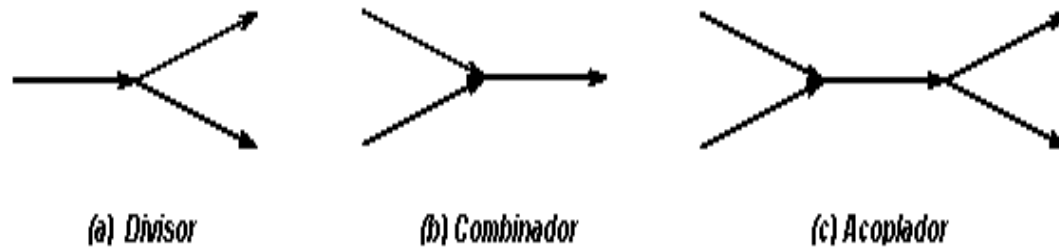


Figura 13.1. a. Divisor, b. Combinador y c. Acoplador.

La fabricación de estos dispositivos es bastante sencilla, y se basa en la fusión de dos fibras en un pequeño tramo como se observa en la figura 13.2.

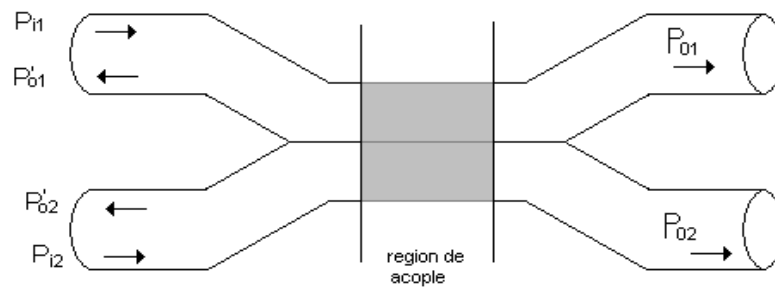


Figura 13.2. Acoplador por fusión de dos fibras ópticas.

En la figura el subíndice “i” hace referencia a potencia de entrada, el subíndice “o” se refiere a potencia de salida y el símbolo “prima” a potencia reflejada.

Como se observa en la figura 13.2, no toda la potencia que entra a las fibras se transfiere en su totalidad a las salidas: una parte de esta potencia se dispersa o refleja en el interior del material resultante de la fusión de las fibras, su valor no supera los -50 dB con respecto a la potencia de entrada (por esta razón, también, si entra señal únicamente por una fibra siempre aparecerá una determinada potencia óptica a la entrada de la fibra no excitada); y otra parte de esta potencia, como el acoplador no es perfecto, se pierde en el interior del mismo.

Para caracterizar el hecho descrito anteriormente: la potencia de salida es siempre menor que la potencia de entrada, usualmente, se definen, dos tipos de pérdidas: pérdidas de exceso (caracterizan el fenómeno de dispersión y reflexión en el tramo de fibras fusionadas) y pérdidas de inserción (caracterizan el fenómeno de pérdidas de transmisión entre las entradas y las salidas del acoplador).

Un parámetro que evalúa el desempeño de un acoplador óptico es la razón de división o razón de acoplamiento y generalmente indica el porcentaje de división de potencia óptica entre los puertos de salida. Haciendo referencia a la figura 13.2, con P_{i1} como la potencia de entrada y P_{01} y P_{02} como las potencias de salida, entonces, la razón de división se calcula mediante la siguiente ecuación.

$$\text{Relación de división} = \left(\frac{P_{02}}{P_{01} + P_{02}} \right) \times 100\% \quad (13.1)$$

Otro parámetro de desempeño es la diafonía, el cual expresa el grado de aislamiento entre la entrada en un puerto y la potencia óptica dispersada o reflejada hacia el otro puerto de entrada [3], este parámetro está dado por:

$$\text{Diafonía} = 10 \log \left(\frac{P_{02}}{P_{i1}} \right) \quad (13.2)$$

Otra forma de fabricar acopladores es mediante estructuras de óptica integrada, que bajo determinadas condiciones, pueden incorporar un comportamiento más selectivo que el expuesto anteriormente. En [3] y [4] se encuentra un tratamiento matemático más detallado del funcionamiento de estos dispositivos.

13.3) Acopladores ópticos estrella pasivos

El acoplador estrella pasivo *AEP* (*PSC* por sus siglas en inglés), es un dispositivo que tiene múltiples puertos de entrada y salida. El principal papel de un *PSC* es combinar la potencia que entra a N puertos de entrada y dividirla en potencia de salida en los N puertos de salida que componen el acoplador. Las técnicas empleadas para la fabricación de estos dispositivos son tres fundamentalmente: fusión de fibras, tecnologías micro-ópticas y óptica integrada. De las tres, la más empleada para construir acopladores estrella $N \times N$ pasivos es la fusión de fibras.

El *PSC* es atractivo porque la potencia óptica que llega a cada salida desde cualquier entrada es igual a

$$P_{out} = \frac{P_{in}}{N} \quad (13.3)$$

Donde P_{in} es la potencia óptica introducida a la fibra por un único puerto de entrada y N es el número de puertos de salida de la estrella.

Las pérdidas totales del dispositivo están dadas por las pérdidas de división más las pérdidas de exceso en cada trayecto a través de la estrella. Las pérdidas por división están dadas en decibeles por la ecuación siguiente.

$$\text{Pérdidas por división} = -10\text{Log}\left(\frac{1}{N}\right) = 10\text{Log}(N) \quad (13.4)$$

Una alternativa para construir acopladores estrella es combinar acopladores 2 x 2, como muestra la figura 13.3 para el caso de un acoplador estrella de 16 x 16. Este dispositivo puede ser hecho mediante el método de fusión de fibras o mediante la tecnología de componentes ópticos integrados. Como puede verse en la figura, una fracción 1/N de la potencia que llega a cada puerto de entrada aparece en todos los puertos de salida.

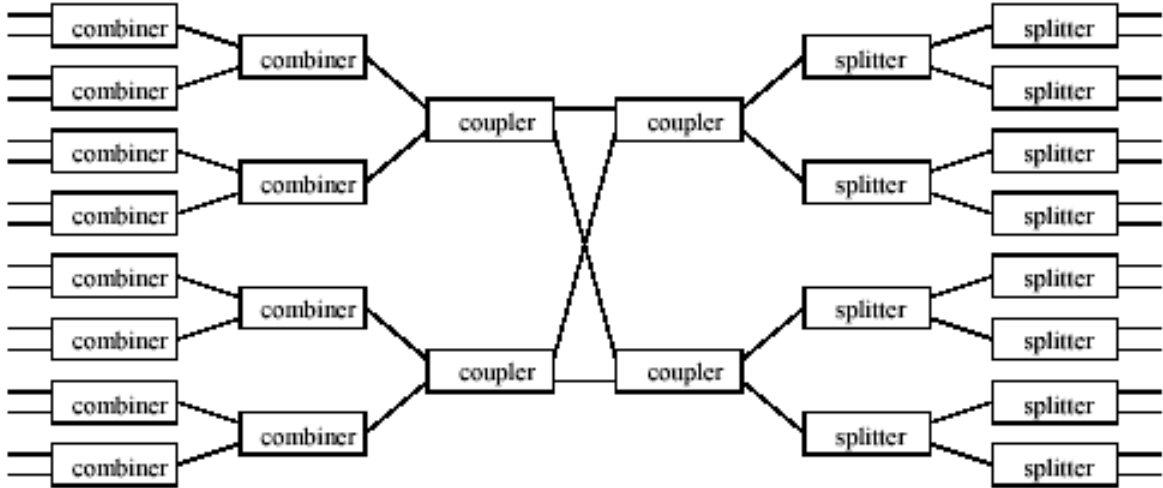


Figura 13.3. Acoplador estrella pasivo N x N.

13.4) Filtros interferenciales o de Fabry- Perot

La base de estos filtros es el resonador de Fabry-Perot, en el cual existe una lámina, sobre la que incide una radiación óptica. Dicha lámina es capaz de permitir el paso de todas aquellas radiaciones que cumplan con la siguiente ecuación.

$$2nD \times \cos(\theta) = N\lambda \quad (13.5)$$

Donde D es el espesor de la lámina, n es el índice de refracción de la misma, θ es el ángulo de incidencia de la luz, N un número entero y λ es la longitud de onda de la luz.

La salida de dicho resonador esta compuesta de una serie de picos de luz, los cuales tienen una separación igual a

$$\Delta_{\nu D} = \frac{C}{2nD} \quad (13.6)$$

Donde C es la velocidad de la luz, D es la separación entre las láminas y Δ_{VD} es la separación entre los picos del resonador.

Si a continuación de la lámina que constituye el resonador se sitúa otra con un índice de refracción diferente, la separación entre los picos de luz será diferente y por lo tanto un cierto número de picos serán bloqueados, pasando solamente aquellos que coincidan en ambas estructuras.

Esta disposición de dos láminas superpuestas puede repetirse un determinado número de veces, configurando lo que se conoce como filtro interferencial o filtro multicapa, como se muestra en la figura 13.4.

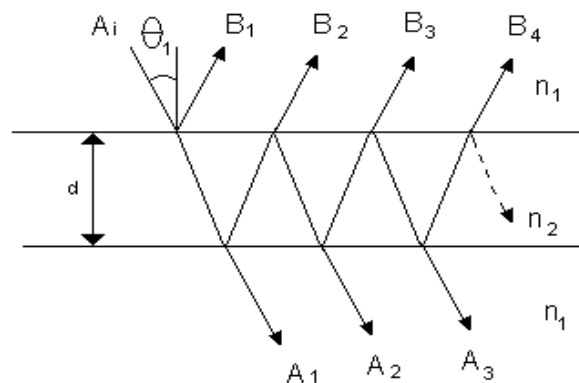


Figura 13.4 Esquema de las reflexiones existentes en un interferómetro de Fabry-Perot

Estos filtros se aplican en sistemas multiplex por división de longitud de onda (*WDM* por sus siglas en ingles) y para la comprensión de su funcionamiento, especialmente en el ámbito de *WDM*, se requieren algunas consideraciones adicionales: en los resonadores Fabry-Perot los picos ópticos que pueden pasar son función de la reflectividad R de las caras. En el caso ideal de que esa reflectividad sea la unidad, los picos tendrán una anchura infinitesimal y en esa pequeña región estos pueden ser considerados absolutamente monocromáticos [4]. El parámetro que determina esa característica se identifica en ingles por el término “FINESSE” F y esta dado por la expresión siguiente.

$$F = \frac{\pi\sqrt{R}}{1-R} \quad (13.7)$$

Cuanto mayor sea el valor de F , menor será la anchura de los picos que pasan. En el caso de su aplicación en sistemas *WDM*, el objetivo puede no ser un pico tan estrecho como sea posible, porque el canal que se va a dejar pasar tiene una determinada anchura espectral, derivada de la velocidad de transmisión de información que lleva consigo.

En la figura 13.5 puede verse la forma de separar 5 longitudes de onda mediante 4 filtros interferenciales, cada uno de ellos es capaz de transmitir una determinada longitud de onda y reflejar las restantes. En [3], [4] [5] y [6] se encuentra una explicación más detallada de estos dispositivos.

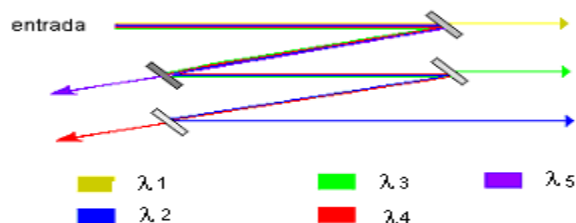


Figura 13.5 Empleo de filtros interdifenciales para separar diferentes canales ópticos

13.4.1) Filtros de Fabry-Perot sintonizables

Los filtros anteriormente mencionados son filtros estáticos, es decir, sus propiedades son siempre las mismas. En la ecuación (13.5) es posible variar las longitudes de onda de paso, variando algunos de los parámetros que la determinan. El parámetro más fácil de modificar es la anchura de la lámina, y su modificación se logra configurando la cavidad como un espacio de aire limitado por dos medios materiales, en lugar de configurar el resonador a partir de una lamina rodeada por aire. Esta estructura se muestra en la figura 13.6. Los extremos de las fibras se recubren con una capa de alta reflectividad de manera que se configura así una cavidad Fabry-Perot con medio de aire. El conjunto se sitúa en una cámara piezoeléctrica de manera que la separación de los extremos de la fibra pueda variarse mediante una tensión eléctrica aplicada desde el exterior. Gracias a este movimiento, el resonador podrá ajustarse a una longitud de onda determinada seleccionando en consecuencia un canal.

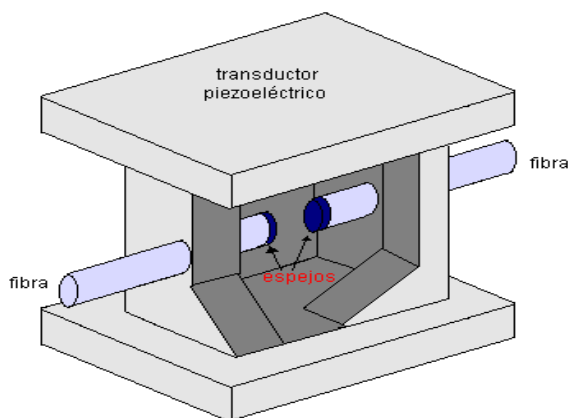


Figura 13.6. Filtro Fabry-Perot sintonizable mediante un piezoeléctrico

13.5) Filtros de Mach-Zehnder

La configuración general de este tipo de filtro aparece en la figura 13.7. Por las entradas 1 y 2 pueden introducirse dos radiaciones de diferentes longitudes de onda. Ambas entradas se unen, mediante un acoplador 2×2 , de tal manera que en la salida del mismo, ambas señales aparecen por los dos caminos posibles con igual intensidad, siendo la señal resultante en cada camino, la semisuma de las intensidades a la entrada del dispositivo. Ambas señales recorren por el interior del interferómetro dos caminos ópticos. A la salida vuelven a unirse y el resultado dependerá de la diferencia de caminos ópticos que haya recorrido cada señal. Si ambos caminos fueran idénticos, la superposición sería una superposición de señales en fase con lo que la intensidad resultante volverá a ser la de partida. Si, por el contrario, la diferencia de caminos ópticos es tal que las señales correspondientes a cada radiación óptica se encuentran desfasadas π , la interferencia será destructiva y la resultante será nula.

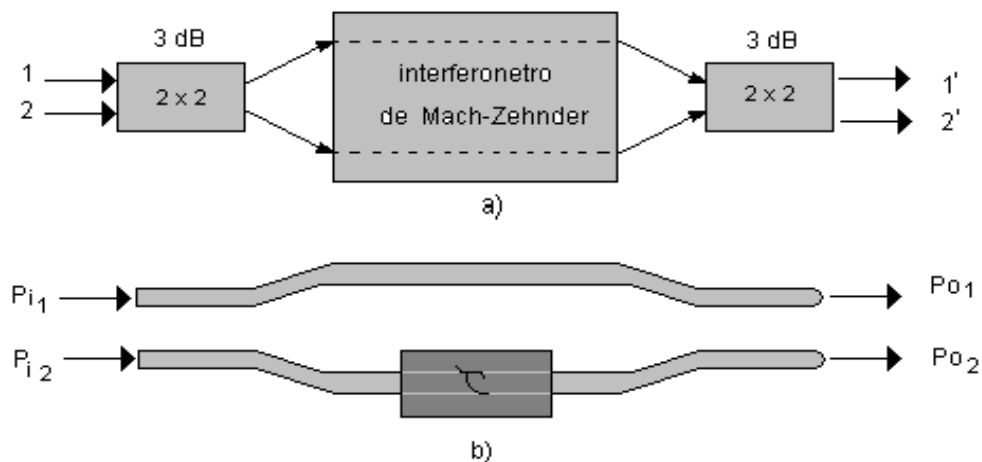


Figura 13.7. Esquema de un interferómetro de Mach-Zehnder

Es obvio que al ser las dos señales que se han introducido de diferente longitud de onda, la diferencia de caminos ópticos para cada una de ellas, aunque los caminos geométricos hayan sido los mismos, será distinta. Y así puede darse el caso, si el diseño se ha hecho para tal fin, que en una de las salidas tenga lugar una interferencia constructiva, con lo que la señal de salida será máxima, mientras que en la otra, la interferencia será destructiva, de manera que la señal resultante a la salida será nula. La función realizada, ha sido así, el filtrado de dicha frecuencia óptica.

La forma de conseguir esa diferencia de caminos ópticos depende del tipo de interferómetro que se haya fabricado. Los métodos más usuales son los basados en fibra óptica y los realizados mediante óptica integrada. En la figura 13.7b se ha representado el correspondiente al segundo caso. Los dos brazos en los que se divide la señal son idénticos en sus características geométricas, es decir, su longitud es la misma. Si la longitud es L , el camino óptico sería nL , siendo n el índice de

refracción del material. En estas condiciones, las dos radiaciones emergerán en fase, ya que $\Delta L = L_1 - L_2 = n(L - L) = 0$ y la interferencia será constructiva. Pero si en uno de los brazos, como puede apreciarse, se ha dispuesto un elemento que sea capaz de alargar el camino óptico de la señal que transcurra por el, la situación cambia. En el caso que se representa en la figura, que es el de óptica integrada, el dispositivo integrado es, con diferentes variaciones en cada caso, un electrodo, el cual, al aplicarle un voltaje, crea un campo sobre la guía óptica que modifica el valor de su índice de refracción. Si el nuevo índice de refracción es ahora $n + \Delta n$, la diferencia de caminos ópticos será $\Delta L = L_1 - L_2 = (L(n + \Delta n) - nL) = \Delta n L$, con lo que dependiendo del valor de la frecuencia óptica, la interferencia tendrá uno u otro valor.

Las interferencias destructivas tendrán lugar para

$$\Delta L = \frac{1}{2}(2m + 1)\lambda \quad (13.8)$$

Mientras que las constructivas ocurrirán para

$$\Delta L = m\lambda \quad (13.9)$$

Estas condiciones podrán verificarse para una longitud de onda pero no para todas las presentes. Sin embargo, hay que recordar que las longitudes de onda que aparezcan aquí son caminos ópticos, por lo que su valor será el producto del camino geométrico por el índice de refracción del medio.

En la figura 13.7.a se ha dispuesto a la salida del interferómetro un acoplador 2 x 2, lo que daría como resultado que una de las señales de entrada se dividiera entre las dos salidas con la mitad de la intensidad inicial, esta estructura es válida para realizar una transmisión de la señal a un cierto número de receptores. Pero si lo que se pretende es que la señal solo circule por una de las dos salidas, este acoplador no puede ser simplemente un dispositivo que sume señales y a continuación las vuelva a dividir, si no que tendrá que ser equivalente al acoplador visto anteriormente. Esto quiere decir, que de acuerdo con sus características, cada longitud de onda, si esta adecuadamente diseñado, saldrá por una de las dos salidas. Una posibilidad que ofrecen estos filtros es la de actuar como demultiplexores, si se colocan varios de ellos en cascada.

13.6) Multiplexores-demultiplexores ópticos

Los elementos más característicos de un sistema WDM son los multiplexores y demultiplexores. Los multiplexores son los elementos capaces de unir las diferentes señales, con diferentes longitudes de onda, que llegan a un determinado punto y transmitir las a través de una única fibra óptica. Por su parte, los demultiplexores son dispositivos capaces de separar frecuencias ópticas y encaminar cada una de ellas por diferentes salidas (este es el caso de los acopladores direccionales o de los

filtros Mach-Zehnder). Físicamente, un multiplexor sería una especie de acoplador $N \times 1$, mientras que el demultiplexor sería un acoplador $1 \times N$.

Las diferentes formas de combinar multiplexores o demultiplexores se basan en el mecanismo que se emplee para realizar la unión o la separación de las longitudes de onda. El demultiplexor más convencional sería un simple prisma, el cual es capaz de separar los distintos colores de la radiación solar. Pero sus características no hacen de este el elemento más indicado para comunicaciones ópticas (por ello, casi nunca aparecen en un diseño práctico). En la mayor parte de las ocasiones, el fenómeno físico empleado es el que se basa en las redes de difracción, cuyas funciones son muy similares a las de un prisma. Finalmente hay que señalar, que en la mayor parte de los casos, cuando estos dispositivos son pasivos (es decir, con características fijas y que no pueden ser variadas desde el exterior), un multiplexor puede actuar también como demultiplexor y viceversa.

13.6.1) Multiplexores con redes de difracción

Las redes de difracción empleadas en una gran parte de los casos son del tipo de reflexión. Como puede apreciarse en la figura 13.8, aquí están presentes dos conceptos. Uno es la forma de trabajo de la red de difracción, otro es el empleo de las lentes *GRIN* (el término *GRIN*, es un término en inglés que hace referencia a las lentes de gradiente de índice). La ventaja de usar este tipo de lentes es que debido a sus propiedades, si la red se encuentra en el plano focal de las mismas, la radiación que incide sobre ella procedente de una única fibra seguirá una trayectoria curva en su interior, y una vez difractadas sus diferentes longitudes de onda por la red, éstas retornarán hacia la entrada recorriendo trayectorias distintas y saliendo por los diferentes puntos en los que se encuentran las correspondientes fibras.

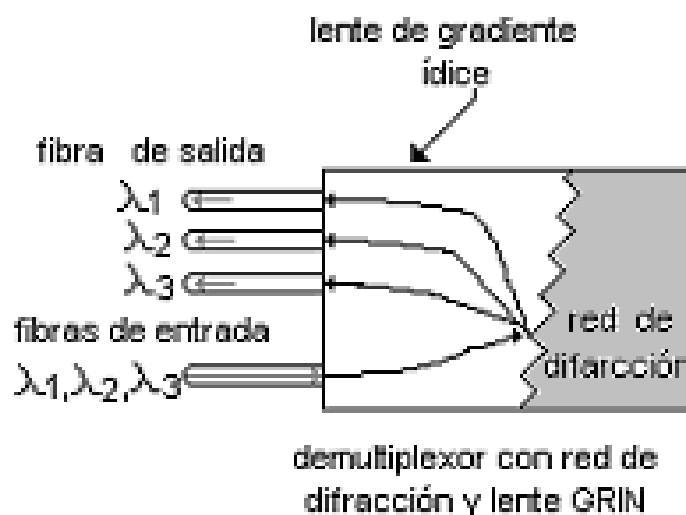


Figura 13.8. Multiplexor con red de difracción y lente de GRIN

Este tipo de demultiplexor es adecuado para la separación de un número limitado de señales que estén, además, no muy próximas espectralmente. Ello se debe a que a pesar de que la red es capaz de separar λ muy próximas, la ubicación de las fibras a la salida limita la posible proximidad entre los canales.

Uno de los desarrollos más importantes surgidos en este entorno, en los últimos años, lo ha constituido una estructura basada en una distribución de guías ópticas, que pueden ser tanto fibras como guías integradas, que con las características adecuadas pueden configurar una red de difracción. Esta estructura es conocida, por sus siglas en inglés, como *AWG*. Su representación puede verse en la figura 13.9

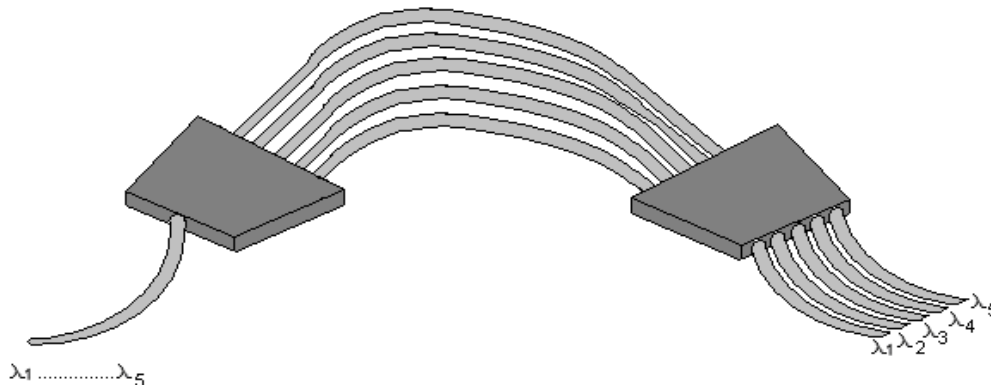


Figura 13.9. Demultiplexor AWG Basado en una estructura de guías ópticas

13.6.2) Multiplexores con interferómetros de Mach-Zehnder

Aunque este tipo de interferómetros se menciono anteriormente, trataremos aquí con más detalle el principio de su funcionamiento, enfocado hacia la posibilidad de utilizar esta estructura para conformar multiplexores. Una representación de dicho interferómetro se muestra en la figura 13.10. A sus entradas 1 y 2 acceden las señales E_{i1} y E_{i2} respectivamente. Por medio de un acoplador direccional estas dos señales se dividen en partes iguales e ingresan a los dos trayectos posibles del mismo, saliendo por cada uno de los brazos de un interferómetro Mach-Zehnder. Uno de ellos tiene una longitud ΔL mayor a la del otro, por lo que las señales a su salida exhibirán un corrimiento de fase proporcional a la diferencia de los trayectos ópticos.

Esta estructura permite el diseño de multiplexores o demultiplexores con el número deseado de entradas o de salidas. Únicamente será necesario acoplar en cascada el número de etapas que se precisen. El caso representado en la figura 13.11, es el de un multiplexor al que entran ocho canales diferentes y se encaminan a ocho diferentes salidas. Como puede apreciarse aparecen tres columnas de dispositivos como el que se menciono anteriormente, la primera con cuatro, la segunda con dos y la tercera con una única estructura. A cada una de las entradas llega una señal con

unas frecuencias ópticas diferentes y separadas entre sí un intervalo constante. Por los fenómenos antes mencionados estas ocho entradas aparecerán unidas en una de las dos posibles salidas. Una configuración análoga, pero simétrica a ella, daría lugar a un multiplexor. Un hecho que no se ha considerado hasta el momento es el de las pérdidas que aparecerán en este sistema. Toda guía óptica integrada tiene unas pérdidas que en ningún caso pueden ser despreciadas, aunque las longitudes empleadas sean muy pequeñas. Ello se debe a que el coeficiente de atenuación está muy por encima del que presentan las fibras. Por ello la realización de multiplexores o demultiplexores con un número muy elevado de etapas conducirá con toda seguridad a una disminución significativa de la intensidad óptica a la que se transmite, lo cual es una limitación con la que será necesario contar en los diseños reales.

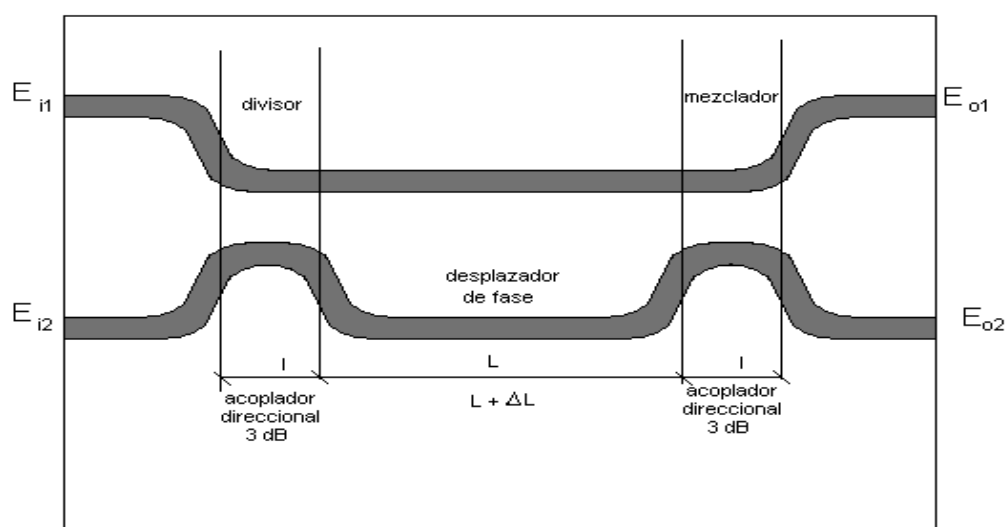


Figura 13.10. Esquema sencillo de un multiplexor con interferómetro de Mach-Zehnder.

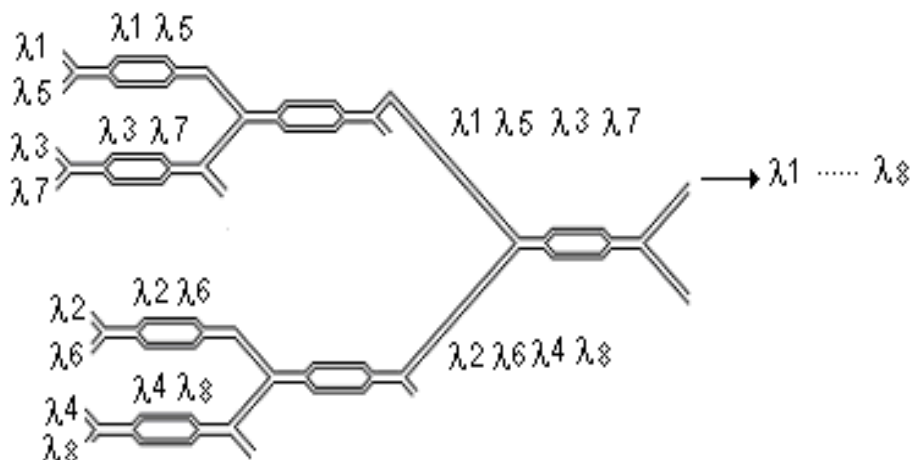


Figura 13.11. Esquema de un multiplexor de 8 entradas y una salida.

13.7) Amplificación óptica

Los amplificadores ópticos son indispensables en los sistemas *WDM* para compensar las pérdidas que sufre la señal conforme esta se propaga a través de la fibra. A continuación se describirán las características más relevantes de estos dispositivos. Un estudio detallado de los mismos aparece en [3], [4], [5] y [7].

13.7.1) Amplificadores de láser semiconductor

Una representación en bloques de un amplificador de láser semiconductor se muestra en la figura 13.12. Estos amplificadores resultan de un semiconductor láser modificado. Una señal débil es enviada a través de la región activa del semiconductor, la cual, mediante el mecanismo de emisión estimulada, resulta en una señal mas fuerte siendo emitida por el semiconductor.

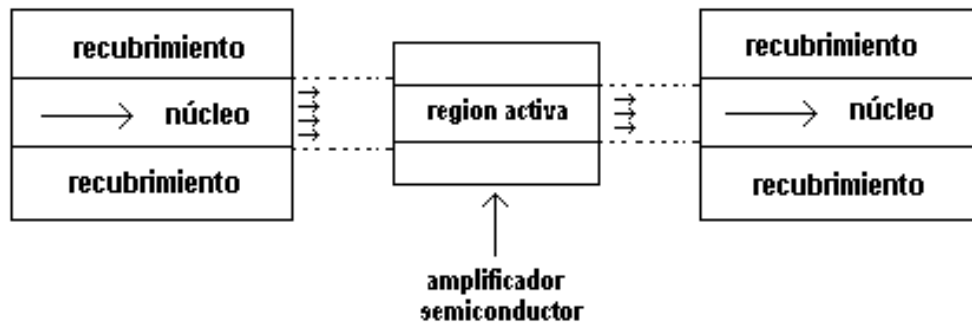


Figura 13.12 amplificador óptico de semiconductor

Los dos tipo básicos de amplificadores láser de semiconductor son: el amplificador Fabry-Perot, y el amplificador de onda viajera (*TWTA* por sus siglas en ingles). La principal diferencia entre los dos está en la reflectividad del espejo de extremo. Los amplificadores Fabry-Perot tienen una reflectividad de alrededor del 30 %, mientras que los *TWTA* tienen una reflectividad de alrededor del 0.01% [3] y [4]. Debido a estas características los amplificadores *TWTA* son ampliamente utilizados para diseñar redes *WDM* . Los amplificadores de semiconductor pueden alcanzar ganancias de 25 dB y un rango de ancho de banda de 40 nm.

13.7.2) Amplificadores de fibra dopada

Los amplificadores ópticos de fibra dopada son segmentos de fibras dopada con un elemento (tierras raras) el cual puede amplificar luz, como se muestra en la figura 13.13. El elemento más común para dopar una fibra es el Erblio, el cual proporciona ganancias para longitudes de onda entre 1525 nm y 1560 nm. En uno de los extremos de la fibra, un láser radia una señal fuerte a menores longitudes de onda.

Esta señal de bombeo excita los átomos de la fibra dopada llevándolos a un nivel de energía mayor, lo cual, a su vez, estimula los átomos de la señal de datos para liberar fotones, produciéndose por este mecanismo un proceso de amplificación de la señal de datos. Muchos amplificadores de fibra dopada de Erblio son bombeados por láseres de longitudes de onda de 980 nm a 1480 nm.

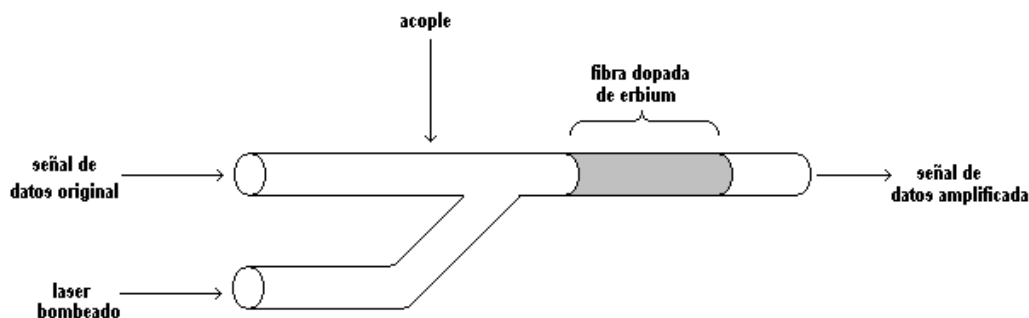


Figura 13.13 Amplificador de fibra dopada con Erbium

Los longitudes de onda de bombeo de 980 nm presentan una eficiencia de ganancia de alrededor de los 10 dB/mW, mientras que las longitudes de onda de bombeo de 1480 nm proporcionan eficiencias de alrededor de los 5 dB/mW. La ganancia y el ancho de banda típicos de estos dispositivos están en el orden de los 25 dB y los 35 nm respectivamente.

Para la región de 1300 nm, los amplificadores praseodymium-doped fluoride fiber (*PDFFA* por sus siglas en ingles) resultan muy interesantes, debido a que presentan unas características de ruido y distorsión muy bajas teniendo altas ganancias, alrededor de 40.6 dB. Ellos son capaces de operar con un ancho de banda de 50 nm en el rango de 1280 nm a 1330 nm.

Las características típicas de los amplificadores anteriormente mencionados se muestran en la tabla 13.1

TIPO DE AMPLIFICADOR	REGIÓN DE GANANCIA	ANCHO DE BANDA	GANANCIA
Semiconductor	Cualquiera	40 nm	25 dB
EDFA	1525 – 1560 nm	35 nm	25 – 51 dB
PDFFA	1280 – 1330 nm	50 nm	20 – 40 dB

Tabla 13.1. Características de los diferentes amplificadores.

Una limitación para la amplificación óptica, es que la ganancia no es uniforme, es decir, estos amplificadores no amplifican por igual a todas las longitudes de onda contenidas en el ancho de banda de operación. Un número de alternativas para igualar la ganancia de los amplificadores han sido propuestas, como el uso de filtros Notch , filtros Mach-Zehnder y demultiplexores y atenuadores.

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 14

Técnicas de acceso múltiple para sistemas de comunicaciones ópticas

14.1) Introducción

Las técnicas de acceso múltiple ofrecen diversas opciones para multiplexar diferentes señales de naturaleza óptica, y posteriormente transmitir las por un canal común, de manera que se aproveche lo mejor posible el sistema.

Los principales protocolos empleados para proporcionar acceso múltiple a sistemas ópticos son: WDMA (siglas en inglés de AMDO: acceso múltiple por división de longitud de onda), TDMA (siglas en inglés de AMDT: acceso múltiple por división de tiempo), CDMA (siglas en inglés de AMDC: acceso múltiple por división de código), y SDMA (siglas en inglés de AMDE: acceso múltiple por división de espacio). Los primeros tres protocolos aparecen representados en la figura 14.1.

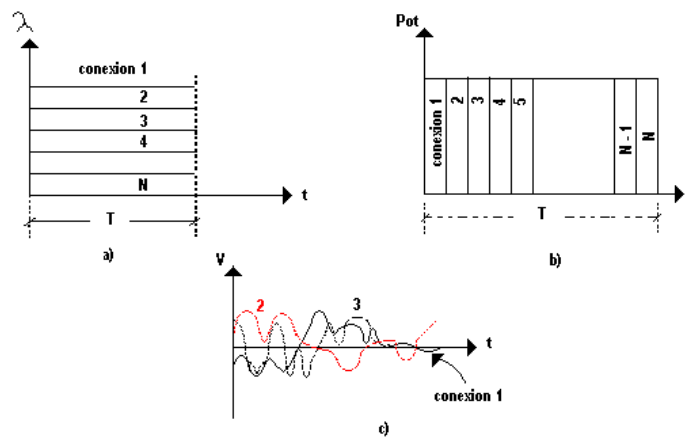


Figura 14.1. Tipos generales de protocolos de acceso múltiple. a. Por división de longitudes de onda, b. Por división de tiempo y c. Por división de código.

14.2) Acceso múltiple por división de longitud de onda WDMA

Una de las principales características que distinguen a la luz tiene que ver con el hecho de que diferentes longitudes de onda puedan viajar a lo largo de una misma trayectoria sin que aparezca ninguna interferencia entre ellas. Esto ocurre habitualmente en la luz blanca, la cual esta compuesta de todos los colores del espectro electromagnético. Solo se revela la presencia de estos colores, al descomponer dicha luz, mediante un prisma, apreciando que la luz blanca contiene toda la gama de colores que va del violeta al rojo, y otras longitudes de onda que no pueden ser percibidas por el ojo humano.

Estos conceptos son la base de una de las técnicas de transmisión óptica de información, conocida como multiplexación por división de longitud de onda (WDM por sus siglas en ingles).

Una forma sencilla de representar esta técnica de acceso es la que se muestra en la figura 14.2, en la cual se destaca su principio de funcionamiento: diferentes canales de información, provenientes de diversas fuentes, asociados a respectivos emisores ópticos, llegan a través de las correspondientes fibras ópticas a un multiplexor [8].

Para cada uno de estos canales, la señal óptica transmitida, tiene una longitud de onda diferente. Unidas todas ellas por medio de un multiplexor, entran a una única fibra, desplazándose, de manera simultánea, hasta llegar al demultiplexor que se encuentra en el otro extremo del enlace.

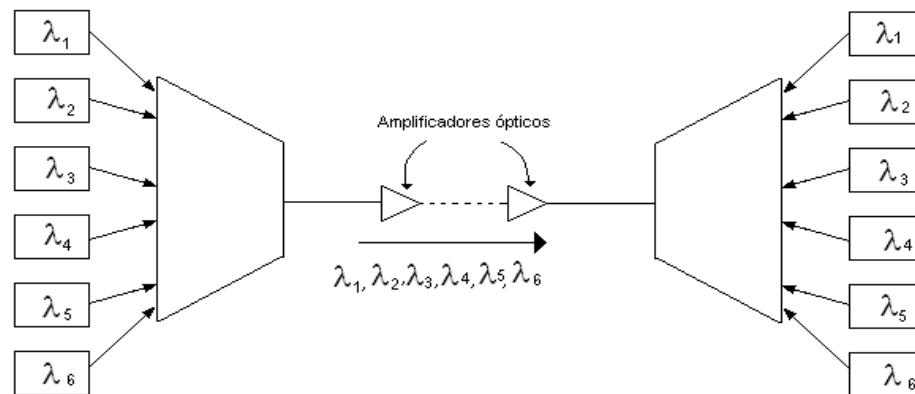


Figura 14.2. Esquema general de un sistema WDM en un enlace punto a punto.

Una vez allí, las distintas frecuencias ópticas se separan de una forma simétrica con respecto a lo que ocurrió en la entrada, y se encaminan hacia el destino final de cada una de ellas por una fibra diferente. Únicamente se ha utilizado una fibra durante todo el recorrido que configura el enlace, y no tantas fibras como pares emisor-receptor existan (multiplexación por división de espacio). Las ventajas son evidentes, y por ello, dicho procedimiento de envío de información ha adquirido, en los últimos años, gran importancia en los sistemas de comunicaciones ópticas [7].

Con respecto a la figura 14.2 y al principio general de funcionamiento de WDM, resulta conveniente destacar algunos aspectos:

1. Si el objetivo es encaminar varios canales a través de una fibra óptica, lo primero a considerar es disponer de emisores de luz, en particular láseres, que generen radiación óptica en las diferentes longitudes de onda que se necesiten, dada la cantidad de canales que se desean multiplexar. Lo anterior no significa, sin embargo, que dichos láseres puedan ser sintonizados a voluntad del usuario a cada una de las longitudes de onda de operación requeridas.
2. Ciertos tipos de láseres pueden ser sintonizados en un rango más o menos amplio de longitudes de onda, no obstante, actualmente, la posibilidad más inmediata y económica que ofrece el mercado, es la de ofrecer una gama amplia de láseres con diferentes y posibles longitudes de onda de operación.
3. El ancho espectral de emisión de estos láseres a las longitudes de onda que se consideren, debe ser lo más estrecho posible, de manera que la densidad de canales que pueda contener el sistema sea la mayor.
4. Si el enlace es de larga distancia, deberán usarse, necesariamente, amplificadores ópticos. Estos amplificadores no amplifican por igual cualquier longitud de onda que pase a través de ellos. En consecuencia, el margen de trabajo de los emisores está limitado por el ancho de banda de los amplificadores. Si lo que se pretende es abarcar el mayor espectro óptico posible para que puedan situarse un número muy elevado de canales, será preciso contar con amplificadores que operen en un rango de longitudes de onda amplio, o bien disponer de varios amplificadores con diferentes intervalos de amplificación, de manera que se pueda cubrir todo el rango de longitudes de onda a utilizar. Si se adopta esta última opción, antes que la señal sea amplificada habrá de ser separada en grupos de frecuencias, de manera, que cada grupo pase a través de su correspondiente amplificador.
5. La incorporación de diferentes señales a una única fibra puede hacerse sin mayores problemas. La dificultad surge cuando se desea realizar el proceso contrario, es decir, separarlas, y la solución es tanto más compleja cuando más próximas se encuentran entre sí las longitudes de onda de los diferentes canales. Separar, por ejemplo, dos señales que se encuentren, una en la segunda ventana, y la otra en la tercera ventana de trabajo de las fibras ópticas, es algo muy simple, y se realiza con dispositivos no muy costosos ni muy sofisticados. Pero si estas dos señales se diferencian solo por unos pocos GHz, el dispositivo requerido, debe satisfacer ciertas condiciones, que en sí mismas constituyen un problema de importancia significativa: será preciso que dicho dispositivo seleccione una única frecuencia óptica, con un determinado ancho de línea, y que no permita el paso de ningún otro margen de longitudes de onda para evitar una posible diafonía entre canales.

6. Un problema adicional surge cuando se piensa en un enlace real de larga distancia entre dos puntos con una alta densidad de tráfico: seguramente que a lo largo del tendido existirán entornos que generan un cierto caudal de tráfico y que será conveniente introducir en el sistema. Veamos:

Consideremos un enlace entre dos ciudades de manera que la ruta pasa por localidades intermedias que tienen un tráfico entrante y saliente apreciable. De alguna manera se debe incorporar el tráfico de estas localidades a la fibra. Una situación de esta naturaleza se muestra en la figura 14.3. En la figura, las ciudades A y B aparecen como puntos terminales, entre ellas, se encuentran las ciudades intermedias C, D y E. Si se quieren interconectar estas tres últimas al sistema, será necesario agregar en el trayecto elementos que sean capaces de, incorporar a la fibra el tráfico que procede de ellas, así como hacerles llegar el que esté destinado a las mismas. Los elementos que realizan esta función se denominan dispositivos de inserción e extracción de canales (Add / Drop en ingles) y han sido representados en la figura 14.3 entre las ciudades A y B. La forma usual de trabajo de estos dispositivos es la de reconocer una determinada longitud de onda, la que esta destina a una ciudad especifica, derivar todas las señales que sean de dicha frecuencia y encaminarlas a su destino. Al mismo tiempo, toda la información que proceda de dicha ciudad o entorno, habrá de ser convertida a esa misma longitud de onda e incorporada al enlace común.

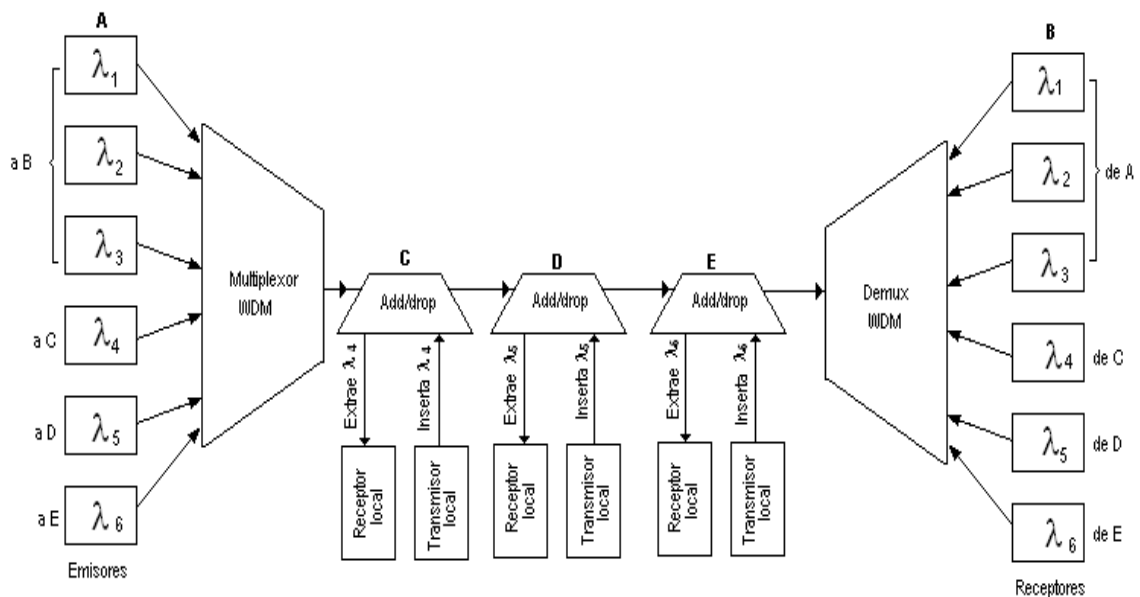


Figura 14.3. Esquema de un sistema WDM con etapas intermedias. A, B, C, D y E son puntos en los que se genera tráfico de alta densidad. Los puntos C, D y E, situados a lo largo del enlace que une A con B, se incorporan a la fibra mediante dispositivos de extracción/ inserción (Add / Drop). Cada uno de ellos está caracterizado por una determinada longitud de onda.

14.2.1) Densidad de canales

Si el medio empleado para la transmisión es una fibra óptica convencional, esto es, con la característica de atenuación típica, se han definido dos regiones en las cuales se pueden localizar los canales a transmitir según la técnica WDM: la segunda y la tercera ventana.

En un enlace de fibra óptica que utiliza WDM lo normal es que estén presentes amplificadores ópticos de fibra dopada con Erbio, no obstante, para esta situación, la zona de trabajo queda restringida a la tercera ventana [3]. Se dispondrá, de esta manera, de un ancho de banda de 15 THz como se muestra en la figura 14.4. El problema que se presenta, es, entonces, donde ubicar y cuanto separar los diferentes canales dentro de este ancho de banda.

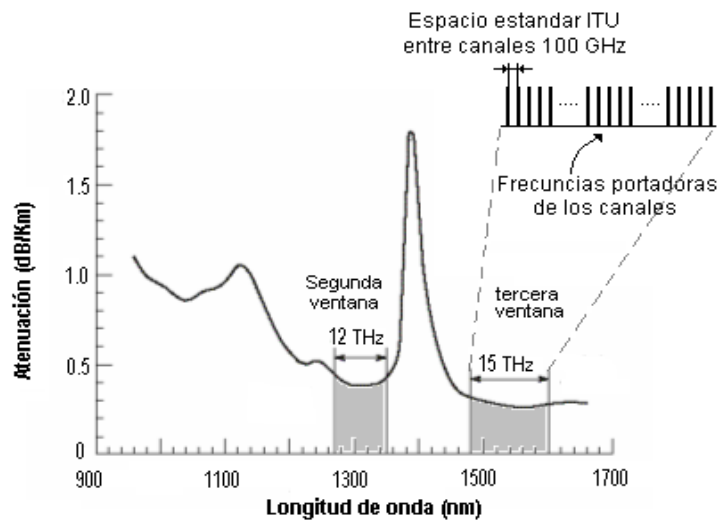


Figura 14.4. Ventanas de trabajo para la localización de canales WDM.

Las limitaciones relativas a cuan próximos pueden estar unos canales de otros, no surgen, como pudiera pensarse en una primera aproximación, de la anchura espectral de emisión de las correspondientes fuentes ópticas: como se conoce, en cualquier sistema de comunicaciones la frecuencia de la señal portadora determinará la región del espectro en la que se sitúa la emisión, pero la señal de información que lleva consigo, determina la cantidad del espectro que ocupa. Un canal que transmite una señal de banda estrecha ocupará menos espectro que otro que lleve una señal de mayor ancho de banda. El parámetro determinante, es, de esta manera, el ancho de banda de la señal. El ancho de banda, será, entonces, el ancho de banda de la portadora más las bandas laterales que aparecen como resultado de la información que lleva consigo. Esto último se representa en la figura 14.5. Aquí se muestra una portadora de 193.1 THz, acompañada de las bandas laterales correspondientes a la señal de información.

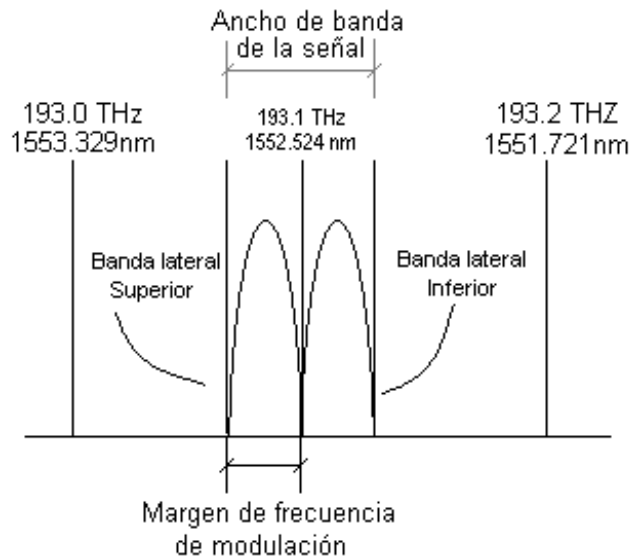


Figura 14.5. Ancho de banda que ocupa cada canal transmitido en un sistema WDM.

La figura 14.6 representa el resultado de introducir señales de 10 Gbps y 2.5 Gbps sobre un conjunto de portadoras. Como se observa la introducción de señales de 10 Gbps daría lugar, en el caso B, a un solape entre señales, lo que llevaría a interferencia entre ellas. Esto obliga a que la solución a adoptar en este caso, sería la de dejar sin usar las frecuencias intermedias entre las portadoras usadas. Por el contrario, si la señal a transmitir es de 2.5 Gbps, el ancho de banda utilizado será menor, con lo que es posible usar todas las portadoras mostradas en la figura 14.6. Un aspecto a destacar en esta figura es que se hace referencia a frecuencia, con prioridad sobre longitud de onda. La razón, es que sobre frecuencias es más fácil determinar la separación entre las portadoras, dado que lo se esta haciendo es una multiplexación en frecuencia, equivalente a lo que se hace en otros sistemas de comunicaciones (microondas, satelitales, etc.).

En un esfuerzo por regular y estandarizar la separación entre frecuencias portadoras que utilizan la técnica WDM, la unión internacional de Telecomunicaciones UIT, ha realizado una estandarización de las frecuencias a usar, configurando un peine centrado en torno a la frecuencia de 193.1 THz, que corresponde a una longitud de onda de 1552,524 nm, que es aproximadamente el centro de la tercera ventana [4], [9]. A un lado y otro de la frecuencia mencionada aparecen las frecuencias objeto del estándar, que la UIT ha determinado estén separadas 100 GHz o 50 GHz.

Hay que señalar que la norma UIT no establece que sean esas las únicas frecuencias que pueden emplearse. De hecho, se han planteado algunos sistemas que adoptan como separación entre canales 25 GHz. Por otra parte, se empiezan a emplear otras bandas aparte de la convencional: la comprendida entre 1530 nm y 1565 nm que se denomina banda C, y la denominada banda N, que abarca longitudes de onda desde 1565 nm a 1625 nm y que ha empezado a ser tenida en

cuenta a raíz de la aparición de amplificadores ópticos que ya pueden trabajar en esta zona.

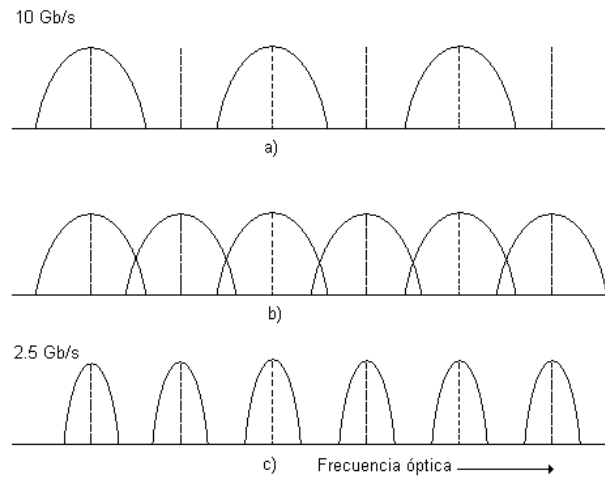


Figura 14.6. Comparación entre distintos canales WDM transmitiendo diferentes velocidades de transmisión de datos. a. Cada portadora lleva un tráfico de 10Gbps, situadas en frecuencias alternas del peine designado por la UIT, b. Situación similar, pero las portadoras se sitúan en todas las frecuencias del peine de la UIT y c. Situación análoga a la anterior, pero transmitiendo únicamente 2.5 Gbps cada canal.

14.2) Acceso múltiple por división de tiempo TDMA

De manera similar a como se realiza la multiplexación de señales a través de medios electrónicos, es posible, mediante los mismos mecanismos de multiplexación de señales, realizar, también, la multiplexación de señales análogas mediante técnicas ópticas [9].

Un tipo de multiplexado que responde a la afirmación anterior, es el multiplexado óptico por división de tiempo MDTO (OTDM por sus siglas en inglés), para diferenciarlo de la técnica conocida como multiplex por división de tiempo MDT (TDM por sus siglas en inglés). Funcionalmente, el OTDM es idéntico al electrónico, la única diferencia consiste en que todas las operaciones se realizan mediante componentes fotónicos (es decir en el dominio óptico), lográndose velocidades de información que sin dificultad, han alcanzado y sobrepasado los 100 Gbps. En algunos casos particulares esta velocidad de transmisión ha llegado a 1 Tbps (velocidades estas que son imposibles de alcanzar en el dominio electrónico).

El concepto de OTDM se muestra en la figura 14.6. Las señales ópticas, correspondientes a diferentes cadenas de datos provenientes de distintos transmisores, se intercalan en el tiempo para configurar una única cadena de datos.

Este intercalado puede realizarse bit a bit, como es el caso de la figura 14.6a, o si las señales se envían como un paquete, paquete a paquete, como se muestra en la figura 14.6b. En ambos casos se introducen pulsos de inicio de trama, estos pulsos, para el segundo caso, marcan la separación entre paquetes. Mientras que para el primer caso marcan la separación de las N cadenas de datos de entrada que se han multiplexado. Los pulsos de inicio de trama se aprovechan en la recepción para el demultiplexado de la señal recibida.

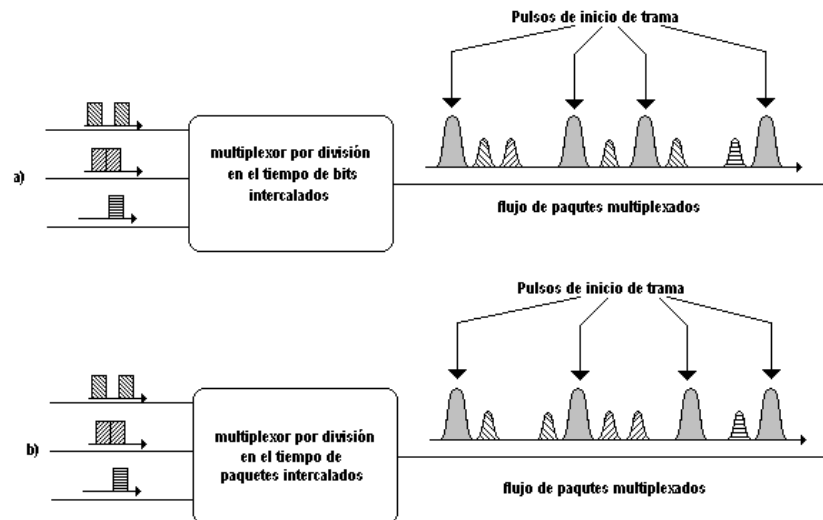


Figura 14.6. Multiplexado óptico por división de tiempo. a. Bit a bit y b. Por trama.

La característica principal que distingue a la técnica OTDM es que como la señal resultante está compuesta de pulsos aislados que determinan la presencia de los "1" o los "0", el único formato de modulación de línea posible es del tipo RZ (retorno a cero), siendo imposible trabajar con el formato NRZ (no retorno a cero). Por otra parte, otra característica relativa a esta técnica, es que dadas las velocidades con las que se puede trabajar, el tamaño de los pulsos que se transmiten ha de ser mucho más reducido que los originales.

Según lo anterior, velocidades por encima de algunos centenares de gigabits por segundo precisarán pulsos de algunos picosegundos de duración. Esto requiere que se pueda disponer de fuentes que sean capaces de generar este tipo de pulsos. Nuevamente, nos enfrentamos a la dificultad de que, dado los medios electrónicos actuales, es imposible conseguir fuentes que conmuten a tales velocidades. La forma, entonces, de generar estos pulsos, es generarlos mediante una técnica muy conocida, denominada bloqueo de modos (mode locking en inglés) que se obtiene mediante laceres (es decir en el domino óptico). Con esta técnica es fácil conseguir pulsos con duraciones del orden de unos picosegundos e, incluso, inferiores. Otra forma de hacerlo es mediante el empleo de un láser de onda continua OC (CW por sus siglas en inglés) al que se le añade, externamente, un modulador que sea capaz de alcanzar la velocidad requerida. Un hecho derivado de esto, es que al ser tan

pequeña la duración de los pulsos, su espectro de frecuencia se incrementa significativamente, lo que puede dar lugar a ensanchamientos apreciables de los mismos por los efectos de dispersión cromática.

14.3) Acceso múltiple por división de código CDMA

El principio de funcionamiento de CDMA óptico esta basado en técnicas de ensanchamiento del espectro: se dispersa la energía de la señal óptica sobre una banda de frecuencias que es mucho más amplia que el mínimo ancho de banda requerido para enviar la información, por ejemplo, una señal que lleva 10^3 Bps puede ser dispersada sobre un ancho de banda de 1 MHz [4].

El ensanchamiento se logra utilizando un código que es independiente de la señal de información. Dicho código, que es generado por un codificador óptico a una alta tasa de secuencia óptica (varias veces mayor que la secuencia óptica de datos), recibe el nombre de código de chip. En el proceso de codificación (ensanchamiento del espectro) la densidad de energía de la onda transmitida resultante se distribuye más o menos uniformemente sobre el ancho de banda del espectro esparcido.

El conjunto de secuencias ópticas (códigos de chip) se convierte en un conjunto de direcciones de código únicas o secuencias de asignación para los usuarios individuales de la red. En este esquema de direccionamiento (codificación), cada bit (bits) de dato que representa un "1" es codificado en una forma de onda o en una secuencia asignada $S(n)$ de N bits, la cual representa la dirección de destino de ese bit; el bit (bits) de dato que representa un "0" no es codificado. Idealmente, todas las secuencias asignadas deben ser mutuamente ortogonales. Como en la práctica es muy difícil encontrar con exactitud códigos de este tipo (ortogonales: correlación cruzada igual a cero), lo que se ha logrado son secuencias cuasi-ortogonales (correlación cruzada mínima) de forma que existe una cantidad de correlación cruzada entre las varias direcciones.

La figura 14.7 ilustra el esquema de codificación descrito anteriormente. En la misma, la secuencia asignada (código de chip) contiene 6 bits. Cuando la señal de información es un bit de dato que representa un "1", una secuencia de 6 bits es transmitida, y cuando el dato es un "0" no se envían bits de chip.

Haciendo una analogía, este esquema de codificación puede asimilarse a tener numerosas parejas de personas, en un salón, hablando simultáneamente en diferentes lenguajes. Idealmente, cada pareja podrá entenderse solo bajo su propio lenguaje, de forma tal que la interferencia generada por los otros usuarios es mínima. De esta manera, CDMA óptico en el dominio del tiempo permite a un número de usuarios acceder simultáneamente (al mismo tiempo) a una red, a través del uso de una longitud de onda común. Esta técnica es particularmente utilizada en redes de área local de alta velocidad, donde tasas

de transmisión superiores a 100 Mbps pueden ser requeridas [4]. Una limitación básica de CDMA óptico usando códigos de pulsos, es que, conforme el número de usuarios se incrementa, la longitud del código también tiene que incrementarse para mantener el mismo desempeño, por lo cual, los pulsos tienen que hacerse más estrechos (de más corta duración), esto se traduce en la necesidad de disponer de fuentes que sean capaces de generar este tipo de pulsos (tan estrechos: de tan corta duración), lo cual no es posible con los medios electrónicos actuales.. Se han propuesto varias ideas para reducir este efecto, como por ejemplo, utilizar, alternativamente, métodos en el dominio de la frecuencia, basados en la codificación espectral de fuentes incoherentes de banda ancha (por ejemplo, diodos emisores de luz o láseres Fabry-Perot) [4].

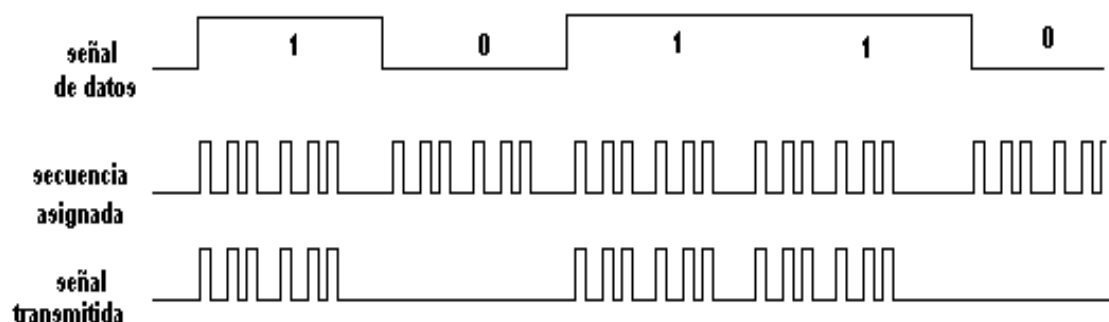


Figura 14.7. Ejemplo de un esquema de codificación CDMA de seis chips.

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 15

Diseño de redes de área local y redes de área metropolitana por fibra óptica

15.1) Introducción

A continuación se presentan los fundamentos de diseño de redes de área local y área metropolitana por fibra óptica utilizando WDM como técnica de acceso al medio, es decir, a la fibra.

La multiplexación por división de longitud de onda proporciona la capacidad de utilizar los enormes anchos de banda ofrecidos por las redes ópticas que se dan hoy en día gracias al avance en los dispositivos ópticos y electrónicos.

Para el desarrollo de redes ópticas de área local RAL (LAN por sus siglas en inglés) y redes ópticas de área metropolitana RAM (MAN por sus siglas en inglés) basadas en WDM, generalmente se emplean acopladores ópticos pasivo estrella. Debido a las pérdidas que existen en cada uno de los dispositivos empleados para el desarrollo de dichas redes, y a la atenuación de la señal a lo largo de la fibra que hace parte de los enlaces, es necesaria la amplificación óptica. Según esto, el diseño de redes ópticas LAN y MAN, consiste en calcular el número mínimo de amplificadores ópticos que se requieren en la red y ubicarlos de forma adecuada en cada enlace de la red, tomando como base los presupuestos de potencia necesarios para el ejercicio de detección de las señales. Lo anterior será posible a partir de formular las diferentes restricciones que tendrán los dispositivos que hacen parte de la red, para luego mediante métodos numéricos, y más específicamente empleando un algoritmo entero lineal, encontrar la cantidad mínima de amplificadores ópticos que se requieren para lograr que la red funcione adecuadamente (un algoritmo entero lineal es una secuencia matemática en la cual se integran diversas variables y al final, mediante el despeje, y la sustitución dada por la simultaneidad de las ecuaciones obtenidas en la secuencia, se obtiene un valor que es aproximado por el algoritmo a una cantidad entera, por ejemplo, si para alguna variable se obtiene el valor 8.2, se toma su parte entera 8).

Una suposición que simplifica el análisis para calcular el número de amplificadores en los enlaces es asumir que todas las longitudes de onda presentes en un punto particular de una fibra tienen el mismo nivel de potencia.

Diferentes arquitecturas se han propuesto para redes ópticas de área local y área metropolitana así como para el acceso a dichas redes. La multiplexación por división de longitud de onda es utilizada en tales redes para soportar aplicaciones que exigen gran ancho de banda. Este Capítulo está enfocado a tales redes, las cuales permiten a estaciones transmitir en una longitud de onda dedicada (camino de luz) al resto de las estaciones en la red. A continuación se describe la estructura de estas redes detalladamente.

Considérese una red óptica de área local y una red óptica de área metropolitana (LAN/MAN) (también denominadas redes de acceso ópticas o redes ópticas pasivas (PONs por sus siglas en ingles)) [7] como se muestra en la figura 15.1. La red consiste en N estaciones y M acopladores ópticos pasivo estrella.

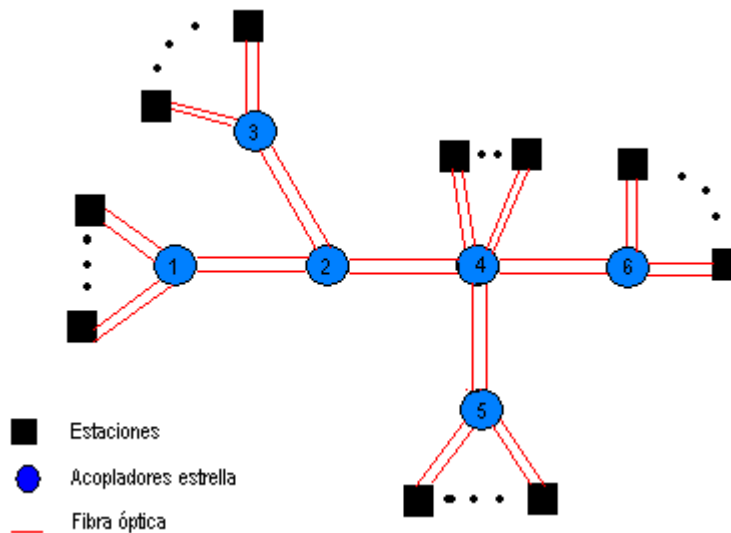


Figura 15.1. Red óptica de área metropolitana.

Cada una de las estaciones tiene un transmisor el cual opera con una longitud de onda fija sobre su único canal, y un receptor sintonizable o un arreglo de receptores para recibir señales de todas las otras estaciones. Una estación transmisora que esta emitiendo una señal puede ser detectada por otra estación después de que dicha señal halla sufrido pérdidas y ganancias conforme atraviesa la red.

Las pérdidas totales del acoplador estrella consisten en las pérdidas de división más las perdidas de exceso en cada camino a través de la estrella. Las pérdidas de división (splitting loss en ingles) en decibeles están dadas por

$$Splitting \text{ Loss} = -10\text{Log}\left(\frac{1}{N}\right) = 10\text{Log}(N) \quad (15.1)$$

Para una única potencia de entrada P_{in} y N potencias de salida, las pérdidas de exceso (fiber star excess loss en ingles) en decibels están dadas por

$$Fiber \text{ Star } Excess \text{ Loss} = 10\text{Log}\left(\frac{P_{in}}{\sum_{i=1}^N P_{out,i}}\right) \quad (15.2)$$

Cada señal transmitida en su correspondiente longitud de onda puede ser recibida en todos los otros receptores siempre y cuando el nivel de potencia con que llegan a la entrada de dichos receptores sea mayor que la sensibilidad de la estación receptora, denotada por P_{sen} . Además de las pérdidas en la estrella, también están presentes las pérdidas por atenuación de la señal en la fibra, que, no obstante ser bajas, deben ser consideradas. En las redes de área metropolitana y en las redes de área amplia (del diseño de estas últimas nos ocuparemos en el próximo Capítulo), debido a la necesidad de dividir y acoplar señales, se presentan también pérdidas en los divisores y pérdidas en los acopladores. Debido a la combinación de todas estas pérdidas puede requerirse amplificación para permitir que la señal llegue con un determinado nivel de potencia al receptor o a otra etapa de amplificación, de manera que pueda ser detectada por estos dispositivos. Como los amplificadores ópticos son costosos, debe reducirse al mínimo su número en la red. La reducción del número de amplificadores es importante, además, porque así se reduce también el ruido que introducen a la señal en el momento de la amplificación.

Las restricciones de los dispositivos empleados para el diseño de redes LAN y MAN se muestran en la tabla 15.1 en conjunto con valores típicos.

$P_{NONLIN_{max}}$ define el nivel de potencia en una fibra a partir del cual aparecen en la fibra efectos no lineales significativos. Sin embargo, la potencia total en cualquier punto de la red se limita generalmente a un valor por debajo de P_{max} , siendo P_{max} la máxima salida de potencia de un amplificador o de un transmisor. P_{sat} es la potencia interna de saturación del amplificador óptico. G_{max} es la máxima ganancia en pequeña señal del amplificador óptico.

El valor del parámetro P_{sen} puede ser elegido de forma tal que sea mayor que los niveles de ruido en los amplificadores intermedios y en el receptor. El valor de P_{sen} también puede ser cambiado repetidamente después de colocar el amplificador para obtener la tasa de error de bit BER deseada en cada uno de los receptores. Se asume que factores tales como el ruido e interferencia de los amplificadores en los receptores están incorporados en el parámetro P_{sen} .

La UIT-T ha establecido estándares para los sistemas WDM punto a punto y para las redes ópticas. Parámetros tales como espaciamiento entre amplificadores, espaciamiento entre las longitudes de onda de cada canal, ganancias de los amplificadores y las frecuencias de los canales ópticos son especificados en estos estándares. Una visión general de este estándar se encuentra en [10] (la estandarización de estos parámetros puede ser tomada en cuenta en el diseño de sistemas de trayecto largo (red de larga distancia), de manera que se facilite la estandarización también de los equipos y por tanto su disponibilidad).

PARAMETRO	DESCRIPCION	RANGO	VALOR
P_{sen}	Mínima señal de potencia en el amplificador del receptor	-30 dBm a 1 Gbps	-30 dBm
G_{max}	Máxima ganancia en pequeña señal.	≤ 25 dB	20 dB
$P_{NONLIN_{max}}$	Potencia total máxima en la fibra	10-17 dBm	10 dBm
P_{max}	Máxima potencia de salida del amplificador y del transmisor		0 dBm
P_{sat}	Potencia interna de saturación del amplificador		1.55 dBm
α	Atenuación de la fibra		0.2 dB/km

Tabla 15.1. Parámetros típicos de dispositivos empleados en el diseño de la red.

Como se menciono anteriormente, la meta en el diseño de redes ópticas LAN y MAN es encontrar la mínima cantidad de amplificadores requeridos para operar la red, y determinar sus ubicaciones exactas. En general, cuando señales de diversas longitudes de onda originadas en diversos transmisores llegan a un amplificador, sus niveles de potencia podrían ser muy diferentes. Este fenómeno se conoce como efecto cercano-lejano y puede hacer ineficiente la amplificación de los amplificadores individuales: debido a la diferencia en los niveles de potencia, las longitudes de onda con mayor potencia podrían saturar el amplificador y limitar la ganancia vista por las longitudes de onda de menor potencia. Por otra parte, permitir que las longitudes de onda en la fibra tengan diferentes niveles de potencia obligaría a utilizar un algoritmo mucho más complejo para calcular el número de amplificadores utilizados en la red. Para evitar este inconveniente se deben restringir las potencias de todas las longitudes de onda en cualquier punto de la fibra, de forma que todas tengan el mismo nivel de potencia. Una técnica ampliamente utilizada en el diseño de redes ópticas se denomina método de optimización global. En este método se mantienen todas las longitudes de onda a igual potencia y se procede al diseño de la siguiente manera.

1. Se determina si es o no posible la construcción del diseño de la red teniendo en cuenta la limitación de los dispositivos (potencia disponible de los amplificadores).
2. Se genera un conjunto de restricciones que describan el problema.
3. Se usa un algoritmo matemático para calcular el número de amplificadores a través de la red según las restricciones impuestas en el paso anterior.
4. Se determina la ubicación exacta de los amplificadores.

15.2) Aproximación a la solución del diseño de la red

La aproximación a la solución del diseño de la red consiste de los cuatro módulos siguientes.

- Módulo I: Prueba de la viabilidad de la red.
- Módulo II: Generar las restricciones en cada uno de los enlaces de la red.
- Módulo III: Solucionar el problema generado en el módulo II con un algoritmo numérico, el cual da un producto entero lineal.
- Módulo IV: Sobre la base de los valores dados por el módulo III se ubican los amplificadores en cada enlace de la red.

Antes de proceder a describir cada uno de los módulos anteriores se definirá la notación empleada en las diferentes ecuaciones que conllevan a la solución del diseño de la red.

Notación

Las variables que tienen viñetas en negrilla son dependientes en el algoritmo para la ubicación exacta de un determinado amplificador. Las otras variables son fijas para una determinada topología de red. A menos que se indique de otra manera, todos los cálculos se realizan en la escala de dB; por lo tanto, los niveles absolutos de potencia son medidos en dBm y las ganancias en dB.

Parámetros de los dispositivos

- P_{sen} : Mínima potencia en dBm requerida en una longitud de onda para la detección. Esta puede representar el nivel de sensibilidad del

receptor o también el nivel de sensibilidad del amplificador, los cuales se asumen que son iguales.

- $P_{\max}$:Potencia máxima en dBm disponible de un amplificador o también máxima potencia de un transmisor. No es necesario que la potencia máxima disponible en un amplificador y la potencia máxima del transmisor sean idénticas. Por simplicidad, se asumen iguales.
- $G_{\max}$: Ganancia máxima en dB del amplificador en pequeña señal.
- α : Constante de atenuación de la fibra dB/km.

Variables de la red

- N : Número de estaciones de acceso en la red o número de longitudes de onda en la red.
- M : Número de estrellas ópticas en la red.
- L : Número de enlaces en la red (incluyendo enlaces de acceso y enlaces entre estrellas).
- A : Número de amplificadores en la red.

Variables de los enlaces

Las variables asociadas con el enlace l , $1 \leq l \leq L$, son las siguientes.

- L_l : Longitud en km del enlace l .
- λ_l : Conjunto de longitudes de ondas llevadas por el enlace l .
- $g_{\max l}$: Ganancia máxima en dB por longitud de onda que puede ser ofrecida por un amplificador en el enlace l . Nótese que, si un enlace lleva diferentes longitudes de onda, su $g_{\max l}$ puede ser menor que la ganancia en pequeña señal $G_{\max}$. Esto se debe a que un amplificador tiene una máxima potencia de salida (agregando todas las longitudes de onda) la cual puede limitar a $g_{\max l}$
- n_l : Número de amplificadores empleados en el enlace l .
- SG_l : Ganancia total requerida en el enlace l , según lo determinado por el algoritmo de ubicación de los amplificadores.

Variables de las estrellas

Las variables asociadas con la estrella i , $1 \leq i \leq M$, son las siguientes.

- D_i : Grado de la estrella i , por lo tanto, las perdidas por división en dB, vistas por una señal en un enlace de entrada a una estrella están dadas por $i = 10\text{Log}(D_i - 1)$.
- P_i : Potencia de salida de la estrella i sobre cada longitud de onda.

Módulo I: Prueba de la viabilidad de la red

Este módulo determina si en la red dada es posible ubicar amplificadores. La prueba de la viabilidad requiere que las señales provenientes de los transmisores puedan llegar a los receptores o amplificadores con un buen nivel de potencia para su detección. Además, esto debe ser realizado sin exceder las capacidades de los transmisores y de los amplificadores. Las pérdidas por atenuación sufridas por las señales en el enlace pueden ser compensadas por el uso de un determinado número de amplificadores ópticos. Sin embargo, en algunos casos, no es posible compensar las considerables perdidas por división en una estrella colocando un amplificador en cada entrada de la estrella. Esto es debido al hecho de que solamente se están empleando estrellas ópticas pasivas en la red y no existen estrellas que amplifiquen las señales dentro de ellas (activas).

Es necesario asegurar que el nivel de potencia de las señales que llegan de cada enlace a cada entrada de la estrella sea lo suficientemente alto como para garantizar que la señal que sale de la estrella a cada enlace tenga un nivel de potencia por lo menos de P_{sen} . Sin embargo, el nivel de potencia en la entrada no puede exceder la máxima potencia posible suministrada por un amplificador sobre todas las longitudes de onda, la cual es limitada a P_{max} . Por lo tanto, se restan las perdidas por división de la estrella de la máxima potencia posible por longitud de onda en la entrada, para obtener la correspondiente potencia de salida por longitud de onda, y compararla luego con P_{sen} . Dado que el enlace j contiene $|\lambda_j|$ longitudes de onda y que la potencia en cada uno de los canales se divide en $(D_i - 1)$ rutas en la estrella i (de grado D_i), la prueba para la viabilidad se puede escribir de la siguiente manera.

Si para cada estrella i en la red, $1 \leq i \leq M$, y para cada entrada del enlace j en la estrella i

$$P_{sen} \leq P_{max} - 10\text{Log}(D_i - 1) - 10\text{Log}(|\lambda_j|) \quad (15.3)$$

Entonces es factible ubicar los amplificadores en la red, de lo contrario, la red no es factible.

Se puede reducir el cálculo en la prueba anterior identificando la estrella $i_{\max}$ y sus entradas de enlaces adyacentes $j_{\max}$ de forma tal que el producto $(D_{i_{\max}} - 1) \times (\lambda_{j_{\max}})$ sea el máximo entre todos los posibles pares en la red. Ahora, este par de estrellas enlazadas tienen la cantidad de pérdidas más grandes en la red para ser compensadas por un amplificador. Por lo tanto, la red es factible si se cumple la ecuación (15.3) al hacer $i = i_{\max}$ y $j = j_{\max}$, y no es factible si ocurre lo contrario.

Módulo II: Generación de las restricciones en cada uno de los enlaces de la red

Este módulo genera las variables para la ubicación de los amplificadores en una topología dada de red. Como el número de longitudes de ondas llevadas por un enlace se conoce, la máxima ganancia ofrecida por cualquier amplificador en ese enlace se puede calcular de antemano para cada enlace en la red. Entonces se utilizan los valores de $g_{\max l}$ para especificar las restricciones del problema.

Cálculos previos de $g_{\max l}$

La máxima ganancia disponible en un amplificador $g_{\max l}$ a lo largo cualquier enlace l puede ser calculada cuando todas las longitudes de onda en algún punto particular de la red llevan la misma potencia. De acuerdo a los modelos reales e ideales del amplificador [tesis], es claro que la ganancia disponible en un amplificador es función de la potencia total de entrada resultante de la suma de las potencias de todas las longitudes de onda, de la ganancia máxima del amplificador $G_{\max}$ y de la potencia interna total de saturación del amplificador P_{sat} . Además, esta ganancia es máxima cuando las señales de entrada están en los niveles más bajos posibles P_{sen} . Ahora, si $P_{l_{\min}}$ denota la potencia total de entrada en dB a través de todas las longitudes de onda, cuando las señales de entrada están en P_{sen} , se tiene para cualquier enlace l que

$$g_{\max l} = G(P_{l_{\min}}, G_{\max}, P_{\text{sat}}) \quad (15.4)$$

Para cumplir con esta función se pueden utilizar varios amplificadores. Para cualquier enlace l que conecte la estrella i a la estrella j , como se muestra en la figura 15.2, hay λ_l longitudes de onda en el enlace y por lo tanto la potencia total mínima a través de todas estas longitudes de onda esta dada por

$$P_{l_{\min}} = P_{\text{sen}} + 10 \log(\lambda_l) \quad (15.5)$$

Reemplazando la ecuación (15.4) en la ecuación (15.5) se tiene

$$g_{\max l} = G(P_{sen} + 10\text{Log}(|\lambda_l|), G_{\max}, P_{sat}) \quad (15.6)$$

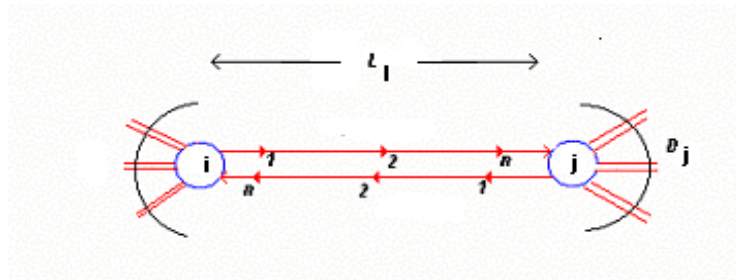


Figura 15.2. Enlace entre estrellas.

Similarmente, para cualquier enlace l que conecte una estación k a una estrella j (este enlace lleva solamente una longitud de onda y es la que se origina en la estación k), como se muestra en la figura 15.3, se tiene

$$g_{\max l} = G(P_{sen}, G_{\max}, P_{sat}) \quad (15.7)$$

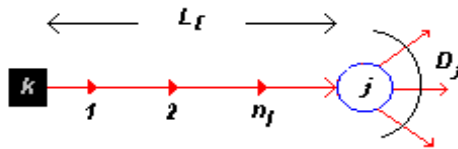


Figura 15.3. Enlace de una estación a una estrella.

Finalmente, para cualquier enlace l que conecte una estrella i a una estación k (el cual lleva todas las longitudes de onda cuyo destino es la estación k , excepto sus propias longitudes de onda), como se muestra en la figura 15.4, se tiene

$$g_{\max l} = G(P_{sen} + 10\text{Log}(N - 1), G_{\max}, P_{sat}) \quad (15.8)$$

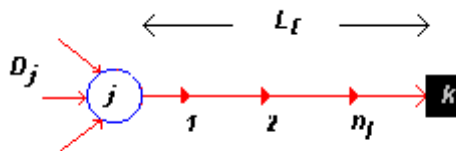


Figura 15.4. Enlace de una estrella a una estación.

Restricciones del enlace

Para cualquier enlace de la estrella i a la estrella j , como se muestra en la figura 15.2, se puede limitar la potencia P_j en cualquier salida de la estrella j , por la salida de potencia P_i de la estrella i y la ganancia disponible del enlace l , obteniendo

$$P_j = P_i - \alpha * L_l - 10\text{Log}(D_j - 1) + SG_l \quad (15.9)$$

Donde los dos términos de pérdidas corresponden a las pérdidas por atenuación en L_l kilómetros de fibra y a las pérdidas por división en las rutas $(D_j - 1)$ de la estrella j , mientras que SG_l es la ganancia total proporcionada por los n_l amplificadores del enlace l . Como el objetivo del diseño es proporcionar la ganancia necesaria usando la mínima cantidad de amplificadores, se requiere que

$$g_{\max l} * (n_l - 1) < SG_l \leq g_{\max l} * n_l \quad (15.10)$$

Similarmente, para cualquier enlace l de la estación k a la estrella j como se muestra en la figura 15.3, se puede limitar la potencia P_j en cualquier salida de la estrella j , por la potencia total disponible en un transmisor $P_{\max}$ y por la ganancia disponible en el enlace l $g_{\max l}$, obteniendo

$$P_j \leq P_{\max} - \alpha * L_l - 10\text{Log}(D_j - 1) + g_{\max l} * n_l \quad (15.11)$$

Finalmente, para cualquier enlace l de la estrella i a la estación k , como se muestra en la figura 15.4, se requiere que la potencia recibida en una estación en cada longitud de onda esté por lo menos en el nivel de sensibilidad P_{sen} , es decir

$$P_{\text{sen}} \leq P_i - \alpha * L_l + g_{\max l} * n_l \quad (15.12)$$

Restricciones en las estrellas

Para cualquier estrella i , $1 \leq i \leq M$, se requiere que la potencia en la salida de la estrella en cada longitud de onda sea por lo menos igual a P_{sen}

$$P_i \geq P_{\text{sen}} \quad (15.13)$$

Las siguientes restricciones (ecuaciones (15.14) y (15.15)) son necesarias para especificar el problema completamente. Para cada estrella j , y para cada enlace entrante l en la estrella j , se debe asegurar que la potencia requerida en la salida P_i sea factible, es decir

$$P_j \leq P_{\max} - 10\text{Log}(D_j - 1) - 10\text{Log}(/ \lambda_l /) \quad (15.14)$$

Dada una configuración de red, el enlace que contiene el número máximo de longitudes de onda y que alimenta a la estrella j es a priori conocido, de modo que si este enlace satisface el criterio anteriormente dicho, el resto de los enlaces que llegan a la estrella j lo satisfacen también. Por lo tanto, para cada estrella j , la anterior restricción (ecuación (15.14)) se reduce a la siguiente expresión

$$P_j \leq P_{\max} - 10\text{Log}(D_j - 1) - 10\text{Log}(/ \lambda_{l_{\max j}} /) \quad (15.15)$$

Donde

$\lambda_{l_{\max j}}$: Enlace entrante que lleva el máximo número de longitudes de onda a la estrella j .

Restricciones de integrabilidad

Para cada enlace l ,

$$n_l \in \text{números enteros} \quad (15.16)$$

Función Objetivo

Calcular

$$A = \sum_l n_l \quad (15.17)$$

Módulo III: Solucionar el problema generado en el Módulo II con un algoritmo entero lineal

Obsérvese que las únicas variables en la formulación del problema mencionado son las potencias de salida por longitud de onda en la estrella i , P_i , el número de amplificadores en el enlace l , n_l y la ganancia total requerida en el enlace l , SG .

Las restricciones generadas por el módulo II se pueden entrar a un algoritmo para obtener de forma rápida los valores de las P_i y los n_i .

Módulo IV: Ubicación de los amplificadores

De los valores de P_i y n_i obtenidos en el módulo III, se tiene, para todos los enlaces internos (estrella a estrella) en la red, las siguientes cantidades

- Potencia total y potencia por longitud de onda P_{src} de las señales en la fuente del enlace.
- Potencia total y potencia por longitud de onda P_{dest} de las señales en el destino del enlace.
- Número de amplificadores n_l necesarios en el enlace.
- Ganancia total requerida en el enlace SG_l .

Sin embargo, en el enlace de acceso de una estación a una estrella adyacente hay una cierta flexibilidad en la potencia del transmisor (véase ecuación (15.11)). Similarmente, en el enlace de acceso de una estrella a estaciones adyacentes hay una determinada flexibilidad en la potencia recibida (ver ecuación (15.12)). Esto se logra manteniendo niveles bajos (permitidos según el fabricante del dispositivo) de potencia en los transmisores y receptores.

Ahora, se pueden ubicar los amplificadores en el enlace l , tales que los primeros $(n_l - 1)$ amplificadores en la dirección del enlace operen a una ganancia g_{max_l} . El último amplificador funcionara a una ganancia $g_{max} = SG_l - (n_l - 1) * g_{max_l}$. De esta manera, se fija la ganancia de cada uno de los amplificadores en el enlace. El otro parámetro que es necesario especificar es la localización exacta de cada amplificador en la red.

Se tienen algunas opciones en la determinación de la ubicación exacta de los amplificadores en el enlace. A continuación se analizarán dos métodos para esto: ASAP y ALAP.

ASAP: Lo Más Pronto Posible: En este método, se atraviesa cada enlace l y se ubican cada uno de los primeros $n_l - 1$ amplificadores tan pronto como sea posible para proporcionar la máxima ganancia, conforme a las limitaciones en la potencia de salida del amplificador. La ganancia restante en el enlace se obtiene del último amplificador. Por lo tanto, no es necesario dejar el nivel de potencia de la señal disminuido a su nivel mas bajo posible. Así, la potencia de entrada por longitud de onda a un amplificador puede ser mayor que P_{sen} . Cuando el valor de ganancia g_{max} es limitado a G_{max} , hay un rango de potencia de entrada por longitud de onda para el cual el amplificador puede proporcionar dicha ganancia, por lo tanto, la posición del amplificador puede ser variada manteniendo la ganancia deseada.

ALAP: Tan Tarde Como sea Posible: En este método, se recorre cada enlace l y se ubican cada uno de los primeros n_l amplificadores, solamente después de que el nivel de potencia de cada una de las señales haya caído a su mínimo aceptable P_{sen} , a menos que se alcance el final del enlace. Una vez más, cada uno de los primeros $n_l - 1$ amplificadores funciona en su máxima ganancia posible g_{max_l} .

Para cualquier enlace l , cuya máxima ganancia de amplificación g_{max_l} , sea limitada a P_{max} , la ubicación de los amplificadores es independiente del método usado.

Para cualquier enlace l cuya máxima ganancia de amplificación es limitada por G_{max} , utilizamos ASAP porque podemos evitar la ubicación de los amplificadores tan cerca a los otros como sea posible. Este método ayuda a la reducción del ruido de emisión estimulada amplificada (ASE por sus siglas en ingles) en los amplificadores, el cual puede afectar las señales desfavorablemente.

15.3) Diseño de una red de área metropolitana

El objetivo de este diseño es encontrar el mínimo número de amplificadores para compensar las pérdidas por atenuación y división en los enlaces y estrellas de la red que se muestra en la figura 15.5.

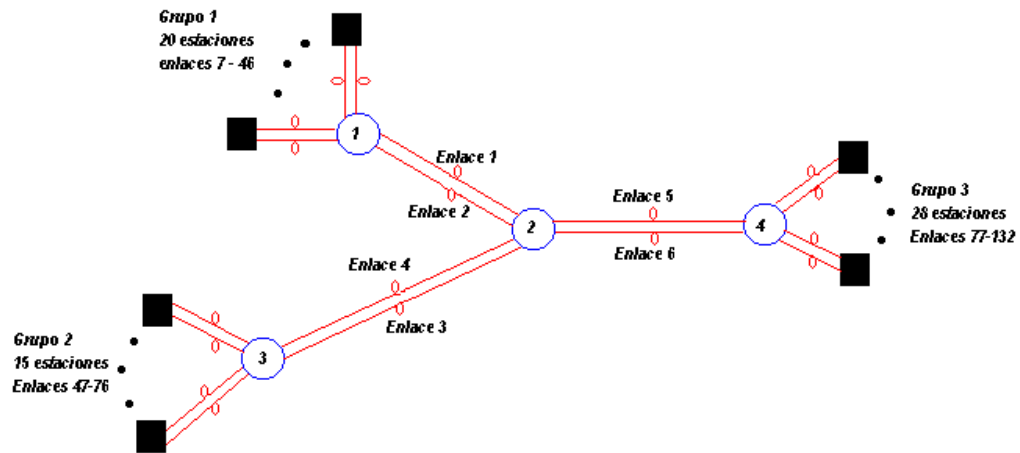


Figura 15.5. Red de área metropolitana a diseñar.

Datos técnicos de los dispositivos empleados en el diseño de la red

$P_{\max} = 0$ dBm: Máxima potencia del transmisor en cada una de las estaciones.

$P_{\text{sen}} = -30$ dBm: Mínima potencia a la entrada del receptor en cada una de las estaciones para poder detectar señal.

$\alpha = 0.2$ dB/km: Constante de atenuación en la fibra.

$P_{\text{NOLIN}_{\max}} = 10$ dBm: Nivel máximo de potencia en la fibra para que la señal no encuentre efectos de no linealidad.

$G_{\max} = 20$ dB: Ganancia máxima en pequeña señal del amplificador.

$P_{\text{sen}} = -30$ dBm: Potencia mínima de señal a la entrada del amplificador.

$P_{\max} = 0$ dBm: Potencia de salida del amplificador.

$P_{\text{sat}} = 1.55$ dBm: Potencia interna de saturación del amplificador.

Datos de diseño de la red

$M = 4$: Número de estrella pasivas ópticas en la red.

$N = 63$: Número de estaciones de acceso en la red.

$L = 132$: Número de enlaces en la red (incluyendo enlaces de acceso y enlaces entre las estrellas).

I. Prueba de viabilidad de la red.

Esta prueba pretende determinar si la red es viable para optimizar el número de amplificadores en la red y su ubicación en esta. Para realizar lo anterior se evalúa la condición expuesta en el módulo I.

Procediendo de esta forma se obtiene

La estrella que tiene el mayor grado es la estrella cuatro, luego $D_4 = 29$.

El enlace adyacente a la estrella cuatro que lleva el mayor numero de longitudes de onda es el enlace cinco, luego $|\lambda_5| = 35$ y $(D_{i_{\max}} - 1) * (|\lambda_{j_{\max}}|) = 28 * 35 = 980$.

Evaluando la ecuación (15.3) se tiene

$$P_{sen} \leq P_{\max} - 10\text{Log}(D_i - 1) - 10\text{Log}(|\lambda_j|) \leq 0 - 10\text{Log}(29 - 1) - 10\text{Log}(35) \leq -29.9\text{dBm}$$

Como $P_{sen} = -30\text{dBm} < -29.9\text{dBm}$ se concluye que esta topología de red es viable.

II. Generación de las restricciones.

Para reducir el número de restricciones los accesos individuales asociados con cada grupo de estaciones han sido agrupados en un solo enlace. De esta forma el enlace agregado siete representa todos los enlaces que existen en el grupo uno de las estaciones a la estrella uno, mientras que el enlace agregado ocho representa todos los enlaces que existen de la estrella uno al grupo uno de estaciones. Similarmente, los enlaces agregados nueve y diez representan enlaces de las estaciones en el grupo dos a la estrella tres y viceversa respectivamente. Los enlaces agregados once y doce son similarmente definidos entre las estaciones en el grupo tres a la estrella cuatro, y viceversa respectivamente.

Restricciones en los enlaces

Para los enlaces entre estrellas, como el que se muestra en la figura 15.6, tendremos que para los diferentes enlaces:

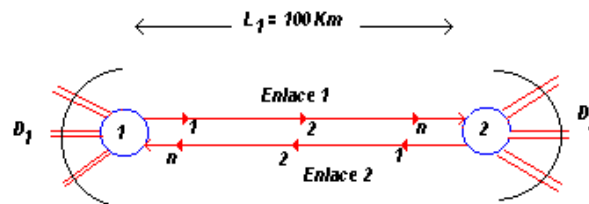


Figura 15.6. Enlace entre estrellas.

Para el enlace uno

$$P_2 = P_1 - \alpha L_1 - 10 \log(D_2 - 1) + SG_1 = P_1 - 0.2 * 100 - 10 \log(3 - 1) + SG_1 = \\ = P_1 - 23.01 + SG_1$$

Como se desea compensar las pérdidas en el enlace uno utilizando el menor número de amplificadores, se requiere que

$$g_{\max_1} * (n_1 - 1) < SG_1 \leq g_{\max_1} * n_1$$

$$\text{Donde } g_{\max_1} = |P_{\text{sen}}| - 10 \log(\lambda_1) = 30 - 10 \log(20) = 16.99 \Rightarrow SG_1 \leq 16.99 n_1$$

$$16.99 * (n_1 - 1) < SG_1 \leq 16.99 * n_1$$

Procediendo de manera similar, para los otros enlaces se tiene que

Para el enlace dos

$$13.67 * (n_2 - 1) < SG_2 \leq 13.67 * n_2$$

Para el enlace tres.

$$13.19 * (n_3 - 1) < SG_3 \leq 13.19 * n_3$$

Para el enlace cuatro

$$18.24 * (n_4 - 1) < SG_4 \leq 18.24 * n_4$$

Para el enlace cinco.

$$14.56 * (n_5 - 1) < SG_5 \leq 14.56 * n_5$$

Para el enlace seis

$$15.53 * (n_6 - 1) < SG_6 \leq 15.53 * n_6$$

Ahora, para un enlace l , de una estación k a una estrella j , como se muestra en la figura 15.7, tendremos que

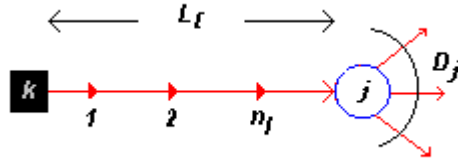


Figura 15.7. Enlace de una estación a una estrella.

Se puede limitar la potencia P_i en alguna de las salidas j'_s de la estrella por la potencia total disponible en el transmisor $P_{\max}$ y por la ganancia disponible en el enlace l $g_{\max l}$, de la siguiente manera

$$P_j \leq P_{\max} - \alpha * L_l - 10 \log(D_j - 1) + g_{\max l} * n_l$$

Luego para los enlaces entre las estaciones del grupo uno a la estrella uno, del grupo dos a la estrella tres y del grupo tres a la estrella cuatro, se tiene

$$P_1 \leq 0 - 0.2 * 20 - 10 \log(21 - 1) + 19.72 * n_7 \leq 0 - 17.01 + 19.72 * n_7$$

$$P_3 \leq 0 - 0.2 * 20 - 10 \log(16 - 1) + 19.72 * n_9 \leq 0 - 15.76 + 19.72 * n_9$$

$$P_4 \leq 0 - 0.2 * 20 - 10 \log(29 - 1) + 19.72 * n_{11} \leq 0 - 18.47 + 19.72 * n_{11}$$

Finalmente, para cualquier enlace l , de una estrella i a una estación k , como se muestra en la figura 15.8, tendremos que:

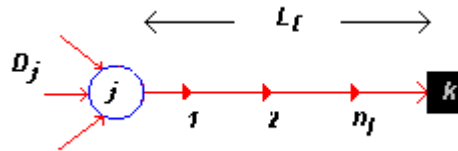


Figura 15.8. Enlace de una estrella a una estación.

Se requiere que la potencia recibida en una estación en cada longitud de onda sea al menos de la magnitud de P_{sen} , es decir

$$P_{sen} \leq P_j - \alpha * L_l + g_{\max l} * n_l \Rightarrow P_j \geq P_{sen} + \alpha * L_l - g_{\max l} * n_l$$

Para los enlaces entre la estrella uno y el grupo uno de estaciones, la estrella tres y el grupo dos de estaciones, la estrella cuatro y el grupo tres de estaciones, se tiene

$$P_1 \geq -30 + 0.2 * 20 - (P_{sen} - 10\text{Log}(63 - 1)) * n_8$$

$$P_1 \geq -30 + 4 - 12.08 * n_8$$

$$P_3 \geq -30 + 4 - 12.08 * n_{10}$$

$$P_4 \geq -30 + 4 - 12.08 * n_{12}$$

Restricciones en las estrellas

Para alguna estrella i , $1 \leq i \leq M$, se requiere que la potencia en la salida de cada estrella en cada longitud de onda sea al menos igual a P_{sen} , es decir, $P_j \geq P_{sen}$.

Luego, $P_1, P_2, P_3, P_4 \geq -30$

Las siguientes restricciones son necesarias para completar el problema: para cada estrella j , y para cada enlace entrante l en la estrella j , se debe asegurar que la potencia requerida a la salida P_j sea posible, es decir, se debe satisfacer la ecuación (15.14).

Luego, para el diseño de esta red se tiene

$$\begin{aligned} P_1 &\leq P_{\max} - 10\text{Log}(D_1 - 1) - 10\text{Log}\left(\lambda_{l_{\max_2}}\right) \leq \\ &\leq 0 - 10\text{Log}(21 - 1) - 10\text{Log}(15 + 28) \leq 0 - 13.010 - 16.33 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_2 &\leq P_{\max} - 10\text{Log}(D_2 - 1) - 10\text{Log}\left(\lambda_{l_{\max_6}}\right) \leq \\ &\leq 0 - 10\text{Log}(3 - 1) - 10\text{Log}(28) \leq 0 - 3.01 - 14.47 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_3 &\leq P_{\max} - 10\text{Log}(D_3 - 1) - 10\text{Log}\left(\lambda_{l_{\max_3}}\right) \leq \\ &\leq 0 - 10\text{Log}(16 - 1) - 10\text{Log}(20 + 28) \leq 0 - 11.76 - 16.81 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_4 &\leq P_{\max} - 10\text{Log}(D_4 - 1) - 10\text{Log}\left(\lambda_{l_{\max_5}}\right) \leq \\ &\leq 0 - 10\text{Log}(29 - 1) - 10\text{Log}(35) \leq 0 - 14.47 - 15.44 \end{aligned}$$

Restricciones de integralidad

Para cada enlace l , n_l debe ser un entero, por lo tanto, $n_1, n_2, n_3, n_4, n_5, n_6, n_7, n_8, n_9, n_{10}, n_{11}, n_{12}$, deben ser enteros.

Función objetivo

Calcular

$$A = \sum_l n_l = 1n_1 + 1n_2 + 1n_3 + 1n_4 + 1n_5 + 1n_6 + 20n_7 + 20n_8 + 15n_9 + 15n_{10} + 28n_{11} + 28n_{12}$$

III. Calcular el número de amplificadores con el algoritmo entero lineal

Al introducir el anterior conjunto de ecuaciones en un algoritmo entero lineal se obtienen los valores óptimos de la función objetivo y las variables P_j, n_l, SG_l . De esta manera se obtuvieron los siguientes resultados.

$$A = 77$$

$$P_1 = -29.34dBm; \quad P_2 = -21.87dBm; \quad P_3 = -28.57; \quad P_4 = -29.91dBm$$

$$n_1 = n_2 = n_5 = n_6 = 2; \quad n_3 = n_4 = 3; \quad n_7 = n_9 = n_{11} = 0; \quad n_8 = n_{10} = n_{12} = 1$$

$$SG_1 = 30.50dB; \quad SG_2 = 25.53dB; \quad SG_3 = 35.05dB; \quad SG_4 = 39.72dB; \quad SG_5 = 26.43dB; \\ SG_6 = 31.06$$

IV. Ubicación de los amplificadores

Con los valores obtenidos en el módulo III y apoyados en la figura 15.10, se procede a calcular las distancias exactas donde se deben ubicar los amplificadores de cada enlace de la red, según el procedimiento siguiente.

Ubicar los amplificadores del enlace L , tal que los primeros $(n_l - 1)$ amplificadores en la dirección del flujo de tráfico operen a una ganancia $g_{\max_l}$. El último amplificador debe operar a una ganancia $G_l = SG_l - (n_l - 1) * g_{\max_l}$. De esta manera se fijan las ganancias de cada uno de los amplificadores en el enlace.

Para el enlace uno se tiene que

Número de amplificadores del enlace $n_1 = 2$.

Potencia de salida de la estrella uno $P_1 = -29.35dBm$.

Ganancia total requerida en el enlace uno $SG_1 = 30.50dB$.

Ganancia de los $(n_1 - 1)$ amplificadores $g_{max1} = 16.99dB$.

Ganancia del último amplificador
 $G_l = SG_l - (n_l - 1) * g_{max_l} = 30.50 - (2 - 1) * 16.99 = 13.50dB$.

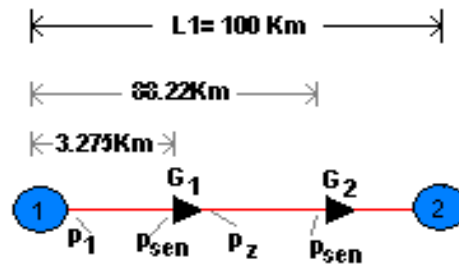


Figura 15.9. Distancia entre amplificadores.

Luego

$$G_1 = 16.99dB = 50\text{veces}; \quad G_2 = 13.50 = 22.39\text{veces}; \quad P_1 = -29.35dBm; \quad P_{sen} = -30dBm$$

Empleando ahora la ecuación que sigue se obtienen los cálculos que se muestran a continuación.

$$L_{1\text{amplificador}} km = \frac{P_1 dBm - P_{sen} dBm}{\alpha dB/km} = \frac{-29.35 + 30}{0.2} = 3.275 km$$

Luego el primer amplificador para este enlace debe ubicarse a 3.275 km de la salida de la estrella uno. Ahora tendremos que

$$P_{sen} = 1mW * 10^{(P_{sen} dBm/10)} = 1mW * 10^{(-30/10)} = 1mW * 10^{-3} = 1 \times 10^{-3} mW$$

$$P_z = 10 \log \left(\frac{P_{sen} mW * G_1}{1mW} \right) = 10 \log \left(\frac{1 \times 10^{-3} mW * 49.99}{1mW} \right) = -13.0103 dBm$$

$$L_2 km = \frac{P_z dBm - P_{sen} dBm}{\alpha dB/km} = \frac{-13.01 + 30}{0.2} = 84.95 km$$

$$L_{2\text{amplificador}} \text{ km} = L_{1\text{amplificador}} \text{ km} + L_2 \text{ km} = 3.275 + 84.95 = 88.225 \text{ km}$$

El segundo amplificador se debe ubicar a 84.9485 km de la salida de la estrella uno.

De manera similar se realizan los cálculos para encontrar la ubicación exacta de los amplificadores en los restantes enlaces de la red. Esto se resume en la tabla 15.2.

ENLACE NÚMERO	CANTIDAD DE ENLACES	GANANCIA DEL AMPLIFICADOR	UBICACIÓN DEL AMPLIFICADOR
1		16.99 dB	3.28 km
Estrella 1 a Estrella 2 100 km	1	13.50 dB	88.22 km
2		16.37 dB	40.67 km
Estrella 2 a Estrella 1 100 km	1	11.87 dB	100.00 km
3		13.19 dB	40.67 km
Estrella 2 a Estrella 3 150 km	1	13.19 dB	106.61 km
4		8.68 dB	150.00 km
Estrella 3 a Estrella 2 150 km	1	17.47 dB	7.13 km
5		17.47 dB	94.49 km
Estrella 2 a Estrella 4 100 km	1	4.77 dB	150.00 km
6		14.56 dB	40.67 km
Estrella 4 a Estrella 2 100 km	1	11.87 dB	100.00 km
7		15.53 dB	0.44 km
Estrella 4 a Estrella 2 100 km	1	15.53 dB	78.08 km
8			
Grupo 1 a Estrella 1 20 km	20		
9		3.55 dB	3.28 km
Estrella 1 a Grupo 1 20 km	20		
10			
Grupo 2 a Estrella 3 20 km	15		
11		2.57 dB	7.13 km
Estrella 3 a Grupo 2 20 km	15		
12			
Grupo 3 a Estrella 4 20 km	28		
13		3.91 dB	0.44 km
Estrella 4 a Grupo 3	28		

Tabla 15.2. Localización de los amplificadores para la red diseñada.

En la figura 15.10 se muestra la ubicación de los amplificadores en la red.

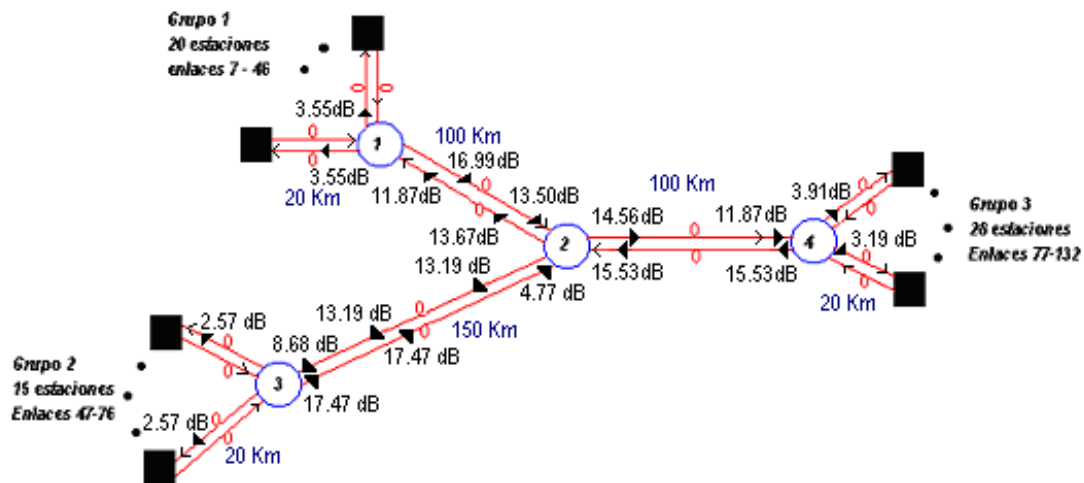


Figura 15.10. Ubicación de los amplificadores.

Sobre la base de la metodología de diseño de redes de área local y metropolitana, y del ejemplo anteriormente considerado, en el cual las distancias entre las estrellas fueron seleccionadas aleatoriamente, se diseñará ahora una red de área metropolitana en la cual las distancias entre las estrellas son reales, como se muestra en la figura 15.11. El diseño tendrá, como siempre, el objetivo de concebir una red con el mínimo número de amplificadores ópticos.

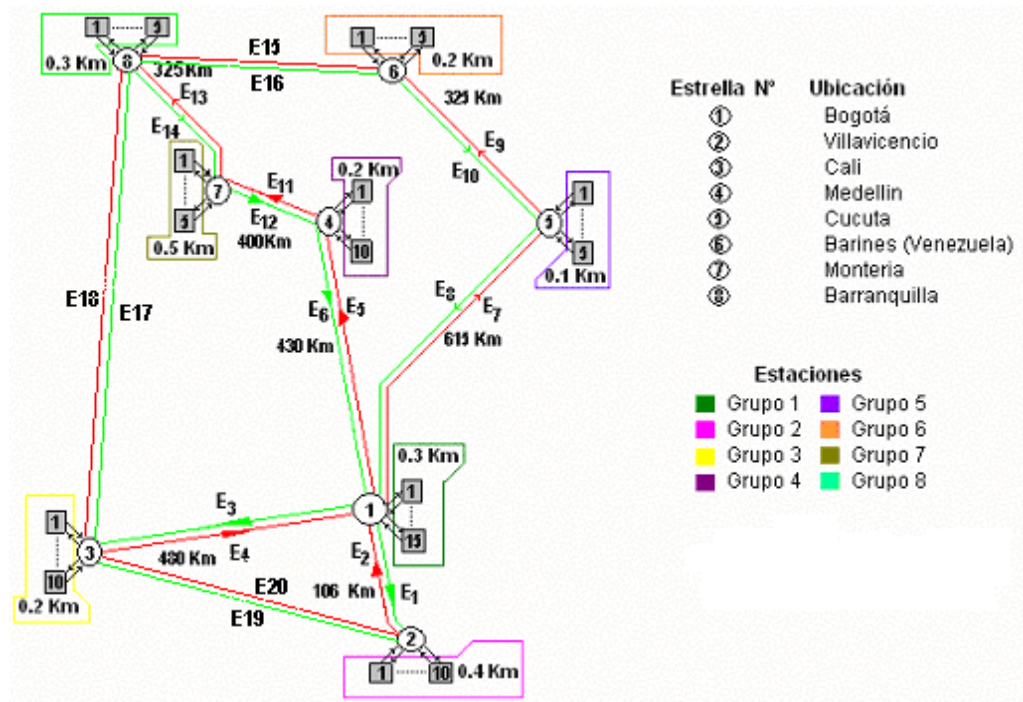


Figura 15.11. Red de área metropolitana a diseñar con distancias reales.

El grupo uno esta compuesto por quince estaciones y se le ha asignado los enlaces E15 – E44, más los enlaces agregados 15, 16.

El grupo dos esta compuesto por diez estaciones y se le ha asignado los enlaces E45 – E64, más los enlaces agregados 17, 18.

El grupo tres esta compuesto por diez estaciones y se le ha asignado los enlaces E65 – E84, más los enlaces agregados 19, 20.

El grupo cuatro esta compuesto por diez estaciones y se le a asignado los enlaces E85 – E104, más los enlaces agregados 21, 22.

El grupo cinco esta compuesto por cinco estaciones y se le ha asignado los enlaces E105 – E114, más los enlaces agregados 23, 24.

El grupo seis esta compuesto por cinco estaciones y se le a asignado los enlaces E115 – E124, más los enlaces agregados 25,26.

El grupo siete esta compuesto por cinco estaciones y se le a asignado los enlaces E125 – E134, más los enlaces agregados 27, 28.

El grupo ocho esta compuesto por cinco estaciones y se le ha asignado los enlaces E135 – E144, más los enlaces agregados 29, 30.

Los enlaces agregados en cada grupo de estaciones hacen referencia a la agrupación de todos los enlaces de subida y de bajada en un único enlace, es decir, en el enlace agregado 15 se encuentran agrupados los enlaces de subida de las estaciones del grupo uno, de manera similar el enlace 16 agrupa los enlaces de bajada de las estaciones de ese grupo; esto se hace para facilitar los cálculos. En la tabla 15.3 se muestra un resumen de algunas de las características de la red.

Enlace N°	N° de longitudes de onda llevadas	Enlace N°	N° de longitudes de onda llevadas	Estrella N°	Grado de la estrella Dj
1	55	8	10	1	19
2	10	9	60	2	11
3	55	10	5	3	11
4	10	11	65	4	12
5	45	12	10	5	7
6	20	13	70	6	6
7	55	14	5	7	7
				8	6

Tabla 15.3. Numero de longitudes de onda que lleva cada enlace en la red

Datos técnicos de los dispositivos empleados en el diseño de la red

Los datos técnicos empleados en este diseño son los mismos que se consideraron en el ejemplo anterior.

Datos del diseño de la red

$M = 8$: Número de estrella pasivas ópticas en la red.

$N = 65$: Número de estaciones de acceso en la red.

$L = 144$: Número de enlaces en la red (incluyendo enlaces de acceso y enlaces entre las estrellas).

Aplicando el procedimiento anterior se obtienen las siguientes restricciones.

$$A = \sum_l n_l = 1n_1 + 1n_2 + 1n_3 + 1n_4 + 1n_5 + 1n_6 + 1n_7 + 1n_8 + 1n_9 + 1n_{10} + \\ + 1n_{11} + 1n_{12} + 1n_{13} + 1n_{14} + 15n_{15} + 15n_{16} + 10n_{17} + 10n_{18} + \\ + 10n_{19} + 10n_{20} + 10n_{21} + 10n_{22} + 5n_{23} + 5n_{24} + 5n_{25} + 5n_{26} + \\ + 5n_{27} + 5n_{28} + 5n_{29} + 5n_{30}$$

Ahora

$$P_1 - 31.2 + SG_1; \quad 12.60(n_1 - 1) < SG_1 \leq 12.60n_1$$

$$P_1 = P_2 - 33.76 + SG_2; \quad 20(n_2 - 1) < SG_2 \leq 20n_2$$

$$P_3 = P_1 - 106 + SG_3; \quad 12.60(n_3 - 1) < SG_3 \leq 12.60n_3$$

$$P_1 = P_3 - 108.56 + SG_4; \quad 20(n_4 - 1) < SG_4 \leq 20n_4$$

$$P_4 = P_1 - 36.41 + SG_5; \quad 13.47(n_5 - 1) < SG_5 \leq 13.47n_5$$

$$P_1 = P_4 - 98.55 + SG_6; \quad 16.99(n_6 - 1) < SG_6 \leq 16.99n_6$$

$$P_5 = P_1 - 130.78 + SG_7; \quad 12.60(n_7 - 1) < SG_7 \leq 12.60n_7$$

$$P_1 = P_5 - 135.55 + SG_8; \quad 20(n_8 - 1) < SG_8 \leq 20n_8$$

$$P_6 = P_5 - 71.99 + SG_9; \quad 12.22(n_9 - 1) < SG_9 \leq 12.22n_9$$

$$P_5 = P_6 - 72.78 + SG_{10}; \quad 23.01(n_{10} - 1) < SG_{10} \leq 23.01n_{10}$$

$$P_7 = P_4 - 87.78 + SG_{11}; \quad 11.87(n_{11} - 1) < SG_{11} \leq 11.87n_{11}$$

$$P_4 = P_7 - 90.41 + SG_{12}; \quad 20(n_{12} - 1) < SG_{12} \leq 20n_{12}$$

$$P_8 = P_7 - 71.99 + SG_{13}; \quad 11.55(n_{13} - 1) < SG_{13} \leq 11.55n_{13}$$

$$P_7 = P_8 - 72.78 + SG_{14}; \quad 23.01(n_{14} - 1) < SG_{14} \leq 23.01n_{14}$$

Por otro lado

$$P_1 \leq 0 - 12.61 + 19.72n_{15}$$

$$P_2 \leq 0 - 10.08 + 19.72n_{17}$$

$$P_3 \leq 0 - 10.04 + 19.72n_{19}$$

$$P_4 \leq 0 - 10.45 + 19.72n_{21}$$

$$P_5 \leq 0 - 7.80 + 19.72n_{23}$$

$$P_6 \leq 0 - 7.03 + 19.72n_{25}$$

$$P_7 \leq 0 - 7.88 + 19.72n_{27}$$

$$P_8 \leq 0 - 7.05 + 19.72n_{29}$$

$$P_1 \geq -30 + 0.06 - 11.61n_{16}$$

$$P_2 \geq -30 + 0.08 - 11.61n_{18}$$

$$P_3 \geq -30 + 0.04 - 11.61n_{20}$$

$$P_4 \geq -30 + 0.04 - 11.61n_{22}$$

$$P_5 \geq -30 + 0.02 - 11.61n_{24}$$

$$P_6 \geq -30 + 0.04 - 11.61n_{26}$$

$$P_7 \geq -30 + 0.1 - 11.61n_{28}$$

$$P_8 \geq -30 + 0.06 - 11.61n_{30}$$

Además

$$P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7, P_8 \geq -30$$

$$P_1 \leq 0 - 12.55 - 13.01$$

$$P_2 \leq 0 - 10 - 17.40$$

$$P_3 \leq 0 - 10 - 17.40$$

$$P_4 \leq 0 - 10.41 - 16.53$$

$$P_5 \leq 0 - 7.78 - 17.40$$

$$P_6 \leq 0 - 6.99 - 17.78$$

$$P_7 \leq 0 - 7.78 - 18.12$$

$$P_8 \leq 0 - 6.99 - 18.45$$

Con $n_1, n_2, n_3, n_4, n_5, n_6, n_7, n_8, n_9, n_{10}, n_{11}, n_{12}, n_{13}, n_{14}, n_{15}, n_{16}, n_{17}, n_{18}, n_{19}, n_{20}, n_{21}, n_{22}, n_{23},$
 $n_{24}, n_{25}, n_{26}, n_{27}, n_{28}, n_{29}, n_{30}$ enteros

Cálculo del número de amplificadores con el algoritmo entero lineal

Al introducir el conjunto de ecuaciones anterior en un algoritmo se obtienen los valores de la función objetivo y las variables P'_{i_s} , n'_{i_s} , SG'_{i_s} , obteniéndose de esta manera los siguientes resultados.

Valor de la función objetivo $A = 84$

$$P_1 = -25.56dBm, P_2 = -27.40dBm, P_3 = -27.40dBm, P_4 = -26.95dBm, P_5 = -25.16dBm, \\ P_6 = -24.77dBm, P_7 = -25.91dBm, P_8 = -25.44dBm$$

$$n_1 = 3, n_2 = 2, n_3 = 9, n_4 = n_6 = n_9 = 6, n_5 = n_{11} = 8, n_7 = 11, n_8 = n_{13} = 7, n_{14} = 4, \\ n_{15} = n_{16} = n_{17} = n_{18} = n_{19} = n_{20} = n_{21} = n_{22} = n_{23} = n_{24} = n_{25} = n_{26} = n_{27} = n_{28} = n_{29} = n_{30} = 0$$

$$SG_1 = 29.36dB, \quad SG_2 = 35.59dB, \quad SG_3 = 104.16dB, \quad SG_4 = 110.39dB, \quad SG_5 = 95.03dB, \\ SG_6 = 99.94dB, \quad SG_7 = 131.16dB, \quad SG_8 = 135.17dB, \quad SG_9 = 72.40dB, \quad SG_{10} = 72.37dB, \\ SG_{11} = 88.82dB, SG_{12} = 89.38dB, \quad SG_{13} = 72.46dB, \quad SG_{14} = 72.31dB$$

Ubicación de los amplificadores

Con los valores obtenidos en el punto anterior se procede a calcular las distancias exactas donde se deben ubicar los amplificadores de cada enlace de la red, para esto se sigue el procedimiento ya descrito. La ubicación de los amplificadores para esta red se muestra en la tabla 15.4.

ENLACE NÚMERO	CANTIDAD DE ENLACES	AMPLIFICADOR NÚMERO	GANANCIA DEL AMPLIFICADOR (dB)	DISTANCIA (km)
1		1	12,5963	22,185
Estrella 1 a	1	2	12,5963	85,165
Estrella 2		3	4,1668	106
106 km.				
2	1	1	20	12,982
Estrella 2 a				
Estrella 1			15,5933	106
106 km.		2		
		1	12,5963	22,185
		2	12,5963	85,1665
		3	12,5963	148,148
3	1	4	12,5963	211,1295
Estrella 1 a		5	12,5963	274,111
Estrella 3		6	12,5963	337,0915
480 km.		7	12,5963	400,074
		8	12,5963	463,0555
		9	3,386	480
		1	20	12,983
		2	20	112,982
4	1	3	20	212,982
Estrella 3 a		4	20	312,982
Estrella 1		5	20	412,982
480 km.		6	10,3933	480
		1	13,4678	22,185
		2	13,4678	89,524
5	1	3	13,4678	156,863
Estrella 1 a		4	13,4678	224,202
Estrella 4				

430 km.		5	13,4678	291,541
		6	13,4678	359,88
		7	13,4678	426,19
		8	0.7563	430
		1	16,9897	15.27
6		2	16,9897	100,2185
Estrella 4 a	1	3	16,9897	185,167
estrella 1		4	16,9897	270,115
430 km.		5	16,9897	355,064
		6	149,872	430
		1	12,5963	22.185
		2	12,5963	85,1665
		3	12,5963	148,148
		4	12,5963	211,1245
7		5	12,5963	279.111
Estrella 1 a	1	6	12,5963	3370.925
estrella 5		7	12,5963	406,079
615 km.		8	12,5963	469,0555
		9	12,5963	532,037
		10	12,5963	595,0185
		11	51.964	615
		1	20	24,0745
		2	20	124,0745
8		3	20	224,0745
Estrella 5 a	1	4	20	324,0745
Estrella 1		5	20	424,0745
615 km.		6	20	524,0745
		7	15,1748	615
		1	12,2184	24,0745
		2	12,2184	85,1665
9		3	12,2184	146,7585
Estrella 5 a	1	4	12,2184	207,3505
Estrella 6		5	12,2184	268,4425
325 km.		6	11,3116	325
		1	23,0102	26,144
10		2	23,0102	141,195
Estrella 6 a	1	3	23,0102	265,248
Estrella 5		4	3,337	325
325 km.		1	11,8708	15,27
		2	11,8708	74,621
		3	11,8708	133,972
11		4	11,8708	193,823
Estrella 4 a	1	5	11,8708	252,674
Estrella 7		6	11,8708	312,025
400 km.		7	11,8708	371,376
		8	5,7213	400
		1	89,3785	20,449
12		2	89,3785	120,449
Estrella 7 a	1	3	89,3785	220,449
Estrella 4				

400 km.		4	89,3785	320,449
		5	9,3785	400
13		1	11,5490	20,447
Estrella 7 a	1	2	11,5490	78,192
Estrella 8		3	11,5490	135,939
400 km.		4	11,5490	193,682
		5	11,5490	251,427
		6	11,5490	309,172
		7	31.657	335
14		1	23,0102	22,797
Estrella 8 a	1	2	23,0102	137,848
Estrella 7		3	23,0102	252,899
400 km.		4	3,2809	355

Tabla 15.4. Localización de los amplificadores ópticos para la red de área metropolitana diseñada

15.4) Diseño de una red de área local

En la figura 15.12 se representa la red de área local que se quiere diseñar.

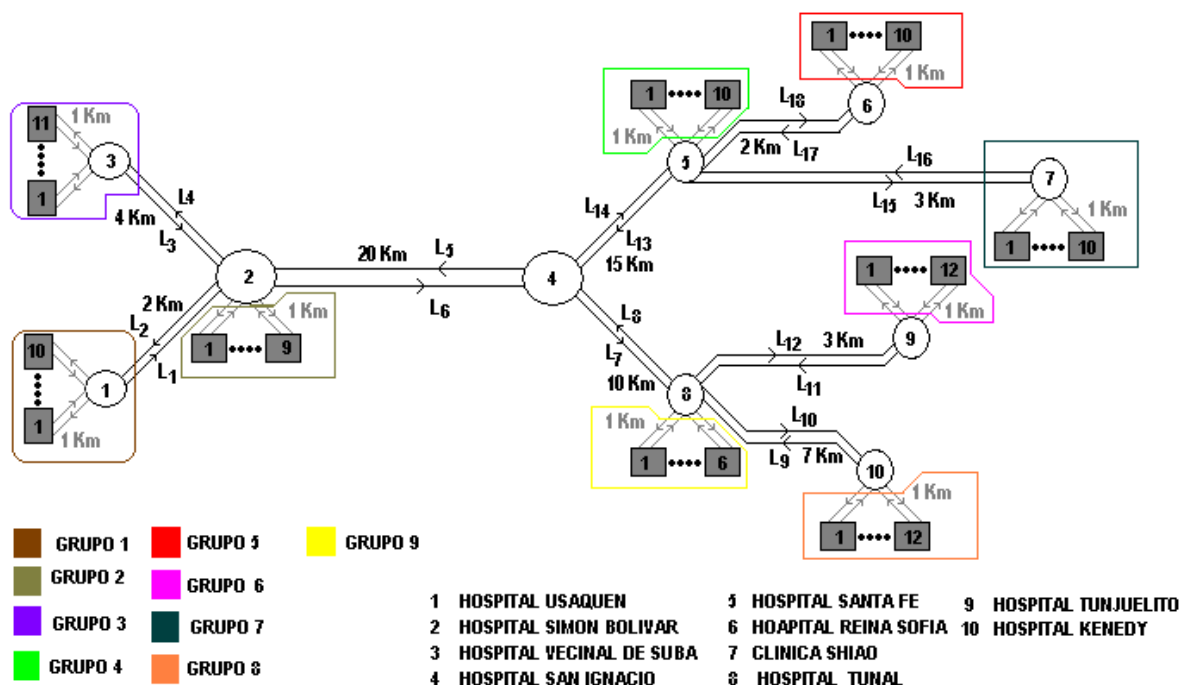


Figura 15.12. Red de área local a diseñar.

De la anterior figura se observa que:

Número de longitudes de onda llevadas por cada enlace

$L_1 = 10$	$L_4 = 80$	$L_7 = 60$	$L_{10} = 78$	$L_{13} = 30$	$L_{16} = 10$
$L_2 = 81$	$L_5 = 60$	$L_8 = 30$	$L_{11} = 12$	$L_{14} = 60$	$L_{17} = 10$
$L_3 = 11$	$L_6 = 30$	$L_9 = 12$	$L_{12} = 78$	$L_{15} = 80$	$L_{18} = 80$

Grado de las estrellas D_j

$D_1 = 11$	$D_3 = 12$	$D_5 = 13$	$D_7 = 11$	$D_9 = 13$
$D_2 = 12$	$D_4 = 3$	$D_6 = 11$	$D_8 = 9$	$D_{10} = 13$

Módulo I: Prueba de viabilidad de la red.

El enlace adyacente a la estrella que lleva el mayor numero de longitudes de onda es el enlace diez, luego $|\lambda_{10}| = 78$ y $(D_{i_{\max}} - 1) * (|\lambda_{j_{\max}}|) = 12 * 78 = 9$, y evaluando la ecuación (15.3) se tiene

$$P_{sen} \leq 0 - 10\text{Log}(12 - 1) - 10\text{Log}(78) \leq -29.33\text{dBm}$$

Luego se concluye que esta topología de red es viable.

MODULO II: Generación de las restricciones.

$$P_2 = P_1 - 10.81 + SG_1; \quad 20(n_1 - 1) < SG_1 \leq 20n_1$$

$$P_1 = P_2 - 10.4 + SG_2; \quad 10.97(n_2 - 1) < SG_2 \leq 10.97n_2$$

$$P_2 = P_3 - 11.20 + SG_3; \quad 19.58(n_3 - 1) < SG_3 \leq 19.58n_3$$

$$P_3 = P_2 - 11.21 + SG_4; \quad 11.02(n_4 - 1) < SG_4 \leq 11.02n_4$$

$$P_2 = P_4 - 14.41 + SG_5; \quad 12.22(n_5 - 1) < SG_5 \leq 12.22n_5$$

$$P_4 = P_2 - 7.01 + SG_6; \quad 15.23(n_6 - 1) < SG_6 \leq 15.23n_6$$

$$P_8 = P_4 - 11.03 + SG_7; \quad 12.22(n_7 - 1) < SG_7 \leq 12.22n_7$$

$$P_4 = P_8 - 5.01 + SG_8; \quad 15.23(n_8 - 1) < SG_8 \leq 15.23n_8$$

$$P_8 = P_{10} - 10.43 + SG_9; \quad 12.22(n_9 - 1) < SG_9 \leq 12.22n_9$$

$$P_{10} = P_8 - 12.19 + SG_{10}; \quad 11.08(n_{10} - 1) < SG_{10} \leq 11.08n_{10}$$

$$P_8 = P_9 - 9.63 + SG_{11}; \quad 19.21(n_{11} - 1) < SG_{11} \leq 19.21n_{11}$$

$$P_9 = P_8 - 11.39 + SG_{12}; \quad 11.08(n_{12} - 1) < SG_{12} \leq 11.08n_{12}$$

$$P_4 = P_5 - 6.01 + SG_{13}; \quad 15.23(n_{13} - 1) < SG_{13} \leq 15.23n_{13}$$

$$P_5 = P_4 - 13.41 + SG_{14}; \quad 12.22(n_{14} - 1) < SG_{14} \leq 12.22n_{14}$$

$$P_7 = P_5 - 10.60 + SG_{15}; \quad 10.97(n_{15} - 1) < SG_{15} \leq 10.97n_{15}$$

$$P_5 = P_7 - 11.01 + SG_{16}; \quad 20(n_{16} - 1) < SG_{16} \leq 20n_{16}$$

$$P_5 = P_6 - 10.81 + SG_{17}; \quad 20(n_{17} - 1) < SG_{17} \leq 20n_{17}$$

$$P_6 = P_5 - 10.4 + SG_{18}; \quad 10.97(n_{18} - 1) < SG_{18} \leq 10.97n_{18}$$

Por otro lado

$$P_1 \leq 0 - 10.20 + 19.72n_{19}$$

$$P_2 \leq 0 - 10.61 + 19.72n_{21}$$

$$P_3 \leq 0 - 10.61 + 19.72n_{23}$$

$$P_4 \leq 0 - 10.20 + 19.72n_{25}$$

$$P_5 \leq 0 - 10.20 + 19.72n_{27}$$

$$P_6 \leq 0 - 10.20 + 19.72n_{29}$$

$$P_7 \leq 0 - 10.99 + 19.72n_{31}$$

$$P_8 \leq 0 - 10.99 + 19.72n_{33}$$

$$P_9 \leq 0 - 9.23 + 19.72n_{35}$$

$$P_1 \geq -30 + 0.2 - 10.51n_{20}$$

$$P_2 \geq -30 + 0.2 - 10.51n_{22}$$

$$P_3 \geq -30 + 0.2 - 10.51n_{24}$$

$$P_4 \geq -30 + 0.2 - 10.51n_{26}$$

$$P_5 \geq -30 + 0.2 - 10.51n_{28}$$

$$P_6 \geq -30 + 0.2 - 10.51n_{30}$$

$$P_7 \geq -30 + 0.2 - 10.51n_{32}$$

$$P_8 \geq -30 + 0.2 - 10.51n_{34}$$

$$P_9 \geq -30 + 0.2 - 10.51n_{36}$$

Además

$$P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7, P_8 \geq -30$$

$$P_1 \leq 0 - 10 - 19.03$$

$$P_2 \leq 0 - 10.41 - 17.78$$

$$P_3 \leq 0 - 10.41 - 18.89$$

$$P_4 \leq 0 - 3.01 - 14.77$$

$$P_5 \leq 0 - 10.79 - 17.78$$

$$P_6 \leq 0 - 10 - 19.03$$

$$P_7 \leq 0 - 10 - 19.03$$

$$P_8 \leq 0 - 10.79 - 18.92$$

$$P_9 \leq 0 - 10.79 - 18.92$$

Con $n_1, n_2, n_3, n_4, n_5, n_6, n_7, n_8, n_9, n_{10}, n_{11}, n_{12}, n_{13}, n_{14}, n_{15}, n_{16}, n_{17}, n_{18}, n_{19}, n_{20}, n_{21}, n_{22}, n_{23},$
 $n_{24}, n_{25}, n_{26}, n_{27}, n_{28}, n_{29}, n_{30}, n_{31}, n_{32}, n_{33}, n_{34}, n_{35}$ enteros

Módulo III: Cálculo del número de amplificadores con el algoritmo entero lineal.

Al introducir el anterior conjunto de ecuaciones al algoritmo entero lineal se obtienen los valores de la función objetivo y las variables P_i , n_l , SG_l , obteniéndose de esta manera los siguientes resultados

Valor de la función objetivo $A=18$

$$P_1 = -29.03dBm, P_2 = -28.20dBm, P_3 = -29.39dBm, P_4 = -17.78dBm, P_5 = -28.57dBm, \\ P_6 = -29.03dBm, P_7 = -29.03dBm, P_8 = -23.80dBm, P_9 = -29.71dBm$$

$$n_1 = n_2 = n_3 = n_4 = n_5 = n_6 = n_7 = n_8 = n_9 = 1$$

$$SG_1 = 11.656dB, SG_2 = 9.56dB, SG_3 = 12.41dB, SG_4 = 10.02dB, SG_5 = 4.0dB, \\ SG_6 = 17.43dB, SG_7 = 5.01dB, SG_8 = 11.03dB, SG_9 = 16.34dB, SG_{10} = 6.28dB, \\ SG_{11} = 15.54dB, SG_{12} = 5.48dB, SG_{13} = 11.64dB, SG_{14} = 10.14dB$$

Módulo IV: Ubicación de los amplificadores

Como el número de amplificadores coincide con el número de enlaces, se concluye que, en cada enlace solo va un amplificador, por lo tanto y por norma [5], el amplificador óptico se ubica a la entrada del receptor, de manera que se garantice el nivel mínimo deseado por encima de la sensibilidad asegurando así la detección de la señal por parte del receptor. Por esta razón no se presenta una tabla con la ubicación de los amplificadores.

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 16

Diseño de redes de área amplia por fibra óptica

16.1) Introducción

A continuación se presentan los fundamentos de diseño de redes de área amplia *RAA* (*WAN* por sus siglas en inglés) por fibra óptica, utilizando *WDM* como técnica de acceso al medio, es decir, a la fibra.

Los canales multiplexados por *WDM* pueden tener acceso simultáneo a una misma fibra, siendo el requisito fundamental para un acceso de este tipo, que cada uno de estos canales opere a diferente longitud de onda. Como es posible modular a dichos canales separadamente, en cada uno de los mismos podrán acomodarse diferentes formatos de datos análogos y digitales. De esta manera, *WDM* proporciona la capacidad para utilizar al máximo el enorme ancho de banda de las fibras ópticas monomodo (alrededor 50 THz), garantizándole a cada canal *WDM* un ancho de banda de modulación que típicamente se encuentra entre 1 y 10 Gbps, el cual es compatible con las velocidades de procesamiento electrónico actuales.

En una red *WDM* es posible enrutar datos a sus respectivos destinos a partir de las longitudes de onda sobre las que estos datos actúan. El uso de la longitud de onda para direccionar datos, es comúnmente denominado, enrutamiento en longitud de onda [11]. Una red que emplee esta técnica se le conoce como red enrutada en longitud de onda. Dichas redes están compuestas por conmutadores de enrutamiento en longitud de onda [12], estos conmutadores se interconectan a través de fibras ópticas. Algunos nodos de enrutamiento se conectan a estaciones de acceso, donde, los datos de varios usuarios finales se pueden multiplexar en un solo canal *WDM*.

En las estaciones de acceso también es posible convertir la señal óptica a señal eléctrica (*O/E*) y viceversa, para, de esta manera, interconectar la red óptica

con el equipo electrónico convencional. Una red enrutada en longitud de onda, que lleva datos de una estación de acceso a otra sin conversión intermedia de señal óptica a eléctrica, se denomina red enrutada en longitud de onda completamente óptica. Estas redes se emplean en la construcción de redes de área amplia RAA (WAN por sus siglas en inglés).

Para transferir datos de una estación de acceso a otra, es necesario establecer una conexión óptica, lo que se puede comparar con el caso de una red telefónica con conmutación de circuitos. Para establecer la conexión óptica se determina una trayectoria (o ruta) en la red que conecte la estación fuente con la estación destino, asignándose, entonces, una longitud de onda común en todos los enlaces de fibra que estén presentes en la trayectoria. Dicho camino totalmente óptico es denominado trayectoria de luz o simplemente canal despejado. El ancho de banda total en esta trayectoria de luz es asignado a la conexión durante el tiempo de sostenimiento. Durante este tiempo no se puede asignar la longitud de onda correspondiente a ninguna otra conexión. Cuando se termina la comunicación, la trayectoria de luz es liberada, y la longitud de onda queda disponible para establecer otra conexión en la red.

En la figura 16.1 se muestra una red totalmente óptica, la cual contiene dos nodos enrutadores WDM (S_1 , S_2) y cinco estaciones de acceso (A, B, C, D y E). Se han establecido tres trayectorias de luz (de C a A en una longitud de onda λ_1 , de C a B en una longitud de onda λ_2 y de D a E en una longitud de onda λ_1). El requerimiento fundamental para establecer una trayectoria de luz, es, asignar, una misma longitud de onda a todos los enlaces presentes en la trayectoria. A esta imposición se le conoce como restricción de longitud de onda continua. Por esta razón, a las redes totalmente ópticas también se les denomina redes continuas en longitud de onda. Las restricciones en continuidad de longitud de onda crean una forma de comunicación independiente de las demás, de la misma naturaleza, sobre una misma red. Gracias a este tipo de habilidad se puede ubicar un canal único sobre la longitud de onda, además de un sistema completo de bloqueo de llamadas por la no disposición de una longitud de onda libre, lo cual es muy similar a los sistemas empleados en redes de conmutación de circuitos, en las que se bloquean las llamadas cuando no hay capacidad a lo largo de cualquiera de los enlaces en la trayectoria asignada a la llamada. Una situación como la descrita se muestra en la figura 16.2a.

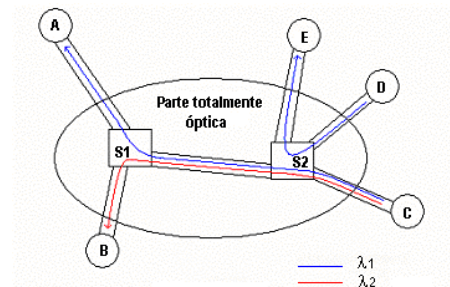


Figura 16.1. Red enrutada en longitud de onda totalmente óptica.

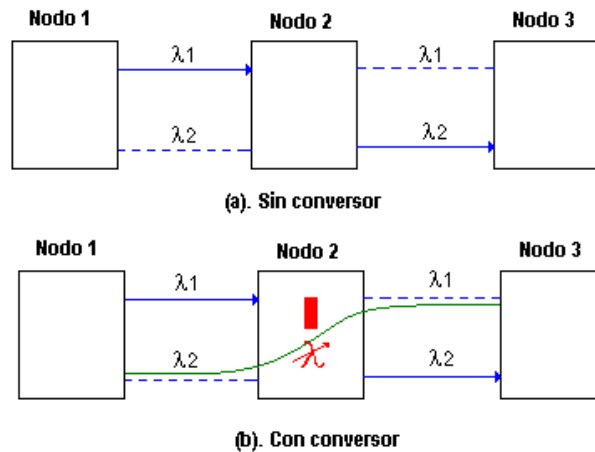


Figura 16.2. Restricción de continuidad en longitud de onda en una red enrutada en longitud de onda: a. Sin conversor y b. Con conversor

Aquí se han establecido dos trayectorias de luz: (I) entre el nodo 1 y el nodo 2 con una longitud de onda λ_1 y (II) entre el nodo 2 y el nodo 3 con una longitud de onda λ_2 . No es posible, sin embargo, establecer una trayectoria de luz entre el nodo 1 y el nodo 3 ya que se está haciendo uso de las longitudes de onda aparentemente disponibles en la red, las cuales no pueden asignarse debido a la restricción en longitud de onda. Así, una red en longitud de onda continua puede sufrir mayores bloqueos que una red de circuitos conmutados.

Es fácil eliminar la restricción de continuidad en longitud de onda conmutando los datos que llegan a lo largo de un enlace sobre una longitud de onda a otra longitud de onda en un nodo intermedio, transmitiéndolos, entonces, por medio de un enlace de fibra al siguiente nodo. Tal técnica es factible y es conocida como conversión en longitud de onda. Las redes enrutadas en longitud de onda con esta capacidad se definen como redes de longitud de onda convertibles. Una red de longitud de onda convertible, que soporta conversión completa en todos los nodos, es, funcionalmente, equivalente a una red de conmutación de circuitos, es decir, se bloquean las peticiones de la trayectoria de luz solamente cuando no hay capacidad disponible en la trayectoria. En la figura 16.2b un conversor en longitud de onda en el nodo 2 se emplea para convertir datos sobre una longitud de onda λ_2 a datos sobre una longitud de onda λ_1 . De esta manera, se puede establecer la trayectoria de luz entre el nodo 1 y el nodo 3, teniendo en cuenta que, previamente, se establece una subtrayectoria entre el nodo 1 y el nodo 2 a una longitud de onda λ_2 , para entonces, usando la longitud de onda λ_1 alcanzar el nodo 3 desde el nodo 2. Nótese que, una trayectoria de luz en una red de longitud de onda convertible, puede usar diferentes longitudes de onda a lo largo de los enlaces en la trayectoria. Así, la conversión en longitud de onda puede mejorar la eficacia de la red.

Se han propuesto tanto diferentes técnicas para desarrollar conversores en longitud de onda (los conversores en longitud de onda son los dispositivos encargados de la conversión en longitud de onda) como diferentes modelos de conmutadores para utilizar dichos conversores en redes de esta naturaleza. A continuación se describen algunas de estas técnicas y modelos.

16.2) Diseño de conversores en longitud de onda

La función de un conversor en longitud de onda es convertir una longitud de onda de entrada en una longitud de onda diferente de salida, de acuerdo a las N longitudes de onda del sistema, como se muestra en la figura 16.3. En esta figura y a lo largo de esta sección λ_s denota la longitud de onda de la señal de entrada, λ_c la longitud de onda de la señal de salida (convertida), λ_p la longitud de onda de bombeo; f_s la frecuencia de entrada, f_c la frecuencia convertida, f_p la frecuencia de bombeo; y CW la señal de onda continúa generada.

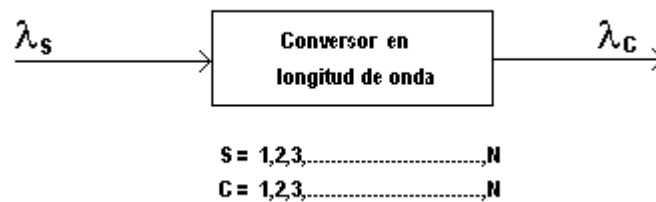


Figura 16.3. Funcionalidad del conversor en longitud de onda.

Un conversor en longitud de onda ideal debe tener las siguientes características

- Debe ser transparente a las tasas de bit y a los formatos de la señal.
- Rápida configuración de la onda de salida.
- Conversión en longitudes de ondas tanto más cortas como más largas.
- Niveles moderados de potencia de entrada.
- Posibilidad de tener las mismas longitudes de onda a la entrada y a la salida (ninguna conversión).
- Insensibilidad a la polarización de la señal de entrada.
- Relación señal a ruido significativa.

- Implementación sencilla.

Las técnicas de conversión en longitud de onda se pueden clasificar en dos grandes tipos

- Conversión en longitud de onda optoelectrónica.
- Conversión en longitud de onda óptica.

16.2.1) Conversión de longitud de onda optoelectrónica

En esta técnica, la señal óptica, para ser convertida, primero es trasladada al dominio eléctrico usando un fotodetector, como se muestra en la figura 16.4 (en la figura el fotodetector se denota por la letra R). El flujo de bits es almacenado en una pila tipo *FIFO* (primero en entrar primero en salir; first in first out en inglés). La señal eléctrica, entonces, es usada para manejar la entrada de un láser sintonizable (denotado T en la figura), sintonizado a la longitud de onda deseada a la salida. Este procedimiento ha sido probado para tasas de bits mayores a 10 Gbps [7], no obstante, es mucho más complejo y consume más potencia que las técnicas que serán descritas a continuación. Otra desventaja de la conversión en longitud de onda optoelectrónica es que afecta negativamente la transparencia de la información: toda la información contenida en la fase, frecuencia o amplitud de la señal óptica se pierde durante el proceso de conversión.

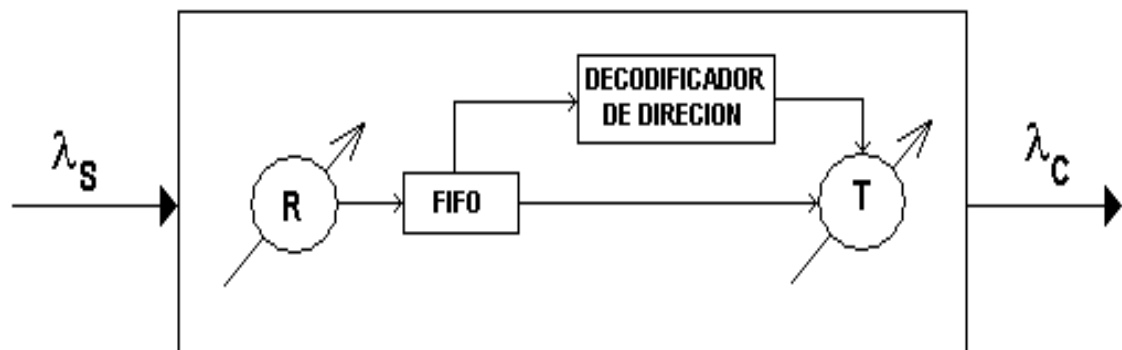


Figura 16.4. Conversor opto-electrónico en longitud de onda

16.2.2) Conversión en longitud de onda completamente óptica

En esta técnica, la señal óptica permanece en el dominio óptico a través del proceso de conversión. Nótese, que completamente óptico, en este contexto, se refiere a que no se involucra conversión óptica a electrónica durante el proceso.

El proceso de conversión en longitud de onda totalmente óptica se divide y subdivide en las siguientes categorías.

- Conversión en longitud de onda usando modulación cruzada.
 - o Amplificadores ópticos de semiconductor (SAO_S por sus siglas en ingles).
- Conversión en longitud de onda usando mezcladores.
 - o Mezclador de cuatro ondas (four wave mixing en ingles, FWM por sus siglas en ingles).
 - o Generación en diferencia de frecuencia (difference frequency generation en ingles, DFG por sus siglas en ingles).

16.2.2.1) Conversión en longitud de onda usando modulación de ganancia cruzada (XGM por sus siglas en ingles) y modulación de fase cruzada (XPM por sus siglas en ingles)

La técnica de conversión de longitud en onda empleando XGM es una de las más simples. Su funcionamiento consiste en utilizar un dispositivo que actúe como una puerta óptica en respuesta a una señal óptica de entrada. De este modo, los efectos de saturación de la ganancia de un dispositivo activo, como por ejemplo un SOA , pueden utilizarse para convertir la longitud de onda de la señal. Esta técnica se conoce con el nombre de modulación de ganancia cruzada y se representa en la figura 16.5.

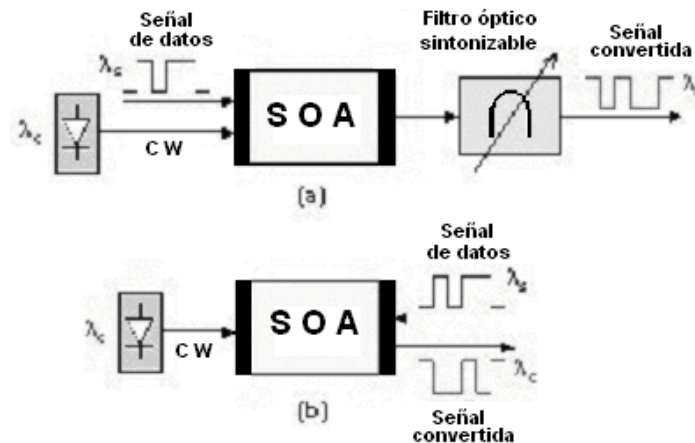


Figura 16.5. Conversores en longitud de onda basado en XGM en un SOA.

La ganancia del *SOA* se satura cuando aumenta la potencia óptica de entrada debido a la disminución de la densidad de portadores. Esto ocurre para potencias de unos -10 dBm. De este modo, la intensidad de la señal de entrada modula la ganancia en el *SOA* e imprime esta modulación sobre una señal continua que se introduce al mismo tiempo en el *SOA*. El resultado final es que los datos de la señal de entrada se transfieren a la longitud de onda de la señal continua. Es decir, esta señal se amplifica cuando el nivel de la señal de entrada es bajo, y se atenúa cuando el correspondiente nivel de la señal de entrada es alto (saturación). Como se puede ver en la figura 16.5a este proceso tiene la particularidad de que la señal de salida esta desfasada 180° respecto a la señal de entrada.

Esta técnica, la cual se fundamenta en el uso de *XGM*, permite alcanzar tasas de bit aproximadas de 40 Gbps. Estas velocidades se logran haciendo que la densidad de fotones en la región activa sea alta, lo cual puede conseguirse aumentando las potencias ópticas, la corriente de polarización, y la ganancia diferencial. Otras ventajas de este esquema son su independencia frente a la longitud de onda de la señal de entrada y su alta eficiencia de conversión.

En la figura 15.6b se muestra también una arquitectura alternativa en donde se evita la utilización del filtro óptico a la salida, resultando un dispositivo más simple y económico. En este caso las señales viajan a través del *SOA* en sentidos opuestos. Dado que no existe filtro, la longitud de onda de salida puede sintonizarse y además es posible incluso convertir a la misma longitud de onda.

En la técnica de conversión de longitud en onda, basada en el fenómeno de modulación cruzada de fase, el cambio de fase asociado con la modulación de la ganancia se utiliza para controlar la interferencia a la salida de un interferómetro. La modulación de fase puede convertirse en modulación de intensidad mediante el uso del interferómetro. La pendiente de las características del interferómetro determina si habrá o no inversión en el patrón de bits, lo cual es una clara ventaja frente a la estructura basada en *XGM*. Adicionalmente, resulta posible conseguir una regeneración parcial de la señal. En general, *XPM* proporciona mejor eficiencia de conversión que *XGM*. Los esquemas interferométricos más ampliamente utilizados son: Mach-Zehnder y Michelson.

Para alcanzar la conmutación en el interferómetro se requieren fenómenos de interferencia constructiva y destructiva. En el montaje basado en el interferómetro Mach-Zehnder esto supone una diferencia de fase entre ambos brazos. Como se muestra en la figura 16.6, puede realizarse de dos formas diferentes. En el primer caso, los acopladores de la entrada y de la salida acoplan potencias distintas a ambos brazos del interferómetro y los *SOA_s*, por lo que la diferencia de índices de refracción causa una diferencia de fase entre ambos brazos. En el segundo caso, se consigue el mismo efecto acoplando la señal de datos solamente a uno de ambos *SOA_s*. El estado natural del interferómetro (en ausencia de señal de datos) puede ajustarse para funcionar en modo de interferencia destructiva por medio de la corriente del *SOA* o empleando un elemento desfasador adicional.

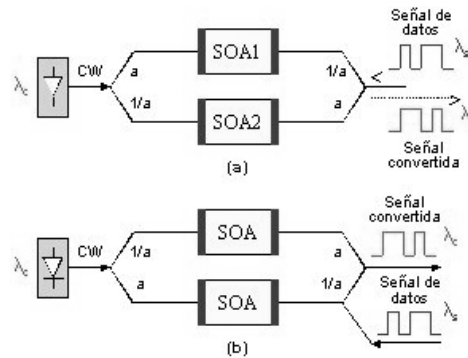


Figura 16.6. Conversores en longitud de onda basado en XGM en un SOA.

16.2.2.2) Conversión en longitud de onda usando mezcladores de onda

El mezclado de ondas es un proceso no lineal coherente que puede ocurrir tanto en guías pasivas como en SOA_s , siendo las técnicas más típicas el mezclado de cuatro ondas (four wave mixing en ingles, *FWM* por sus siglas en ingles) y la generación de en diferencia de frecuencia (difference frequency generación en ingles, *DFG* por sus siglas en ingles). El mezclado de ondas consiste en la interacción de diversas ondas en el interior de un medio no lineal para producir a su salida nuevas frecuencias, por lo que es un candidato ideal para la construcción de conversores en longitud de onda. Las nuevas ondas generadas tienen una intensidad proporcional al producto de las intensidades de las ondas que interaccionan, mientras que sus fases y frecuencias se forman como una combinación lineal de las fases y frecuencias de las ondas originales. De este modo, la información de magnitud, fase y frecuencia se mantiene tras el proceso de conversión y la técnica resulta independiente del formato de modulación de los datos, lo cual supone una clara ventaja.

En el esquema más simple de conversión en longitud de onda intervienen dos ondas (una onda de bombeo que induce los efectos no lineales y una onda de señal que transporta los datos), para producir a la salida una nueva onda con los datos situada simétricamente respecto al bombeo. También aparecen nuevas ondas adicionales que no tienen utilidad para este tipo de aplicación. En la figura 16.7 se representa el espectro típico a la salida del dispositivo conversor, el cual suele ser típicamente un SOA o una fibra.

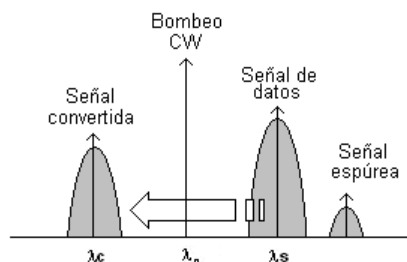


Figura 16.7. Espectro óptico a la salida de un conversor de longitud de onda basado en FWM.

Los conversores basados en *FWM* en *SOA* tienen características únicas que los hacen muy adecuados, como son, una estricta transparencia frente al formato de modulación y un funcionamiento independiente de la tasa de bit.

Finalmente, en guías pasivas de *LiNbO₃* la interacción no lineal entre dos ondas puede utilizarse para la conversión de longitud de onda, lo que se conoce como *DFG*. El proceso de *DFG* puede utilizarse para trasladar de forma simultánea un conjunto de canales *WDM* desde una longitud de onda central a otra, sin necesidad de demultiplexar los canales individuales. Si bien puede emplearse *FWM* para conseguir el mismo efecto, en el caso de *DFG* no se generan frecuencias adicionales y por lo tanto se reduce la diafonía.

16.3) Diseño de conmutadores en conversión de longitud de onda

Como los conversores en longitud de onda han llegado a estar fácilmente disponibles, una pregunta vital viene a ser: ¿Dónde se colocan en la red? Una localización obvia está en los conmutadores de la misma (o conexiones cruzadas). Una posible arquitectura de un nodo conmutador empleando conversión en longitud de onda se muestra en la figura 16.8. En esta arquitectura, cada longitud de onda a lo largo de cada enlace de salida en un conmutador tiene un único conversor en longitud de onda, es decir, un conmutador $M \times M$.

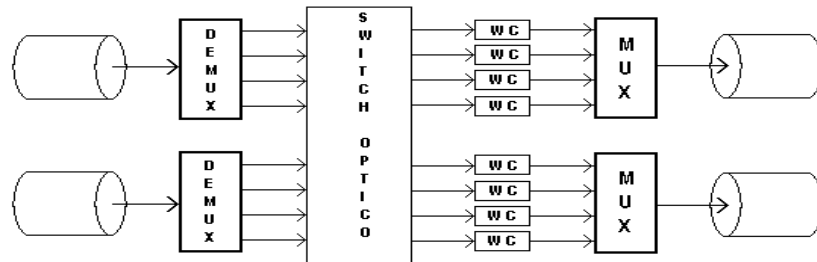


Figura 16.8. Un conmutador el cual tiene conversores fijos en cada puerto de salida para cada longitud de onda (WC es un conversor en longitud de onda).

En un sistema de N -longitudes de onda se requiere $M \times N$ conversores. La señal óptica entrante de un enlace de fibra en el conmutador es primero demultiplexada para separar todas las longitudes de onda. Cada longitud de onda es conmutada al puerto de salida deseado por el conmutador óptico. A la señal de salida se le puede cambiar su longitud de onda mediante la operación del respectivo conversor en longitud de onda. Finalmente, varias longitudes de onda son

multiplexadas para formar una única señal y llevarla a un enlace de salida en la fibra.

Este sistema es costoso debido a que todos los conversores en longitud de onda no son requeridos al mismo tiempo. Un método eficaz para reducir costos es compartir los conversores en longitud de onda.

Dos arquitecturas se han propuesto para que el conmutador comparta los conversores. En la estructura parte por nodo, como se muestra en la figura 16.9a, todos los conversores en el nodo de conmutación son agrupados en un banco conversor. Este banco puede ser alcanzado por cualquier trayectoria de luz entrante. En esta arquitectura, solamente las longitudes de onda que requieren conversión se dirigen al banco conversor. Las longitudes de onda convertidas son entonces conmutadas al enlace de salida por el segundo conmutador óptico (pequeño). En la estructura parte por enlace, cada enlace saliente es proporcionado con un banco conversor el cual puede ser alcanzado únicamente por las trayectorias de luz que viajan en ese enlace de salida particular de la fibra, como muestra la figura 16.9b. El conmutador óptico se puede configurar apropiadamente para dirigir longitudes de onda hacia un enlace en particular, con la conversión o sin la conversión.

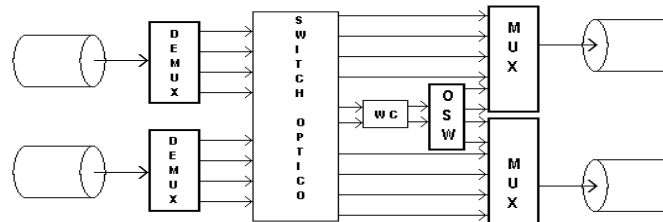


Figura 16.9a. Arquitectura de un conmutador en longitud de onda convertible compartida por nodo.

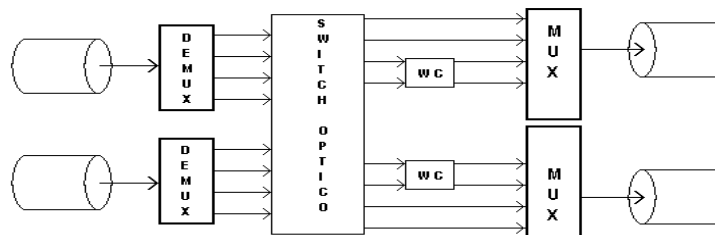


Figura 16.9b. Arquitectura de un conmutador en longitud de onda convertible compartida por enlace.

Cuando es usada la conversión optoelectrónica de longitud de onda la funcionalidad del conversor de longitud de onda puede ser desarrollada en las estaciones de acceso en vez de en los conmutadores. En esta categoría, se

hace referencia a las arquitecturas que comparten conmutadores locales, como se muestra en la figura 16.10, y la arquitectura de redes de acceso simplificadas, como se muestra en la figura 16.11

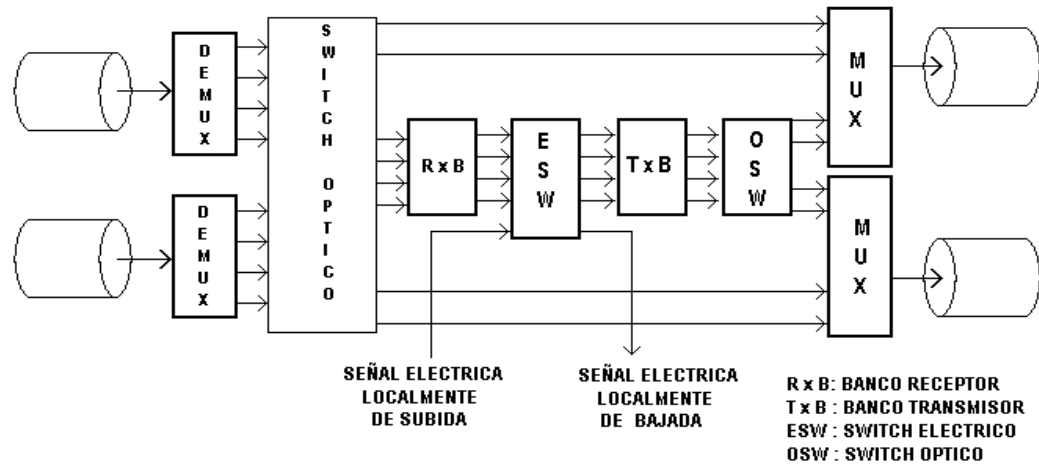


Figura 16.10. Arquitectura de un conmutador en longitud de onda convertible compartida localmente.

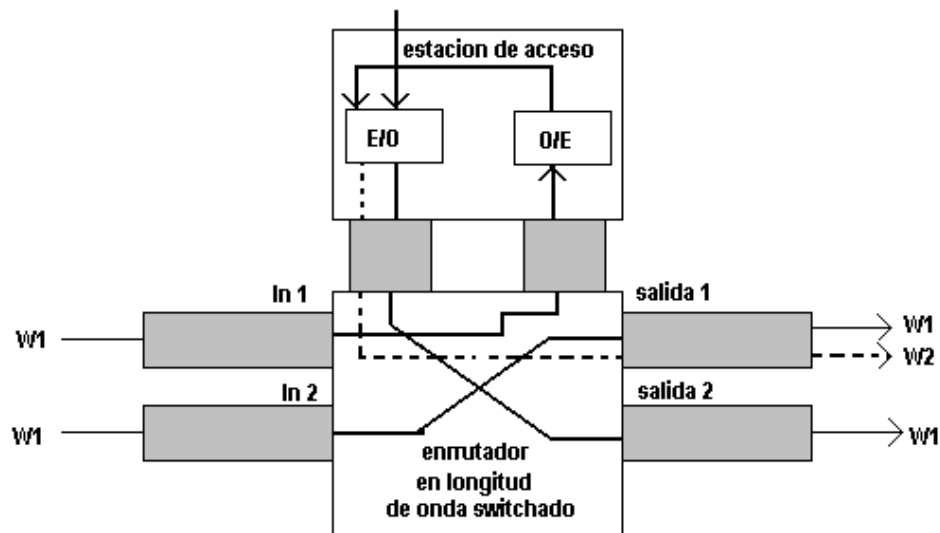


Figura 16.11 Arquitectura de un conmutador en longitud de onda de redes de acceso simplificadas.

16.4) Diseño de una red de área amplia

Los diseños de red deben concebirse pensando en incorporar la conversión de longitud de onda eficientemente. Para esto se deben elegir una de las técnicas de conversión y alguna de las arquitecturas del conmutador descritas

anteriormente, y realizar los debidos presupuestos de potencia, para lograr que la señales lleguen a los receptores con un determinado nivel de potencia que facilite su detección.

A continuación se describe la metodología de diseño de la red que se muestra en la figura 16.12



Figura 16.12. Red de área amplia concebida empleando la técnica de conversión en longitud de onda. Esta red se diseña con el conmutador óptico PX-32.

Para diseñar esta red se empleará el conmutador óptico *DIAMONTWAVE PX – 32* de *CALIENT NETWORKS*, el cual comparte por enlace un conversor en longitud de onda. Las características de este conmutador se muestran en la tabla 16.1

CARACTERÍSTICAS ÓPTICAS	
Tipo de fibra	Monomodo
Conectores ópticos	8-fiber MPX
Conversión longitudes de onda	1260 - 1625 nm
Bit Error Rate	10 exp 15
Potencia de entrada	
Maxima	10dBm
Minima	27 dBm
Perdidas de inserción	
Tipica	2 dBm
Máxima	3,5 dBm
Tiempo de conmutación	10 ms

Tabla 16.1. Características ópticas del conmutador DiamontWave PX 32.

A continuación se describirá la metodología que permite calcular la máxima atenuación en un determinado enlace de fibra óptica. Esta metodología es ampliamente utilizada para estimar la máxima distancia de los conmutadores ópticos sin necesidad de utilizar amplificadores ópticos a lo largo del trayecto.

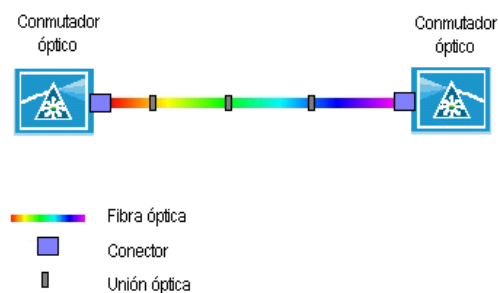


Figura 16.13. Enlace puntos a punto WDM concebido empleando conmutadores ópticos.

Cálculos:

La atenuación total en un enlace WDM vendrá dada por

$$A_T = n * C + u * J + \alpha * L + PI + M \quad (16.1)$$

Donde

A_T : Atenuación total en dB.

n : Numero de conectores.

C : Atenuación para un conector óptico en dB.

u : Número de uniones ópticas (empalmes) en trayecto de fibra.

J : Atenuación por unión óptica en dB.

L : Longitud del enlace óptico en km.

α : Constante de atenuación de la fibra en dB/km.

PI : Perdidas por inserción en dB.

MD : Margen de diseño del sistema en dB como resultado de una posible curvatura del cable, eventos de atenuación imprevisibles, etc. Este margen se considera alrededor de 3dB.

Realizando los cálculos de atenuación para cada enlace de la figura 16.12 se obtienen los resultados que se muestran en la tabla 16.2

ENLACE	FUENTE- - DESTINO	DISTANCIA (km)	A.FIBRA (dB/km)	Nº UNIONES	A. UNION (dB)	Nº CON.	A. CON.(dB)	A. total (dB)
1	EE.UU. – - México	800	0,2	18	0,05	2	0,5	168,4
2	México – -Guatemala	450	0,2	10	0,05	2	0,5	98
3	Guatemala – - Honduras	200	0,2	5	0,05	2	0,5	47,75
4	Honduras – - Nicaragua	400	0,2	9	0,05	2	0,5	87,95
5	Nicaragua – -Costa Rica	200	0,2	5	0,05	2	0,5	47,75
6	Costa Rica – -Panama	500	0,2	11	0,05	2	0,5	108,05
7	Panama – -Colombia	500	0,2	11	0,05	2	0,5	108,05
8	Colombia – - Venezuela	850	0,2	19	0,05	2	0,5	178,45
9	Venezuela – -Puerto Rico	800	0,2	18	0,05	2	0,5	168,4
10	Puerto Rico – -Rep Dominicana	200	0,2	5	0,05	2	0,5	47,75
11	Rep Dominicana- -Bahamas	900	0,2	20	0,05	2	0,5	188,5
12	Bahamas- - EE.UU	300	0,2	7	0,05	2	0,5	67,85

Tabla 16.2. Resumen de las atenuaciones presentes en la red.

Empleando la metodología del Capítulo anterior se calcula el número de amplificadores necesarios para compensar las pérdidas en la red (ver tabla 16.2), obteniéndose los resultados que se muestran en la tabla 16.3.

ENLACE	Nº DE AMPLIFICADORES
1	8
2	5
3	2
4	3
5	2
6	4
7	4
8	8
9	8
10	2
11	9
12	3

Tabla 16.3. Resumen del número de amplificadores presentes en la red.

Control de la red

Para controlar esta red es necesario implementar algoritmos de control en el Nivel 3 del modelo *OSI*. Una importante tarea de estos algoritmos es proporcionar trayectorias ópticas y asignarle a cada trayectoria una longitud de onda. Los esquemas de enrutamiento y asignación de longitudes de onda (*RWA* por sus siglas en inglés) se clasifican en dos categorías

- Enrutamiento y asignación de longitudes de onda dinámico.
- Enrutamiento y asignación de longitudes de onda estático.

Enrutamiento y asignación de longitudes de onda dinámico

En una red óptica enrutada en longitud de onda dinámica, los requerimientos de trayectorias de luz entre los pares fuente-destino se dan de forma aleatoria y cada trayectoria de luz establecida tiene un tiempo de sostenimiento determinado, una vez la comunicación finalice la longitud de onda asignada a esta trayectoria queda libre. Dos trayectorias de luz las cuales tienen al menos un enlace en común no pueden usar la misma longitud de onda. Sin embargo, las mismas longitudes de onda pueden asignarse a otras trayectorias de luz con diferentes enlaces. De esta manera se cumple con la restricción en longitud de onda descrita al inicio de este capítulo.

Enrutamiento y asignación de longitudes de onda estático

En contraste al problema de enrutamiento dinámico descrito anteriormente, el problema de enrutamiento estático asume que todas las trayectorias de luz que se establecen en la red son conocidas inicialmente. El objetivo de este esquema es maximizar el número total de trayectorias de luz que pueden establecerse simultáneamente en la red.

El conmutador óptico empleado para este diseño, asigna de manera dinámica las trayectorias de luz, para establecer comunicación entre dos o más puntos cumpliendo así con la restricción en longitud de onda.

Sección 3

Enlaces por fibra óptica

Capítulo 17

Ejemplo de diseño de un enlace de trayecto largo por fibra óptica

17.1) Introducción

Se presenta a continuación, a manera de ejemplo, la planeación de un enlace de trayecto largo por fibra óptica según una metodología, que a diferencia de la desarrollada en el Capítulo 15, no utiliza un algoritmo entero lineal para calcular el número mínimo de amplificadores que se requieren en el enlace, sino que, mediante la elaboración del presupuesto de potencia para cada uno de los tramos que conforman el enlace, y escogiendo los nodos de la red y los puntos de amplificación según la viabilidad de los emplazamientos en cuanto a tráfico, seguridad y energía, entre otros aspectos, permite calcular el número de amplificadores, las potencias que manejarían y la ubicación de los mismos. Este método se ha usado por años y se continúa usando en la actualidad, y es una alternativa a la metodología presentada en el Capítulo 15.

El objetivo de este proyecto es planear un enlace de larga distancia por fibra óptica para aumentar la capacidad de transmisión de voz y datos de una Empresa, que ya cuenta con una red de transporte, formando, con este enlace, un anillo de fibra óptica entre sus centrales a lo largo del país. Actualmente, la Empresa tiene una red de fibra que va desde Barranquilla hasta Manizales a través de Bucaramanga y Bogotá. Y el objetivo, como se mencionó anteriormente, es crear un anillo, instalando un enlace entre Barranquilla y Manizales a través de Medellín. Este enlace reduciría los costos de transmisión de información generados por el tráfico desde y hacia Medellín.

Además de aumentar la capacidad de transmisión y cerrar el anillo, otro de los objetivos que se busca es prestar el servicio de portador (carrier en ingles), transportando información de cualquier tipo a lo largo de toda la red de fibra.

Un momento importante durante la etapa de planeación y posteriormente de ejecución del proyecto, será el relativo a la selección de los sitios apropiados para la ubicación de los equipos, en lo que hace a la seguridad de los mismos y en general de los bienes requeridos para una operación correcta de la red y en lo concerniente de la energía necesaria para su alimentación.

17.2) Planteamiento del proyecto

Para el desarrollo del proyecto se ha definido la ejecución de una tarea compuesta por los siguientes pasos:

1. Determinación de la ruta: carretera por donde se va a tender el cable de fibra óptica; tipo de tendido (aéreo o subterráneo) y en función de esto, entre otras consideraciones, el tipo de cable; ciudades y pueblos que atravesará la ruta; etc.
2. Selección de equipos: transmisores, receptores, multiplexores/demultiplexores, conectores, amplificadores, atenuadores, entre otros.
3. Presupuesto de potencia para determinar la distancia máxima de repetición.

Una vez determinadas las distancias a partir de las cuales será necesario repetir la señal, se definirán los sitios (ciudades/pueblos) a lo largo de la ruta seleccionada en los cuales se colocarán los equipos: multiplexores/demultiplexores y/o amplificadores.

Con las distancias entre los sitios donde se planea colocar repetidores, se efectuarán nuevamente cálculos de potencia, con el propósito de precisar si es necesario o no colocar atenuadores o amplificadores, de manera que se obtengan los niveles de potencia requeridos a la entrada de los receptores para la detección adecuada de la señal.

17.3) Selección de la ruta y selección de los equipos

La ruta que se definió para tender la fibra óptica desde Barranquilla hasta Manizales es la que se muestra en la figura 17.1.

En la tabla 17.1 se presentan los pueblos que se encuentran en la ruta Barranquilla-Manizales con sus respectivas distancias en kilómetros. La distancia total del enlace es de 825 km. Se han escogido estos posibles sitios porque cuentan con facilidades de instalación y mantenimiento, ya que son de fácil acceso y además cumplen con los requerimientos necesarios de energía.



Figura 17.1. Ruta Barranquilla-Manizales.

ORIGEN	DESTINO	DISTANCIA EN km
BARRANQUILLA	CALAMAR	81,2
CALAMAR	CARMEN	70
CARMEN	SINCELEJO	61,6
SINCELEJO	SAGUN	45,5
SAGUN	PLANETA RICA	66,6
PLANETA RICA	CAUCACIA	67,2
CAUCACIA	CACERES	88,8
CACERES	YARUMAL	49,3
YARUMAL	SANTA ROSA	40,7
SANTA ROSA	ITAGUI	68,3
ITAGUI	CARAMANTA	74,4
CARAMANTA	ANSELMA	70,1
ANSELMA	MANIZALEZ	41,3
TOTAL	BARRANQUILLA- MANIZALES	825

Tabla 17.1. Distancia entre los posibles sitios de repetición.

Para la selección de la fibra se tuvo en cuenta las características de los equipos transmisores y receptores que se utilizarían en el enlace: frecuencia de operación, tipos de conectores, etc.

Según lo anterior, la fibra seleccionada es una fibra monomodo, de la casa CommScope, que reúne las siguientes características: compatibilidad con todos los estándares de fibra monomodo convencional, constante de atenuación máxima de 0.25 dB/km en la ventana de los 1550 nm y coeficiente de dispersión cromática de 2.6 a 6 ps/nmkm.

A su vez los conectores que se necesitan son del tipo LC ya que los equipos de transmisión y recepción utilizan este tipo de conectores. Según lo anterior, se escogieron los conectores Brand-Rex, con los cuales se tienen pérdidas de inserción del orden de 0.1dB y pérdidas de retorno de -55 dB o más.

En la tabla 17.2 se muestran las características de la fibra, los conectores y los empalmes, necesarios para la planeación primero y la ejecución después del proyecto que se está desarrollando.

CARACTERÍSTICAS DE LAS FIBRAS, CONECTORES Y EMPALMES	
Tipo de fibra	Monomodo de dispersion no-cero desplazada
Número de fibras	24 Hilos
Dimensiones del núcleo	8,4 ± 0,6 um
Dimensiones de la cubierta	125 ± 0,7 um
Ventana de operación	1550 nm
Coeficientes de dispersión	2,6 @ 6 ps/nm*km
Máxima atenuación	0,25 dB/km
Longitud del carrete	12,2 km
Tipo de conector	LC duplex monomodo
Atenuación por conector	0,1 dB
Tipo de empalme	Fusión
Atenuación por empalme	0,1 dB

Tabla 17.2. Características de la fibra, conectores y empalmes.

El equipo que se va a utilizar puede hacer las veces de transmisor, receptor y multiplexor/demultiplexor simultáneamente. Este equipo es de marca Luminous, más específicamente PacketWave M-Series, cuyas características principales son:

- Soporta hasta el nivel OC-48/STM-16 de *SONET*, equivalente a 2488.32 Mbps (32256 canales de voz *PCM / MDT* sin comprimir).

- Altamente escalable: de 1 a 16 longitudes de Onda ITU en 200 GHz y de 1 a 32 longitudes de onda ITU a 100 GHz.
- Integración de voz, datos, video y multiplex por división de longitud de onda densa (*DWDM* por sus siglas en ingles) en un solo chasis.
- Maneja redundancia 1:1

Este equipo puede soportar: 8 puertos T1/E1, 2 puertos GBIC, 12 puertos DS3, 4 puertos OC-3/STM-1 y los 4 puertos *DWDM*. Para mayor información sobre el equipo ver hoja de especificaciones.

Para el diseño de este proyecto se decidió utilizar dos puertos *DWDM* para, inicialmente, manejar una capacidad de un STM-16, y tener la posibilidad de crecer en cuanto a capacidad de transmisión se refiere, si fuera necesario. Estos puertos *DWDM* tienen una potencia de transmisión P_T de 0 a 3 dBm y una sensibilidad S de -32 a -8 dBm, lo cual garantiza un rango suficiente para el ejercicio de presupuesto de potencias de acuerdo a las distancias a partir de las cuales será necesario repetir la señal.

Los amplificadores a utilizar son los amplificadores ópticos de marca Padtec's, los cuales pueden funcionar en un amplio rango de aplicaciones y actuar como boosters, amplificadores de línea y preamplificadores, según sea necesario. De acuerdo a como se configuren estos amplificadores, será posible alcanzar distancias de hasta 320 km. En la figura 17.2 se muestran estas configuraciones.

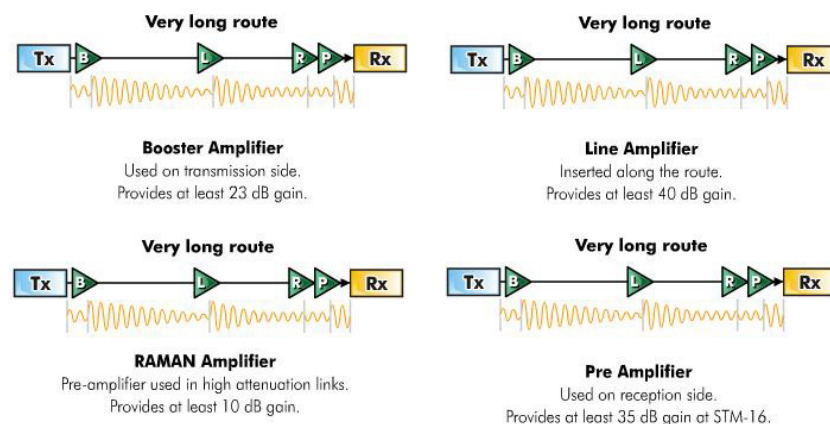


Figura 17.2. Configuraciones de los amplificadores.

De acuerdo a la longitud del tramo sobre la cual van a actuar (los amplificadores), debe seleccionarse una de las configuraciones mostradas en la figura anterior. Cabe resaltar que, para cualquiera de las aplicaciones anteriores, el hardware es el mismo, pudiendo ser configurado según se requiera.

Los atenuadores están fabricados con silicio dopado con iones de metal. Se utilizan para ajustar la potencia a los niveles deseados evitando la saturación de los receptores y amplificadores que hacen parte de la red. En la figura 17.3 se muestra una representación de estos atenuadores.

Según las necesidades, se dispone de atenuadores que introducen pérdidas del orden de: 1, 2, 3, 4, 5, 10, 15, 20, 25 y 30 dB. Tienen un nivel de pérdidas de retorno alto, con valores comprendidos entre 40 y 65 dB.



Figura 17.3. Atenuadores usados para el diseño de la red.

Algunas de las características de estos atenuadores se mencionan a continuación.

- Estructura: simple.
- Conectores con los que se usan: ST, SC, FC, LC.
- Longitud de onda de operación: 1310, 1550 nm.
- Pérdidas de inserción: de 40 a 65 dB.

17.4) Presupuesto de potencia

Para calcular las distancias máximas y mínimas con las cuales podemos diseñar nuestros enlaces, es necesario tener en cuenta todas las pérdidas que ocurren a lo largo del trayecto del enlace. Para esto se utilizará la expresión para el presupuesto de potencia (10.5) estudiada en el Capítulo 10.

$$L_R = \frac{P_T - S - NC \times \alpha_C + \alpha_E - MD}{\frac{\alpha_E}{L_C} + \alpha_{FO}} \quad (17.1)$$

De acuerdo a las características de: equipos, fibra óptica, conectores y empalmes, que se muestran a continuación,

- Potencia de transmisión $P_T = 0dBm$, mínima; $3dBm$, máxima
- Sensibilidad $S = -32dBm$, mínima; $-8dBm$, máxima
- Margen de diseño $MD = 3dB$.
- Constante de atenuación de la fibra $\alpha_{FO} = 0.25dB/km$.
- Atenuación de los conectores (por conector instalado) $\alpha_C = 0.1dB$
- Atenuación de los empalmes (por empalme realizado) $\alpha_E = 0.1dB$.
- Longitud del enlace $L_E = 825km$.
- Longitud del carrete $L_C = 12.2km$.

Tendríamos que las longitudes mínima y máxima $L_{R\text{Mínima}}$ y $L_{R\text{Máxima}}$ respectivamente, para la ubicación de los amplificadores serían las siguientes.

$$L_{R\text{Mínima}} = \frac{P_T - S - NC \times \alpha_C + \alpha_E - MD}{\frac{\alpha_E}{L_C} + \alpha_{FO}} = \frac{0 + 8 - 3 - 2 \times 0.1 + 0.1}{\frac{0.1}{12.2} + 0.5} = 18.9km$$

$$L_{R\text{Máxima}} = \frac{P_T - S - NC \times \alpha_C + \alpha_E - MD}{\frac{\alpha_E}{L_C} + \alpha_{FO}} = \frac{3 + 32 - 3 - 2 \times 0.1 + 0.1}{\frac{0.1}{12.2} + 0.25} = 123.6km$$

Estos resultados indican que la distancia mínima a la que se podrá transmitir sin necesidad de repetidores, ni amplificadores, es de 18.9 km en el peor de los casos y de 123.55 km en el mejor de estos.

17.4.1) Consideraciones de diseño

Teniendo en cuenta los cálculos realizados anteriormente y los tipos de configuración para la amplificación vistas, tendremos que: **colocando un amplificador booster en la etapa de transmisión (justo a la salida del transmisor), configuración que aportaría una ganancia de 23 dB al sistema, se obtendría un alcance de 108 km para el peor de los casos y de 212.6 km para el mejor de los casos; colocando un amplificador de línea, configuración que aportaría una ganancia de 40 dB al sistema, se obtendría un alcance de 173.9 km para el peor de los casos y de 278.4 km para el mejor de los casos; y colocando un amplificador booster en**

conjunto con un amplificador de línea, combinación que aportaría una ganancia de 63 dB al sistema, se obtendría un alcance de 262.9 km para el peor de los casos y de 367.5 para el mejor de los casos.

Ahora, la ruta seleccionada para el enlace Barranquilla-Manizales que se planea, supone, a los efectos del manejo del tráfico entrante / saliente en la red y a los efectos de la compensación de las pérdidas de trayectoria, hacer escalas en varias ciudades hasta llegar a los puntos terminales.

Así tendremos que nuestro primer tramo va desde la ciudad de Barranquilla hasta el municipio de El Carmen de Bolívar. Para la implementación de este tramo, a la salida del transmisor en Barranquilla, se instalará un booster para “impulsar” la señal óptica suministrándole una ganancia de 23 dB. La distancia entre Barranquilla y El Carmen de Bolívar es de 151.2km y es en este punto será instalado un amplificador de línea. La potencia recibida en este punto, teniendo en cuenta el número de empalmes (doce empalmes), el número de conectores (cuatro conectores), la constante de atenuación de la fibra (0.25 dB/km) y la longitud del tramo (151.2 km), vendrá dada por la expresión que sigue y será igual a

$$P_{CBMínima} = P_{TMínima} + G_{Amplificador} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD = \\ = 0 + 23 - 4 \times 0.1 - 12 \times 0.1 - 0.25 \times 151.2 - 3 = -19.4dBm$$

$$P_{CBMáxima} = P_{TMáxima} + G_{Amplificador} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD = \\ = 3 + 23 - 4 \times 0.1 - 12 \times 0.1 - 0.25 \times 151.2 - 3 = -16.4dBm$$

Con estos valores se tiene que en El Carmen de Bolívar el nivel de recepción estaría en el orden de los $-19.4dBm$ a los $-16.4dBm$, de acuerdo a las salidas mínima y máxima del transmisor.

El amplificador de línea tiene una ganancia de 40dB, con lo cual se tendrá una potencia de salida desde El Carmen de Bolívar comprendida en un rango que va de los 20.6dBm hasta los 23.6dBm. En este punto se establecerá otro enlace entre El Carmen de Bolívar y la ciudad de Sincelejo, en la que se instalará un Multiplexor/Demultiplexor (MUX/DEMUX), con el fin de incorporar abonados al enlace Barranquilla-Manizales desde esta ciudad y pueblos aledaños.

La distancia entre estas dos ciudades es de 61.6km, necesitándose para cubrirla cinco empalmes y cuatro conectores. El nivel de señal recibido en la ciudad de Sincelejo, será entonces de

$$P_{SMínima} = P_{TCBMínima} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD = \\ = 20.6 - 4 \times 0.1 - 5 \times 0.1 - 0.25 \times 61.6 - 3 = 1.3dBm$$

$$P_{S_{Máxima}} = P_{T_{CBMáxima}} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD =$$

$$= 23.6 - 4 \times 0.1 - 5 \times 0.1 - 0.25 \times 61.6 - 3 = 4.3 dBm$$

Como se ve, el nivel de señal recibido en el MUX/DEMUX en Sincelejo, está en el rango comprendido entre los 1.3dBm hasta los 4.3dBm, haciéndose, por lo tanto, necesario, introducir en este punto un atenuador fijo de 25 dB de atenuación, con el fin de evitar la saturación del receptor. Considerando, entonces, la atenuación de 25 dB, el nivel de señal a la entrada del MUX/DEMUX estará en el orden de los -23.7dBm a los -20.7dBm, valores que se encuentran dentro del rango de sensibilidad del MUX/DEMUX.

La figura 17.4 muestra el primer recorrido del enlace y los niveles de potencia a lo largo del mismo.

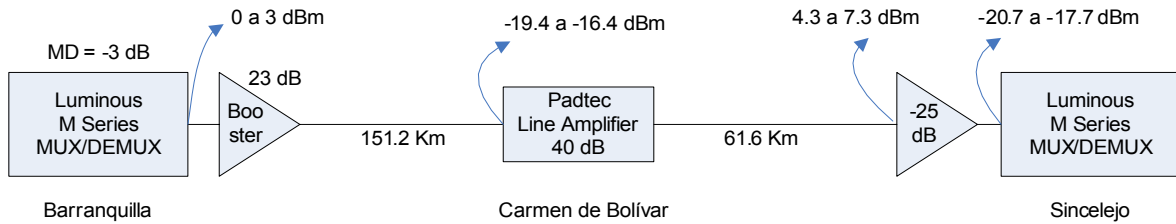


Figura 17.4. Enlace Barranquilla – Sincelejo.

Una vez en Sincelejo, el siguiente enlace a realizar va desde esta ciudad hasta el pueblo de Caucacia, teniendo como punto intermedio para la colocación del amplificador de línea a Planeta Rica. La distancia entre la ciudad de Sincelejo y Planeta Rica es de 112.1km. Considerando que se requieren nueve empalmes, cuatro conectores, y que se colocará un booster a la salida del MUX/DEMUX en Sincelejo, tenemos que el nivel de señal recibido en Planeta Rica será de

$$P_{PR_{Mínima}} = P_{T_{Mínima}} + G_{Amplificador} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD =$$

$$= 0 + 23 - 4 \times 0.1 - 9 \times 0.1 - 0.25 \times 112.1 - 3 = -9.33 dBm$$

$$P_{PR_{Máxima}} = P_{T_{Máxima}} + G_{Amplificador} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD =$$

$$= 3 + 23 - 4 \times 0.1 - 9 \times 0.1 - 0.25 \times 112.1 - 3 = -6.33 dBm$$

Con estos valores se tiene que en Planeta Rica el nivel de recepción estaría en el orden de los -9.33dBm a los -6.33dBm, de acuerdo a las salidas mínima y máxima del transmisor.

En Planeta Rica se colocará un amplificador de línea con ganancia de 40 dB, con el propósito de aumentar la potencia de la señal que sale de este pueblo para que pueda recorrer los 67.2km que le restan para llegar a Caucacia (para este tramo se

requieren cinco empalmes), donde se planea colocar otro MUX/DEMUX. La señal que sale de Planeta Rica, teniendo en cuenta el efecto del amplificador de línea, estará en el rango comprendido entre los 30.67dBm hasta los 33.67dBm . De manera que la señal recibida en Caucazia será de

$$P_{C\text{Mínima}} = P_{TPR\text{Mínima}} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD = \\ = 30.67 - 4 \times 0.1 - 5 \times 0.1 - 0.25 \times 67.2 - 3 = 9.97\text{dBm}$$

$$P_{C\text{Máxima}} = P_{TPR\text{Máxima}} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD = \\ = 33.67 - 4 \times 0.1 - 5 \times 0.1 - 0.25 \times 67.2 - 3 = 12.97\text{dBm}$$

Como vemos el nivel de señal recibido en la entrada del MUX/DEMUX en Caucazia está en el rango comprendido entre los 9.97dBm hasta los 12.97dBm , razón por la cual se hace necesario, en este punto, instalar un atenuador fijo de 30dB de atenuación, con lo que el nivel de la señal recibida estaría en el orden de los -20.03dBm hasta los -17.03dBm , valores que se encuentran dentro del rango de sensibilidad del MUX/DEMUX.

La figura 17.5 muestra el recorrido del enlace entre Sincelejo y Caucazia así como los niveles de potencia a lo largo del mismo.

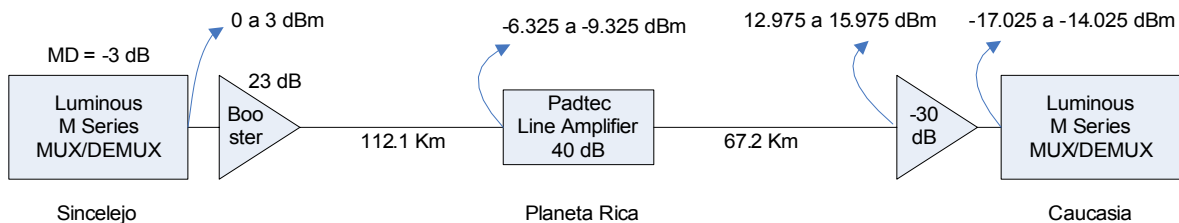


Figura 17. 5. Enlace Sincelejo y Caucazia.

El siguiente enlace en el camino hacia Manizales estará entre Caucazia e Itagüí, pasando por Yarumal, donde se colocará un amplificador de línea para llevar la señal recibida en Itagüí a los niveles de potencia requeridos para su detección. Cabe resaltar que para este tramo, a la salida del MUX/DEMUX en Caucazia, se colocará un booster, y además, se utilizarán once empalmes y cuatro conectores, siendo la distancia entre Caucazia y Yarumal de 138.1km . Así, la señal recibida en Yarumal será de

$$P_{Y\text{Mínima}} = P_{T\text{Mínima}} + G_{\text{Amplificador}} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD = \\ = 0 + 23 - 4 \times 0.1 - 11 \times 0.1 - 0.25 \times 138.1 - 3 = -16.02\text{dBm}$$

$$P_{Y_{Máxima}} = P_{T_{Máxima}} + G_{Amplificador} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD =$$

$$= 3 + 23 - 4 \times 0.1 - 9 \times 0.1 - 0.25 \times 112.1 - 3 = -13.02 dBm$$

Colocando en Yarumal el amplificador de línea mencionado, el cual aporta una ganancia de 40 dB al enlace, el nivel de señal que sale de Yarumal se elevará hasta un rango que va desde los 23.98dBm hasta los 26.98dBm . La longitud del trayecto Caucazia- Itaguí es de 109km , y se utilizarían ocho empalmes y cuatro conectores, de manera que, el nivel de la señal recibida en Itaguí será de:

$$P_{I_{Mínima}} = P_{Ty_{Mínima}} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD =$$

$$= 23.98 - 4 \times 0.1 - 8 \times 0.1 - 0.25 \times 109 - 3 = -7.48 dBm$$

$$P_{C_{Máxima}} = P_{T_{PRMáxima}} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD =$$

$$= 26.98 - 4 \times 0.1 - 8 \times 0.1 - 0.25 \times 109 - 3 = -4.48 dBm$$

El nivel de señal recibido en el MUX/DEMUX estará comprendido entre los valores de $-7.48 dBm$ a $-4.48 dBm$, razón por la cual, en este punto, se hace necesaria la instalación de un atenuador fijo de 15dB de atenuación, con lo cual el nivel de la señal recibida en Itaguí estará en el orden de los $-22.48 dBm$ hasta los $-19.48 dBm$, valores que se encuentran dentro del rango de sensibilidad del MUX/DEMUX.

La figura 17.6 muestra el recorrido del enlace entre Caucazia e Itaguí y los niveles de potencia a lo largo del mismo.

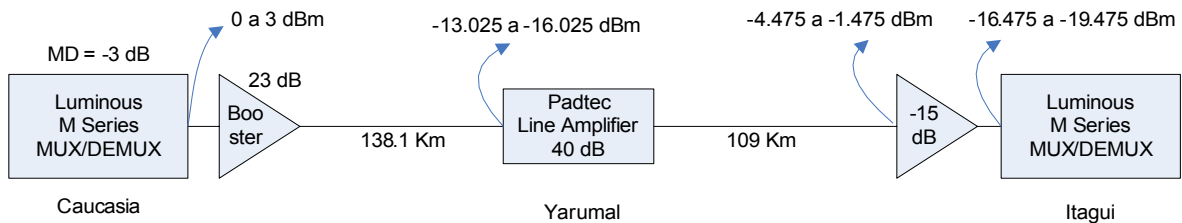


Figura 17.6. Enlace entre Caucazia e Itaguí.

El último tramo del enlace Barranquilla-Manizales cubrirá el trayecto Itaguí-Manizales, estableciendo un punto de repetición en Caramanta para colocar un amplificador de línea. La distancia entre Itaguí y Caramanta es de 74.4Km , y se utilizarán seis empalmes, cuatro conectores y un booster, este último a la salida del MUX/DEMUX en Itaguí. La señal recibida en Caramanta, entonces, será de

$$P_{C_{Mínima}} = P_{T_{Mínima}} + G_{Amplificador} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD =$$

$$= 0 + 23 - 4 \times 0.1 - 6 \times 0.1 - 0.25 \times 74.4 - 3 = 0.4 dBm$$

$$P_{C_{Máxima}} = P_{T_{Máxima}} + G_{Amplificador} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD =$$

$$= 3 + 23 - 4 \times 0.1 - 6 \times 0.1 - 0.25 \times 74.4 - 3 = 3.04 dBm$$

El nivel de señal a la salida de Caramanta, teniendo en cuenta la ganancia de 40 dB que aporta el amplificador de línea, estará en el orden de los 40.4dBm hasta los 43.4dBm . Teniendo en cuenta, entonces, la distancia entre Caramanta y Manizales que es de 111.4km y los nueve empalmes y cuatro conectores que se requieren para la implementación del enlace, la señal recibida en Manizales será de

$$P_{M_{Mínima}} = P_{TY_{Mínima}} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD =$$

$$= 40.4 - 4 \times 0.1 - 9 \times 0.1 - 0.25 \times 111.4 - 3 = 8.07 dBm$$

$$P_{M_{Máxima}} = P_{TPR_{Máxima}} - NC \times \alpha_C - NE \times \alpha_E - \alpha_{FO} \times L_{Tramo} - MD =$$

$$= 43.4 - 4 \times 0.1 - 9 \times 0.1 - 0.25 \times 111.4 - 3 = 11.07 dBm$$

Como vemos el nivel de señal recibido en el MUX/DEMUX está dentro del rango comprendido entre los 8.07dBm hasta los 11.07dBm , razón por la cual, se hace necesario instalar en este punto un atenuador fijo de 30dB de atenuación, con lo cual el nivel de recepción en el MUX/DEMUX estará en el orden de los -21.93dBm hasta los -18.93dBm , valores que se encuentran dentro del rango de sensibilidad del MUX/DEMUX.

La figura 17.7 muestra el recorrido del enlace entre Itagüí y Manizales y los niveles de potencia esperados a lo largo del mismo

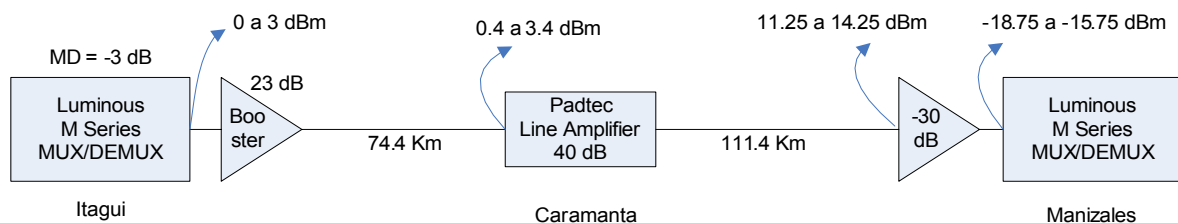


Figura 17.7. Enlace entre Itagüí y Manizales.

De esta manera termina la etapa de planeación del enlace Barranquilla-Manizales.

17.5) Conclusiones

El proyecto consistía en realizar la planeación de un enlace por fibra óptica entre las ciudades de Barranquilla y Manizales, para lo cual fue necesario investigar los equipos (tanto el transmisor como el receptor), de manera que los terminales finalmente seleccionados, satisficieran, entre otros aspectos, la velocidad de transmisión, en este caso 2488.32 Mbps.

Los sitios escogidos para regenerar la señal fueron Barranquilla, Sincelejo, Caucaia, Itaguí y Manizales, dado que desde la perspectiva del tráfico que soportara la red, se considera a estos puntos como estratégicos, en lo que hace a una presente y futura demanda de tráfico entrante / saliente.

En cuanto al presupuesto de potencia, dado los terminales y amplificadores escogidos, no se presentaron, ni se prevén, dificultades significativas, ya que los mismos brindan muy buenos niveles de potencia de transmisión y de sensibilidad, así como de ganancia de los amplificadores según la configuración que se escoja.

En los casos en que el nivel de señal en el punto de detección estaría por encima de la sensibilidad el receptor, la solución propuesta es el uso de atenuadores, de manera que, dada la atenuación que los mismos introducen, y que fue calculada para cada caso, no se saturen ni los amplificadores ni los receptores que hacen parte del enlace.

En cuanto al suministro de energía, los sitios escogidos, tanto para la regeneración de la señal como para la amplificación de línea, son municipios y/o ciudades que cuentan con energía eléctrica, por lo tanto no deben presentarse problemas con este ítem.

En todos los trayectos se considero un margen de diseño de 3 dB, a manera de protección de posibles pérdidas adicionales, las cuales pudieran presentarse en los enlaces con el tiempo.

En el enlace participarían nueve municipios y/o ciudades, lo cual debería garantizar la seguridad de los equipos y de los bienes en general, necesarios para la operación de la red.

La red esta diseñada para soportar un tráfico de un STM-16 y escalabilidad hasta 2 STM-16, con redundancia 1:1. En los sitios donde se va regenerar la señal se añadieron tarjetas ADD & DROP (para la inserción y extracción de canales), con el fin de tener la posibilidad de captar usuarios en las zonas aledañas a la ubicación del equipo.

BIBLIOGRAFIA CORRESPONDIENTE A LA SECCION III

- [1] H. J. Aguilar. Sistemas de Comunicaciones por Fibra Óptica. Alfaomega. 1995.
- [2] B. Chomycs. Instalaciones de Fibra Óptica. McGraw-Hill. 1998.
- [2] R. L. Freeman. Reference Manual for Telecommunications Engineering. John Wiley & Sons, Inc. 1994, 2002.
- [3] J. Powers. An Introduction to Fiber Optical System. IRWIN. 1997.
- [4] Keyser. Optical Fiber Communication. McGraw-Hill. 2000.
- [5] I. Kaminow. Optical Fiber Communications III B. Academic Press. 1977.
- [6] M. Borellas, Michael. Optical Components for WDM Light Wave Networks.
- [7] B. Ramamurthy . Design of Optical WDM Networks LAN, MAN, and WAN Architectures. Kluwer Academic Publishers. 2001.
- [8] L. Peltomen. Wavelength Division Multiplexing an Overview. Helsinki University of Technology. 1998.
- [9] J. R. Hoss. Fiber Optical Communications Design Handbook. Prentice Hall. 1990.
- [10] Recomendación UIT G. 639.
- [11] A. De Brito, S. Paulo. Conversão Optical de Comprimento de Onda. Universidad de Aveiro. Volumen 13, No. 1. Septiembre 2002.
- [12] A. Koçyiğit. All Optical Networking. Turk Elec Engin. Vol. 9, No. 2, 2001.

- [13] Guía Completa de Protocolos de Telecomunicaciones. McGraw-Hill. 2002
- [14] R. L. Freeman. Reference Manual for Telecommunications Engineering. John Wiley & Sons, Inc. 1994, 2002.
- [15] J. D. Gibson. The Communications Handbook. CRC PRESS - IEEE PRESS.1998.
- [16] Tomasi. Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. Prentice Hall Hispanoamérica S.A. 1996.
- [17] F. O. García, H. Numpaque. Tesis de Grado "Técnicas de Acceso Múltiple para Sistemas de Comunicaciones Ópticas". Facultad de Ingeniería. Universidad Distrital "Francisco José de Caldas. Agosto 2005
- [18] J. Navas. Proyecto de Instalación de un Enlace de Transmisión por Fibra Óptica entre las Ciudades de Barranquilla y Manizales. Especialización en Telecomunicaciones. Facultad de Ingeniería. Universidad del Norte de Barranquilla. Abril 2005.