

**DESARROLLO DE UN MODELO DE PROCEDIMIENTO PARA DISEÑO Y
PLANEACIÓN DE ENLACES DE MICROONDAS EN ENTORNOS RURALES:
SUBESTACIÓN PALERMO-CENTRO DE CONTROL REMOTO.**

CARLOS ALBERTO PALACIO NARANJO

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

BUCARAMANGA

2007

**DESARROLLO DE UN MODELO DE PROCEDIMIENTO PARA DISEÑO Y
PLANEACIÓN DE ENLACES DE MICROONDAS EN ENTORNOS RURALES:
SUBESTACIÓN PALERMO-CENTRO DE CONTROL REMOTO.**

CARLOS ALBERTO PALACIO NARANJO

**Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título
de Ingeniero Electrónico**

Director

**ERNESTO AGUILERA BERMÚDEZ
Ph.D (c) Ingeniero Electrónico**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECAÑICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

BUCARAMANGA

2007

Mi infinito agradecimiento y dedicación de este trabajo a Dios, a mis padres y a mi hijo.

CARLOS ALBERTO PALACIO NARANJO

TABLA DE CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	1
1. ESTUDIO DE FACTIBILIDAD PARA DETERMINAR UNA ALTERNATIVA DE COMUNICACIÓN ENTRE SUBESTAIONES ELÉCTRICAS EN CENS S.A. ESP.	2
1.1 INTRODUCCIÓN	2
1.2 RECONOCIMIENTO DE EQUIPOS	2
1.3 CONTROL LOCAL DE SUBESTACIÓN	5
1.4 SUBESTACIÓN SATELITE EL ESCOBAL	6
1.5 ALTERNATIVAS DE CABLE SEL	10
1.6 SESIÓN TELNET Y FTP REMOTOS	13
1.7 MEDIO FACTIBLE PARA COMUNICACIÓN REMOTA	16
1.7.1 Comunicación utilizando fibra óptica	17
1.7.2 Equipo para Fibra Óptica	17
1.7.3 Condiciones	17
1.7.4 Condiciones físicas del terreno	18
1.7.5 Condiciones del enlace	18
1.7.6 Condiciones de la conexión estrella	18
1.7.8 Transceiver de fibra óptica SEL 2815	18
1.7.8.1 Características del transceiver	19
1.7.9 Requerimientos de instalación	19

1.7.9.1 Especificaciones técnicas	19
1.7.10 Cable de fibra óptica de SEL	20
1.7.11 Recomendaciones y características de la conexión con fibra	20
1.8 VENTAJAS UTILIZANDO FIBRA ÓPTICA SEL:	21
1.9 DESVENTAJAS UTILIZANDO FIBRA ÓPTICA SEL	21
1.10 COMUNICACIÓN UTILIZANDO UN PAR DEDICADO	22
1.10.1 Diagrama de Bloques	23
1.10.2 Características	23
1.10.3 Cables	24
1.10.4 MODEM	24
1.10.5 Características del módem	25
1.11 VENTAJAS DE LA UTILIZACIÓN DE PAR DEDICADO	25
1.12 DESVENTAJAS DE LA UTILIZACIÓN DE FIBRA ÓPTICA	25
2. CONCEPTOS BÁSICOS UTILIZADOS EN EL CÁLCULO DE RADIOENLACES	27
2.1 ESPECTRO DE FRECUENCIAS	27
2.2 PARÁMETROS Y EFECTOS	28
2.2.1 Efectos y fenómenos de propagación	29
2.2.1.1 Reflexión y refracción	29
2.2.1.2 Propagación en la atmósfera	29
2.2.1.3 Difracción	33
2.2.1.4 Dispersión y absorción	33
2.2.1.5 Desvanecimiento	34

2.2.1.6	Diversidad	35
2.2.1.7	Gradiente de refractividad	35
2.2.1.8	Curvatura de la tierra y factor "k"	36
2.2.2	Parámetros y componentes del sistema	37
2.2.2.1	Parámetros de antena	38
2.2.2.2	Parámetros de enlace	48
2.2.2.3	Interferencias en el sistema	50
2.2.3	Zonas de Fresnel	52
3.	MÉTODOS Y ELEMENTOS PARA PLANIFICACIÓN DE RADIOENLACES EN LA GEOGRAFÍA ANDINA	54
3.1	CONSIDERACIONES GENERALES	55
3.2	PERFILES DE TERRENO	56
3.2.1	Perfiles de Enlace	56
3.2.3	ZONA DE FRESNEL	58
3.2.4	CURVATURA DE LA TIERRA	58
3.2.5	REFLEXIONES EN TIERRA	59
3.2.5.1	Método Geométrico	61
3.2.5.2	Método Analítico	62
3.3	CÁLCULO DE POTENCIA RECIBIDA	64
3.3.1	Atenuación Atmosférica	64
3.4	CALIDAD DEL ENLACE (Predicción de Calidad)	66
3.4.1	El margen de desvanecimiento	66

3.4.2 Desvanecimiento Multitrayecto	67
3.4.2.1 Desvanecimiento Plano	68
3.4.2.2 Desvanecimiento selectivo de frecuencia	75
3.5 MÉTODOS DE DIVERSIDAD	78
3.5.1 Concepto básico de protección por diversidad	79
3.5.1.1 Mejora por diversidad	79
3.5.2 Diversidad simple	80
3.5.2.1 Diversidad de espacio	81
3.5.2.2 Diversidad de Frecuencia	84
3.5.2.3 Configuración "Hot standby"	86
3.5.2.4 Diversidad Híbrida	86
3.5.3 Diversidad Angular	87
3.5.3.1 Predicción de tiempo de corte usando diversidad angular	88
3.5.3 Diversidad Combinada	90
3.5.3 Diversidad de trayecto	90
3.6 REPLANTEO DE CAMPO	92
3.6.1 Procedimientos del replanteo	92
3.6.1.2 Preparativos	92
3.6.1.3 Trabajo de campo	92
3.6.2 Equipo necesario para un replanteo	96
3.6.3 Informe del replanteo	96

3.6.4 Áreas con dificultad para enlaces de microondas	97
3.7 OBJETIVOS DE CALIDAD Y DISPONIBILIDAD	98
3.7.1 Resumen de objetivos ITU	98
3.7.2 Objetivos basados en ITU-T G. 821	99
3.7.2.1 Objetivos de Calidad	99
3.7.2.2 Objetivos de disponibilidad	102
3.7.2.3 Clasificación de circuitos	102
3.7.3 Objetivos basados en ITU-T G. 826 y G.827	106
3.7.3.1 Objetivos de Calidad	106
3.8 CÁLCULO DE ATENUACIÓN POR LLUVIA	109
3.8.1 Tipos de atenuación por precipitación	109
3.8.1.1 Dispersión	110
3.8.1.2 Absorción	110
3.8.1.3 Atenuación total por lluvia en un radioenlace	111
3.8.1.4 Medidas de precipitación e intensidad	112
3.8.2 Indisponibilidad por lluvia	113
3.8.2.1 longitud efectiva del enlace	113
3.8.2.1 Profundidad de desvanecimiento debido a la lluvia	114
3.9 INTERFERENCIAS	116
3.9.1 Ruido	116
3.9.1.1 Impacto de las señales interferentes en los niveles de umbral del receptor	116

3.9.2	Interferencia co-canal	116
3.9.3	Interferencia por canal adyacente	118
3.10	INTERFERENCIA POR POLARIZACIÓN CRUZADA	120
3.10.1	Descripción cuantitativa	121
3.10.2	Corte debido a efectos del aire	122
3.10.2.1	Procedimiento para predecir cortes	123
3.10.2.2	Mejora por diversidad de espacio	125
3.10.3	Corte debido al efecto de la precipitación	125
3.10.3.1	Estadísticas XPD	126
3.10.3.2	Procedimiento paso a paso para predecir el corte	126
3.11	ANÁLISIS DE PROPAGACIÓN EN CÁLCULOS DE INTERFERENCIA	128
3.11.1	Área de coordinación	128
3.11.2	Mecanismos de la propagación	130
3.11.2.1	Mecanismos de interferencia a largo plazo	130
3.11.2.2	Mecanismos de interferencia a corto plazo	130
3.11.3	Métodos de predicción	131
3.11.3.1	Procedimiento global	131
3.11.3.2	Clasificación del trayecto	133
3.11.3.3	Interferencia por formación de conductos	135
3.12	PLANIFICACIÓN DE FRECUENCIAS	136
3.12.1	Activación del plan de frecuencias	136

3.12.1.1	Condiciones	136
3.12.1.2	Plan internacional de frecuencias	137
3.12.1.3	Atribución nacional de bandas de frecuencias	137
3.12.1.4	Separación del canal adyacente	144
3.12.2	Asignación de frecuencias de radio	145
3.12.2.1	Preparación	145
3.12.2.2	Condiciones	146
3.12.2.3	Determinación de la frecuencia	147
3.13	CÁLCULOS DE LAS INTERFERENCIAS	154
3.13.1	Principios de cálculo para redes digitales	155
3.13.2	Selección de la antena	155
3.13.2.1	Perturbaciones externas por una estación nodal	156
3.13.2.2	Perturbaciones externas sobre una estación nodal	156
3.13.2.3	Condiciones óptimas	157
3.13.2.4	Atenuación entre antenas en la misma torre	157
3.13.3	Cálculo de la señal interferente	158
3.13.3.1	Fórmula general	158
3.13.3.2	Fórmulas para configuración triangular	161
3.13.4	Procedimiento de cálculo	163
3.13.4.1	Precondiciones	163
3.13.4.2	Cálculos de interferencias en redes digitales	165

3.13.4.3 Evaluación de la interferencia	167
3.13.5 Plan de frecuencias	174
3.14 CÁLCULOS DE INDISPONIBILIDAD	175
3.14.1 Tasa de fallos del equipo	175
3.14.2 MTBF de los módulos	177
3.14.3 Cálculo de indisponibilidad	177
3.14.3.1 Indisponibilidad de un módulo del equipo	177
3.14.3.2 Indisponibilidad de módulos en cascada	178
3.14.3.3 Indisponibilidad de módulos paralelos	178
3.14.3.4 Indisponibilidad de un sistema redundante n+1	179
4. PLANIFICACIÓN Y DISEÑO MANUAL DEL RADIOENLACE: CENTRO DE CONTROL – SUBESTACIÓN PALERMO	182
4.1 ASPECTOS GENERALES	182
4.2 UBICACIÓN EN EL TERRENO Y TOMA DE DATOS	183
4.2.1 Coordenadas georeferenciadas	183
4.2.2 Mapas de la zona de enlace	184
4.2.3 Conversión de coordenadas georeferenciadas a UTM	185
4.3 PERFIL DEL TERRENO	185
4.4 PLAN DE FRECUENCIAS	186
4.5 PERFIL DEL ENLACE	187
4.5.1 Cálculo del azimut	187
4.5.2 Cálculo de la distancia del enlace	189

4.5.3	Altura de las torres y ángulo de elevación de las antenas	189
4.6	CÁLCULO DE PARÁMETROS DE POTENCIA (Balance de potencias)	191
4.6.1	Pérdidas en el espacio libre	191
4.6.2	Potencia de transmisión	192
4.6.3	Margen de desvanecimiento	192
5.	PLANIFICACIÓN Y DISEÑO DEL RADIOENLACE MEDIANTE LA UTILIZACIÓN DE SOFTWARE: CENTRO DE CONTROL – SUBESTACIÓN PALERMO	195
5.1	INTRODUCCIÓN	195
5.2	ADQUISICIÓN DE MAPAS DIGITALES DE ELEVACIÓN DE TERRENO	195
5.3	HERRAMIENTAS DE PLANIFICACIÓN Y DISEÑO	196
5.3	PERFIL DE TERRENO	197
5.3.1	Actualización y mejoramiento de mapas digitales	198
5.4	PERFIL DEL RADIOENLACE	198
5.4.1	Ubicación de los puntos de enlace	199
5.4.2	Diseño de la red de enlace	200
5.4.3	Generación del perfil	202
5.4.3.1	Análisis del perfil y replanteo de parámetros	203
5.5	ANÁLISIS Y COMPARACIÓN CON RESPECTO A LA PLANEACIÓN MANUAL.	205
5.5.1	Ventajas de la planeación manual de radioenlaces	206
5.5.2	Desventajas de la planeación manual de radioenlaces	206
5.5.3	Ventajas de planeación de radioenlaces con apoyo de software	207

5.5.4 Desventajas de planeación de radioenlaces con apoyo de software	207
5.6 RECOMENDACIÓN TÉCNICA DE EQUIPOS	208
5.6.1 Antenas	208
5.4.3.1 Características	208
5.4.3.2 Especificaciones	208
5.6.2 Guía de onda	209
5.6.3 Radio	209
5.6.3 Alimentador, Banco de baterías y Router	209
6. GUÍA PRÁCTICA DE PROCEDIMIENTO PARA DISEÑO Y PLANEACIÓN DE ENLACES MICROONDAS EN ENTORNOS RURALES.	210
CONCLUSIONES	215
ANEXOS	
REFERENCIAS	

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1.1. Esquema de integración y comunicación remota con equipos SEL.	19
Figura 1.2. Cable de fibra óptica multimodo SEL 200 Micron	21
Figura 1.3. Transceiver 2810. Para comunicación serial full-duplex	22
Figura 1.3. Conexión Telnet a la tarjeta SEL 2701	23
Figura 1.4. Pantalla de inicio de sesión Telnet de una estación remota al SEL 2701	23
Figura 1.5. Respuesta a un comando de medida enviado al SEL 2701 (los parámetros mostrados pertenecen a un relé conectado a uno de los puertos del SEL 2030).	24
Figura 1.6. Conexión FTP al SEL 2030	24
Figura 1.7. Archivos de datos almacenados en el SEL 2030 de un relé conectado a uno de sus puertos	25
Figura 1.8. Datos medidos del relé SEL 351 conectado al puerto 3 del SEL 2030	25
Figura 1.9 Comunicación utilizando fibra óptica.	27
Figura 1.10. Transceiver 2815. Comunicación de hasta 15 Km.	28
Figura 1.11. Diagrama de bloques con la opción de par dedicado.	33
Figura 1.12. Ejemplo de un módem externo tipo industrial.	34
Figura 2.1 Señales reflejadas en las capas atmosféricas.	40
Figura 2.2 Conducción de superficie.	40
Figura 2.3 Conducción elevada.	41
Figura 2.4 Formación de conductos.	42
Figura 2.5. Perfil de trayecto que incluye la curvatura del rayo y de la tierra.	46
Figura 2.6 (a). Sistema de Comunicación inalámbrica - Transmisor.	47
Figura 2.6 (b). Sistema de Comunicación inalámbrica – Receptor	47
Figura 2.7 Operación básica de transmisión y recepción de antenas.	49
Figura 2.8. Radiación a partir de una antena de disco parabólico.	50
Figura 2.9. Patrón de radiación para una antena dipolo	51
Figura 2.10 Diagrama de radiación de una antena típica.	52
Figura 2.11 Patrón de antena.	52
Figura 2.12. Sistema simplificado de comunicación inalámbrica.	58
Figura 2.13 Niveles de calidad en relación al BER.	61
Figura 2.14 Primeras zonas de Fresnel.	63

Figura 3.1. Perfil de enlace a partir de un dibujo tridimensional.	66
Figura 3.2 Perfiles de enlace con variación del valor K y la primera zona de Fresnel despejada.	67
Figura 3.3 Valor K_e excedido por aproximadamente el 99.9% del peor mes (clima templado)	68
Figura 3.4 1ª Zona de Fresnel.	68
Figura 3.5 curvatura para distintos valores de K.	69
Figura 3.6. Reflexión crítica sobre una superficie conductora.	69
Figura 3.7 Separación óptima entre antenas para diversidad de espacio.	70
Figura 3.8 Búsqueda del punto de reflexión gráficamente.	71
Figura 3.9 Separación óptima de antenas (Método Gráfico).	71
Figura 3.10 Separación óptima de antenas	73
Figura 3.11 Atenuación específica debida a gases atmosféricos $p=1013$ hPa, $T=25^{\circ}C$, $\rho=7.5$ g/m ³ .	75
Figura 3.12 Nivel de entrada en función del tiempo durante desvanecimiento.	77
Figura 3.13. Multitrayecto entre transmisor y receptor	85
Figura 3.14. Respuesta en el dominio del tiempo del enlace	85
Figura 3.15. Función de transferencia del enlace.	86
Figura 3.16. Curva de firma típica equipo NERA NL290 155 Mb/s SDH	87
Figura 3.17. Mejora por diversidad.	90
Figura 3.18 Principios de la diversidad por espacio	91
Figura 3.19 Principio de diversidad de frecuencia	94
Figura 3.20 Principio de "Hot standby"	96
Figura 3.21 Principio de diversidad híbrida (ambas direcciones)	96
Figura 3.22 Rayos reflejados en el enlace de prueba	97
Figura 3.23 Principio de diversidad de ángulo	98
Figura 3.24 Diversidad combinada de espacio y frecuencia	100
Figura 3.25 Configuración de red malla – estrella	101
Figura 3.26 Enlace hipotético de referencia, metodología distribuida G.821.	111
Figura 3.27 interferencia por lluvia	120
Figura 3.28 Atenuación por lluvia a 10 GHz.	121
Figura 3.29 Medidores de lluvia típicos (recipiente inclinado y medidor de caída)	123
Figura 3.30 Índice de lluvia y tiempo de integración.	123
Figura 3.31 Umbral de recepción en relación al BER	126
Figura 3.32 Umbrales de degradación	127
Figura 3.33 Curva de interferencia (tipo 1)	127
Figura 3.34 Curva de interferencia (tipo 2)	127

Figura 3.35 Curvas de interferencia de canal adyacente (tipo 2)	129
Figura 3.36 Plan de frecuencias para sistemas co-canal	130
Figura 3.37 Principio de XPIC (Cancelador de interferencias de polarización cruzada)	130
Figura 3.38 Sistema dualmente polarizado que sufre XPI.	131
Figura 3.39 Mecanismos de despolarización.	132
Figura 3.40 Discriminación por polarización cruzada.	133
Figura 3.41 Gota de lluvia achatada debido a su gran tamaño	135
Figura 3.42 Concepto de ojo de cerradura.	138
Figura 3.43 Red de radioenlace simplificada.	139
Figura 3.44 Distribución de estaciones.	139
Figura 3.45 Mecanismos de interferencia a largo plazo.	140
Figura 3.46 Mecanismos de interferencia a corto plazo.	141
Figura 3.47 Modelo para clasificación de enlace.	143
Figura 3.48 Disposición de canales alternos	148
Figura 3.49 a) Disposición de canales para antenas de doble polarización b) Disposición de canales para antenas de polarización simple o antenas con Tx/Rx común y polarización doble.	149
Figura 3.50 Disposición co-canal.	150
Figura 3.51 Disposición entrelazada.	151
Figura 3.52 Red de radioenlaces.	156
Figura 3.53 Red Simplificada.	158
Figura 3.54 Asignación de frecuencias para una red simplificada.	159
Figura 3.55 Red con la primera asignación de frecuencias.	161
Figura 3.56 Redes de anillo.	162
Figura 3.57 Canalización 6 GHz alta (Frecuencias en MHz).	163
Figura 3.58 Acoplamientos de RF indeseados entre canales de radio.	164
Figura 3.59 Red RE simplificada (Configuración triangular).	166
Figura 3.60 Atenuación entre antenas en la misma torre.	168
Figura 3.61 Modelo de interferencia (Operación co-polar)	169
Figura 3.62 Modelo de interferencia (operación polarización cruzada).	169
Figura 3.63 Red subestaciones radioenlazadas.	173
Figura 3.64 Ubicación de enlaces CENS S.A. E.S.P.	174
Figura 3.65 Diagrama de antena 2 m.	176
Figura 3.66 Diagrama de antena 3 m.	176
Figura 3.67 Diagrama de antena 2 m. HP	177
Figura 3.68 Diagrama de antena 3 m. HP	177

Figura 3.69 Red DRE – con la primera asignación de frecuencias.	178
Figura 3.70 Ejemplo de cálculo (operación co-polar)	180
Figura 3.71 Ejemplo de cálculo (operación polarización cruzada)	181
Figura 3.72 Red DRE con la segunda asignación de frecuencias	183
Figura 3.73 plan de frecuencias para caso de estudio	184
Figura 3.74 Probabilidad de avería de equipos.	185
Figura 3.75 Módulos en cascada. Fuente: [11].	188
Figura 3.76 Diagrama de bloques simplificados.	189
Figura 4.1 Mapa de Curvas de nivel de una zona del Dpto. Norte de Santander.	194
Figura 4.2 Trazado de línea entre los dos puntos de enlace. Los puntos de intersección curvas de nivel determinan la altura del perfil.	195
Figura 4.3 Perfil de terreno San Mateo - Palermo elaborado en hoja de cálculo a partir de los datos tomados del mapa.	196
Figura 4.4 Perfil del Enlace San Mateo - Palermo.	200
Figura 5.1 Acceso Al servidor de la NASA para descarga de mapas de elevación digital de terreno.	206
Figura 5.2 Perfil de terreno de la zona de Norte de Santander que encierra el enlace San Mateo – Palermo, altura 50 Km, con centro en lat: 7° 38' 00" long: 72° 30' 00"	207
Figura 5.3 Mapa digital correspondiente a la misma zona de la figura 5.2, actualizado por descarga de datos del servidor de LANDSAT en Radio Mobile.	208
Figura 5.4 Colocación de unidades de enlace.	209
Figura 5.5 Ubicación de subestaciones San Mateo y Palermo.	210
Figura 5.6 Definición de parámetros de red y de sistema.	211
Figura 5.7 Perfil del enlace Subestación San Mateo - Subestación Palermo.	212
Figura 5.8 Perfil 3D del enlace Subestación San Mateo - Subestación Palermo.	212

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1.1. Características del Transceiver 2810.	22
Tabla 1.2. Características de la fibra óptica SEL.	30
Tabla 2.1. Clasificación de bandas de microondas	38
Tabla 2.2. Valores típicos de C_R	62
Tabla 3.1. Factor climático a para diferentes regiones.	79
Tabla 3.2. Valores del coeficiente C_0 para las ecuaciones (3.26) y (3.28) para las tres gamas de alturas de la antena más baja y para tres tipos de terreno	82
Tabla 3.3. Resumen de los Objetivos ITU	108
Tabla 3.4. División del SES entre categorías de enlace	111
Tabla 3.5 Distribución del DM entre las categorías de enlace	111
Tabla 3.6 Distribución del ES entre las categorías de enlace	112
Tabla 3.7. Clasificaciones y objetivos para un HRDS.	115
Tabla 3.8. Objetivos de calidad basados en recomendaciones G.826 y G.827	118
Tabla 3.9. Intensidad de precipitación excedida [mm/h].	124
Tabla 3.10. Coeficientes de regresión para estimar la atenuación específica de la ecuación (3.57).	125
Tabla 3.11. Ejemplos de valores de CR para interferencias de canal adyacente.	128
Tabla 3.12 Datos de entrada.	142
Tabla 3.13 Análisis del enlace	144
Tabla 3.14 Planes de frecuencias recomendados por la ITU-R.	154
Tabla 3.15 Frecuencias Tx y Rx para estaciones A y B.	158
Tabla 3.16. Niveles umbral con niveles de interferencia reducidos	183
Tabla 3.17 Valores MTBF.	190

LISTA DE ANEXOS

	PÁG.
ANEXO A. ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO	227
ANEXO B. MAPAS DE CURVAS P_L (ITU-R REP. 563-4)	228
ANEXO C. MAPAS DE ZONAS DE LLUVIA(ITU-R REC. 837-1)	231
ANEXO D. MAPAS DE CONTORNO DE INTENSIDAD DE LLUVIA (ITU-R REP. 563-4)	232
ANEXO E. MAPAS PARA ΔN Y B_0 (ITU-R REC. 452-5)	235
ANEXO F. CÁLCULOS DE INTERFERENCIAS	239

RESUMEN

TÍTULO: DESARROLLO DE UN MODELO PARA DISEÑO Y PLANEACIÓN DE ENLACES DE MICROONDAS EN ENTORNOS RURALES: SUBESTACIÓN PALERMO-CENTRO DE CONTROL REMOTO.*

Carlos Alberto Palacio Naranjo**

Palabras claves: radioenlace, microondas, antena, radio, diseño y planeación.

Descripción:

Desarrollo de una metodología que permita planear radioenlaces en entornos rurales, con una aplicación específica entre dos puntos de enlace.

Debido a la falta de materiales propios en la Universidad Industrial de Santander para este tipo de estudios se realiza este proyecto con el fin de que se aproveche como material de consulta y apoyo en la potencial oferta de servicios en esta área por parte de la Universidad.

Inicialmente se realiza una investigación exhaustiva sobre reglamentación y recomendaciones que determinen bajo que modelos de radiopropagación y que parámetros de cálculo deben ser utilizados de acuerdo al entorno rural andino para un adecuado diseño. Se realiza una planeación de radioenlace específicamente entre dos puntos utilizando dos métodos de planeación, el primero de forma manual utilizando mapas impresos y el segundo utilizando mapas digitales de elevación de terreno, herramientas libres de planeación y una herramienta elaborada en hoja de cálculo; posteriormente se hace una valoración de resultados y una recomendación técnica de equipos; para finalmente determinar un modelo paso a paso que reúna las mejores características de ambas formas de planeación y se optimice el proceso y diseño de este tipo de radioenlaces.

*Trabajo de grado

**Facultad de Ciencias Fisicomecánicas; Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones; Director: Ernesto Aguilera Bermúdez

TITLE: DEVELOPMENT OF A MODEL FOR THE DESIGN AND PLANNING OF MICROWAVE LINKS IN RURAL ENVIRONMENTS: SUBESTACIÓN PALERMO-CENTRO DE CONTROL REMOTO.*

Carlos Alberto Palacio Naranjo**

Keywords: Radiolink, microwaves, antenna, radio, design and planning.

ABSTRACT

The present work consists in the development of a methodology for the planning of microwaves links in rural environments, specifically between two stations.

The aim of this project is to be a helping material in the potential service offer on the microwave area by the Universidad Industrial de Santander. It is intended in this way because of the lack of own materials of the institution for these kind of studies.

First, an exhaustive research is made about the regulations and recommendations that determine the radio propagation models and calculus parameters that must be used within the andean rural environment for an adequate design. Then, a radiolink planning is made specifically between two point using two different methods, the first one in a manual form using printed maps and the second using digitalized maps of terrain elevation, free planning tools and a worksheet developed tool. Later, a result evaluation and technical recommendations of equipments are made, to finally determine the step by step model that joins together the best characteristics of both planning methods and optimize the process and the design of this kind of radiolinks.

* Work of Grade

**Facultad de Ciencias Fisicomecánicas; Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones; Director: Ernesto Aguilera Bermúdez

INTRODUCCIÓN

Este proyecto está enfocado hacia la investigación y planteamiento de un procedimiento de planificación de radioenlaces en entornos rurales que permita al estudiante, tecnólogo o ingeniero de planificación de radioenlaces tener todos los parámetros de cálculo y predicción que son necesarios en el diseño de un sistema de comunicación de este tipo.

En este documento se brinda desde una introducción en las definiciones básicas de propagación y conceptos sobre patrones y parámetros de un sistema inalámbrico, pasando por modelos de radio propagación y métodos de cálculo para planificación y diseño. Posteriormente se ofrecen dos aplicaciones de procedimiento para un diseño específico, enlazando dos subestaciones eléctricas de la empresa Centrales Eléctricas de Norte de Santander S.A. E.S.P. (CENS S.A. ESP) y finalmente se propone una guía práctica de procedimiento para cálculo, diseño y planeación de este tipo de radioenlaces.

La investigación de este proyecto está apoyada en el aporte de experiencias e información de dos empresas: ETB (Empresa de teléfonos de Bogotá) que es una empresa de carácter nacional que se introdujo en el campo de las comunicaciones inalámbricas, y NERA una empresa multinacional especializada en grandes soluciones de comunicación inalámbrica. Estas dos empresas brindaron su colaboración en cuanto a información estadística, métodos de procedimiento en cálculo, predicción y experiencia práctica en el terreno de levantamiento.

El primer capítulo de este libro es un estudio de factibilidad en CENS SA ESP, buscando la alternativa de comunicación más viable para enlazar dos subestaciones. Este estudio llevó a proponer la idea de este proyecto. Para el lector que esté interesado específicamente con el diseño y planeación, este capítulo puede ser obviado.

ESTUDIO DE FACTIBILIDAD PARA DETERMINAR UNA ALTERNATIVA DE COMUNICACIÓN ENTRE SUBESTAIONES ELÉCTRICAS EN CENS S.A. ESP.

1.1 INTRODUCCIÓN

En la Empresa Centrales Eléctricas de Norte de Santander SA ESP (CENS SA ESP) se planteó la necesidad de crear un nuevo concepto de subestaciones al cuál se le dio el nombre de "subestaciones satelitales" orientadas a formar parte de una red de subestaciones adecuadamente automatizadas, integradas y enlazadas para un manejo de control, medida y protección remoto.

El proceso de estudio y recomendación se inició haciendo un inventario de los equipos manejados en las subestaciones de CENS SA ESP y valorando el estado y la capacidad de comunicación de los mismos dentro de un sistema integrado y automatizado, esto con la intención de evaluar el estado de la empresa en lo referente a estos dos procesos.

1.2 RECONOCIMIENTO DE EQUIPOS

Esta recolección de información de equipos aptos para ser integrados se hizo basada en el criterio de equipos que contaran con una herramienta de comunicación que permitiera transmitir información relacionada con eventos y medición de parámetros, hacia otros equipos, en algunos casos recolectarlos y enviar y/o recibir comandos de operación, utilizando un determinado puerto de comunicaciones con su respectivo enlace físico (RS232, RS485, UTP, fibra óptica, entre otros.).

La realización de este inventario en materia de equipos de subestación se hizo en todas las subestaciones urbanas con que cuenta la empresa en la ciudad de Cúcuta: San Mateo, Sevilla y

Belén. Pues en estas subestaciones se encuentran todos los equipos de operación que puedan poseer todas las subestaciones urbanas y rurales de la empresa.

Los equipos que se encontraron en las tres subestaciones capacitados para formar parte de este proceso se mencionan a continuación y se describe brevemente sus capacidades de comunicación cómo algunas de sus funciones de protección:

- Medidor de Potencia SIEMENS, SIMEAS P
- Medidor y Relé ALSTOM, MICOM P142
- Medidor y Relé SIEMENS, SIPROTEC 7SJ62
- Medidor y Relé MERLÍN GERIN, SEPAM 2000
- Medidor y Relé MERLÍN GERIN, SEPAM 1000
- Medidor y Relé MERLÍN GERIN, SEPAM 15
- Relé de Protección de desbalance ABB SPAJ 160C
- Relé de Protección MICOM M300

Los equipos SIEMENS, ALSTOM, MERLÍN GERIN, ABB y MICOM poseen la capacidad de envío y recepción de datos por medio de un enlace físico, ya sea cable serial por puerto RS232 y RS485 ó Fibra óptica, utilizando cada uno diferentes protocolos de comunicación cómo Profibus DP, Modbus, Jbus, IEC 60870-5-103, DNP 3.0, Courier y ASCII.

Equipos cómo los mencionados anteriormente se encuentran en las subestaciones de San Mateo, Belén y Sevilla; y en una menor proporción se halla algunos de ellos en el resto de subestaciones atendidas, con la anotación que en las subestaciones no atendidas se carece de equipos con este tipo de características, es decir en estas subestaciones se cuenta con un nivel de automatización e integración prácticamente nulo.

En las principales subestaciones atendidas (San Mateo, Belén y Sevilla), se pudo observar cierto nivel de automatización y control a un nivel local con la utilización de los equipos previamente indicados. Estas dos tareas se llevan a cabo en las subestaciones de la siguiente forma:

El equipo de SIEMENS, Simeas P, realiza medición de voltajes y corrientes de fase RMS, Frecuencia del sistema; potencia activa, aparente y reactiva. Estos parámetros son enviados a un computador que sirve de interfaz HMI (Human Machine Interfaz) dentro de la misma subestación, el envío se hace por medio de cable serial RS485 el cuál se conecta al puerto de comunicación ubicado en el panel posterior del dispositivo y al computador en el puerto serial vía MODBUS, el computador

procesa esta información y se visualiza en la interfaz del operador gracias a una herramienta de software desarrollada en Intouch® (generador de aplicaciones MMI destinadas a la automatización industrial, control de procesos y supervisión) cómo parte de un pequeño sistema SCADA.

Algunos de los parámetros que mide este equipo cómo factor de potencia total y por fase, desbalance de corrientes y voltajes de fase, armónicos de voltaje y de corriente, distorsión armónica total de corriente y de voltaje, demanda total y por fase de potencia activa aparente y reactiva sólo son visualizables en la pantalla del dispositivo de medición sin posibilidad de descargarlos a un dispositivo auxiliar de almacenamiento.

Los medidores y relés de ALSTOM, Micom P142 y M300, se encuentran conectados al computador de subestación por medio de cable serial RS485 a uno de los puertos posteriores de cada uno de los dispositivos, utilizando el protocolo de comunicación MODBUS. Con esta conexión es posible que el operador con la herramienta desarrollada en Intouch 7.0 pueda extraer registros de eventos y fallas; y registros oscilográficos almacenados en la memoria del relé (512 eventos y 50 registros oscilográficos). La configuración y ajustes de medición también se ejecutan por el envío de comandos a través de este mismo puerto. Mientras que los ajustes propios del relé se efectúan mediante la conexión de un computador al puerto RS232 ubicado en el panel frontal del dispositivo utilizando el protocolo Courier, conexión que no es permanente sino que sólo se establece al momento de la configuración.

El medidor y relé SIEMENS, Siprotec 7SJ62, a diferencia de los dos equipos anteriores posee en el panel posterior dos interfaces una de sistema y otra de servicio. La interfaz de servicio brinda la opción de conectarse a un sistema de control que permita manejar todas las funciones de las que dispone este equipo cómo maniobras de conexión, lectura de informaciones, cambio de los grupos de parámetros y extracción de datos oscilográficos y de perturbografía. Pero debido a que este equipo no maneja el protocolo de comunicación Modbus, se encuentra aislado del sistema de control local de subestación, lo que obliga a realizar las lecturas de información por inspección visual en el panel de servicio (pantalla del equipo) y en caso de ser necesaria la extracción de perturbografías u oscilografía así cómo las configuraciones de equipo o parámetros se hace necesario conectar al panel frontal del equipo por cable RS232 un computador con el programa DIGSI® 4 previamente instalado.

Los medidores y relés de SHCNEIDER ELECTRIC, SEPAM, cuentan con las mayores funcionalidades en cuanto a automatización e integración en CENS SA ESP, utilizando el protocolo Modbus y con una conexión física tipo RS485, estos equipos le permiten al operador local de subestación realizar

automatismos tales como vigilancia de mando indicando posición de los interruptores, maniobras de apertura/cierre de interruptores, enclavamiento y reenganche. En cuanto a las medidas visualizables el operador puede desplegar en el computador de control corriente de fase, tensión compuesta, frecuencia, potencia activa y reactiva y extracción de osciloperturbografía.

Al igual que los demás equipos el de ABB, SPAJ 160C, posee un puerto serial en el panel trasero desde donde se conecta al sistema de control local, para que este pueda adquirir los datos almacenados y de lectura.

1.3 CONTROL LOCAL DE SUBESTACIÓN

Respecto al manejo que tiene el operador desde el computador de control en la subestación correspondiente a cada sistema SCADA (Supervisión de control y adquisición de datos) local, las tareas que puede realizar son las siguientes:

- Apertura y cierre de interruptores
- Monitoreo de supervisión del estado del interruptor (abierto/cerrado)
- Parametrización de control, medida y protección (establecer parámetros p.e. establecer corriente de disparo)
- Integración de contadores y relés, que permite la visualización corrientes, voltajes y potencias
- Despliegue de planos unifilares de cada patio de subestación para realizar las maniobras de cierre y apertura en forma dinámica.
- Alarmas y visualización de las mismas
- Generación de datos para la realización posterior de gráficos de tendencia históricos
- Generación de informes personalizados.

Cómo se puede observar dentro de las opciones de acceso y manejo que puede realizar el operador de subestación, no se contemplan algunas funcionalidades que posiblemente se podrían implementar gracias a que los equipos de control medida y protección las poseen. En el caso concreto de CENS SA ESP la razón principal para que esto suceda es que se presenta diversidad de equipos que pertenecen a diferentes fabricantes, en general varios de estos equipos adquiridos hace un tiempo considerable, no manejan protocolos universales de comunicación, lo que implica que estén por fuera de un proceso de integración y/o automatización, y en el caso de ser estrictamente necesaria tal integración la empresa se vería precisada a adquirir conversores de protocolo, lo que incrementaría improductivamente el costo de dicho proceso.

Con esta recolección de información se puede reconocer que aunque algunos equipos se encuentran conectados al sistema de control local de cada una de las subestaciones (las que cuentan con este), no todos desempeñan por completo las funciones de comunicación para las que fueron diseñados o sencillamente no poseen las características funcionales con las que deberían tener idealmente como equipos de subestación, debido a que no son equipos recientes, además se presenta incompatibilidad entre equipos y a pesar de que algunos de estos dispositivos tienen la opción de almacenamiento en memoria, de historial de eventos, fallas y osciloperturbografía, los equipos no permiten la extracción de esta información desde una HMI local sino que se debe hacer directamente en cada dispositivo.

Esta valoración inicial llevó a la primera recomendación y fue que a pesar de no contar en estas subestaciones con un innovador sistema integrado y automatizado, el sistema actual le permite a las subestaciones vigentes funcionar de forma adecuada. Pero si lo que se desea es disminuir costos de funcionamiento, se debe suprimir el control local de las subestaciones actuales y proyectarlo a hacerlo en forma remota desde un centro de control, el cuál podría ser la subestación San Mateo.

1.4 SUBESTACIÓN SATELITE EL ESCOBAL

Este mismo proceso de inventario y valoración del estado de la integración y automatización sintetizado anteriormente, llevó a que el nuevo proyecto de CENS de crear "subestaciones satelitales" manejadas en forma remota iniciando con la Subestación El Escobal estuviera pautado por evitar el problema de la falta de universalidad en los protocolos manejados en los equipos.

De esta forma la recomendación de equipos para la subestación El Escobal estuvo caracterizada por ser una implementación con equipos de última generación en control, medida, protección y manejo de comunicaciones, de un único fabricante. Para esta subestación la recomendación que fue hecha en conjunto con el ingeniero jefe del departamento de potencia y el subgerente de la empresa.

La subestación El Escobal se construyó de tal forma que cuenta con una celda principal y dos auxiliares de salida. Los equipos recomendados para estas celdas fueron buscados de acuerdo a los dispositivos disponibles en el mercado, buscando en la menor medida posible el uso de dispositivos auxiliares y seleccionando las más adecuadas características en cuanto a funcionalidad en el control, medida y protección, así como la asistencia en comunicaciones.

Para la celda principal se recomendó el uso de un relé para reconexión y protección por sobrecorriente SEL 551 del fabricante Schweitzer Engineering Laboratories Inc. Este relé que cumple con todas las características de protección requeridas para esta celda, que son protección por sobrecorriente de fase, por secuencia negativa, por tierra residual y neutra; también cuenta con la particular funcionalidad de hacer las veces de un reconectador, esto es que además de proteger brinda hasta cuatro disparos de reconexión instantánea.

En lo referente a la integración y comunicación este relé ofrece en cuanto a reporte y monitoreo tres importantes funciones la medición de la demanda pico e instantánea, reportes de eventos de datos oscilográficos y secuencias de eventos grabados (hasta 256 almacenados en una memoria no volátil). Todo esto con la posibilidad de ser transmitido utilizando cualquiera de los protocolos manejados por el relé (ASCII, binary, y Modbus[®] RTU), hacia un PC conectado directamente al dispositivo, una estación de control local o hacia otro equipo de recolección y/o almacenamiento.

Para las dos celdas auxiliares la protección se escogió según las necesidades de cada celda y buscando características de integración que se acomodarán a un esquema de comunicación sencillo y eficiente. Por tal razón se escogió el relé SEL 351A del mismo fabricante (SEL) para cada celda.

Este relé es un elemento estándar dentro de la integración, que cumple con funciones de protección fundamentales para la celda (protección por sobrecorriente). Cumple además con funciones de medición, monitoreo, reporte de eventos y reporte de oscilografía. De igual forma que el SEL 551, cuenta con la característica de transmisión de la información almacenada e instantánea hacia otros dispositivos de recolección o almacenamiento y hacía una estación de control local.

La escogencia de estos relés, se planeo previendo la adquisición de un concentrador de comunicaciones que permitiese recolectar toda la información brindada por los relés para que pudiese ser enviada de alguna forma hacia un centro de control remoto y que al mismo tiempo se pudiese desde la estación remota enviar comandos de operación hacia los relés a través de este concentrador.

Para este tipo de solución la empresa que fabrica los relés ofrece un concentrador de comunicaciones de referencia SEL 2030, el cuál posee dos ranuras en las que se puede insertar una tarjeta Ethernet, cuya referencia es SEL 2701, que permite establecer comunicación con un medio exterior.

El dispositivo SEL 2030 es un concentrador/procesador de comunicaciones que se encarga de enlazar todos los dispositivos electrónicos inteligentes (IEDs) con función de comunicación dentro de una subestación, además este equipo se puede utilizar cómo un punto de contacto para un sistema SCADA, pero básicamente su principal función es la de integración tomando los demás dispositivos IEDs de la subestación que se conectan a sus 16 puertos seriales para recibir mensajes de reportes de eventos ya sean periódicos, instantáneos o almacenados y talvez una de sus funciones más importantes, es que a través de él, es posible que los relés reciban comandos de operación enviados desde una estación remota conectada al SEL 2030 por un determinado sistema de comunicación.

Un concentrador de este tipo puede brindar varias funciones dentro de la operación normal o avanzada de una subestación integrada (o en proceso de integración). Una de ellas es ser integrador maestro de subestación, esto es que por sus características de recolectar y almacenar datos de numerosos dispositivos, puede analizar las parte útiles y distribuirlas a otros dispositivos o sistemas. Además por su capacidad para enrutar información, puede ser el elemento principal en una red de comunicación para una subestación pequeña, o puede ser un integrador de subred junto con uno o más nodos en una red de subestaciones.

Cómo se mencionó anteriormente el concentrador puede estar interconectado con una variedad de dispositivos, esto incluye RTUs (Unidad Terminal remota) y HMIs (Interfaz Hombre-Máquina), de ahí que este dispositivo actúe como un concentrador de datos, ya que la RTU puede consultar, enviar o extraer información del SEL 2030; o bien este puede estar conectado a un sistema dedicado SCADA y ser consultado por un dispositivo central HMI.

Conjuntamente la tarjeta SEL 2701, funciona cómo una tarjeta de red Ethernet que permite mover información a 10 Mbps o 100 Mbps hacia una red externa o local. Esta se introduce en uno de los sócalos que tiene el concentrador SEL 2030 y su función principal es llevar la información que recolecta el concentrador a un centro de monitoreo y control remoto.

El esquema escogido para la conexión de los relés hacía el concentrador que contiene la tarjeta ethernet se muestra en la figura 1.1, en esta topología de una red estrella (estándar EIA 232) conectada a una estación remota, se muestra una conexión directa de los dispositivos SEL hacia el concentrador y la opción de salida de la información recolectada por este hacía el centro de control remoto. Con este arreglo, una sesión *Telnet* (Protocolo para acceder a una máquina remota en modo terminal) le permite a la estación remota conectarse al SEL 2701 y manejar la interfaz de

usuario del SEL 2030 y de los equipos SEL conectados a este, cómo si se estuviese haciendo por medio de una conexión serial directa al panel frontal de cada uno de los dispositivos.

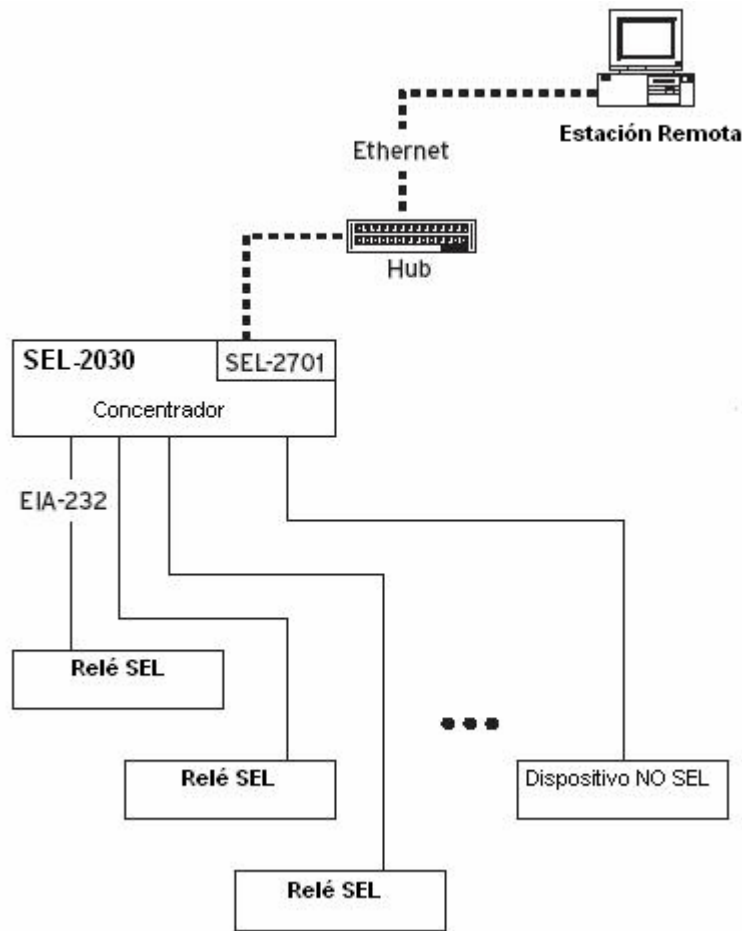


Figura 1.1. Esquema de integración y comunicación remota con equipos SEL. Fuente: Manual SEL 2032

- El procesador de comunicaciones podrá actuar como un cliente/servidor, concentrador de datos, archivo de la subestación, plataforma lógica programable, enrutador, interruptor de comunicación y programador de sincronización de tiempo.
- El tiempo para llevar a cabo las acciones de mando Maestro-IED puede ser más rápido que en la topología bus.
- Esta topología es la menos costosa teniendo en cuenta el entorno de conexión que se presenta en las subestaciones.

- El respaldo en comunicaciones en subestaciones es de vital importancia, por lo que la independencia que implica las conexiones punto a punto de la red no afecta posibles caídas de la red en general (como ocurriría en otras topologías).
- Los cambios de protocolo requeridos en la subestación se realizarían en el procesador de comunicaciones en vez de hacerlo en cada uno de los relés.

Debido a que los equipos SEL que se utilizarán tienen como interfaz RS-232, se utiliza un conector DB 9 pines, teniendo en cuenta los límites de operación con la velocidad de transmisión y la longitud del cable dentro de un entorno de subestación. Es decir para RS-232 cuya tasa de transmisión está por debajo de los 20 Kbps y haciendo pruebas para una velocidad de 19.2 Kbps y una longitud de cable de 15 m. la distorsión de bias es del 10% lo que implica que no hay errores por pérdida de datos.

Para comunicación en entornos normales y con cable estándar se recomienda que la longitud del cable EIA-232 no exceda los 15 metros y para longitudes mayores a 3 metros se deben utilizar protecciones en los cables. Sin embargo para que la comunicación entre el procesador de comunicaciones (SEL 2030) y las celdas (SEL 351A) no presente problemas referentes a distancias relativamente largas que causen pérdida de datos, comunicación interrumpida, u otros problemas de interferencia, se recomendó utilizar cables proporcionados por la misma empresa (SEL)

1.5 ALTERNATIVAS DE CABLE SEL

Los siguientes son cables que ofrece el fabricante para conectar el SEL 2030 con el SEL 351A, se presentan dos tipos, cable de cobre y fibra óptica:

Cable C273A

- Conector DB-9, macho-macho.
- 8 conductores de calibre 22 AWG.
- 7/30 cobre-estaño con chaqueta PVC.
- Escudado: 1298C, unshielded: 1177.

Cable C239: Utiliza derivación de señal IRIGB antes de entrar al relé

- Conector DB-9, macho-macho.
- 8 conectores de calibre 22 AWG.
- Shielded: alpha 1298C o igual, Unshielded: alpha 1177 o igual.

De acuerdo con el entorno en caso de presentarse problemas muy críticos por la fuerte interferencia electromagnética, no solucionables utilizando cables de cobre, se recomienda utilizar cables de fibra óptica.

La utilización de fibra incluye la presencia ineludible de transceiver (transductor), por tanto para evitar problemas de compatibilidad y dar una solución rápida se recomiendan la fibra y el transceiver de la empresa SEL.

Fibra óptica

- Capacidad de transmisión por encima de 500 m.
- Fuente óptica de 650 nm. (luz visible) LED.
- Rango de temperatura -45° C a 85° C.
- Velocidad de transmisión de datos 0-20 Kbps.
- Retardo de datos:
 - o Dato serial: 50 μ s más 5 μ s/Km. de fibra.
 - o Código de tiempo IRIG-B: 80 μ s más 5 μ s/Km. por fibra.
- Requerimientos de potencia:
 - o A transmitir: 12mA a 3.5 V DC mínimo en el pin TXD, soporte de distancia, ver tabla 1.
 - o Al recibir y pasar, activar en el nivel alto al pin CTS en el SEL 2810MT: 10 mA para RTS manteniendo en alto 5V DC mínimo
 - o Al recibir y pasar, activar en nivel alto el pin CTS en el SEL 2810MR

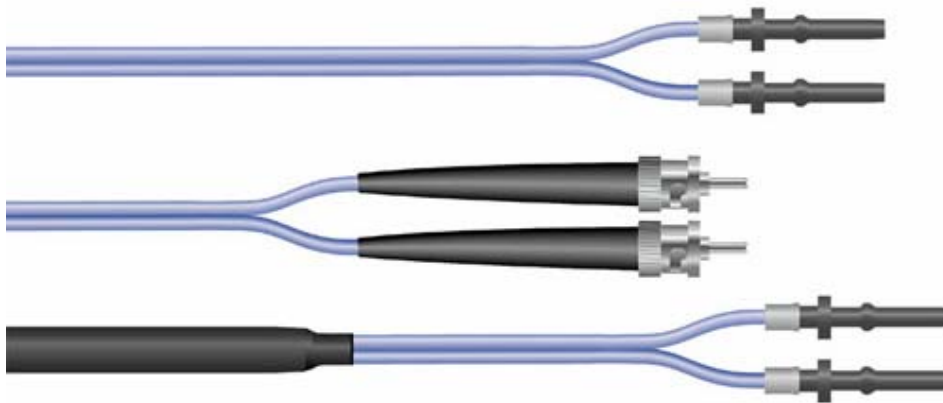


Figura 1.2. Cable de fibra óptica multimodo SEL 200 Micron. Fuente: Manual fibra SEL.

Transceiver 2810

De fácil instalación a los conectores del SEL 2030 y SEL 351^a. No necesita accesorios adicionales y posee conexión a RS-232.

Requerimientos

- 2 transceivers, uno 2810MT y otro 2810MR.
- 2 Fibras multimodo de 200 μm de diámetro, de longitud apropiada, fibra tipo estándar-duty, flan zipcord, código C800FZ. De la empresa SEL.
- 2 Conectores V-pin.
- Cable de conector de entrada IRIG-B separado, C652.



Figura 1.3. Transceiver 2810. Para comunicación serial full-duplex. Fuente: Manual SEL 200.

Table 1: Maximum Lengths		
SEL-200, -300, -500, -700 series relays, SEL-2020/2030, SEL-2100, SEL-RTS, SEL-DTA2 or other devices supplying 12 mA at 3.5 Vdc minimum on the TXD pin.		
Margin for Splices	Temperature Range (cable and modems)	
	-40° to +85°C	0° to +70°C
3 dB	1640 ft. (500 m)	1960 ft. (600 m)
0 dB	2460 ft. (750 m)	2950 ft. (900 m)

Tabla 1. Características del Transceiver 2810.

1.6 SESIÓN TELNET Y FTP REMOTOS

Con la configuración que se mencionó anteriormente, es posible, cómo se muestra en las figuras 1.2, 1.3 y 1.4, que un operador desde el centro de control remoto, maneje la interfaz de usuario de los dispositivos utilizando una sesión Telnet, y de esta forma a través de la tarjeta SEL 2701 incluida en el SEL 2030, se puede: enviar comandos, arreglar configuraciones y extraer la información almacenada (reportes de eventos, oscilografía, entre otros.) en cada uno de los relés conectados al concentrador.

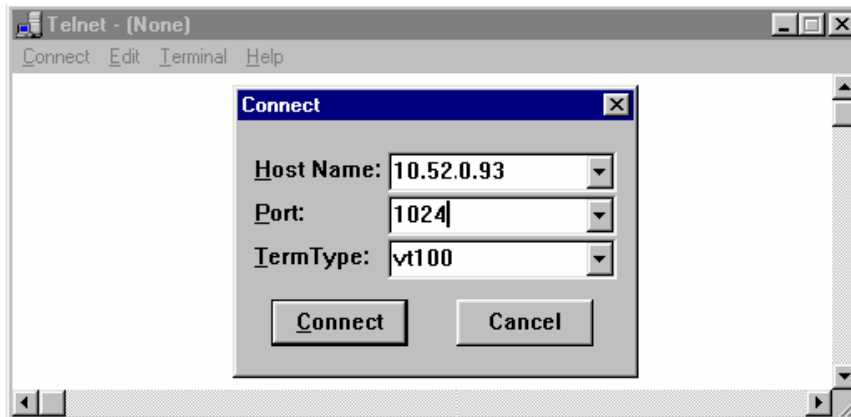


Figura 1.3. Conexión Telnet a la tarjeta SEL 2701

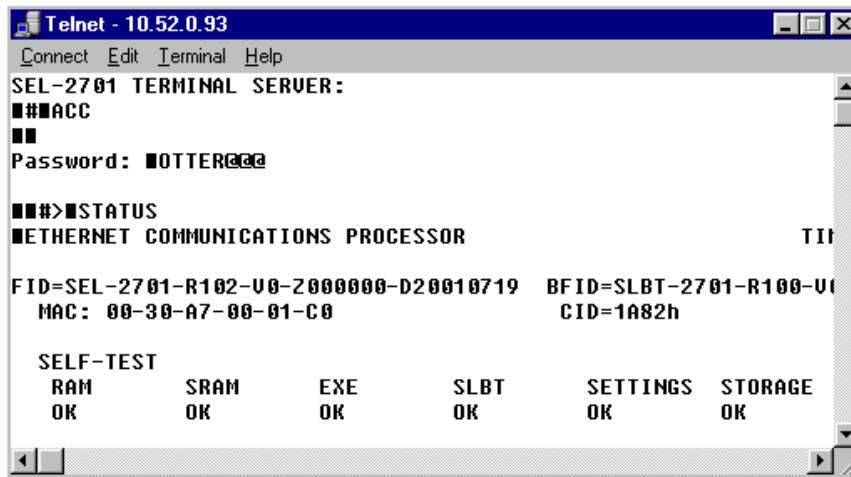


Figura 1.4. Pantalla de inicio de sesión Telnet de una estación remota al SEL 2701

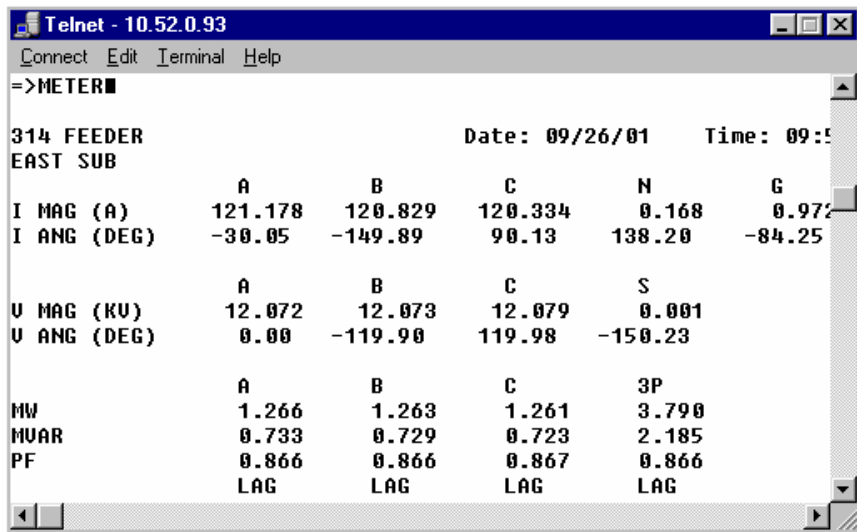


Figura 1.5. Respuesta a un comando de medida enviado al SEL 2701 (los parámetros mostrados pertenecen a un relé conectado a uno de los puertos del SEL 2030).

Además utilizando el protocolo FTP, se puede realizar extracción de archivos del "host" (SEL 2030) en el que se encuentra la tarjeta. Como se muestra en las figuras 1.5, 1.6, y 1.7, desde una estación remota se pueden extraer reportes de eventos, reportes de eventos secuenciales almacenados (SER), configuraciones del host y estampas de medición de parámetros

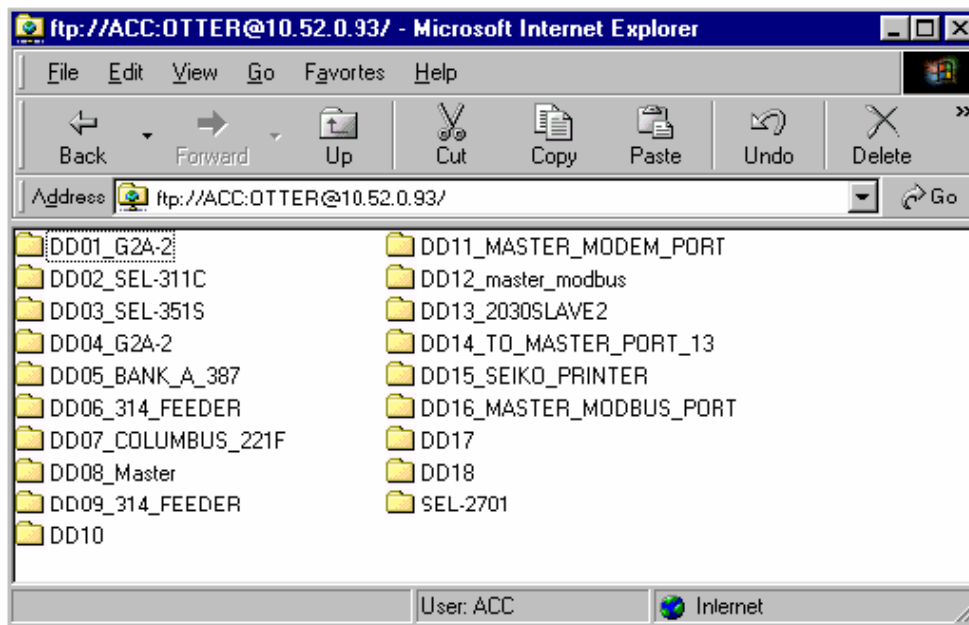


Figura 1.6. Conexión FTP al SEL 2030

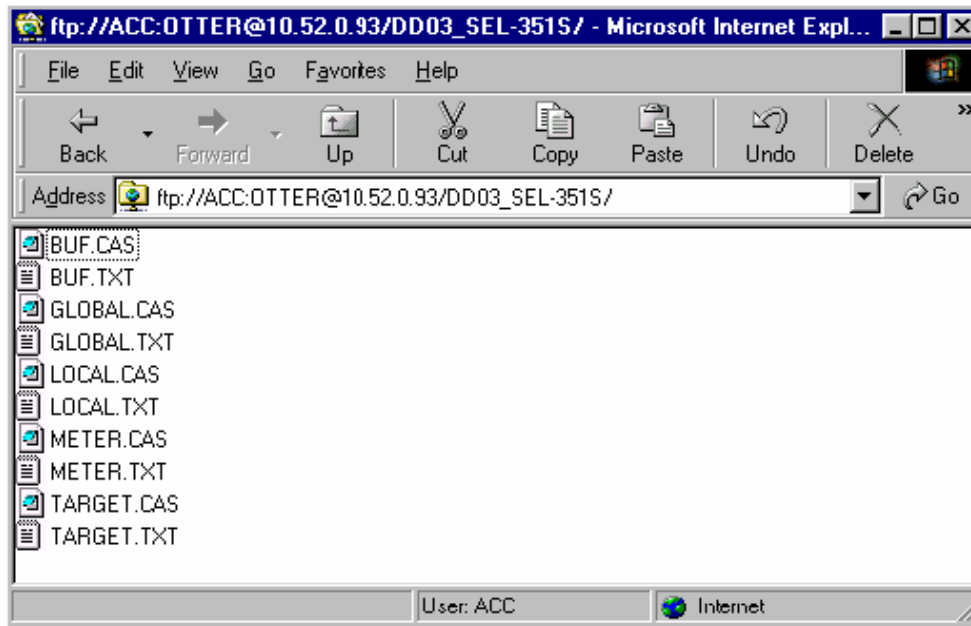


Figura 1.7. Archivos de datos almacenados en el SEL 2030 de un relé conectado a uno de sus puertos

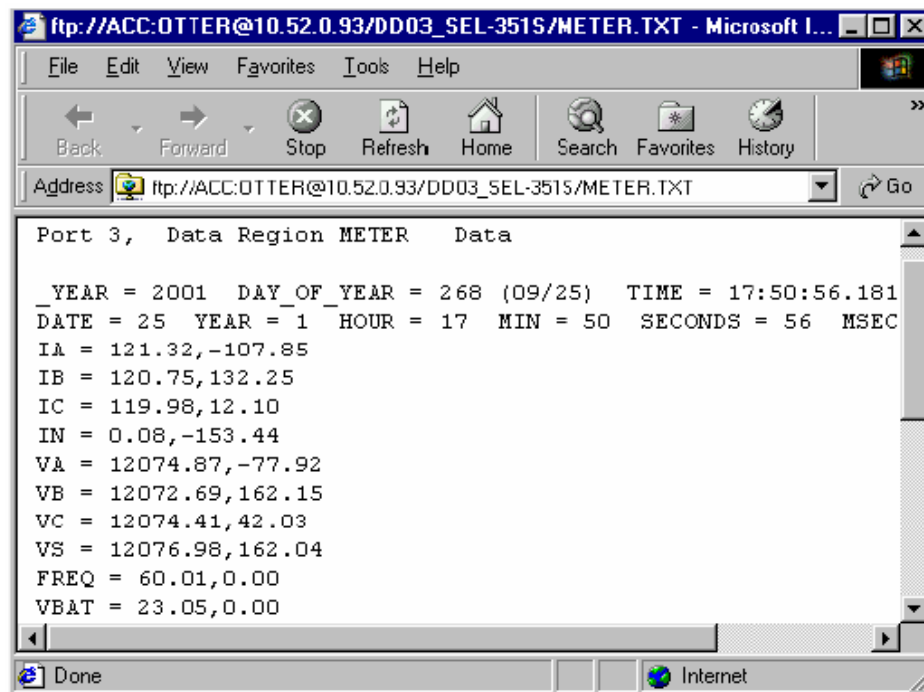


Figura 1.8. Datos medidos del relé SEL 351 conectado al puerto 3 del SEL 2030

Cómo está expuesto, el conjunto de equipos SEL brinda la posibilidad de supervisar y de manejar los relés en forma remota, sin embargo actualmente en las subestaciones urbanas de CENS S.A.

E.S.P. el control local de las subestaciones se hace con una aplicación en Intouch ® que permite (cómo se explicó anteriormente en el inicio) la apertura/cierre de interruptores, monitoreo del estado del interruptor, despliegue de planos unificares y visualización de alarmas. A pesar de ser esta una aplicación local resulta bastante apropiada para operar los circuitos (circuitos de patio) de las subestaciones.

Teniendo en cuenta que la aplicación de Intouch ® existente es una herramienta valiosa para operar los circuitos de patio de las subestaciones y que a su vez los dispositivos de SEL ofrecen un conjunto apropiado para monitoreo, medida, control y protección de la subestación, se propuso trasladar estas dos soluciones para que se manejen paralelamente como el instrumento de operación, control, medida y protección desde una estación remota de manejo de subestaciones.

1.7 MEDIO FACTIBLE PARA COMUNICACIÓN REMOTA

El esquema planteado dentro de la subestación El Escobal, se generaliza para las subestaciones próximas a construir, cómo lo son Villa del Rosario y la Ínsula, para las que se recomendó utilizar esta topología de comunicación.

La incógnita que surge posterior al planteamiento de este esquema, es la forma como se establecerá la comunicación desde cada subestación a la estación remota, más específicamente el medio a utilizar para la transferencia de datos entre subestaciones y el centro de control.

Inicialmente se plantearon tres alternativas de comunicación por su precedente de uso en control remoto de subestaciones: Fibra óptica, par trenzado y microondas. En primera instancia, teniendo en cuenta que los equipos recomendados para la integración pertenecen a SEL, por compatibilidad y por indicación de la gerencia de CENS se exigió realizar en principio un estudio de factibilidad del medio con la fibra óptica que ofrece Schweitzer Engineering Laboratories Inc.

Correspondiendo a la necesidad de CENS de ampliar la cobertura de distribución hacia otros sectores de la ciudad de Cúcuta (subestaciones la Ínsula y Villa del Rosario), se propuso hacer el estudio de factibilidad del medio indicado entre la subestación en proyecto la Ínsula y la subestación maestra San Mateo (como centro de control), de forma tal que sea desde la subestación San mateo que se manejen los procesos de control, medida y protección con los equipos SEL de la nueva subestación.

Al comenzar el estudio no se conocen exactamente la cantidad de celdas que se utilizarán en la subestación la Ínsula, sin embargo se sabe que inicialmente se instalaría un módulo en esta subestación, que básicamente supone la utilización de un relé SEL 351A (sus características están descritas anteriormente) y el concentrador SEL 2030, los cuáles se conectarían en una topología

estrella (como en la subestación El Escobal), asumiendo que se incrementará posteriormente el número de celdas.

1.7.1 Comunicación utilizando fibra óptica

Diagrama de Bloques

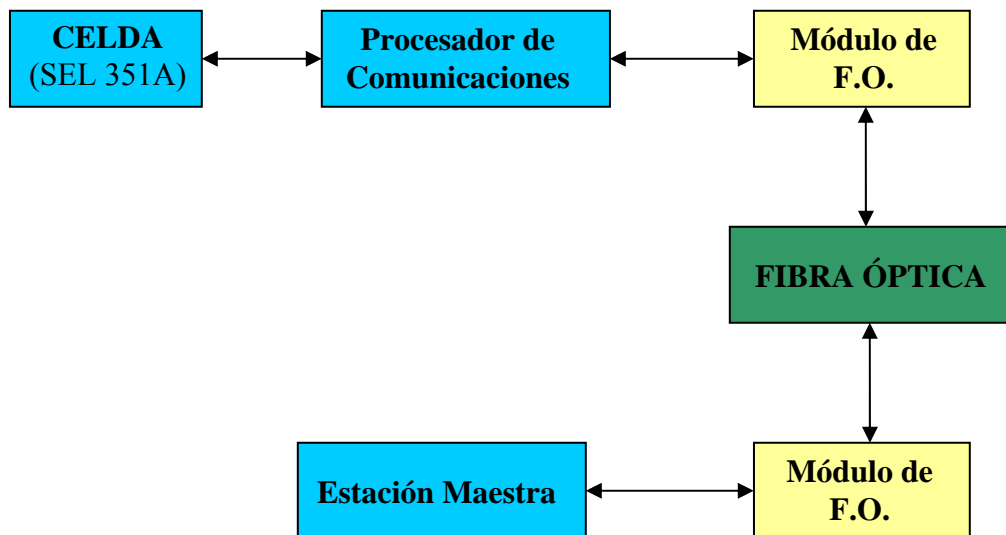


Figura 1.9 Comunicación utilizando fibra óptica.

1.7.2 Equipo para Fibra Óptica

El equipo principal para la transmisión y recepción de datos a través del medio de comunicación es el módulo de fibra óptica, ya que es el encargado de transmitir los datos a la estación maestra a través de la fibra y recibir los datos enviados por este, hacia los equipos a controlar.

En el mercado existen muchos tipos de módulos para fibra óptica, con capacidades que cumplen las funciones y requerimientos establecidos por el proyecto.

1.7.3 Condiciones

Para recomendar el módulo de fibra óptica se tuvo en cuenta tanto las condiciones físicas a superar como los parámetros de los equipos para mantener un correcto enlace de comunicación.

1.7.4 Condiciones físicas del terreno

1. La distancia entre las subestaciones San Mateo y La Ínsula, se tomó del mapa de la línea de interconexión de alta tensión 115 KV, ya que es de interés para la empresa utilizar el tendido PLP (Portadora por Línea de Potencia). La distancia tomada es aproximadamente 12903.76 m.
2. Las alturas de las subestaciones son las siguientes:
 - San Mateo 505.06 m.
 - La Ínsula 510.67 m.

1.7.5 Condiciones del enlace

1. Potencia de transmisión y sensibilidad del receptor en el módulo de fibra óptica
2. Atenuación por kilómetro del cable de fibra óptica.
3. Número de empalmes.
4. Número de conectores utilizados.

1.7.6 Condiciones de la conexión estrella

1. Velocidad máxima de transmisión del procesador de comunicaciones 38.400 baudios.
2. Interfaz de comunicaciones EIA-232.

1.7.8 Transceiver de fibra óptica SEL 2815

SEL ofrece diferentes tipos de transceivers teniendo en cuenta la longitud del tendido de la fibra, para la distancia San Mateo-La Ínsula (12903.76) se escogió este dispositivo que puede trasladar datos hasta distancias de 15 Km.



Figura 1.10. Transceiver 2815. Comunicación de hasta 15 Km.

1.7.8.1 Características del transceiver

Este dispositivo logra una conexión para distancias de hasta 15 Km. utilizando fibra multimodo. Usa un conector normal ST, el puerto de conexión a los equipos de subestación es EIA 232 con conector DB-9 que puede ser macho o hembra opcionalmente, y la velocidad de transmisión de datos es de 0 – 40 Kbps.

La alimentación la recibe del equipo al que se encuentra conectado, evitando la utilización de fuentes de alimentación o instalaciones eléctricas de potencia, y usa un interruptor para seleccionar DCE o DTE en las configuraciones de los pines.

Para este transceiver la tasa de errores de bit (BER) es de 1×10^{-9} , es menos susceptible al EMI (Interferencia electromagnética)/RFI (Interferencia por radiofrecuencia) que los cables de cobre. Utiliza la tecnología de láser de emisión de superficie de cavidad vertical (VCSEL) que proporciona componentes de aislamiento ideales para el entorno de subestación y un bajo consumo de potencia.

1.7.9 Requerimientos de instalación

Para la instalación del transceiver SEL 2815 se requiere lo siguiente:

- Dos transceiver (uno para cada punto de llegada de la fibra)
- Longitud apropiada para dos cables de fibra multimodo, con diámetros de 50 – 200 μm .
- Dos conectores ST.

1.7.9.1 Especificaciones técnicas

- Se conecta directamente al puerto serial del procesador de comunicaciones SEL 2030
- Retardo de datos: 36 μs más 5 μs de la fibra.
- Fuente óptica: 850 nm (infrarrojo), tecnología de transmisión VCSEL. Nivel de transmisión - 3.6 a -17.1 dBm.
- Temperatura de operación: -40° a 85°C.
- Requerimiento de potencia: El transceiver recibe la alimentación de potencia por la línea TXD del estándar EIA 232 conectado al pin 2 ó 3 del conector DB-9.
- Cable de Fibra óptica: Fibra multimodo de 50 – 200 μm .

1.7.10 Cable de fibra óptica de SEL

Según la tabla 2 dada por el fabricante del transceiver y de acuerdo con los cálculos realizados más adelante, se escogió el tipo de fibra adecuada para este tramo.

Typical Cable Length			
Fiber Diameter (μm)	Power Budget (dB) (-40° to +85°C)	Typical Fiber Loss (dB/km) at 25°C	Maximum Cable Length (km)
50	41	2.7	15.2
62.5	41	3.2	12.8
100	41	4.0	10.2
200	41	6.5	6.3

Tabla 2. Características de la fibra óptica SEL.

Tomando la fibra de 50 μm, se obtienen los siguientes resultados:

Tipo de fibra: 50μm

Pérdida por conector: 2dB/conector

Número de conectores: 2

Pérdida de la fibra: 2.7 dB/Km.

Potencia óptica disponible: $41 \text{ dB} - (2 \times 2\text{dB}) = 37 \text{ dB}$.

Longitud máxima del cable: $37 \text{ dB} / 2.7 \text{ dB/Km} = 13.7 \text{ Km}$.

Utilizando fibra óptica de 50 μm de diámetro es posible cubrir la distancia San Mateo-La Ínsula. Por las características del entorno se recomienda utilizar fibra óptica con chaqueta PVC para el tendido entre subestaciones, y para el interior de las instalaciones utilizar fibra tipo Zipcord.

1.7.11 Recomendaciones y características de la conexión con fibra

- Las referencias a utilizar en cuanto a cable son las siguientes:
 - Conector V-pin, cable tipo zipcord: C800FZ
 - Conector V-pin, cable con chaqueta PVC: C800FD

- Conector ST, tipo de cable zipcord: C800FZST
- Conector ST, cable con chaqueta PVC: C800FDST
- Para empalmes utilizar "bushings" (empalmadores) tipo C800.
- Utilizar el estándar zipcord duplex con chaqueta redonda PVC para aplicaciones interiores.
- Los dos tipos de fibra (para interiores y exteriores) usan revestimiento fuerte de sílice de 200 μm y centro de sílice de baja pérdida.
- Existe la opción de escoger el tipo de conector: sistema V o conector ST.
- Con este tipo de fibra es posible hacer la interconexión entre el procesador – relés y el procesador – IEDs (PLCs, RTUs, relojes de sincronización, interruptores de teléfono, módems, metros, DFRs, entre otros).
- La fibra zipcord tipo FZ no deben ser instalados donde queden expuestos a la luz solar.
- Para los trabajos de instalación y empalmaría se recomienda adquirir los siguientes equipos:
 - Conector V-pin, empalme bushing: S800
 - Conector ST, empalme bushing: 090-5011

1.8 VENTAJAS UTILIZANDO FIBRA ÓPTICA SEL:

- Insensibilidad a la interferencia electromagnética, contrario a lo que ocurre con los cables de cobre.
- El costo de la fibra es relativamente bajo ya que se optó por fibra multimodo (Normalmente para estas distancias se utiliza fibra monomodo que es más costosa).
- Compatibilidad dentro del sistema, ya que todos los componentes son del mismo fabricante.
- Las conexiones en los terminales son de ajuste mecánico, por lo que no es requerido epoxy o pulimento.
- Debido a la simplicidad de los elementos (fibra, conectores, transceivers), es casi nula la adquisición de accesorios para la instalación y conexión.
- El ancho de banda que ofrece la fibra es bastante amplio, ideal para posibles ampliaciones futuras en el flujo de información de la empresa sin tener que cambiar el medio o pagar tarifas adicionales por el servicio.

1.9 DESVENTAJAS UTILIZANDO FIBRA ÓPTICA SEL

- Si se utiliza este clase de fibra se tendrá que hacer el tendido superficial o por ductos, en una distancia bastante considerable, ya que esta fibra no posee las características para

tendido aéreo, que es un punto de interés para la empresa CENS, incrementando notoriamente tanto el trabajo de tendido como los costos de instalación y el factor seguridad quedaría entre dicho.

- La apertura de zanjas en una gran parte del área metropolitana de la ciudad de Cúcuta, conllevaría a realizar trámites legales para su ejecución, lo que retrasaría la ejecución de los trabajos.
- No existe experiencia en la ciudad de Cúcuta en la utilización de fibra óptica SEL y muy poca en otras ciudades en dónde se han hecho montajes de fibra.
- Dentro de las opciones de fibra óptica de SEL no existe fibra antillamas. Este tipo de fibra es de importante uso dentro del entorno de subestación de debido al riesgo de incendio que se presenta en este.
- La fibra de SEL es recomendada únicamente para conexiones en dónde intervienen equipos de la misma empresa, sólo de esta forma se garantiza que cumplirá con los parámetros establecidos.
- Debido a las condiciones de ubicación y del medio de comunicación utilizado entre la S/E La Ínsula y S/E San Mateo, se prevé la posibilidad de hacer una derivación en la fibra (sangría), para unir a la red a la S/E El Escobal. Lo cuál resultaría una complicación de debido los problemas que se presentarían en la transmisión de datos y no se garantizaría una comunicación confiable entre subestaciones.

1.10 COMUNICACIÓN UTILIZANDO UN PAR DEDICADO

Cómo segunda opción de comunicación se revisó la posibilidad de utilizar el servicio de par dedicado para transmitir datos. De esta opción se darán las características, puntos a favor y en contra desde el punto de vista técnico.

Este servicio es utilizado por empresas que buscan una forma lo más austera posible para comunicación, orientada a la conexión, para mover datos a una velocidad razonable y de bajo costo.

El servicio consiste en que el cliente renta una línea privada entre dos nodos para poder enviar información continua. Este tipo de comunicación fue consultado a la Empresa Nacional de Telecomunicaciones (TELECOM-CÚCUTA).

1.10.1 Diagrama de Bloques

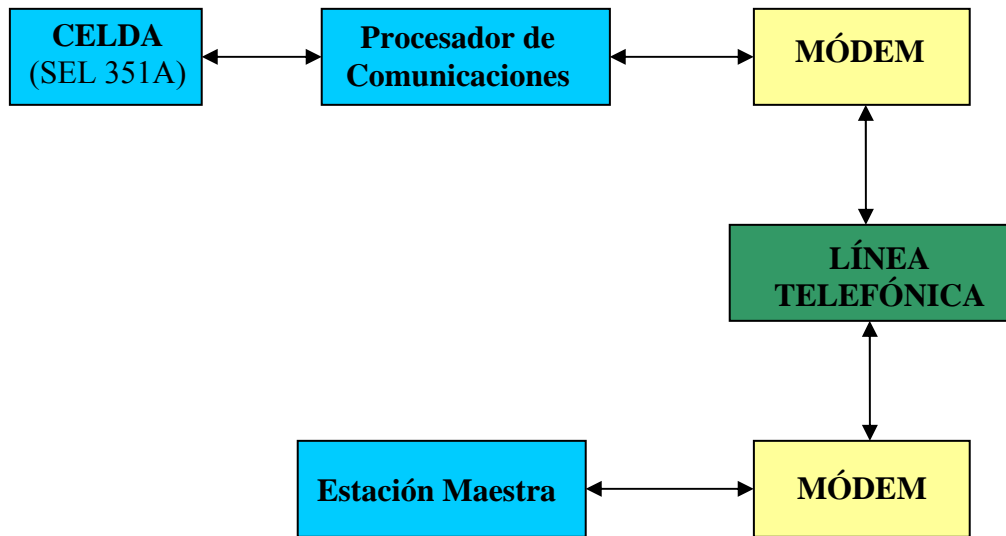


Figura 1.11. Diagrama de bloques con la opción de par dedicado.

1.10.2 Características

- La velocidad de transmisión que maneja 64 Kbps hasta 2048 Kbps (dependiendo del precio pagado por el alquiler del canal), es relativamente apropiada para el tipo de información manejado entre subestaciones que es de 38.4 Kbps aproximadamente.
- Utiliza como medio de comunicación la red telefónica, lo que hace necesaria la instalación de un módem en cada uno de los nodos de conexión acorde a las características de confiabilidad y transmisión deseadas.
- El tipo de cable de comunicación que principalmente se utiliza es de cobre (par trenzado), aunque hay algunas redes de mayor tráfico que utilizan fibra óptica.
- Para la interconexión de la red, se utilizan subcentrales telefónicas para enrutar el par aislado hacia los nodos o puntos de interés.
- El tipo de servicio que se ofrece actualmente como un servicio de conmutación de paquetes es el Frame Relay.
- Este servicio implica rentar una línea telefónica para el uso del canal libre con disponibilidad 24 horas al día.
- La empresa que ofrece el servicio, se encarga de realizar el tendido de la red hasta el punto de entrada de la edificación o terreno.

1.10.3 Cables

Se manejan varias categorías según los rangos de operación o dependiendo de la red que se esté conformando. Para este caso se recomiendan las siguientes opciones en cables:

- Cable UTP de 24 a 22 AWG de 100 ohm, para transmisión de voz a 80 metros.
- Cable UTP de 24 o 22 AWG de 100 ohm, para transmisión de datos a 90 metros (UTP cat. 3 desde 5 a 16 MHz, cat. 4 de 10 a 20 MHz y cat. 5 de 20 a 100 MHz).
- Cable STP de 150 ohm, para transmisión de datos y BW de 20 a 300 MHz, para 90 metros.

1.10.4 MODEM

Para este tipo de comunicación se recomienda la utilización de un módem externo como el de la figura 1.11, que sirva de interfaz entre la línea analógica y el PC de subestación, de esta forma se hace necesario establecer el tipo de módem y sus características de acuerdo a los parámetros que exigen las condiciones de la conexión.



Figura 1.12. Ejemplo de un módem externo tipo industrial.

Cómo se mencionó anteriormente la comunicación básica entre subestaciones demanda una tasa de datos de 38.4 Kbps, por lo que con un módem de 56 Kbps bastaría para suplir las necesidades de transmisión.

Sin embargo se debe tener muy en cuenta el módem a adquirir, ya que en este sus parámetros juegan un papel importante. Particularmente es de especial cuidado el protocolo que utiliza el módem para compresión de datos. El protocolo V.90, es un protocolo de transmisión asimétrica (tasa de subida de datos diferente a tasa de bajada), es decir para bajar datos alcanza hasta 56 Kbps, pero para bajada en su mejor condición alcanza 33.6 Kbps, lo que se encuentra por debajo

de la tasa de datos establecida para estas subestaciones. Para este caso se recomienda un módem con protocolo V.92 que alcanza una tasa de subida de hasta 48 Kbps y de bajada 56 Kbps.

1.10.5 Características del módem

- Protocolo ITU V.92, que permita subida de datos de hasta 48 Kbps.
- Debe tener conexión al puerto serial RS-232, con velocidad de por lo menos 115 Kbps.
- Las velocidades de conexión deben ser compatibles a líneas analógicas.
- El módem a utilizar debe ser de uso industrial en cuanto confiabilidad y robustez, características dadas por:
 - o Capacidad de reconexión ante caídas de línea.
 - o Aislamiento en la circuitería debido al entorno de desempeño.
 - o Control de error de datos
 - o Identificación de llamadas entrantes, además de permitir atender sin cortar la conexión de la red.
- Acceso remoto para hacer configuraciones y repararlas, hacer instalaciones y mantenimiento del "set up" y actualizar el firmware.

1.11 VENTAJAS DE LA UTILIZACIÓN DE PAR DEDICADO

- Es una opción de comunicación bastante económica en referencia a cualquier otra posible para este tipo de transmisión de información.
- La instalación de equipos resulta bastante sencilla, de forma tal que CENS está dispuesta a realizar por su cuenta los trabajos de instalación y mantenimiento, lo que resulta en una reducción grande de costos
- Para la tasa básica necesaria de transmisión resulta una opción adecuada dentro de sus especificaciones técnicas.

1.12 DESVENTAJAS DE LA UTILIZACIÓN DE FIBRA ÓPTICA

- La distancia que hay desde la S/E la Ínsula hasta la caja de dispersión de la línea telefónica es demasiado larga. E instalar una línea telefónica hasta ese punto, requiere el montaje de postería, largos tramos de cable, accesorios de conexión y mano de obra, lo que aumentaría costos.

- La línea del par que llega hasta a cada una de las subestaciones es de cobre, lo que implica que la transmisión de datos se vea afectada o deteriorada por la EMI/RFI, convirtiéndose esto en errores en el envío de datos e información.
- Para que el módem pueda enviar a 48 Kbps y recibir a 56 Kbps, las condiciones de la conexión deben ser óptimas (líneas en perfectas condiciones y con pocas pérdidas).
- Las líneas de telefonía fija (pares telefónicos), requieren de trabajos de reparación constantes, lo que implica el corte en la conexión de red. Además de los cortes que se presentan por lluvia o por diversos daños físicos que presentan las líneas por su susceptibilidad a los mismos. Lo que resulta inaceptable por la importancia y la necesidad de una conexión permanente entre subestaciones.
- Esta solución requiere la instalación de un PC en cada una de las subestaciones "esclavas".
- Muy posiblemente en un futuro cercano la empresa espera aumentar el flujo de información, al incluir transmisión de voz y video, por lo que esta solución resultará obsoleta e implicará el reemplazo de equipos así como el aumento en el costo del alquiler del canal ya que se tendría que aumentar el ancho de banda.

Las dos alternativas planteadas anteriormente (a sugerencia de CENS estudiadas), dejan ver que los inconvenientes que se pueden presentar durante la ejecución y la operación, superan las ventajas que estas alternativas pueden ofrecer. Por tanto en este punto la empresa sugirió al estudiante en práctica el estudio de alternativas con el medio de comunicación que atañe a este proyecto cómo la opción más viable en consecuencia al resultado de no factibilidad obtenido en el estudio previo. Es así que se descartaron las dos propuestas de medio de comunicación presentadas preliminarmente, para dar paso a la comunicación inalámbrica vía microondas, como medio restante. El estudio completo del método de procedimiento para este tipo de enlaces de forma general se presenta en los capítulos posteriores. Con este estudio se busca brindar las herramientas necesarias para cualquiera que desee crear una red de microondas en un entorno rural típico de la geografía andina. Dentro del estudio se tiene en cuenta una aplicación para un enlace entre dos subestaciones, buscando no dejar de lado el caso de CENS,

CONCEPTOS BÁSICOS UTILIZADOS EN EL CÁLCULO DE RADIOENLACES.

Para desarrollar este modelo de procedimiento es necesario anotar todos los factores que influyen una posible planeación, en las condiciones particulares para tal modelo; también es importante relacionar la información conceptual de modelos generales en la medida que sean aplicables al modelo en desarrollo. Finalmente se presenta una herramienta de planeación desarrollada por el autor, así como algunas de las herramientas más comunes para diseño y planeación de radioenlaces.

En este capítulo se presenta la mayoría de conceptos generales necesarios para entender el lenguaje de la planeación de sistemas de radioenlaces. En el siguiente capítulo se entra a detallar cada uno de los aspectos concernientes a la planeación apegados de una forma casi rigurosa a la normativa y a las recomendaciones brindadas por la ITU así como a algunas de las disposiciones del gobierno de Colombia en relación a las telecomunicaciones.

2.1 ESPECTRO DE FRECUENCIAS

Cómo es sabido el espectro de frecuencias se reconoce como un recurso natural, por lo que su uso está reglamentado a nivel internacional por la ITU (Unión internacional de telecomunicaciones) y en el territorio nacional por el gobierno de cada país, en el caso de Colombia por el Ministerio Nacional de Comunicaciones CNT.

La tendencia en los países más desarrollados es usar sistemas de radioenlaces que estén por encima de los 15 GHz, debido a que por debajo de estas frecuencias el espectro se encuentra

copado y el nivel de interferencias cada vez se hace mayor. Sin embargo en la mayoría de países latinoamericanos, esta tendencia aún no se ha impuesto debido a que el uso del espectro por debajo de los 15 GHz, es decir aproximadamente entre 2 – 15 GHz, no se encuentra saturado pues el uso de sistemas de radioenlaces aún es moderado.

Este rango de frecuencias a pesar de ser de baja capacidad, es apetecido por los ingenieros de planificación debido a que con estas bandas de frecuencias es posible cubrir grandes distancias sin una directividad estricta y además en este rango de frecuencias los sistemas no se ven afectados por algunos fenómenos como el desvanecimiento por lluvia.

El interés del uso del espectro para este proyecto es exclusivo al rango de frecuencias de microondas (porción del espectro entre 0.3 – 300 GHz), cuyo uso común se encuentra entre 1 – 60 GHz aproximadamente, sin embargo algunos radioenlaces se realizan por encima de estas frecuencias. En el apéndice A se presenta un marco general de la clasificación del espectro electromagnético y en la tabla 2.1 una clasificación más específica para el grupo de las microondas; en el capítulo 3 se muestra la distribución del espectro para Colombia según el ministerio de comunicaciones del país.

Banda de Microondas	Rango
Banda L	1 - 2 GHz
Banda S	2 - 4 GHz
Banda C	4 - 8 GHz
Banda X	8 - 12.4 GHz
Banda Ku	12.4 - 18 GHz
Banda K	18 - 26.5 GHz
Banda Ka	26.5 - 40 GHz

Tabla 2.1. Clasificación de bandas de microondas. Fuente: Autor

2.2 PARÁMETROS Y EFECTOS

Cuando se mencionan los parámetros dentro de un modelo de cálculo de radioenlaces, se hace referencia a aquellos factores propios del sistema que de alguna manera aportan, afectan o se ven afectados en el radioenlace y que por dicha razón son tenidos en cuenta en el momento de su

diseño y/o planeación. Mientras que los efectos están relacionados con aquellos factores generalmente externos que afectan o hacen parte de los fenómenos de propagación que se presentan en el entorno del enlace. Dependiendo de los objetivos de calidad y disponibilidad requeridos, son tenidos en cuenta cierto número de parámetros y efectos dentro de los cálculos de RE (Radioenlace).

2.2.1 Efectos y fenómenos de propagación

La señal de microondas transmitida en un sistema de radioenlace ya sea digital o analógico sufre atenuaciones y distorsión durante el trayecto entre transmisor y receptor, estas dos degradaciones de la señal se traducen en una pérdida de potencia que es función de la distancia, la reflexión y la refracción debidas a obstáculos, superficies reflectoras y pérdidas atmosféricas.

2.2.1.1 Reflexión y refracción

Siempre que las ondas (en su caracterización de onda plana) emitidas desde el transmisor chocan con alguna superficie, se presenta un fenómeno refractivo, por tanto según de principios de la óptica se sabe que parte del rayo se refracta y la otra parte se refleja en proporciones y direcciones que dependen del índice de refracción (que a su vez depende del medio).

Para el tema que atañe este proyecto la dinámica del rayo refractado no es de mayor importancia. En el caso del rayo que se refleja, se presentan varias situaciones. Por lo general están relacionadas con las reflexiones causadas por la superficie terrestre, obstáculos como árboles, montañas, edificaciones e incluso la misma atmósfera. Cuanto mejor conductora sea la superficie de reflexión, más potente será el rayo reflejado, de este modo las reflexiones del mar, pantanos y en general sobre agua son más críticas que las reflexiones sobre tierras con vegetación.

2.2.1.2 Propagación en la atmósfera

La propagación de las ondas electromagnéticas entre dos puntos de un sistema de radioenlace no solamente sufre fenómenos de atenuación y desvanecimiento causados por la reflexión en tierra o por los obstáculos visibles como árboles, montañas, y edificaciones, sino que dentro de la atmósfera debido a los cambios de índice de refracción como una función de la altura, las ondas toman diferentes caminos de propagación durante el trayecto del enlace. En muchos casos se

puede tomar ventaja de este fenómeno refractivo para enlaces de gran distancia, aunque en algunos enlaces esto aparece como un fenómeno que atenúa la señal directa que llega al receptor. La figura 2.1 da una sencilla ilustración del fenómeno de refracción debido a las capas atmosféricas.

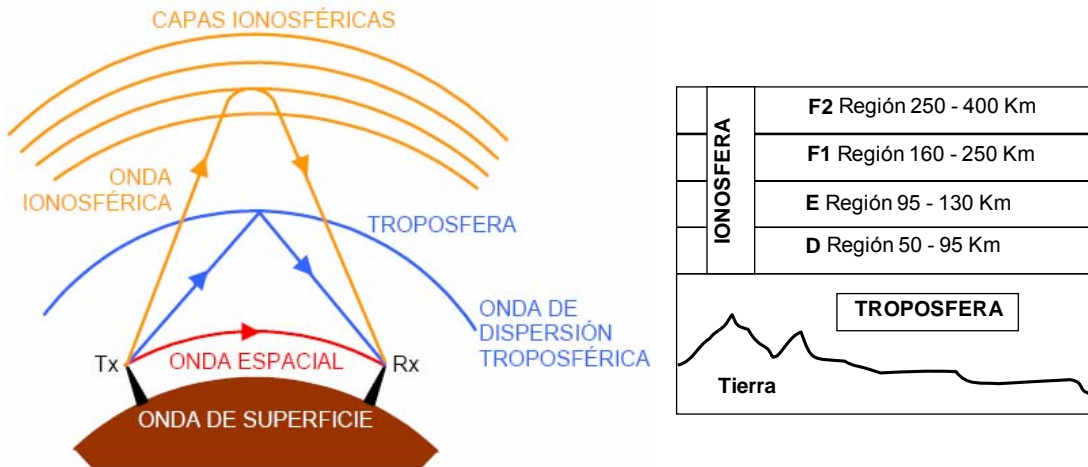


Figura 2.1 Señales reflejadas en las capas atmosféricas. Fuente: [1] (modificado)

Conducción basada por tierra

La figura 2.2 muestra una conducción basada por tierra. La atmósfera tiene una capa muy densa junto a la tierra, con una capa delgada por encima. Habrá reflexión casi total en la unión de las capas [2].

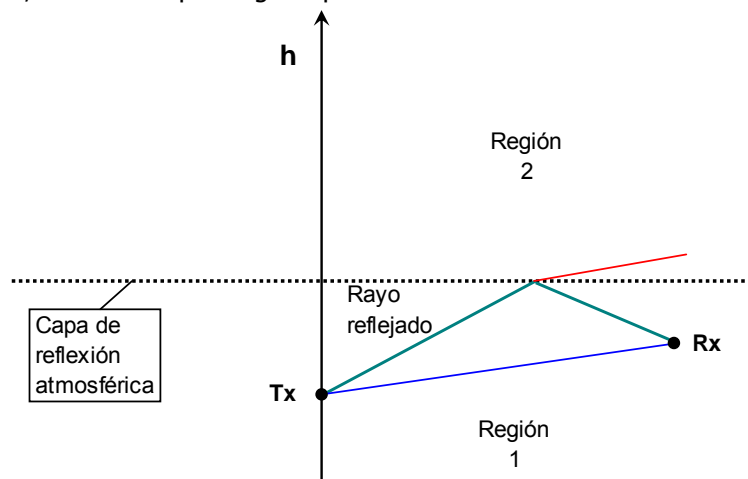


Figura 2.2 Conducción de superficie. Fuente: Autor

¹ www.personal.us.es/murillo/docente/radio/documentos/programaRadio.pdf.

² Adolf J. Giger: "Low-Angle Microwave Propagation: Physics and Modelling", Artech House 1991, ISBN 0-89006-584-5

Conducción elevada

La atmósfera tiene una capa espesa elevada sobre tierra. Si ambos, el transmisor y el receptor están dentro de esta capa, alcanzaran al receptor múltiples rayos. Si uno está dentro y el otro fuera de la capa, al receptor no le llegara casi nada de energía. [2]

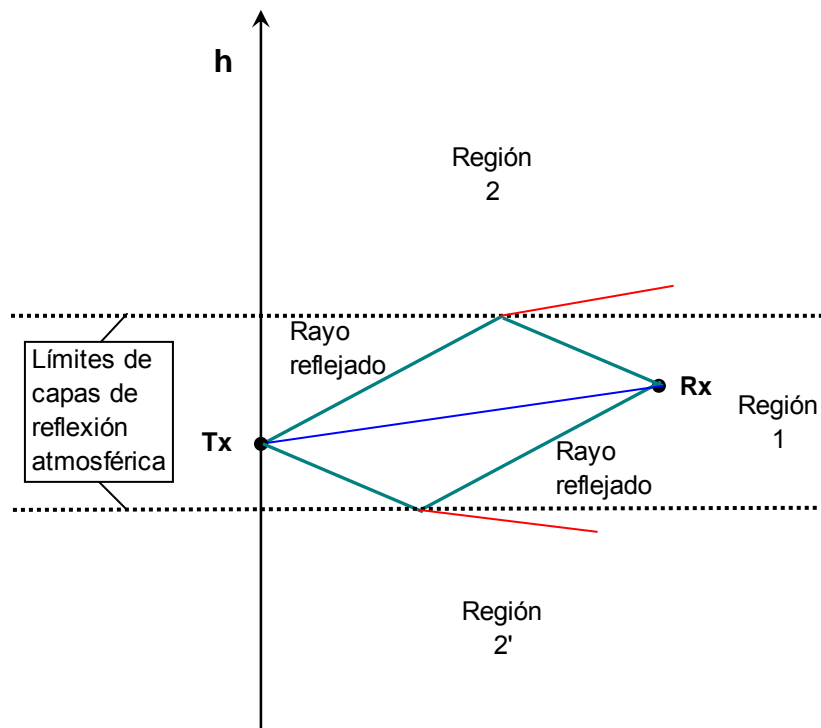


Figura 2.3 Conducción elevada. Fuente: Autor.

Formación de conductos

Al definir la variación del índice de refracción con respecto a la altura como dN/dh y $dM/dh = 157 + dN/dh$. Se puede establecer que:

Si $\frac{dM}{dh} = 0$, los rayos del transmisor seguirán la misma curvatura de la tierra

Si $\frac{dM}{dh} < 0$, los rayos se curvarán más que la tierra creándose una reflexión en la superficie.

Si $\frac{dM}{dh} > 0$, los rayos se alejarán de la superficie de la tierra.

Con estas condiciones se puede explicar la formación de conductos de la siguiente manera: Durante el día, el sol calienta la tierra por convección y crea una atmósfera homogénea. La calma nocturna liberará calor de la tierra, dando lugar a una inversión de la temperatura. Esto vuelve a dar una región cercana a la tierra donde $dM/dh < 0$, resultando una conducción por tierra. Justo después del amanecer, la tierra se calienta por el sol otra vez, y la convección comienza cerca de la tierra. La conducción basada en tierra se eleva, dando como resultado una conducción elevada como se indica en la figura 2.4.

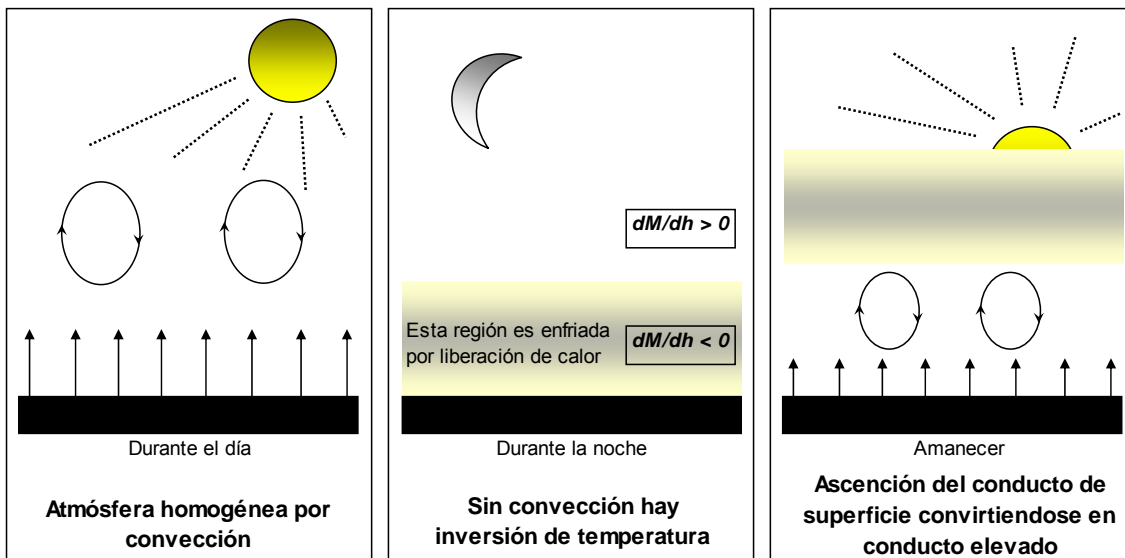


Figura 2.4 Formación de conductos. Fuente: Autor.

La probabilidad de formación de conductos sigue variaciones estacionales. En el apéndice B desde la figura B1 hasta B4, se muestran probabilidades de conducción en los diferentes meses según recomendación de la ITU-R [3]. En las figuras, se puede observar que las regiones ecuatoriales son más vulnerables a los conductos. En climas templados, la probabilidad de formación de conductos es menor. Esta diferencia en la probabilidad de conducción puede ser explicada por la diferencia de temperatura, pero sobre todo por la diferencia de humedad.

³ Datos meteorológicos de radio. Informe 563-4. Informes de ITU-R., 1990. Anexa al Volumen V. Propagación en medios no ionizados. Ginebra ISBN 92-61-04211-2.

2.2.1.3 Difracción

Al igual que el fenómeno refractivo y las reflexiones como parte del primero, la difracción es un fenómeno que se presenta como mecanismo de interferencia a largo plazo en el radioenlace. Para contrarrestar este fenómeno el método más conocido consiste en mantener despejada la primera zona de Fresnel, en algunos casos se establecen criterios de porcentaje de despejamiento de la Zona de Fresnel según el grado de despejamiento que se busca. En el capítulo 3 se brinda un método [4] dado por la ITU-R como un criterio estadístico de enlace despejado.

2.2.1.4 Dispersión y absorción

La transmisión de señales de microondas a más de <10 GHz es vulnerable a la precipitación. La lluvia, nieve, aguanieve, partículas de hielo y el granizo pueden atenuar y dispersar señales de microondas y de este modo resultar de validez reducida desde un punto de vista de la calidad del sistema. La energía se atenúa debido a la radiación (dispersión) y absorción (calentamiento).

Las dos principales causas para la atenuación son la dispersión y la absorción. Cuando la longitud de onda es lo bastante grande en relación con el tamaño de la gota de lluvia, la dispersión es predominante. De forma inversa, cuando la longitud de onda es pequeña en comparación del tamaño de la gota de lluvia, domina la atenuación debida a la absorción.

Dispersión: Ya que las ondas de radio son campos electromagnéticos que varían en el tiempo, el campo incidente inducirá un momento dipolar en la gota de lluvia. El dipolo de la gota de lluvia tendrá la misma variación temporal que las ondas de radio, actuará además como una antena y re-radiará la energía. Una gota de lluvia es una antena con una baja directividad y, por lo tanto, re-radiará energía en direcciones arbitrarias provocando una pérdidas de energía en la dirección hacia el receptor.

⁴ Datos de propagación y métodos de predicción requeridos para el diseño de sistemas terrestres de visibilidad directa. ITU-R Recomendación P.530-7, Ginebra 1997.

Absorción: A medida que la longitud de onda es pequeña en relación con el tamaño de una gota de lluvia, se absorbe más y más energía produciendo calor en la gota de lluvia. Las ondas de radio variarían demasiado en intensidad de campo sobre la gota como para inducir el efecto dipolar.

2.2.1.5 Desvanecimiento

Debido a que las condiciones tanto atmosféricas como propias del enlace y su entorno constantemente están variando, la antena receptora capta además de la señal directa otras señales variadas en magnitud y/o fase, producto del factor "K" (producido por las variaciones del índice de refracción troposférica) o de la propagación multitrayecto asociada a los fenómenos de propagación. La suma de la señal directa con las demás señales puede resultar en que la señal total sea demasiado baja o se encuentre muy distorsionada como para alcanzar el nivel de potencia nominal de señal recibida (objetivo de diseño), lo que puede llegar a ocasionar interferencia entre símbolos (aumento de la tasa binaria de error), problemas en la recuperación de la portadora o problemas en la recuperación de la temporización, entre otros. Estos decaimientos de la señal son conocidos como desvanecimientos, que en algunos casos pueden llegar a ser mas profundos que en otros y cuya intensidad tiende a aumentar en general con la frecuencia y la longitud del trayecto. Como se expone más adelante, el fenómeno de desvanecimiento se puede calcular y disminuir con diferentes técnicas de diversidad.

A pesar de existir varias formas de clasificar los desvanecimientos (profundidad, duración, causa, distribución, dependencia temporal), la más conocida se hace respecto a la atenuación del espectro de frecuencias. Como se mencionó anteriormente las condiciones meteorológicas en el espacio que separa el transmisor del receptor, pueden causar algunas veces efectos perjudiciales a la señal recibida. Los rayos que normalmente tendrían que haberse perdido en la troposfera se pueden refractar hacia la antena receptora donde se sumarían a la señal deseada. Esto afecta a la transmisión de las señales digitales de dos formas. En algunas ocasiones, todas las componentes del espectro de la señal útil se reducen por igual. A esto se le da el nombre de desvanecimiento no selectivo o plano. Otras veces solo parte de las componentes espectrales serán reducidas, causando que el espectro se distorsione. A esto se le llama desvanecimiento selectivo de frecuencia.

Umbral de recepción: Al trazar los objetivos de calidad se hace necesario establecer niveles umbral de recepción. Si la señal recibida está por debajo del umbral, es decir, la atenuación sufrida ha superado cierto umbral, el enlace se considera cortado o interrumpido. Se trata de establecer un valor de potencia recibida por el receptor que asegura una tasa de error BER de 10^{-3} y 10^{-6} .

Margen de desvanecimiento: La diferencia entre el nivel de recepción nominal y el nivel de umbral de radio determina el margen de desvanecimiento, es el principal parámetro en el modelo de predicción del funcionamiento.

Profundidad de desvanecimiento: Uno de los objetivos que se traza en la planeación consiste en evaluar la probabilidad de que se rebase una determinada profundidad de desvanecimiento, para posteriormente verificar las recomendaciones de calidad. En general la profundidad de desvanecimiento es la diferencia entre el nivel nominal de entrada y el nivel recibido.

2.2.1.6 Diversidad

Cómo se mencionó anteriormente es posible calcular la probabilidad de desvanecimiento y frente a su impacto se utiliza una técnica llamada diversidad que permite la disminución de este fenómeno. Básicamente esta técnica consiste en transmitir la misma información por dos trayectos diferentes dónde los efectos de desvanecimiento los afectarán de forma independiente, de esta forma en el receptor existirán dos señales no correlacionadas que se procesarán para obtener una única señal. Varias son las técnicas de diversidad utilizadas actualmente: diversidad espacial, infrecuencia, de polarización, de ángulo y de trayecto. Estas se utilizan algunas de forma individual y en algunos casos por combinaciones de ellas. Su utilización trae como consecuencia reducción del porcentaje de tiempo de un desvanecimiento dado, aumento de fiabilidad (redundancia) y, posible mejora de la relación señal a ruido o de la tasa de error.

2.2.1.7 Gradiente de refractividad

Como para un diseño de un radio enlace no es tan importante el nivel absoluto de refractividad, como los cambios de estos valores sobre el frente de onda de la señal de microonda. Es por ello que es de interés el gradiente de refractividad. Aunque el gradiente atmosférico es exponencial con la altura. En los primeros cientos de metros más bajos en los cuales viaja el haz de microondas, puede aproximarse a un gradiente lineal. El gradiente de refractividad está definido como

$G = \frac{dN}{dh}$. Bajo condiciones atmosféricas promedio este valor es constante. Los resultados

experimentales muestran que el valor medio esperado del gradiente de refractividad es de -39 N-unidades/Km- El gradiente de refractividad varía con el tiempo [5].

2.2.1.8 Curvatura de la tierra y factor “k”

Debido a la variación del índice de refracción en la atmósfera, en condiciones normales a medida que esta se hace más densa de forma proporcional con la disminución de altura, el índice de refracción aumenta, por lo que cerca de la superficie terrestre los rayos tienden a curvarse hacia ella. Por tanto a mayor altura las ondas electromagnéticas, más específicamente el rayo directo entre transmisor y receptor se aleja de la curvatura de la tierra, lo que permite mejor línea de vista. En cualquier caso esta curvatura viene dada por un factor conocido como “k” para una atmósfera estándar ($dn/dh = -40$) este valor es $4/3$ aproximadamente.

Durante el diseño del perfil del enlace se quiere que el rayo directo dibujado entre transmisor y receptor sea una línea recta (en la realidad está curvado), para contrarrestar la curvatura de los rayos se suma a la altura de la tierra la curvatura debido a las variaciones en el factor k . De esta forma las variaciones son referidas al radio de la tierra y se puede dibujar una trayectoria rectilínea entre transmisor y receptor. La Figura 2.5 muestra un perfil de enlace, con el terreno que varía con el factor-k, y con la primera zona de Fresnel. La línea de vista está dibujada en la figura 2.2 como una línea recta, y la curvatura del rayo debida a las variaciones en el factor-k se añade a la altura del terreno.

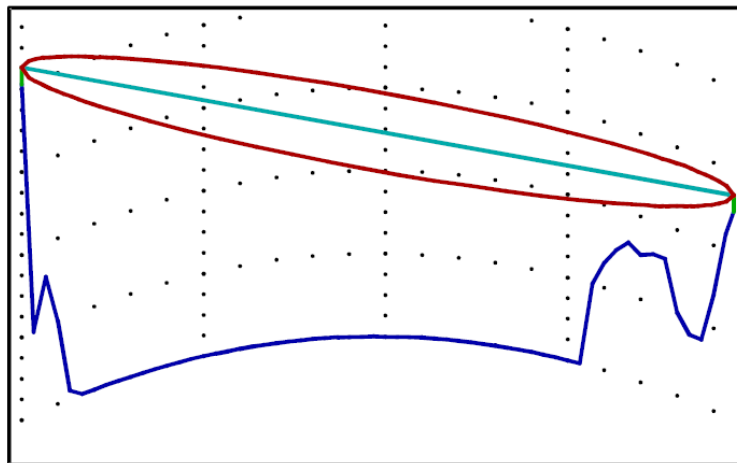


Figura 2.5. Perfil de trayecto que incluye la curvatura del rayo y de la tierra. Fuente: Autor.

⁵ Universidad Nacional Autónoma de Honduras Tesis de Ingeniería Eléctrica de Marlon Efrain Mejia Anduray

2.2.2 Parámetros y componentes del sistema

Un sistema inalámbrico está compuesto por la interconexión de varios dispositivos pasivos y activos (de estado sólido). Los componentes pasivos incluyen: resistencias, capacitores, inductancias, conectores, transformadores, sintonizadores, redes de ajuste, acopladores, híbridos, divisores/combinadores de potencia, resonadores, filtros, multiplexores, aisladores, circuladores, líneas de retardo, y antenas. Los dispositivos de estado sólido están conformados por: detectores, mezcladores, interruptores, alternadores de fase, moduladores, osciladores, y amplificadores.

Un ejemplo de un sistema inalámbrico básico se muestra en la figura 2.5.

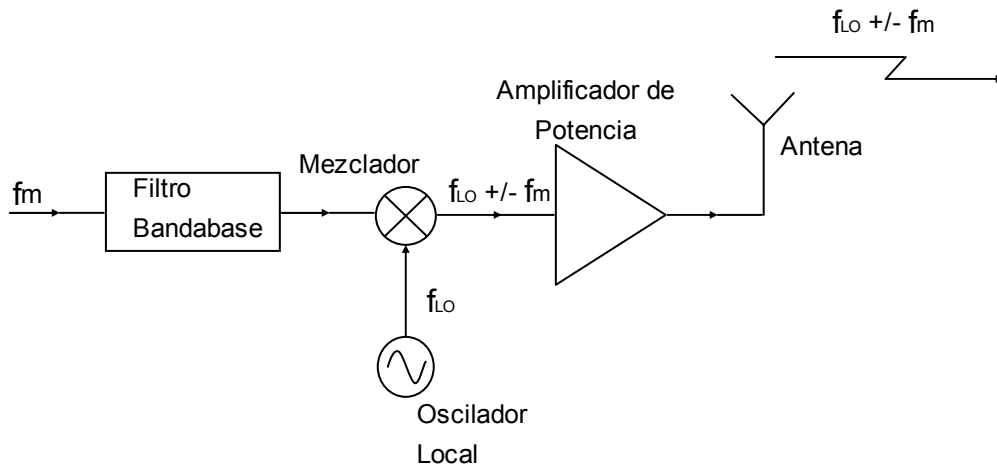


Figura 2.6 (a). Sistema de Comunicación inalámbrica - Transmisor. Fuente: Autor.

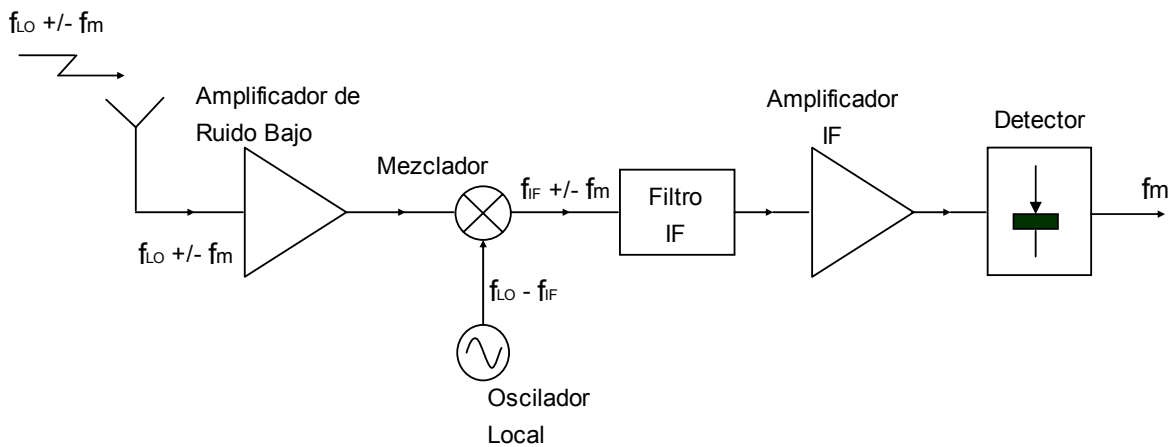


Figura 2.6 (b). Sistema de Comunicación inalámbrica - Receptor. Fuente: Autor.

El transmisor de la figura 2.6 (a) opera de la siguiente manera: Se asume que la señal bandabase de entrada, la cuál podría ser video, voz o datos, es de banda limitada para una frecuencia f_m . Esta señal es filtrada para remover cualquier componente que pueda estar más allá del pasabanda del canal. La señal del mensaje es luego mezclada con la señal de un oscilador local para producir una portadora modulada en un proceso llamado conversión de subida, puesto que se producen señales para frecuencias $f_{LO} + f_m$ o $f_{LO} - f_m$, las cuales normalmente son mucho mas altas que f_m . La portadora modulada puede ser luego amplificada y transmitida por la antena.

Cuando parte de esta señal llega al receptor (Figura 2.6 (b)) es normalmente amplificada por un amplificador de de ruido bajo (LNA), el LNA puede ser omitido en algunos sistemas siempre que la señal recibida tenga suficiente potencia para ser mezclada directamente como puede ocurrir en enlaces de comunicación de distancias cortas. Posteriormente el mezclador produce una señal a una frecuencia $f_{IF} + f_m$ o $f_{IF} - f_m$ en un proceso que recíprocamente se le llama conversión de bajada, puesto que f_{IF} es mucho menor f_{LO} . La señal es luego filtrada para remover cualquier producto o armónico no deseado resultante del proceso de mezclado, esta señal se amplifica por medio de un amplificador de frecuencia intermedia (IF). La salida del amplificador va a un detector de estados donde la señal bandabase f_m , la cuál contiene el mensaje original, finalmente es recuperada.

Cómo se puede apreciar el desempeño de un sistema de microondas reposa en diferentes componentes que contribuyen con funciones específicas para el desarrollo del sistema completo. Ampliamente se puede decir que los componentes de un sistema de microondas son líneas de transmisión, acopladores, filtros, resonadores, componentes de control de señal, amplificadores, osciladores, mezcladores, detectores y antenas.

En este trabajo el enfoque de los principales parámetros se hará en dirección a los parámetros de antena debido a que el interés de este proyecto son los enlaces cómo tal y los efectos junto con los fenómenos de propagación por encima de los componentes y la generación de las señales antes de la de la guía de onda en la transmisión (modulación) y su posterior proceso de demodulación después de la guía de onda en la recepción.

2.2.2.1 Parámetros de antena

La antena parabólica es la antena más comúnmente utilizada en sistemas de radioenlace por microondas. En esta sección se introducirán los parámetros de antena más importantes desde el punto de vista de la propagación.

Los parámetros básicamente determinan y caracterizan la operación de las antenas en términos del patrón de radiación, directividad, ganancia, eficiencia, polarización, anchura de emisión, niveles de lóbulo lateral y posterior, relación de onda estacionaria (ROE), discriminación de la polarización cruzada, y estabilidad mecánica. La operación básica de transmisión y recepción se ilustra en la figura 2.7, de esta gráfica se puede definir la distancia de campo lejano, cómo la distancia dónde las ondas esféricas radiadas empiezan a apreciarse cómo ondas planas debido a que el frente de onda visto a esta distancia así lo parece. En la medida que las ondas se van alejando de la antena transmisora la potencia radiada varía con respecto a la posición de la antena, Esto es lo que se conoce como intensidad de radiación.

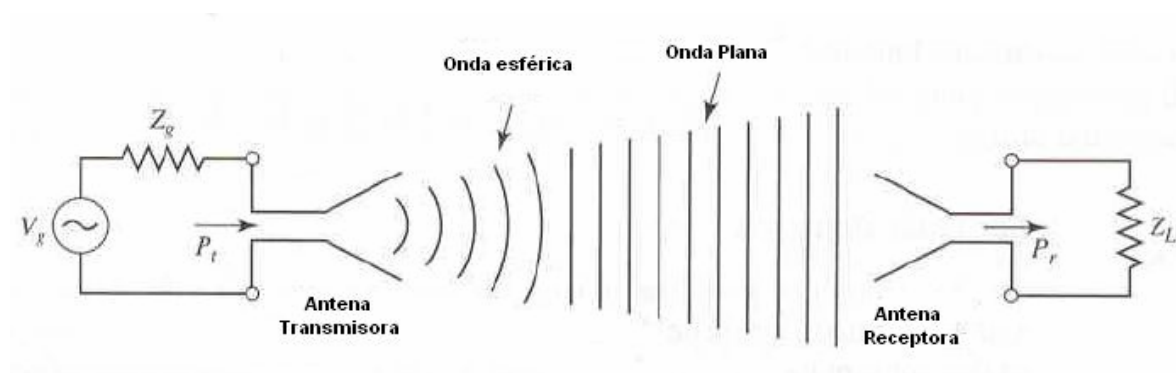


Figura 2.7 Operación básica de transmisión y recepción de antenas. Fuente: Autor

Antenas de disco parabólico

Para enlaces inalámbricos este es el reflector más comúnmente usado, pues son antenas de alta ganancia; estas antenas básicamente son un disco de metal iluminado por una fuente desde un punto focal. Como se muestra en la figura 2.9, el frente de onda esférica generado por la fuente, se convierte en un frente de onda plana por el efecto del disco.

Para una eficiencia de iluminación de 100%, el área efectiva debe igualar el área física para un diámetro de disco D :

$$A_e = \pi \left(\frac{D}{2} \right)^2 = A \quad (8)$$

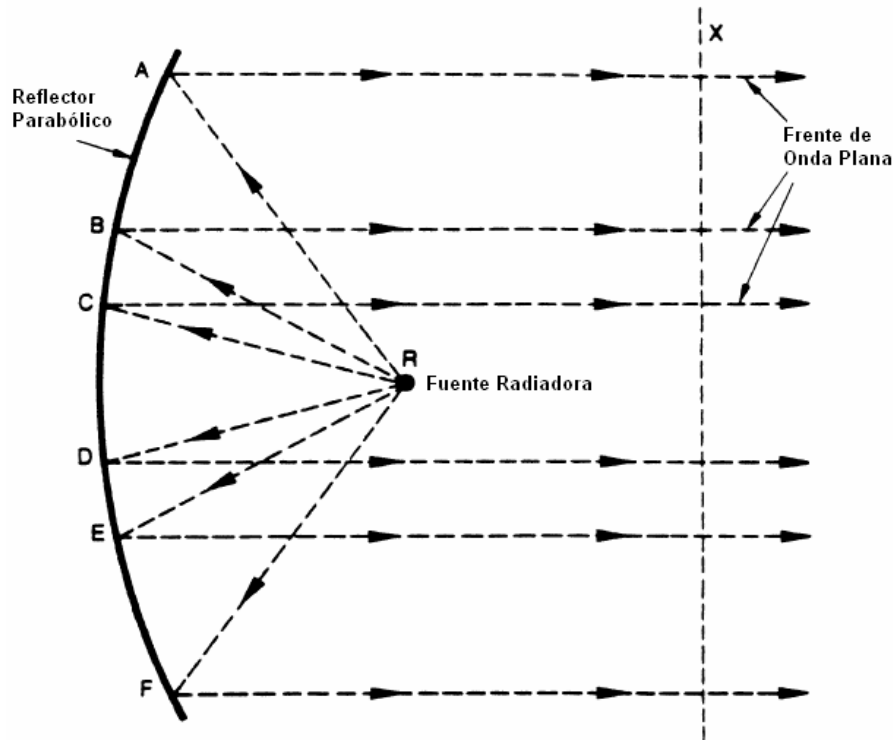


Figura 2.8. Radiación a partir de una antena de disco parabólico. Fuente: Kai Chang, RF and Microwave Wireless Systems [8] (modificado por el autor).

En la práctica la eficiencia de iluminación η está típicamente entre 55 y 75%, debido a las pérdidas y la obstrucción. Asumiendo el 55% de la eficiencia como el peor de los casos, se tiene

$$A_e = \eta A = 0.55 \pi \left(\frac{1}{2} D \right)^2 \quad (9)$$

Por lo que se puede expresar la ganancia como:

$$G = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} A_e = 0.55 \left(\frac{\pi D}{\lambda_0} \right)^2 \quad (10)$$

Patrón de radiación

El patrón de radiación es una traza de la magnitud de la intensidad de campo en la zona lejana contra la posición alrededor de la antena, para una distancia fija desde la antena. El patrón puede ser dibujado a partir de las funciones de patrón $F_\theta(\theta, \phi)$ o $F_\phi(\theta, \phi)$, dependiendo del tipo de polarización, contra cualquiera de los dos ángulos θ o ϕ ya sea para un patrón de elevación plano o para un patrón de azimut plano respectivamente.

Un sencillo ejemplo de un patrón de radiación se muestra en la figura 2.8, este patrón corresponde a un pequeño arreglo de una antena tipo dipolo. La gráfica deja ver que este patrón tiene su máxima radiación en la dirección $\phi=0$, mientras que para los ángulos $\phi=\pm 42^\circ$ y $\phi=\pm 90^\circ$ teóricamente la radiación es cero.

Este tipo de gráficas por lo general se observa más de un lóbulo de radiación en diferentes direcciones, al lóbulo con el máximo valor es el lóbulo principal, mientras a los restantes se les llama lóbulos laterales. La caracterización de estos lóbulos brinda una relación proporcional con la capacidad de enfoque de la antena, una antena con un lóbulo principal amplio puede transmitir (o recibir) potencia sobre una amplia región angular, mientras que si el lóbulo principal es estrecho se transmitirá (o recibirá) sobre una región angular pequeña. Para los enlaces de microondas, se utilizan antenas de lóbulo principal estrecho buscando transmitir en una sola dirección para no disipar potencia y evitar interferencia en otros sistemas.

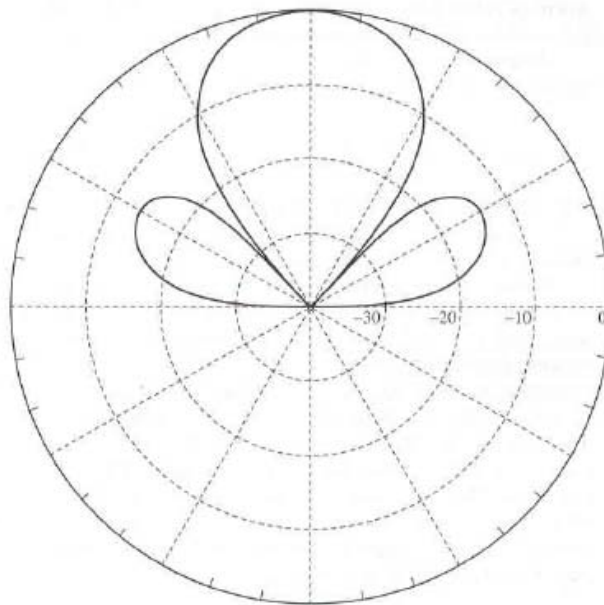


Figura 2.9. Patrón de radiación para una antena dipolo. Fuente: [8].

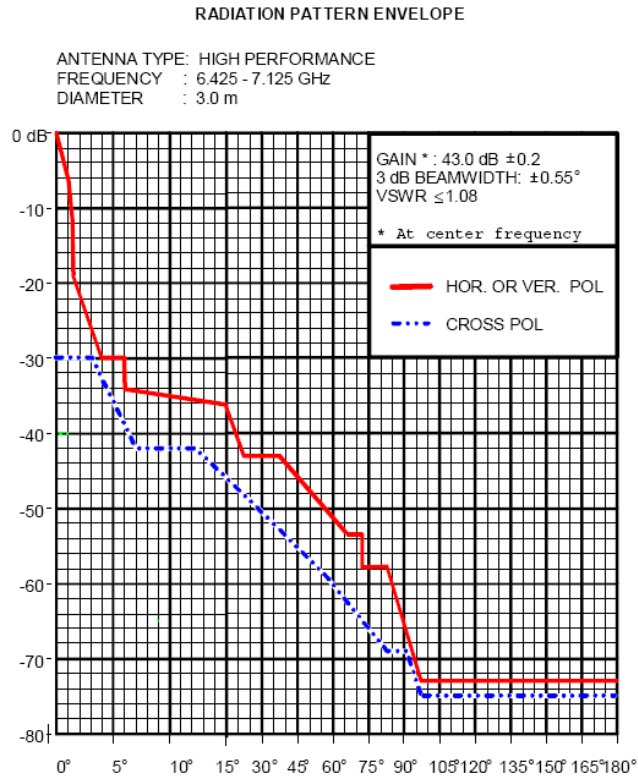


Figura 2.10 Diagrama de radiación de una antena típica. Fuente: [6].

Anchura del haz

La anchura del haz a media potencia se define como la anchura angular del mayor lóbulo en el punto -3 dB tal y como se indica en la figura 2.10.

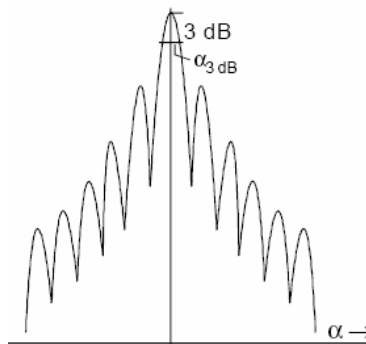


Figura 2.11 Patrón de antena. Fuente: [9]

⁶ Radiation Pattern Envelope, Brochure 06hp212A-1-f.pdf. NERA

Directividad

La directividad es una medida que caracteriza la capacidad de enfoque de una antena, esta se define cómo la relación de intensidad de radiación en la dirección máxima del lóbulo principal entre la intensidad de radiación promedio sobre todo el espacio, con la misma potencia total radiada. Comúnmente la directividad se define en términos de la densidad de potencia como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia de la antena, y la densidad de potencia que radiaría a la misma distancia, una antena isotrópica, con la misma potencia total radiada. En general la fórmula que describe la directividad es la siguiente:

$$D = \frac{U_{\max}}{U_{\text{avg}}} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} \frac{4\pi U_{\max}}{\int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\phi=0}^{2\pi} U(\theta, \phi) \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\phi} \quad (1), \text{ dónde } U: \text{ Intensidad de Radiación}$$

El tamaño del lóbulo principal y la directividad son dos parámetros que miden la capacidad de enfoque de la antena: Un patrón de radiación con un lóbulo principal estrecho tendrá una alta directividad, mientras un patrón con un lóbulo principal amplio tendrá una baja directividad. Se podría esperar una relación directa entre el ancho del lóbulo y la directividad, pero en realidad la relación entre estas cantidades no es exacta. Esto se debe a que la amplitud del lóbulo depende únicamente del tamaño y la forma del lóbulo principal, mientras que la directividad, como se ve en (1), envuelve por medio de una integración por completo el patrón de radiación.

Teniendo en cuenta lo anterior, es posible tener diferentes patrones de radiación con la misma amplitud de lóbulo principal, pero con diferentes directividades, esto debido a las diferencias entre lóbulos laterales o a la presencia de más de un lóbulo principal. Con esta apreciación, sin embargo, es posible desarrollar relaciones aproximadas entre la amplitud del lóbulo y la directividad, aplicables con buena precisión para un gran número de antenas⁷. Dicha relación funciona bien en antenas con patrones de radiación con el lóbulo principal estrecho en ambos planos (θ, ϕ) , este tipo de antenas son usadas en aplicaciones de transmisión punto a punto, enlaces satelitales y radares de rastreo.

La aproximación es la siguiente:

$$D \cong \frac{32.400}{\theta_1 \theta_2} \quad (2)$$

⁷ Esta relación se sintetiza en el libro de David M. Pozar, Microwave and RF Design of Wireless Systems.

Dónde θ_1 y θ_2 son los anchos del lóbulo principal en los dos planos ortogonales, en grados. Por ser una relación adimensional de potencia, usualmente se expresa en dB, $D(\text{dB}) = 10 \log D$. Esta aproximación no funciona bien para antenas con patrones omnidireccionales debido a que su lóbulo principal únicamente está bien definido para un solo plano.

Eficiencia de radiación

En la práctica todas las antenas presentan pérdidas resistivas debido a los metales y materiales dieléctricos que conforman la antena. Estas pérdidas resultan en una diferencia entre la potencia a la entrada de la antena y la potencia radiada a la salida de la antena. De esta forma la Eficiencia de radiación se define como la relación entre la potencia radiada a la salida de la antena y la potencia de alimentación a la entrada.

$$e_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} = 1 - \frac{P_{loss}}{P_{in}} \quad (3)$$

Dónde P_{loss} son las pérdidas en la antena. Los valores de eficiencia se expresan en porcentaje y el concepto se aplica al igual para antenas receptoras.

Ganancia

La ganancia de una antena parabólica (referido a un radiante isotrópico) se puede aproximar a:

$$Ganancia \approx 10 \log \left(\eta \cdot A \cdot \frac{4\pi}{\lambda^2} \right) [\text{dBi}] \quad (2.4)$$

Dónde,

η : Eficiencia de apertura (típica 0.5 – 0.6)

λ : Longitud de onda [m]

A: Área de apertura [m²]

Esta fórmula puede ser rescrita utilizando como parámetros el diámetro de antena D [m] y la frecuencia f [GHz] (tomando $\eta = 0.55$):

$$Ganancia \approx 17.8 + 20 \log(D \cdot f) \text{ [dBi]} \quad (2.5)$$

Las formulas 2.4 y 2.5 sólo son válidas para distancias lejanas a la antena. La ganancia será menor en la cercanía, y puede obtenerse del fabricante de la antena. La distancia transversal entre el campo cercano y el lejano es aproximadamente:

$$d_f \approx \frac{D^2 \cdot f}{0.3} \text{ [m]} \quad (2.6)$$

Esto da un comportamiento de campo lejano en una distancia mayor que ~180m para una antena de 3m a 6 GHz.

Eficiencia de Apertura

Para antenas de apertura, es decir antenas que desde dónde se genera la radiación poseen un área de apertura bien definida, como antenas reflectoras, antenas tipo corneta "horn", antenas "lens" y arreglos de antenas. Para estas antenas la máxima directividad que se puede obtener para un área de apertura A, está dada por

$$D_{\max} = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (5)$$

Cómo se conoce, hay muchos factores que pueden llegar a reducir esta máxima directividad, como lo son la no linealidad en las características de amplitud y fase del campo de apertura, bloqueo de apertura o, en el caso de antenas reflectoras, excedente en el patrón de alimentación, entre otros. De ahí que se defina la eficiencia de apertura, como la relación entre la directividad que se tiene de una antena de apertura y la directividad máxima que se podría obtener, dada en (5).

$$e_{ap} = \frac{D\lambda^2}{4\pi A} \quad (6)$$

La apertura de eficiencia puede darse en porcentaje.

Área Efectiva

Las definiciones dadas anteriormente, aplican de igual forma para las antenas tanto en transmisión cómo recepción, sin embargo el concepto de área efectiva, aplica para la antena en recepción,

como el área de captura en que la antena puede interceptar parte de la densidad de potencia incidente, radiada hacia ella. La máxima área efectiva de apertura se puede expresar como:

$$A_e = \frac{D\lambda^2}{4\pi} \quad (7)$$

Dónde λ corresponde a la longitud de onda de la antena. Para el caso de antenas que no son de apertura, como antenas de dipolo de lazo (loops), en la ecuación (7) se reemplaza D por G.

Ancho de Banda

El ancho de banda en general se define como el rango de frecuencias dentro de los cuales el desempeño de la antena, con respecto a algunas características, conforma un estándar específico, más específicamente, el ancho de banda es la relación de la frecuencia superior con respecto a la frecuencia más baja, también puede definirse como un porcentaje de la frecuencia central. Puesto que las características de antena son afectadas de diferentes formas como cambios de frecuencia entre otras, estas no son las únicas definiciones de ancho de banda. Las dos definiciones más comúnmente usadas son ancho de del patrón y ancho de banda de la impedancia. [8]

Relación de onda estacionaria (ROE)

La relación de onda estacionaria es importante para sistemas de alta capacidad con rigurosos objetivos de linealidad. Para evitar interferencias por intermodulación el ROE se debería minimizar para estos sistemas. Las antenas estándar tienen típicamente un ROE dentro del rango de 1.06 a 1.15. Las antenas de alto rendimiento (antenas de bajo ROE) tienen un ROE en el rango de 1.04 a 1.06 (típicamente).

Niveles de lóbulo lateral y posterior

Los niveles de lóbulo lateral y posterior son parámetros importantes en las planificaciones de frecuencia y en cálculos de interferencias. Niveles bajos del lóbulo lateral y posterior hacen posible un uso del espectro de frecuencias más eficiente. Los niveles de lóbulo lateral y posterior son

⁸ Kai Chang, RF and Microwave Wireless Systems. 2000

especificados (en el campo lejano) en los patrones de envolvente de radiación. La relación frente-atras da una indicación de los niveles de lóbulo posterior para ángulos típicamente superiores a 90 grados. Típicamente la relación frente-atras se incrementa al incrementar la frecuencia y también al aumentar el diámetro de la antena.

Polarización de la antena

La Polarización de una antena básicamente se define cómo la orientación del vector de campo eléctrico radiado, observado en el sentido de propagación de la onda. Teniendo en cuenta las magnitudes y las fases de las componentes del vector de campo eléctrico se puede definir tres tipos de polarización: Lineal, circular y elíptica.

Asumiendo el eje z cómo el eje de propagación de una onda plana, se puede decir que en la polarización lineal las variaciones de campo eléctrico están contenidas en una única dirección dentro del plano "xy"; en la polarización circular debido a la diferencia de fase de 90° entre las componentes de campo eléctrico "x" y "y", el vector describe una trayectoria circular que puede ser en el mismo sentido o contraria a las agujas del reloj y finalmente cuando hay una diferencia de fase entre ambas componentes de campo (x,y) distinta a 90° entonces el vector de campo eléctrico describe una trayectoria elíptica y se conoce cómo polarización elíptica, esta también puede ser en el mismo sentido o contraria a las agujas del reloj.

Como es sabido las antenas de un mismo sistema de comunicación deben tener igual polarización, en algunos casos las antenas trabajan con doble polarización (polarización ortogonal): una para transmitir y otra para recibir. En casos que las antenas no posean la misma polarización se puede decir que se presenta desacople y puede llegar a existir una polarización cruzada.

Polarización cruzada

Otro parámetro importante en la planificación de la frecuencia es la discriminación de señales polarización cruzada en la antena. Una buena polarización cruzada permite una total utilización de la banda de frecuencias al poder hacer uso de ambos planos de polarización: vertical y horizontal. Los valores típicos son 30 dB para antenas estándar y 40 dB en antenas especialmente diseñadas para operar con polarización cruzada. La discriminación tiene siempre el valor más grande en la dirección del lóbulo principal.

2.2.2.2 Parámetros de enlace

Ecuación de Friis

La ecuación de Friis conceptúa el principio fundamental de un sistema de enlace inalámbrico. En un diagrama general de un sistema de radioenlace como el que se muestra en la figura 2.10, se pueden apreciar parámetros fundamentales como P_t , G_t , G_r y P_r . De forma general asumiendo que no existen pérdidas atmosféricas, despolarización, desajuste de impedancias, desalineamiento y obstrucciones. Se puede asumir que la potencia recibida es igual a la densidad de potencia en la antena receptora por su área efectiva de la siguiente manera:

$$P_r = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} A_e \quad (11), \quad \text{dónde} \quad A_e = \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \quad (12)$$

De esta manera (8) se convierte en:

$$P_r = P_t \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (13)$$

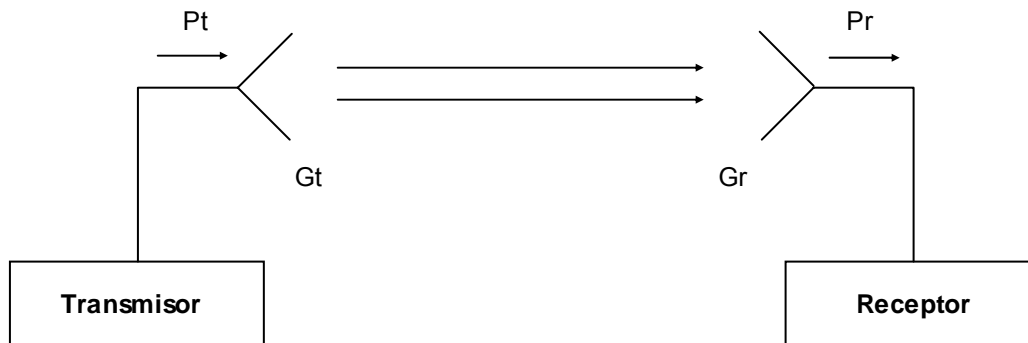


Figura 2.12. Sistema simplificado de comunicación inalámbrica. Fuente: Autor.

La ecuación de Friis finalmente nos puede dar una idea de cuál sería la potencia máxima que se podría tener en la antena receptora en función de un transmisor, las ganancias de antena y una distancia R correspondiente a la distancia entre las dos antenas.

Pérdidas de Espacio

Las pérdidas de espacio son aquellas que se calculan debido al esparcimiento de la energía propagada a través del espacio libre. Como es conocido, la densidad de potencia ($P_r/4\pi R^2$) para una antena isotrópica muy aproximadamente llega a convertirse en $1/R^2$ en la medida que la distancia se incrementa considerablemente [8]. Teniendo esto en consideración, y puesto que para una antena isotrópica la ganancia $G_t=G_r=1$, se puede entonces reducir la ecuación (13) a:

Pasando este término (SL) a $P_r = P_t \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right)^2$ una relación de potencia se tiene, (14)

$$SL = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right)^2 \quad (15),$$

Lo cuál expresado en decibeles resulta en:

$$SL(dB) = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right) \quad (16)$$

Ecuación de enlace y Presupuesto (Link Budget)

Para un enlace de comunicación, la ecuación de transmisión de potencia de Friis puede ser usada para calcular la potencia recibida. Pero si además se cuentan las pérdidas del sistema, la ecuación (13) se puede describir como:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right)^2 \frac{1}{L_{sis}} \quad (17)$$

Dónde L_{sis} corresponde a pérdidas del sistema como por ejemplo desajuste del alimentador de la antena, error de pointing, pérdidas atmosféricas, y pérdidas de polarización.

Pasando la ecuación (17) a decibeles, se tiene:

$$10 \log P_r = 10 \log P_t + 10 \log G_t + 10 \log G_r - 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right) - 10 \log L_{sis} \quad (18a)$$

$$P_r = P_t + G_t + G_r - SL - L_{sis} \quad (18b)$$

A partir de la ecuación (18) se puede generar lo que se conoce como presupuesto del enlace (Link Budget). Consiste en que según la consideración de los objetivos de calidad y disponibilidad planteados inicialmente se espera alcanzar un nivel de potencia recibida, de esta manera se crea una tabla, por lo general en una hoja de cálculo, y se van introduciendo los valores de potencia de transmisión, ganancia de la antena transmisora, ganancia de la antena receptora, pérdidas por espacio libre y las demás pérdidas del sistema que se hayan de considerar. Conjuntamente se varían los valores de los parámetros que hacen parte de la ecuación, hasta alcanzar la potencia recibida con el ajuste apropiado entre los demás valores dependiendo del caso en particular.

2.2.2.4 Interferencias en el sistema

Las señales recibidas en sistemas de telecomunicación pueden verse afectadas por el ruido, el cuál puede originarse en una gran variedad de fuentes. Muchas de esas fuentes están provocadas por el hombre y pueden ser, en principio, eliminadas. Sin embargo, existen fuentes de ruido y deben ser comprendidas para poder hacer un diseño apropiado de los equipos de telecomunicaciones.

Ruido térmico

El movimiento aleatorio de los electrones debido a la energía térmica provocan una potencia media de ruido dada por:

$$P_n = kTB \quad [\text{W}] \quad (2.19)$$

Donde

k : Constante de Boltzmann ($k=1.38 \times 10^{-23}$ J/K)

T : Temperatura en grados Kelvin

B : Ancho de banda del espectro de ruido [Hz]

Factor de ruido

Otras clases fundamentales de ruido son el *ruido de inyección* en diodos de unión pn, *ruido de partición* en transistores y el *ruido intermitente*. En amplificadores la relación S/N disponible se degrada debido a estas fuentes adicionales de ruido dentro del amplificador. El factor de ruido de

un amplificador (o cualquier red) puede definirse en términos de la relación señal a ruido como se muestra a continuación [9]:

Ruido en sistemas digitales

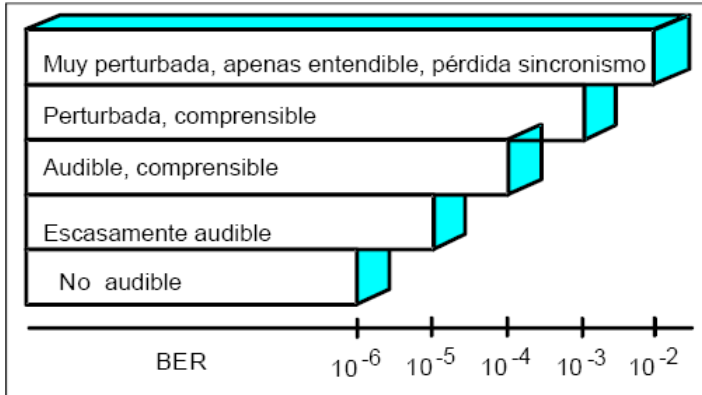


Figura 2.11 Nivel de calidad en relación al BER

La Figura 3.31 (3.9.1.1) muestra la relación de error de bit (BER) como función del nivel de entrada del receptor. El nivel umbral del receptor es función del ruido térmico (función del ancho de banda del receptor) y del factor de ruido del receptor. Cualquier ruido adicional incrementará el BER y consecuentemente reducirá el rendimiento del sistema.

Para sistemas telefónicos tradicionales el sistema puede subsistir con un BER cercano a 10^{-3} , y como se indica arriba, un $BER=10^{-6}$ no representa una degradación audible. Los sistemas que transportan tráfico de datos y particularmente aplicaciones multimedia incluyendo vídeo en directo, normalmente requieren un BER muy bajo para transmisiones de alta calidad. Se requiere un BER por debajo de 10^{-12} y el límite para operar es cercano a $BER = 10^{-6}$. Estos requerimientos son más estrictos para los límites de ruido en los sistemas digitales, comparados con requerimientos anteriores, y tiene impacto en niveles de interferencias aceptables.

Para operar correctamente, un sistema digital generalmente requiere una relación señal a interferencia S/I de 15 - 25 dB, de acuerdo con el esquema de modulación. Esta relación se puede calcular utilizando:

$$S / N_{(dB)} = L_{Te} - 10 \log(kTB) - F_{(dB)} \quad (2.20)$$

Donde

L_{Te} : Nivel umbral del receptor para un VER dado (sin interferencia) [dBW]

K : Constante de Boltzmann

⁹ Dennis Roddy and John Coolen: "Electronic communications", Prentice-Hall International Editions, USA 1984, ISBN 0-13-250440-5.

T : Temperatura absoluta en grados Kelvin

B : Ancho de banda IF en Hertz

F : Figura de ruido del receptor en decibelios

La ecuación 2.20 proporciona la relación teórica. Para sistemas prácticos se debe añadir un margen de ~ 1 dB a este valor, proporcionando una relación (S/N) C_R . Los valores de C_R para un gran número de radios de se pueden obtener tal como se muestra en la tabla 2.2. Añadiendo una implementación de un margen de 1 dB se consiguen los resultados de la columna más a la derecha.

Tipo de Radio	Umbral (BER 10 ⁻³)	Figura de ruido	Ancho de banda IF	S/N teórico	C_R Práctico
4x2 Mb/s	-87.0 dBm	5.0 dB	6 MHz	14 dB	15 dB
34 Mb/s	-82.5 dBm	4.5 dB	26 MHz	13 dB	14 dB
140 Mb/s	-73.0 dBm	4.1 dB	27 MHz	23 dB	24 dB
155 Mb/s	-73.0 dBm	4.5 dB	27 MHz	22 dB	23 dB

Tabla 2.2. Valores típicos de C_R

Los valores de la tabla 2.2 pueden variar ligeramente para diferentes bandas de frecuencias, principalmente debido a las variaciones en las figuras de ruido. Los números serán, por supuesto, totalmente diferentes si se emplean otros esquemas de modulación. El método de modulación afecta tanto a la relación S/N requerida como al ancho de banda IF del receptor.

2.2.3 Zonas de Fresnel

Para que un enlace pueda establecerse apropiadamente evitando al máximo las pérdidas, se utilizan varios criterios de despejamiento ya sea de forma individual o conjunta dependiendo de las condiciones del enlace. En cualquiera de estos casos existe un concepto que debe manejarse, ya que se encuentra presente en cada uno de estos criterios cómo un índice de medida para calcular el despejamiento, este se conoce cómo Primera Zona de Fresnel.

El despejamiento consiste en mantener la primera zona de Fresnel en la medida de lo posible libre de obstáculos. Las zonas de Fresnel son elipsoides que rodean la trayectoria directa entre transmisor y receptor, y dentro de la primera zona se encuentra la mayor cantidad de potencia destinada al receptor

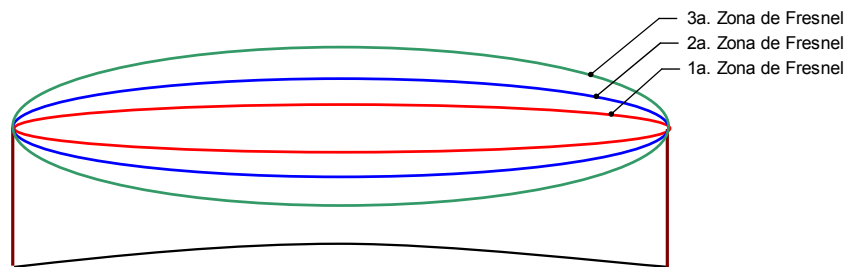


Figura 2.14 Primeras zonas de Fresnel. Fuente: Autor.

3

MÉTODOS Y ELEMENTOS PARA PLANIFICACIÓN DE RADIOENLACES EN LA GEOGRAFÍA ANDINA

Introducción

Para la planificación de enlaces de visibilidad directa en el entorno rural andino no se encuentran disponibles documentos de fácil acceso que a su vez sean enfáticos en el tema. Por lo que se hace necesario para este proyecto recopilar la información que pueda ser aplicable para este tipo de entorno y señalar los parámetros y reglamentación que establece la **ITU** para el desarrollo de enlaces de visibilidad directa en las condiciones que se asemejan al tipo de geografía que se presenta en Latinoamérica y más específicamente en países como Colombia donde la diversidad geográfica es considerable.

En este capítulo se describe la planificación e ingeniería de redes para radioenlaces de visibilidad directa con conceptos aplicados al entorno rural andino y bajo los parámetros de las últimas recomendaciones de la ITU-R. El objetivo principal es asegurar que un radioenlace obtenga los requisitos de cumplimiento y disponibilidad requeridos. Con este fin se cubrirán temas como:

- Propagación de ondas en la atmósfera
- Localización de emplazamientos y alturas de antena
- Perfiles del terreno
- Introducción al replanteo
- Objetivos de calidad y disponibilidad
- Desvanecimiento plano y selectivo
- Propagación y precipitación
- Planificación de frecuencias

- Fiabilidad de equipos

3.1 CONSIDERACIONES GENERALES

La planificación de sistemas abarca los principales parámetros de los sistemas de radioenlace. Ésta incluye la configuración de la red, la capacidad del sistema, los objetivos de la ejecución y la banda de frecuencia. La selección de sitios, necesidades de energía, torres y salas de equipos también son parte de este trabajo.

Mientras que la parte más detallada de la planificación cubre los parámetros de enlace, como alturas de las antenas, tipos de antena y tamaños, cumplimiento y cálculos de la disponibilidad, configuración de diversidad y planificación de la frecuencia.

Con este propósito se incluirán: fundamentos, modelos de cálculo y medidas para explicar la imprevisible propagación de las ondas de radio por la atmósfera. El principal propósito de la planificación del sistema, es conseguir un medio de transmisión fiable que cumpla las especificaciones internacionales, en cuanto a tasa de error y objetivos de disponibilidad. La explicación de los objetivos así como los modelos de predicción, son por tanto muy importantes en una ingeniería de planificación de sistemas. Deben ser evaluados el funcionamiento e indisponibilidad debido a los efectos de la propagación, precipitaciones, problemas de interferencias y averías de los equipos.

El número de frecuencias para radioenlaces es limitado. La planificación de frecuencias es por lo tanto una parte importante en la planificación del sistema. La tarea de una ingeniería de planificación de sistemas está en seleccionar frecuencias de radio y tipos de antena de la manera más eficiente. Se debe tener presente también la expansión futura de los sistemas.

La disponibilidad de un radioenlace está en relación entre los efectos de la propagación y las averías del equipo. Se presenta la disponibilidad de los módulos del equipo radio por medio del MTBF (Tiempo Medio Entre Averías). Según indagación, la experiencia práctica ha demostrado que la disponibilidad del sistema total a menudo está limitada por otros factores distintos al equipo de radio en sí mismo.

La indisponibilidad debida a problemas del mantenimiento, averías de energía, entre otros, a menudo pueden ser la principal causa de la indisponibilidad del sistema, sobre todo en áreas rurales.

3.2 PERFILES DE TERRENO

Es necesario disponer del perfil del terreno para emplazamientos y alturas de antenas. Se debe tener cuidado para visión directa entre los emplazamientos y evitar reflexiones. Más adelante se tratarán parámetros adicionales sobre la evaluación de emplazamientos de radioenlaces.

3.2.1 Perfiles de Enlace

Partiendo de un corte vertical de un boceto tridimensional simplificado del terreno, se podría dibujar un perfil como el de la figura 3.1. Sin embargo, debido a la insuficiente elaboración de mapas tridimensionales en Colombia y al elevado costo que representa su adquisición, generalmente se tiende a elaborar los perfiles de terreno con base en mapas de elevación de curvas de nivel, o se recurre a mapas digitalizados de libre acceso elaborados por la NASA que dan información sobre las alturas de terreno para de esta manera elaborar un perfil como el de la figura 3.2.

La figura 3.2 muestra el perfil del enlace, la primera zona de Fresnel y el perfil de terreno que varía con el factor K . La línea de vista está dibujada en la figura 3.2 como una línea recta, mientras que la curvatura del rayo debida a las variaciones en el factor K es añadida a la altura del terreno. A fin de evitar que las pérdidas por difracción se sumen a las inevitables pérdidas de espacio libre, el camino debe estar despejado para la primera zona de Fresnel.

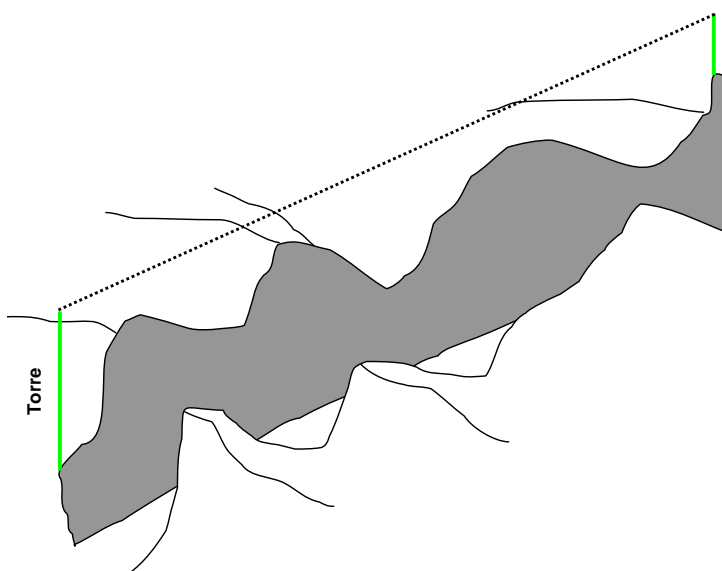


Figura 3.1. Perfil de enlace a partir de un dibujo tridimensional. Fuente: [11]

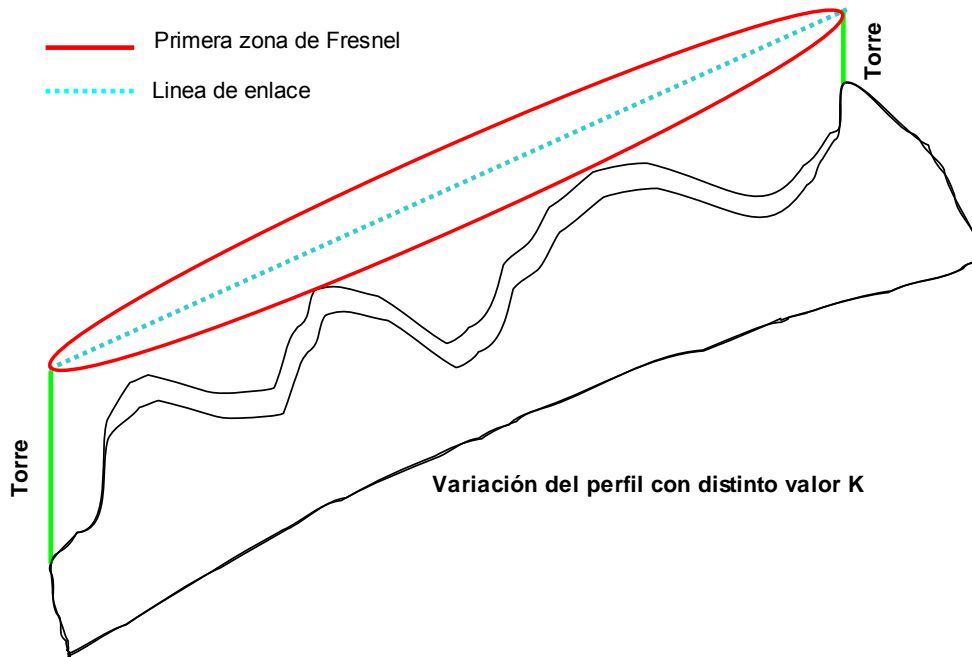


Figura 3.2 Perfiles de enlace con variación del valor K y la primera zona de Fresnel despejada.
Fuente: [11].

En ausencia de un procedimiento general, que proporcionaría una previsible pérdida por difracción para pequeños porcentajes de tiempo (un criterio estadístico de enlace despejado), el ITU-R aconseja el siguiente procedimiento [10]:

- a) Determinar la altura requerida de las antenas para el valor medio del factor-k apropiado (en ausencia de otro dato, utilizar $K = 4/3$) para un enlace despejado ($1.0F_1$) por encima del obstáculo más alto.
- b) Obtener el valor de K_e (99.9%) de la figura 13 para la longitud del enlace en cuestión.
- c) calcular la altura requerida de las antenas para el valor de K_e obtenido en el paso b) y para los siguientes radios de zona de Fresnel:

<i>Clima Templado</i>	<i>Clima tropical</i>
0.0F ₁ Si hay una obstrucción del enlace aislada y única	0.6F ₁ Para enlaces de longitudes mayores a 30 Km.
0.3F ₁ Si la obstrucción se extiende a lo largo de una parte del enlace	

¹⁰ Datos de propagación y métodos de predicción requeridos para el diseño de sistemas terrestres de visibilidad directa. ITU-R Recomendación P.530-7, Ginebra 1997.

d) Utilizar las altura más grandes de antena obtenidas en los pasos a) y c)

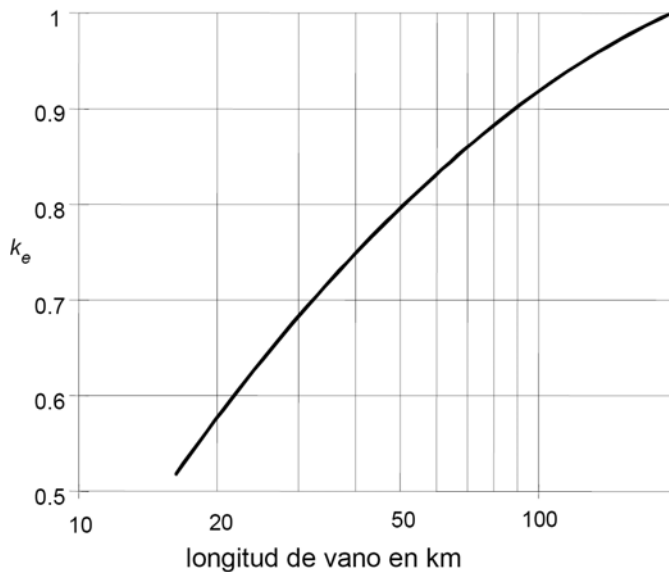


Figura 3.3 Valor K_e excedido por aproximadamente el 99.9% del peor mes (clima templado) Fuente: [10].

3.2.3 ZONA DE FRESNEL

La primera zona de Fresnel se define como el lugar donde $d_3 - (d_1 + d_2) = \lambda/2$. Esta ecuación describe una elipse, pero para aplicaciones prácticas el radio F_1 podría ser aproximado por la fórmula:

$$F_1 = 17.3 \sqrt{\frac{d_1 \cdot d_2}{f \cdot d}} \text{ [m]} \quad (3.1)$$

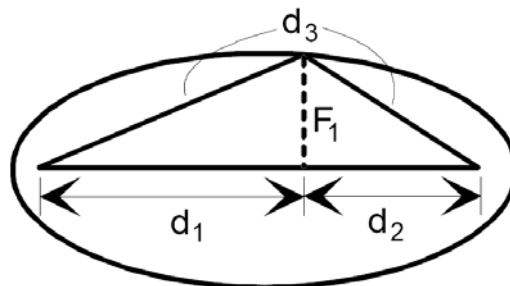


Figura 3.4 1ª Zona de Fresnel. Fuente: [11]

Dónde f es la frecuencia en GHz y d corresponde a la distancia total del enlace ($d_1 + d_2$).

3.2.4 CURVATURA DE LA TIERRA

Para poder dibujar en el perfil del enlace la línea de vista de forma rectilínea, hay que añadir a la altura de la tierra la curvatura debido a las variaciones en el factor K . La modificación de la altura de la tierra viene dada por:

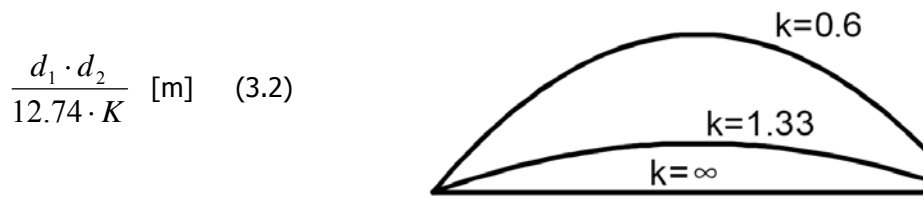


Figura 3.5 curvatura para distintos valores de K . [11]

3.2.5 REFLEXIONES EN TIERRA

La figura 3.6 muestra una reflexión típica sobre una superficie conductora. Cuanto mejor conductor sea el suelo, más potente será la reflexión. De este modo, las reflexiones del mar, de los pantanos, y sobre agua en general. Son más críticas que las reflexiones sobre tierras con vegetación. El coeficiente de reflexión de un tipo dado de tierra depende también de la frecuencia. Generalmente, el coeficiente de reflexión decrece con la frecuencia. Por otro lado, se requerirán áreas más grandes cuanto más bajas sean las frecuencias de las señales a reflejar.

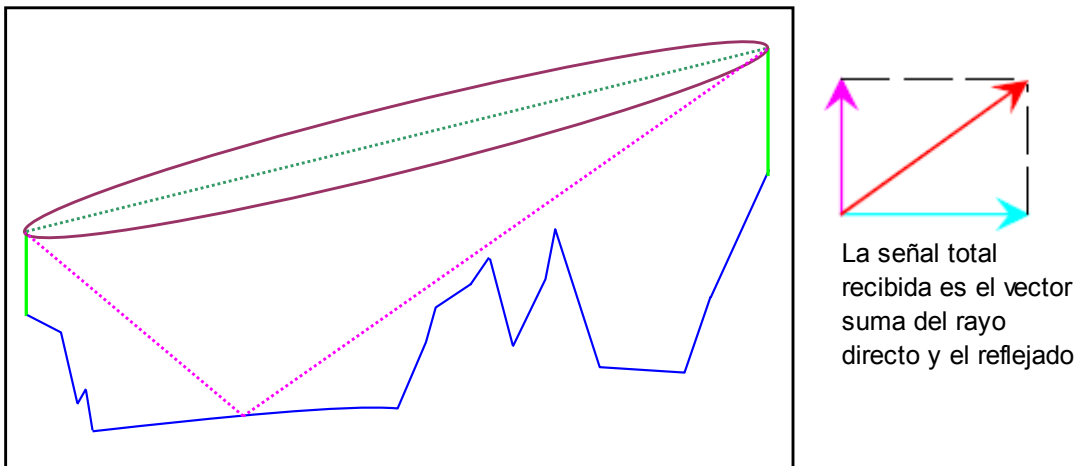


Figura 3.6. Reflexión crítica sobre una superficie conductora. Fuente: [11].

¹¹ Fuente: Autor

El coeficiente de reflexión efectivo es también función del ángulo de incidencia y la curvatura de la tierra (el factor K). Generalmente la polarización vertical ofrece una reflexión reducida, especialmente a bajas frecuencias. [12]

Como se indica en la figura 3.6, la señal recibida es la suma de la señal directa y de la señal de reflejada. Si se suman estas dos señales, darán una potencia de señal que es función de la altura del emplazamiento del receptor como se indica en la figura 3.7. Para neutralizar el efecto de las reflexiones de la tierra, se utilizan frecuentemente configuraciones de diversidad de espacio, con dos antenas receptoras separadas verticalmente. Una separación óptima entre antenas debería proporcionar un máximo en el nivel de señal recibida en la segunda antena cuando la antena principal se encuentra en un mínimo, y viceversa.

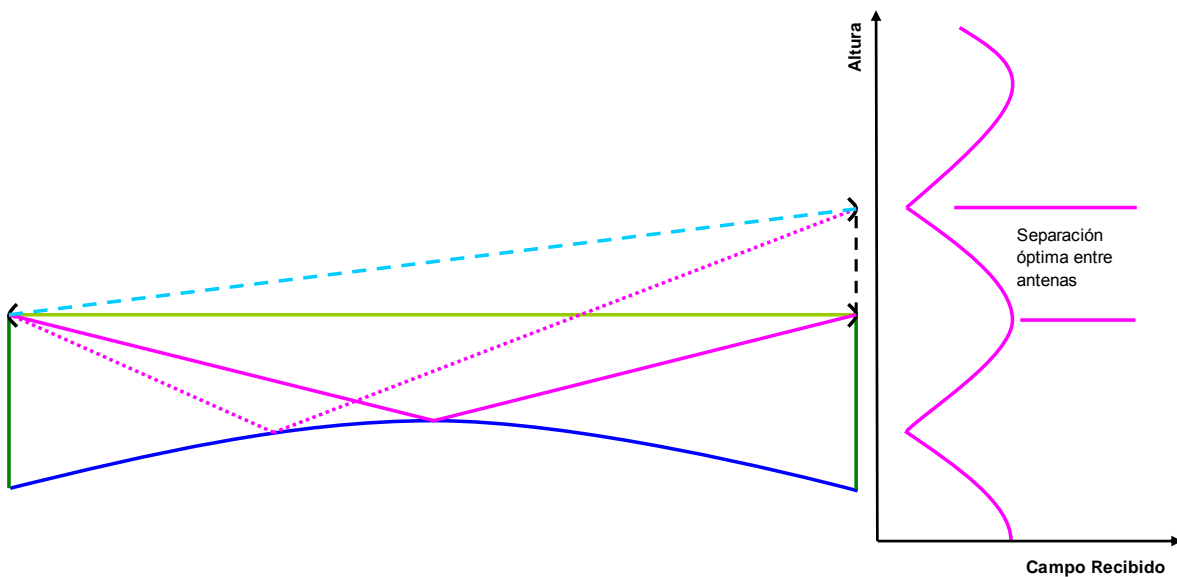


Figura 3.7 Separación óptima entre antenas para diversidad de espacio. Fuente: [11]

Esta separación óptima entre antenas se puede calcular utilizando uno de los dos métodos siguientes:

1. Método geométrico utilizando zonas de Fresnel.
2. Método analítico utilizando expansiones de series.

¹² Heinz Karl: "The planning and engineering of radio-relay networks" Radiolänk - projektering - workshop 1988-09-13

3.2.5.1 Método Geométrico

Una propiedad geométrica de la elipse es que el ángulo de incidencia iguala al ángulo de reflexión en la circunferencia. Esta propiedad puede ser utilizada para encontrar el punto de reflexión. Cuando el terreno iguala la tangente a la elipse, se ha encontrado un punto de reflexión. Consecuentemente el punto de reflexión se puede encontrar incrementando la zona de Fresnel hasta que roce el terreno. Si la tangente de la elipse es paralela al terreno, hay un punto de reflexión. (Ver Figura 3.8)

La separación óptima de antenas se puede calcular también gráficamente. Una vez calculado el punto de reflexión utilizando la figura 3.8, se incrementa o se decreta la zona de Fresnel en media longitud de onda. Se coloca esta nueva elipse sobre el terreno como muestra la figura 17, y se examina la variación en la altura de la antenna. La diferencia entre la altura de las antenas de las dos zonas de Fresnel dibujadas en la figura 3.9 corresponde a la separación vertical óptima entre antenas para una configuración de diversidad de espacio.

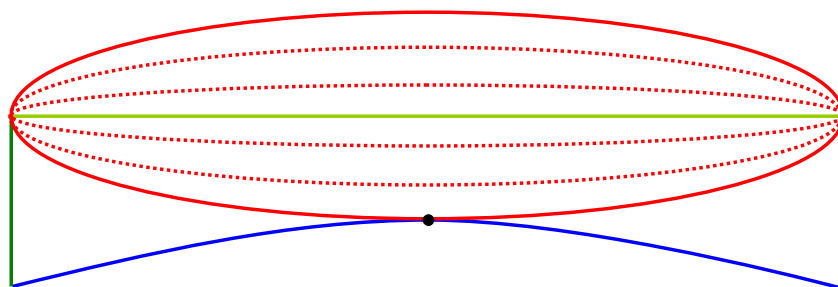


Figura 3.8 Búsqueda del punto de reflexión gráficamente. Fuente [11]

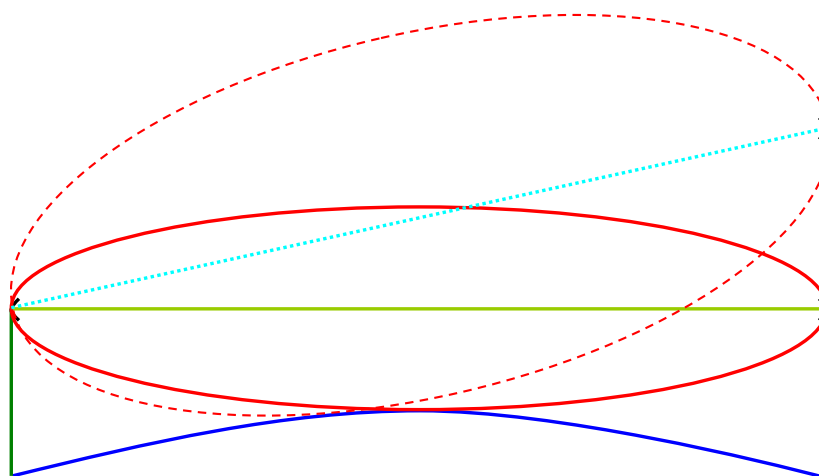


Figura 3.9 Separación óptima de antenas (Método Gráfico). Fuente: [11].

3.2.5.2 Método Analítico

La localización del punto de reflexión puede ser calculada utilizando las fórmulas dadas a continuación [12]:

$$q = \frac{h_1 - h_2}{h_1 + h_2} \quad (3.3)$$

q : Parámetro ha ser utilizado en fórmulas

h_1 : Altura en la antena sobre el punto de reflexión en el emplazamiento A (en metros)

h_2 : Altura en la antena sobre el punto de reflexión en el emplazamiento B (en metros)

$$Q = \frac{K \cdot 51(h_1 + h_2)}{2 \cdot d^2} \quad (3.4)$$

Q : Parámetro ha ser utilizado en fórmulas

K : Factor de radio efectivo de la tierra

d : Longitud del enlace en kilómetros

$$V = \frac{q}{1 + \frac{1}{Q}} \quad (3.5)$$

V : Parámetro ha se utilizado en fórmulas

$$Z = V \cdot \sum_{i=0}^{\infty} \frac{V^{2i}}{(1+Q)^i} \quad (3.6)$$

Ya que la ecuación 3.6 converge con gran rapidez, puede ser determinada utilizando los cuatro primeros términos, lo que resulta en una buena aproximación:

$$Z \approx V \left(1 + \frac{V^2}{1+Q} + 3 \frac{V^4}{(1+Q)^2} + 12 \frac{V^6}{(1+Q)^3} \right) \quad (3.7)$$

$$d_1 = \frac{d}{2}(1 + Z) \quad (3.8)$$

$$d_2 = \frac{d}{2}(1 - Z) = d - d_1 \quad (3.9)$$

d_1 : distancia desde el emplazamiento A hasta el punto de reflexión (en Km.)

d_2 : distancia desde el emplazamiento B hasta el punto de reflexión (en Km.)

La diferencia de longitud entre las trayectorias de señal directa y señal reflejada expresada en metros (3.10) y en longitudes de onda (3.11) viene dada por:

$$\delta = \frac{2}{d} \left(h_1 - \frac{d_1^2}{12.74 \cdot K} \right) \left(h_2 - \frac{d_2^2}{12.74 \cdot K} \right) \cdot 10^{-3} \quad (3.10)$$

$$\tau = \frac{\delta \cdot f}{0.3} \quad (3.11)$$

La distancia de paso (indicada en la figura 3.7) viene dada por:

$$v_1 = \frac{0.3 \cdot d}{2 \cdot f} \cdot \frac{1}{h_2 - \frac{d_2^2}{12.74 \cdot K}} \cdot 10^3 \quad (3.12)$$

$$v_2 = \frac{0.3 \cdot d}{2 \cdot f} \cdot \frac{1}{h_1 - \frac{d_1^2}{12.74 \cdot K}} \cdot 10^3 \quad (3.13)$$

Por lo tanto, la separación óptima de antenas
Es igual a la mitad de la distancia de paso:

$$\Delta h_{1(2)} = \frac{v_{1(2)}}{2} \quad (3.14)$$

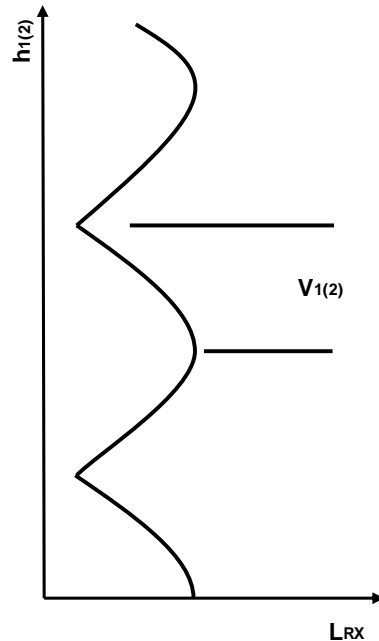


Figura 3.10 Separación óptima de antenas [11].

3.3 CÁLCULO DE POTENCIA RECIBIDA

Como se planteó en el capítulo anterior a través de la ecuación de enlace, se puede hacer un pronóstico de la potencia que se tendrá a la en el receptor. Sin embargo esta sencilla ecuación se utiliza cuando se trabaja con frecuencias por debajo de los 15 GHz aproximadamente. Más cuando se trabaja con frecuencias superiores a este valor, las atenuaciones atmosféricas deben ser tenidas en cuenta en el cálculo de potencia recibida.

3.3.1 Atenuación Atmosférica

En frecuencias más altas, sobre unos 15 GHz, la atenuación debida a los gases atmosféricos se añadirá a la pérdida total de propagación de un trayecto de radioenlace. La atenuación en un enlace de longitud d (Km.) está dada por la siguiente fórmula:

$$A_a = \gamma_a \cdot d \quad (3.15)$$

Dónde

d : longitud de la trayectoria en Km.

γ_a : atenuación específica [dB/Km.] se da en ITU-R Rec. P.676 [¹³] el cual define la atenuación por gases atmosféricos

La atenuación es debida a la absorción del vapor de agua no condensado y al aire. La atenuación específica viene dada por γ_a (dB/Km.). Tanto el vapor de agua como el aire tienen varias líneas de absorción en las regiones centimétrica y milimétrica.

Consecuentemente, hay frecuencias donde ocurre una alta atenuación, frecuencias que están separadas por bandas de frecuencia donde la atenuación es substancialmente más baja. La atenuación por vapor de aire y por agua se suman y las fórmulas de la recomendación de ITU-R P.676 para una estimación aproximada de la atenuación específica a son válidas a menos de 57 GHz. Según la recomendación ITU-R P.676,

¹³ Atenuación por gases atmosféricos. ITU-R Recomendación P.676-3, Ginebra 1997.

$$\gamma_a = \gamma_{aire} + \gamma_{vapor} \quad (3.16)$$

tal que,

$$\gamma_{aire} = \left[\frac{7.27 r_t}{f^2 + 0.351 \cdot r_p^2 \cdot r_t^2} + \frac{7.5}{(f - 57)^2 + 2.44 \cdot r_p^2 r_t^5} \right] f^2 r_p^2 r_t^2 \cdot 10^{-3} \quad (3.17)$$

$$\gamma_{vapor} = f^2 \rho \cdot r_p r_t \cdot 10^{-4} \left[3.27 \cdot 10^{-2} r_t + 1.67 \cdot 10^{-3} \frac{\rho \cdot r_t^7}{r_p} + 7.7 \cdot 10^{-4} + \frac{3.79}{(f - 22.235)^2 + 9.81 \cdot r_p^2 r_t} \right. \\ \left. + \frac{11.73 \cdot r_t}{(f - 183.31)^2 + 11.85 \cdot r_p^2 r_t} + \frac{4.01 \cdot r_t}{(f - 325.153)^2 + 10.44 \cdot r_p^2 r_t} \right] \quad (3.18)$$

Donde f es la frecuencia en GHz, $r_p = p/1013$, $r_t = 288/(273+t)$, p es presión en hPa (= mbar), t es la temperatura en Celsius y ρ es agua en (g/m³). El cálculo de la presión del vapor de agua está basado en la humedad relativa en porcentaje H. Utilizando la formula, esto es

$$\rho = \frac{216.7 \cdot e}{T} \quad (3.19)$$

La presión del agua puede convertirse a (g/m³). T es la temperatura en Kelvin y e es la presión del vapor de agua en hPa.

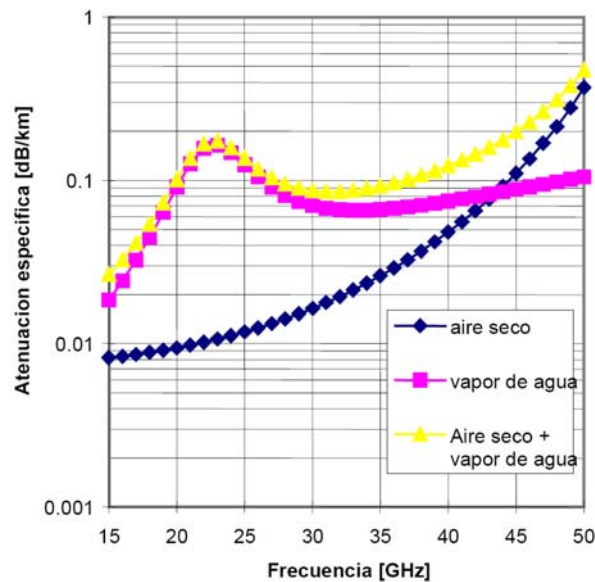


Figura 3.11 Atenuación específica debida a gases atmosféricos $p=1013$ hPa, $T=25^{\circ}\text{C}$, $\rho=7.5$ g/m³. Fuente: ITU-R P836-1

La figura 3.11, que presenta la atenuación específica en el rango de 15 a 50 GHz muestra claramente cómo la atenuación debida al vapor del agua es predominante por debajo de los 40 GHz. La atenuación específica es más susceptible a cambios en ρ . El valor $\rho = 7.5 \text{ g/cm}^3$ utilizado en la figura es el valor para la atmósfera estándar. Los valores para cualquier parte del mundo pueden ser encontrados en la recomendación de ITU-R P836-1 [¹⁴].

Cerca de los 60 GHz, muchas líneas de absorción de oxígeno se mezclan entre sí, a la presión del nivel del mar, para formar una única y ancha línea de absorción. Consecuentemente, en frecuencias de este rango, sólo pueden realizarse enlaces de longitudes muy cortas.

Así pues, teniendo en cuenta las atenuaciones producidas por la atmósfera para frecuencias por encima de los 15 GHz, el término A_a debe ser incluido dentro de las pérdidas del sistema L_{sis} .

$$P_r = P_t + G_t + G_r - SL - L_{sis} \quad (2.18b)$$

3.4 CALIDAD DEL ENLACE (Predicción de Calidad)

Las perturbaciones atmosféricas afectan a las condiciones de transmisión de los radioenlaces. La señal recibida variará con el tiempo, y el funcionamiento del sistema se determina por la probabilidad de que el nivel de la señal decaiga bajo el nivel umbral de recepción, o el espectro recibido esté severamente distorsionado.

3.4.1 El margen de desvanecimiento

La figura 3.12 muestra el nivel de recepción en función del tiempo durante un fenómeno de desvanecimiento. El nivel de entrada se encuentra por debajo del nivel umbral de radio para periodos de tiempo relativamente cortos. Este tiempo provoca degradación en el funcionamiento del sistema y posibilidad de corte. Los desvanecimientos están fundamentalmente causados por el efecto de multitrayecto y debido a las precipitaciones. Como muestra la figura 3.12, a mayor margen de desvanecimiento, menor probabilidad de que la señal decaiga por debajo del nivel umbral del receptor. Consecuentemente, el funcionamiento del sistema se mejora aumentando el

¹⁴ Vapor de agua: densidad superficial y contenido total columnar. ITUR Recomendación P.836-1, Ginebra 1997.

margen de desvanecimiento. Esto se puede alcanzar mediante un nivel de salida más alto, por antenas mayores, menores niveles umbral, reducidas longitudes de enlace, entre otros.

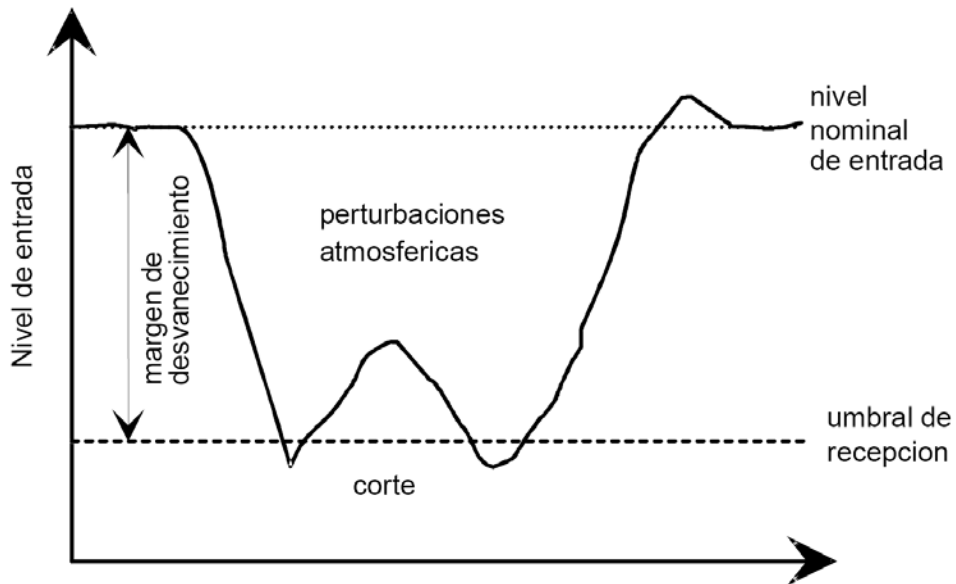


Figura 3.12 Nivel de entrada en función del tiempo durante desvanecimiento. Fuente: [11].

3.4.2 Desvanecimiento Multitrayecto

El desvanecimiento debido a las capas de la atmósfera es el factor dominante en la degradación de los radioenlaces. Las condiciones meteorológicas en el espacio que separa el transmisor del receptor, pueden causar algunas veces efectos perjudiciales a la señal recibida. Los rayos que normalmente tendrían que haberse perdido en la troposfera se pueden refractar hacia la antena receptora donde se sumarían a la señal deseada. Las relaciones de fase y de amplitud entre las señales, determinan la señal de entrada resultante en el receptor.

Esto afecta a la transmisión de las señales digitales de dos formas. En algunas ocasiones, todas las componentes del espectro de la señal útil se reducen por igual. A esto se le da el nombre de desvanecimiento no selectivo o plano. Otras veces solo parte de las componentes espectrales serán reducidas, causando que el espectro se distorsione. A esto se le llama desvanecimiento selectivo de frecuencia. Estos dos efectos serán tratados por separado. El corte total debido al desvanecimiento multitrayecto es la suma del corte por desvanecimiento plano y el corte por desvanecimiento selectivo.

Lo que se pretende enseguida explicar es cómo hallar la probabilidad de corte por el desvanecimiento, lo cuál ayudará a mejorar las condiciones del enlace en el caso de requerirlo.

$$P_{total} = P_{plano} + P_{sel} \quad (3.20)$$

3.4.2.1 Desvanecimiento Plano

Medidas en diferentes partes del mundo, ITU-R report 338-6 [15] y la recomendación P.530 [10], indican que la probabilidad de que el nivel recibido se desvanecerá F dB por debajo del nivel del espacio libre:

$$P_{plano} = P_0 \cdot 10^{-F/10} \quad (3.21)$$

Donde F es igual al margen de desvanecimiento. El parámetro P_0 , factor de ocurrencia de desvanecimiento, está relacionado con los parámetros del enlace.

Método de predicción antiguo

El factor de ocurrencia de desvanecimiento en (3.21) esta en función de la localización del enlace, del terreno y de la frecuencia de radio utilizada (Barnett and Vigants [15]):

$$P_0 = 0.3 \cdot a \cdot b \cdot \frac{f}{4} \cdot \left(\frac{d}{50}\right)^3 \quad (3.22)$$

Donde a es un factor climático dado en la tabla 3.1.

f es la frecuencia de radio dada en GHz.

d es la longitud del enlace en Km.

b está dada por

$$b = \left(\frac{15}{S}\right)^{1.3} \quad (3.23)$$

S es la desviación estándar (RMS) de las elevaciones del terreno, medidas en intervalos de 1 Km. a lo largo del enlace, excluyendo los emplazamientos de la estación radio.

Nótese: 6 m. < S < 42 m.

¹⁵ Datos de propagación y métodos de predicción requeridos en sistemas de visibilidad directa. Informe 338-6. Informes de la ITUR., 1990. Anexo al Volumen V. Propagación en medios no ionizados. Ginebra ISBN 92-61-04211-2.

a	Región Climática
4.00	Ecuatorial, regiones de alta humedad y temperatura, el valor medio anual de N se aproxima a 360 Unidades N.
3.00	Desiertos, fuertes variaciones térmicas entre el día y la noche, el valor de N se aproxima a 280 Unidades N, pero varía enormemente. También regiones costeras con terrenos bastante llanos en climas más templados.
2.00	
1.50	Invierno seco y verano lluvioso en climas continental y subtropical, a menudo enlaces de radio sobre tierra seca, el valor medio de N se aproxima a 320 Unidades N, pero la variación es casi de 100 Unidades N durante un año.
1.00	Fuertes variaciones de temperaturas diurnas en climas continental templado, media altitud, terreno medianamente irregular, condiciones de propagación más favorables en verano, valor medio de N es 320 unidades N, y la variación ronda de 20 a 40 unidades N
0.50	Regiones altas, ligeramente secas, tierra adentro, terreno regular.
0.25	Montañas, terreno muy irregular, ligeramente seco.
0.05	Polar, temperaturas relativamente bajas y pocas precipitaciones.

Tabla 3.1. Factor climático a para diferentes regiones. Fuente: [11].

Nuevo método de predicción

La recomendación de ITU-R P.530 [10] proporciona un nuevo método para calcular el factor de ocurrencia de desvanecimiento para el peor mes. No se requiere el perfil del enlace para este método, pero una clasificación general del tipo de enlace proporciona una predicción más precisa. Los métodos se derivan de los datos de desvanecimiento de enlaces con longitudes en el rango de 7-95 Km., frecuencias en el rango de 2-37 GHz, inclinaciones de enlace en el rango de 0-24 mrad, y ángulos rasantes dentro del rango de 1-12 mrad. Las pruebas realizadas utilizando otros conjuntos de datos para enlaces de hasta 237 Km. de longitud y frecuencias tan bajas como 500MHz sugieren, sin embargo, que es válido para rangos mayores de longitud de enlace y de frecuencia. Los resultados de un análisis semi-empírico indican que el límite de validez de la frecuencia inferior es inversamente proporcional a la longitud del enlace. Una somera estimación para este límite de frecuencia inferior, f_{min} puede obtenerse de (3.21) expresado en GHz:

$$P_{plano} = P_0 \cdot 10^{-F/10} \quad [\text{GHz}] \quad (3.21a)$$

La probabilidad de corte (*en porcentaje*) para el peor mes está dada por

$$P_{plano} = P_0 \cdot 10^{-F/10} \quad [\%] \quad (3.21b)$$

Y el factor de ocurrencia de desvanecimiento es

$$P_0 = K \cdot d^{3.6} \cdot f^{0.89} \cdot (1 + |E_p|)^{-1.4} \quad (3.24)$$

Donde K es el factor geoclimático y E_p es la inclinación del enlace

$$E_p = \frac{|h_1 - h_2|}{d} \quad [\text{milirad}] \quad (3.25)$$

h_1 y h_2 son las alturas de las antenas sobre el nivel medio del mar [m].

El factor geoclimático se puede estimar para el peor mes medio, mediante los datos de desvanecimiento. En ausencia de tales datos empíricos, las relaciones a usar deben basarse en el tipo de enlace, como se clasifican a continuación

- Enlaces en Interior

Los enlaces en interior son aquellos en los que la totalidad del perfil del enlace está sobre la altitud de 100m (con respecto al nivel medio del mar) y más allá de los 50km desde la línea costera más cercana, o, en los que parte o la totalidad del perfil del enlace está por debajo de la altitud de 100m para un enlace que se encuentra en su totalidad dentro de los 50 Km. de la línea de costa. Los enlaces que cruzan un río o un pequeño lago deben ser normalmente clasificados como enlaces sobre tierra. El factor geoclimático K , por lo tanto, viene dado por.

$$K = 5 \cdot 10^7 \cdot 10^{-0.1(C_0 - C_{lat} - C_{lon})} \cdot P_L^{1.5} \quad (3.26)$$

P_L es el porcentaje de tiempo en el que el gradiente de refractividad medio en los 100 metros más bajos de la atmósfera es menor que -100 unidades N/Km.

Las figuras 8 a 11 del informe 563 [16] de ITU-R proporcionan P_L para cuatro diferentes meses. Se debe elegir el mes que tiene el valor más alto. Estas figuras se dan en el apéndice B. El valor del coeficiente C_0 en la ecuación (3.26) viene dada en la Tabla 3.2 para tres

¹⁶ Datos meteorológicos de radio. Informe 563-4. Informes de ITU-R., 1990. Anexa al Volumen V. Propagación en medios no ionizados. Ginebra ISBN 92-61-04211-2.

rangos de la altitud más baja de entre las antenas emisora y receptora, y para tres tipos de terreno (llanuras, colinas, montañas). En casos de incertidumbre acerca de si un enlace ha de ser clasificado como perteneciente a un área de llanuras o de colinas, deberá emplearse el valor medio de los coeficientes C_0 para los dos tipos de área. De manera similar, en casos de incertidumbre acerca de si un enlace ha de ser clasificado como perteneciente a un área de colinas o montañosa, deberá ser empleado el valor medio de los coeficientes C_0 para los dos tipos de área. Los enlaces entre llanuras en un extremo y montañas en el otro deben ser clasificados como de áreas con colinas. A efectos de decisión de si un enlace que parcialmente transcurre sobre el agua debe ser clasificado como llanura, colina o área montañosa, la superficie de agua ha de ser considerada como llanura.

Donde el tipo de terreno no sea conocido, a efectos de Planificación, se emplearán los siguientes valores para el coeficiente C_0 de la ecuación (3.26):

$C_0 = 1.7$ si la altura de la antena más baja está en el rango 0-400 m sobre el nivel medio del mar.

$C_0 = 4.2$ si la altura de la antena más baja está en el rango de 400-700m sobre el nivel medio del mar.

$C_0 = 8$ si la altura de la antena más baja está por encima de 700m sobre el nivel medio del mar

El coeficiente C_{lat} de la ecuación (3.26) para la latitud ξ viene dada por:

$C_{lat} = 0$ (dB) para $\xi \leq 53^\circ \text{ N o } 53^\circ \text{ S}$

$C_{lat} = -53 + \xi$ (dB) para $53^\circ \text{ N o } 53^\circ \text{ S} < \xi < 60^\circ \text{ N o } 60^\circ \text{ S}$

$C_{lat} = -7$ (dB) para $\xi \geq 60^\circ \text{ N o } 60^\circ \text{ S}$

Y el coeficiente de longitud C_{lon} por:

$C_{lon} = 3$ (dB) para longitudes de Europa y África

$C_{lon} = -3$ (dB) para longitudes del Norte y Sur de América

$C_{lon} = 0$ (dB) para todo el resto de longitudes

El valor de la variable climática P_L de la ecuación (3.26) se estima tomando el valor más alto de entre los meses de Febrero, Mayo, Agosto y Noviembre de excedencia del gradiente de -100 N/Km . de los mapas correspondientes a los cuatro meses representativos de cada estación dadas en las figuras 7-10 de la Recomendación ITU-R P.453. Una excepción a esto es el hecho de que

solamente deberán de ser utilizados los mapas de Mayo y de Agosto para latitudes mayores de 60° N o 60° S.

Altitud de la antena más baja y tipo de terreno que atraviesa el enlace	C₀ (dB)
Antena de poca altura (0-400 m) – Llanuras: Enlaces sobre o parcialmente sobre tierra, con la altura de la antena más baja inferior a 400 m sobre el nivel medio del mar, localizadas en áreas en gran medida llanas	0
Antena de poca altura (0-400 m) – Colinas: Enlaces sobre o parcialmente sobre tierra, con la altura de la antena más baja inferior a 400 m sobre el nivel medio del mar, localizadas en áreas predominantemente de colinas.	3.5
Antena de altura media (400-700 m) – Llanuras: Enlaces sobre o parcialmente sobre tierra, con la altura de la antena más baja en el rango de 400-700 m sobre el nivel medio del mar, localizadas en áreas en gran medida llanas	2.5
Antena de altura media (400-700 m) – Colinas: Enlaces sobre o parcialmente sobre tierra, con la altura de la antena más baja en el rango de 400-700 m sobre el nivel medio del mar, localizadas en áreas predominantemente de colinas	6
Antena de gran altura (>700 m) – Llanuras: Enlaces sobre o parcialmente sobre tierra, con la altura de la antena más baja por encima de los 700 m sobre el nivel medio del mar, localizadas en áreas en gran medida llanas	5.5
Antena de gran altura (>700 m) – Colinas: Enlaces sobre o parcialmente sobre tierra, con la altura de la antena más baja por encima de los 700 m sobre el nivel medio del mar, localizadas en áreas predominantemente de colinas	8
Antena de gran altura (>700 m) – Montañas: Enlaces sobre o parcialmente sobre tierra, con la altura de la antena más baja por encima de los 700 m sobre el nivel medio del mar, localizadas en áreas predominantemente montañosas	10.5

Tabla 3.2. Valores del coeficiente C₀ para las ecuaciones (3.26) y (3.28) para las tres gamas de alturas de la antena más baja y para tres tipos de terreno

- Enlaces costeros encima/cerca de grandes masas de agua

Se puede considerar que un enlace cruza un área costera si una fracción r_c del perfil del trayecto se encuentra a una altura inferior a 100 m sobre el nivel medio de una masa de agua mediana o grande y se encuentra dentro de los 50 Km. de su línea costera, y si la altitud del terreno es superior a 100 m (en relación con la altitud media de la extensión de agua en cuestión) entre esta fracción del perfil del trayecto y la línea costera. Si no se dispone de datos medidos de K para enlaces costeros sobre o cerca de grandes masas de agua, entonces K puede ser estimado de la siguiente manera:

$$K = \begin{cases} K_l(r_c) = 10^{(1-r_c)\log K_l + r_c \log K_{cl}} & \text{para } K_{cl} \geq K_i \\ K_i & \text{para } K_{cl} < K_i \end{cases} \quad (3.27)$$

Donde r_c es la fracción del perfil del trayecto por debajo de la altitud de 100 m sobre el nivel medio del mar de la masa de agua en cuestión y dentro de los 50 Km. de la línea de costa, sin que exista un terreno con una elevación superior a los 100 m que se interponga entre el trayecto y la costa, K_i viene dada por la expresión para K de la ecuación (3.26), y:

$$K_{cl} = 2.3 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-0.1C_0} - 0.011 \left| \xi \right| \quad (3.28)$$

Con C_0 dada en la Tabla 3.2. Nótese que la condición $K_{cl} < K_i$ de la ecuación (3.27) se cumple en unas cuantas regiones de latitud baja y media.

- Enlaces costeros encima/cerca de masas de agua medianas

Si no se dispone de los datos medidos para K para enlaces costeros sobre o cerca de masas de agua de tamaño medio, K puede estimarse a partir de:

$$K = \begin{cases} K_m(r_c) = 10^{(1-r_c)\log K_i + r_c \log K_{cm}} & \text{para } K_{cm} \geq K_i \\ K_i & \text{para } K_{cm} \leq K_i \end{cases} \quad (3.29)$$

Y,

$$K_{cm} = 10^{0.5(\log K_i + \log K_{cl})} \quad (3.30)$$

Con K_{cl} dada por la ecuación (3.28). Nótese que la condición $K_{cm} < K_i$ de la ecuación (3.29) se cumple en unas pocas regiones a latitudes bajas y medias.

- Definición de enlaces poco claros

Habrán casos en los que sea difícil encontrar una clara definición de enlace, o en los que falta información detallada sobre un enlace en particular. En este caso, deberán utilizarse las siguientes directivas. En casos de incertidumbre a cerca de sí el tamaño de una masa de agua en cuestión debe ser clasificada como mediana o grande, K deberá ser calculada de la siguiente manera:

$$K = 10^{(1-r_c)\log K_i + 0.5 \cdot r_c (\log K_{cm} + \log K_{cl})} \quad (3.30)$$

Regiones (que no incluyan zonas costeras) en las cuales hay muchos lagos en un área bastante grande, se considera que se comportan de una manera similar a las áreas costeras. Hasta que dichas regiones se puedan definir mejor, K se debe calcular mediante:

$$K = 10^{0.5[(2-r_c)\log K_i + r_c \log K_{cm}]} \quad (3.31)$$

De esta forma, hallado el valor de K para cualquier tipo de terreno en la geografía andina, es posible que se obtenga el valor P_0 de la ecuación (3.24) para que posteriormente sea remplazado en la ecuación (3.21) y finalmente cuantificar el desvanecimiento plano P_{plano} .

3.4.2.2 Desvanecimiento selectivo de frecuencia

El funcionamiento de enlaces de radio digital de visibilidad directa puede estar seriamente perjudicado por el desvanecimiento selectivo de frecuencia, debido a distorsiones de amplitud en banda y de fase. Este desvanecimiento multitrayecto (o selectivo) puede ser el resultado de reflexiones sobre la superficie, o inducidas por anomalías atmosféricas como fuertes gradientes de conducción.

Durante algunas condiciones atmosféricas con capas horizontales estáticas, el gradiente vertical del índice de refracción atmosférico produce múltiples caminos de propagación entre el transmisor y el receptor en un enlace de visibilidad directa, tal como se muestra en la figura 3.13. La Figura 3.14 muestra la respuesta en el dominio del tiempo del enlace de radio multitrayecto de la figura 3.13.

Esta respuesta, durante las condiciones de propagación multitrayecto, indica que el radio recibirá múltiples pulsos para cada pulso digital enviado por el transmisor. En el caso de la figura para simplificar sólo se presenta la llegada de dos rayos.



Figura 3.13. Multitrayecto entre transmisor y receptor

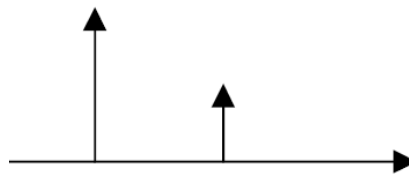


Figura 3.14. Respuesta en el dominio del tiempo del enlace

Si τ es el retardo relativo en tiempo entre los dos caminos de propagación mostrados en la Figura 3.13, la fase relativa entre los dos caminos será $2\pi f\tau$ y, por lo tanto, función de la frecuencia, f . La amplitud y la fase de la señal recibida varían con la frecuencia como se muestra en la función de transferencia del enlace de la Figura 3.15. Tal variación de la frecuencia en la función de transferencia del enlace se conoce como *desvanecimiento selectivo de frecuencia*.

Los impactos del desvanecimiento por multitrayecto en radio digital se pueden resumir brevemente:

- ϕ Se reduce la relación señal/ruido y consecuentemente se incrementa la relación de error de bit (BER).
- ϕ Se reduce la relación portadora/interferencia (CIR) y consecuentemente aumenta el BER.
- ϕ Se distorsiona la forma de onda de un pulso digital, provocando una mayor interferencia entre símbolos y un mayor BER.
- ϕ Se introduce atenuación diafónica entre las dos portadoras ortogonales, eje I y eje Q, y consecuentemente se incrementa el BER.

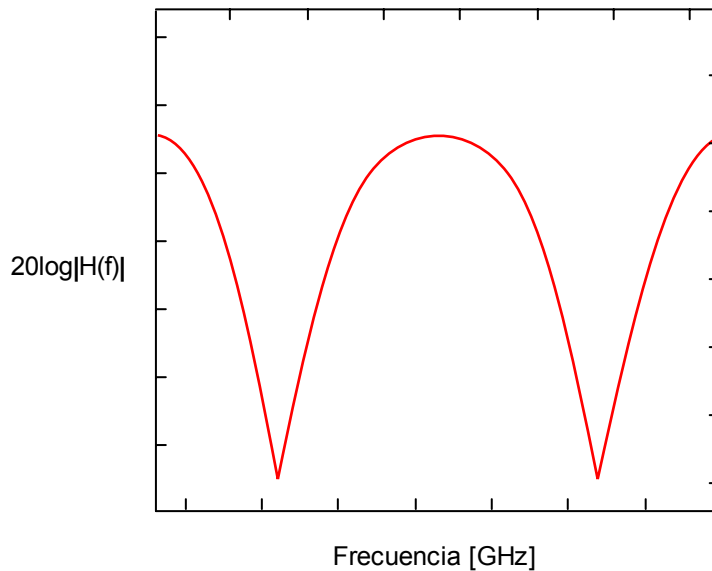


Figura 3.15. Función de transferencia del enlace. Fuente: [11]

Claramente, la dispersión por multitrayecto puede degradar seriamente el funcionamiento y causar cortes e interrupciones en un sistema digital de radio por medio de diversos mecanismos. Existe un número de métodos diferentes para predecir cortes debidos al desvanecimiento selectivo de frecuencia. Se eligió el método de la curva de firma (signatura) descrito en ITU-R informe 784-3^[17]. Expertos recomiendan este método, ya que en la práctica muestra claramente la capacidad para soportar el desvanecimiento selectivo.

Entonces la probabilidad de corte por desvanecimiento selectivo está dada por:

$$P_{sel} = 4.3 \cdot 10^{-1} \cdot \eta \cdot sf \cdot \frac{\tau_m^2}{\tau_0} \quad [\%] \quad (3.32)$$

¹⁷ Efectos de la propagación sobre el diseño y operación de sistemas de visibilidad directa. Informe 784-3. Informes de ITU-R., 1990. Anexo al Volumen IX - parte 1. Servicio fijo usando sistemas de radioenlace. Ginebra ISBN 92-61-04251-1.

Donde η se refiere al factor de ocurrencia de desvanecimiento P_0 dado en (3.24). η es frecuentemente llamado factor de actividad de desvanecimiento:

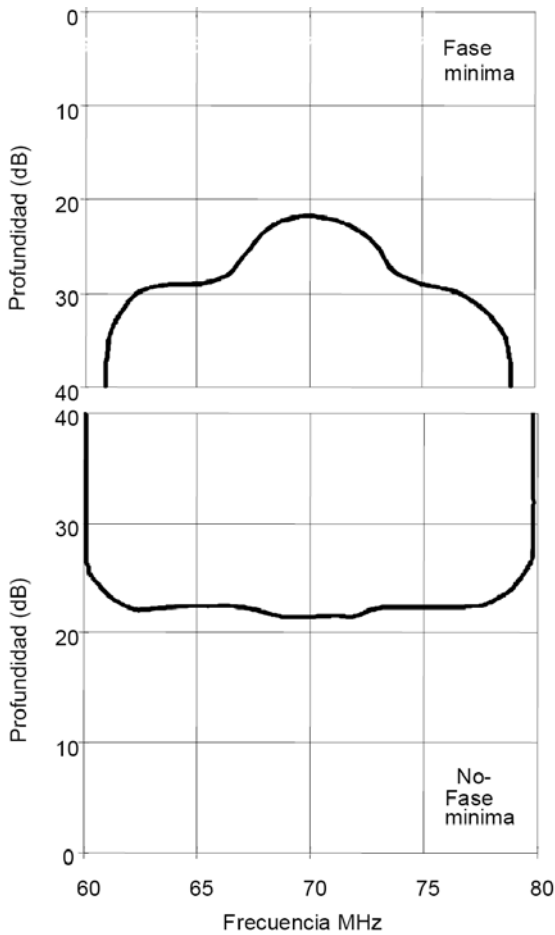


Figura 3.16. Curva de firma típica equipo NERA NL290 155 Mb/s SDH [18]

$$\eta = 1 - \exp\left(-0.2\left(\frac{P_0}{100}\right)^{3/4}\right) \quad (3.33)$$

τ_m es el típico retardo temporal medio dado por:

$$\tau_m = 0.7\left(\frac{d}{50}\right)^{1.5} \quad (3.34)$$

d es la longitud del enlace en Km. y sf es el factor de firma del equipo. τ_0 es el tiempo de retardo utilizado durante la medida de las curvas de firma. Un valor típicamente usado es:

$$\tau = 6.3 \text{ ns}$$

El factor de firma sf se obtiene de la curva de firma del equipamiento, utilizando la fórmula:

$$sf = \int_{-W/2}^{W/2} 10^{\frac{-B_c}{20}} dW \quad (3.35)$$

Donde W corresponde al ancho de banda de firma y B_c es el valor crítico de la profundidad para producir un BER de 10^{-3} o 10^{-6} en la curva de firma.

El factor de firma sf representa el área descrita por la curva de firma de la radio (Una curva de firma típica correspondiente a un equipo de radio NERA se presenta en la figura 3.16). sf se calcula tanto para un desvanecimiento de fase mínima como para un desvanecimiento de fase no mínima, y se utiliza la media aritmética.

¹⁸ Equipo de radio digital NERA NL290 155Mb/s SDH. Brochure.

Cabe notar que el factor de firma sf depende fuertemente del método de modulación.

Si el factor de firma no es conocido, la posibilidad de desvanecimiento selectivo puede ser calculada utilizando la envolvente de firma definida por la profundidad y anchura de la firma. La predicción será más conservadora en tanto se utilicen estos resultados envolventes en un gran valor de área de firma en comparación con la curva actual. Figura 3.16. Curva de firma típica equipo NERA NL290 155 Mb/s SDH [19]

Integrando la ecuación (3.35) e introduciendo el valor de sf tanto para fase mínima como para no mínima y utilizando la media aritmética, se puede sintetizar la ecuación para el desvanecimiento selectivo como sigue:

$$P_{sel} = 2.15 \cdot \eta \left(W_M \cdot 10^{-B_M/20} \cdot \frac{\tau_m^2}{|\tau_0|} + W_{NM} \cdot 10^{-B_{NM}/20} \cdot \frac{\tau_m^2}{|\tau_0|} \right) \quad (3.36)$$

Donde

W_x = Ancho de banda en GHz.

B_x = Profundidad en (dB)

Teniendo definidos en las ecuaciones (3.21b) y (3.36) el desvanecimiento plano y el desvanecimiento selectivo respectivamente, es posible que sumando estos dos valores se cuantifique la probabilidad de corte por desvanecimiento debido al multitrayecto. En seguida se presentarán los principales métodos de diversidad para evitar el desvanecimiento.

3.5 MÉTODOS DE DIVERSIDAD

El principal método para evitar los efectos del desvanecimiento multitrayecto es utilizar una forma de diversidad en transmisión y /o recepción. Las formas más comunes de diversidad en enlaces de visibilidad directa son de **frecuencia** y de **espacio**, o combinaciones de ambas. Estudios más recientes introducen la diversidad de ángulo como una alternativa.

¹⁹ Equipo de radio digital NERA NL290 155Mb/s SDH. Brochure.

3.5.1 Concepto básico de protección por diversidad

Existen varias técnicas de protección por diversidad para reducir los impactos del desvanecimiento por multitrayecto en el funcionamiento de los sistemas de transmisión de radio. La técnica de protección por diversidad de frecuencia se aprovecha de la natural selectividad frecuencial de un desvanecimiento por multitrayecto dispersivo.

Colocando dos antenas separadas verticalmente en la torre receptora de tal forma que solamente una de ellas esté ubicada en un lugar de potencia recibida mínima, se consigue una mejora por diversidad de espacio. La técnica de diversidad de ángulo está basada en una ligera diferencia de ángulos en la recepción de las ondas indirectas y la onda directa.

3.5.1.1 Mejora por diversidad

Una ventaja económica de los sistemas de transmisión de radio es que el medio de transmisión, la atmósfera, es libre. Sin embargo, este medio libre, debidos a las anomalías atmosféricas, expone la calidad de la transmisión a varios perjuicios. Un ejemplo del comportamiento del desvanecimiento para el canal principal y el canal protegido se muestra en la parte superior de la Figura 3.17. Los dos canales son parcialmente correlativos, y el tiempo de corte puede ser considerablemente reducido siempre que se seleccione el mejor de los dos canales, es decir que cuando uno de los canales cae por debajo del umbral de recepción el otro supera el umbral. El factor de mejora de diversidad se ilustra en la parte inferior de la figura.

Mediante conmutación o combinación de los diferentes canales que transportan la misma señal, es posible lograr una mejora con respecto a un solo canal, mejora que viene dada por el factor:

$$I = \frac{P_{\text{un canal}}}{P_{\text{diversidad}}} \quad (3.37)$$

donde P corresponde al desvanecimiento.

El factor de mejora por diversidad para sistemas digitales está definido como la relación de veces que se ha excedido un determinado BER con y sin diversidad. En la recomendación de ITU-R P.530 [10] se puede encontrar un procedimiento de predicción del factor de mejora por diversidad.

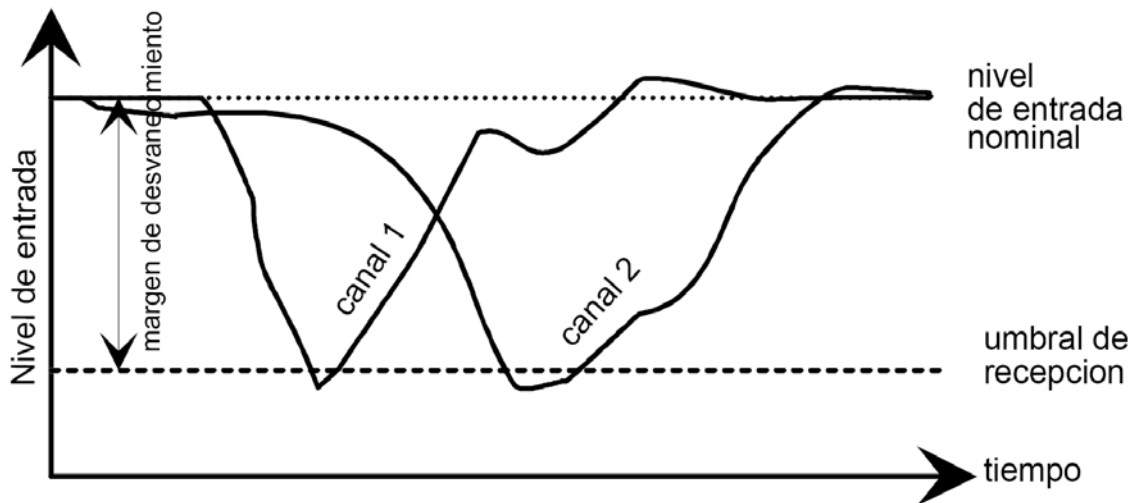


Figura 3.17. Mejora por diversidad. Fuente: [11].

3.5.2 Diversidad simple

Para un esquema de diversidad empleando un canal adicional, se pueden utilizar los métodos

descritos en el informe 338-6 [15] y la recomendación P530 [10] del ITU-R para calcular el factor de mejora para diferentes configuraciones de diversidad.

3.5.2.1 Diversidad de espacio

Técnicas de diversidad en sistemas analógicos

El funcionamiento del sistema puede ser mejorado significativamente por el uso de la diversidad de espacio. La información transmitida por las rutas separadas es idéntica. Cuantas veces se use la diversidad de espacio, la diversidad de ángulo también se emplea mediante la inclinación de las antenas en diferentes ángulos.

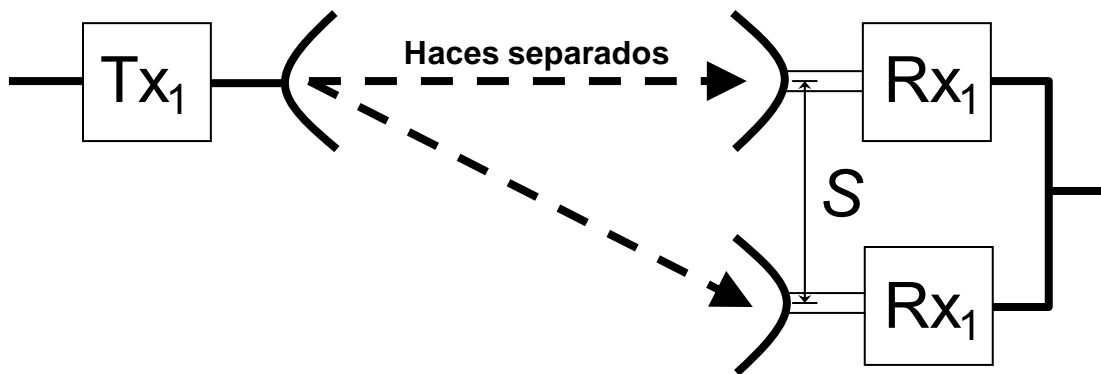


Figura 3.18 Principios de la diversidad por espacio

El factor de mejora por diversidad espacial de enlaces sobre tierra puede estimarse por:

$$I_{SD} = \left[1 - \exp \left(-3.34 \cdot 10^{-4} \cdot S^{0.87} \cdot f^{-0.12} \cdot d^{0.48} \cdot \left(\frac{P_0}{100} \right)^{-1.04} \right) \right] \cdot 10^{(F-V)/10} \quad (3.38)$$

tal que, $V = |G_{S1} - G_{S2}|$

donde

d : Longitud del enlace (Km)

F : Profundidad de desvanecimiento (dB) para el enlace sin protección

f : Frecuencia (GHz)

G_{S1}, G_{S2} : Ganancia de las dos antenas de diversidad de espacio (dB)

P_0 : Factor de ocurrencia de desvanecimiento

S : Separación vertical (de centro a centro) de las antenas receptoras (m)

La relación para I_{SD} se aplica solamente cuando se cumplen las siguientes condiciones:

$$2 \text{ GHz} \leq f \leq 11 \text{ GHz}$$

$$43 \text{ Km} \leq d \leq 240 \text{ Km}$$

$$3 \text{ m} \leq S \leq 23 \text{ m}$$

La ITU-R Rep. 338-6 [15] indica que (3.38) puede ser utilizada con una precisión razonable para longitudes de enlaces menores de 25 km. En los casos donde cualquiera de los límites haya excedido (dentro de unos márgenes razonables), los parámetros pueden igualarse al del valor del límite. Es decir, para enlaces de 13 o 15 GHz, se puede calcular el factor de mejora para 11 GHz.

Técnicas de diversidad en sistemas digitales

En los sistemas de diversidad de espacio para sistemas digitales, hasta ahora lo más utilizado han sido los combinadores de máxima potencia. Al utilizar los combinadores mejora el margen de desvanecimiento notablemente, esto es visible evaluando la probabilidad de corte. El procedimiento paso a paso dado abajo se aplica a sistemas que emplean este tipo de combinador. Otros combinadores, emplean una aproximación más sofisticada utilizando tanto mínima distorsión como máxima potencia, para proporcionar un mejor funcionamiento, dependiendo del canal de radio en evaluación.

Paso 1: Calcular el factor de actividad multirayecto η , utilizando la ecuación (3.33).

Paso 2: Calcular el cuadrado del coeficiente de correlación no selectivo, k_{ns} de:

$$k_{ns}^2 = 1 - \frac{I_{SD} \cdot P_{plano}}{\eta} \quad (3.39)$$

donde la mejora, I_{SD} , se puede evaluar de la ecuación (3.38) para una profundidad de desvanecimiento plano de F (dB) y P_{plano} de la ecuación (3.21).

Paso 3: Calcular el cuadrado del coeficiente de correlación selectivo k_S de:

$$k_S^2 = \begin{cases} 0.8238 & \text{para } r_W \leq 0.5 \\ 1 - 0.195(1 - r_W)^{0.109 - 0.13 \log(1 - r_W)} & \text{para } 0.5 < r_W \leq 0.9628 \\ 1 - 0.3957(1 - r_W)^{0.5136} & \text{para } r_W > 0.9628 \end{cases} \quad (3.40)$$

donde el coeficiente de correlación, r_W de las amplitudes relativas viene dado por:

$$r_W = \begin{cases} 1 - 0.9746(1 - k_{ns}^2)^{2.170} & \text{para } k_{ns}^2 \leq 0.26 \\ 1 - 0.6921(1 - k_{ns}^2)^{1.034} & \text{para } k_{ns}^2 > 0.26 \end{cases} \quad (3.41)$$

Paso 4: Calcular la probabilidad de corte no selectivo, P_{dns} de:

$$P_{dns} = \frac{P_{plano}}{I_{SD}} \quad (3.42)$$

Paso 5: Calcular la probabilidad de corte selectivo, P_{ds} de:

$$P_{ds} = \frac{P_S^2}{\eta(1 - k_{ns}^2)} \quad (3.43)$$

Paso 6: Finalmente calcular la probabilidad total de corte, P_d como se muestra:

$$P_d = \left(P_{ds}^{0.75} + P_{dns}^{0.75} \right)^{1.33} \quad (3.44)$$

3.5.2.2 Diversidad de Frecuencia

La diversidad de frecuencia es una técnica económica, que proporciona protección del equipamiento así como protección contra el desvanecimiento multitrayecto. Desde el punto de vista de la eficiencia espectral, la técnica no es recomendable para sistemas 1+1 donde es utilizado sólo el 50% del espectro. Para sistemas n+1 donde n>1 la eficiencia espectral es mejor, y se consigue una buena protección con un costo extra relativamente bajo y una utilización del espectro, eficiente.

Para sistemas co-canal, un sistema en configuración n+2 se utiliza normalmente con ambos canales de tráfico operando a la misma frecuencia y con conmutación simultánea.

Sistema redundante 1+1

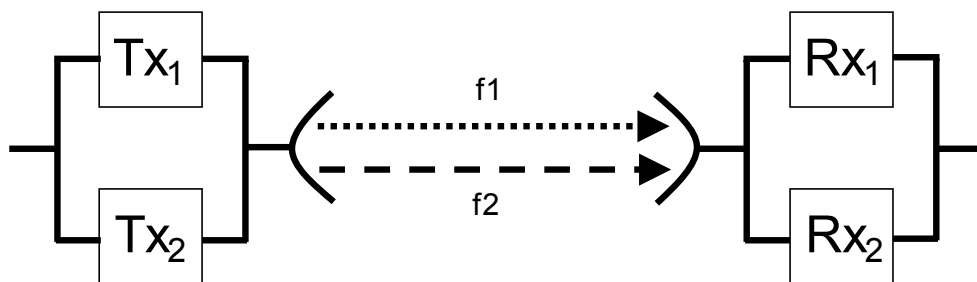


Figura 3.19 Principio de diversidad de frecuencia

El factor de mejora por diversidad de frecuencia viene dado por:

$$I_{FD} = \frac{80}{f \cdot d} \cdot \frac{\Delta f}{f} \cdot 10^{\frac{F}{10}} \quad \{I_{FD} \geq 5\} \quad (3.45)$$

donde

Δf : Espaciamiento en frecuencia entre canales rf en GHz

La ecuación se considera válida solo para valores de $I_{FD} \geq 5$. La relación para I_{FD} se aplica solo cuando se cumplen las siguientes condiciones:

$$\begin{aligned}
2 \text{ GHz} &\leq f \leq 11 \text{ GHz} \\
30 \text{ km} &\leq d \leq 70 \text{ km} \\
\Delta f/f &\leq 0.05
\end{aligned}$$

En los casos donde estos límites sean excedidos (dentro de unos márgenes razonables), la I_{FD} se calcula con los valores límites. Es decir, si la distancia es 15 Km., entonces, I_{FD} es calculada con $d = 30$ Km.

Sistema redundante N+1

Si se utiliza una diversidad de frecuencia en una configuración de $n+1$, donde $n > 1$, el factor de mejora por diversidad se reducirá ya que hay más de un canal compartiendo el mismo canal de diversidad. Si se asume que no hay más de dos de los canales RF afectados simultáneamente por un idéntico desvanecimiento, y que ambos tienen la misma prioridad, el factor de mejora por diversidad reducido viene dado por:

$$\begin{aligned}
I_{FD\{2+1\}} &= 0.67 \cdot I_{FD} & I_{FD\{5+1\}} &= 0.49 \cdot I_{FD} \\
I_{FD\{3+1\}} &= 0.57 \cdot I_{FD} & I_{FD\{6+1\}} &= 0.47 \cdot I_{FD} \\
I_{FD\{4+1\}} &= 0.52 \cdot I_{FD} & I_{FD\{7+1\}} &= 0.45 \cdot I_{FD}
\end{aligned} \quad (3.46)$$

Secciones de conmutación

El factor de mejora de diversidad de frecuencia se reduce si hay más de un trayecto entre secciones de conmutación. La reducción en el factor de mejora para un enlace viene dado por:

$$I_{fd\{sw.sect\}} = \frac{I_{fd}}{1 + (sw.sect. - 1) \cdot \frac{P_{path}}{100} \cdot I_{fd}} \quad (3.47)$$

Dónde

sw.sect.: número de trayectos entre secciones de conmutación.

P_{path} : Corte del enlace (en porcentaje) incluyendo la mejora por diversidad de espacio si se utiliza

3.5.2.3 Configuración “Hot standby”

La configuración hot standby se utiliza a menudo para proporcionar diversidad de equipamiento (protección) en enlaces donde las condiciones de propagación no son críticas para el funcionamiento del sistema. Esta configuración no proporciona mejora en el funcionamiento del sistema, pero reduce el corte del sistema debido a fallos en los equipos. Los transmisores y receptores de la Figura 3.20 operan a la misma frecuencia. Consecuentemente no existirá mejora por diversidad de frecuencia.

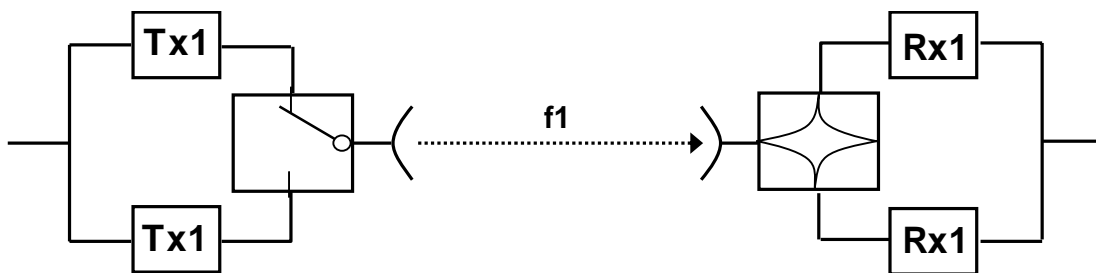


Figura 3.20 Principio de “Hot standby”

3.5.2.4 Diversidad Híbrida

La diversidad híbrida es una configuración donde un sistema 1+1 posee dos antenas en uno de los dos emplazamientos de radio. Tal sistema actuará, efectivamente, como un sistema de diversidad de espacio y la fórmula 3.38 se utiliza para calcular el factor de mejora por diversidad.

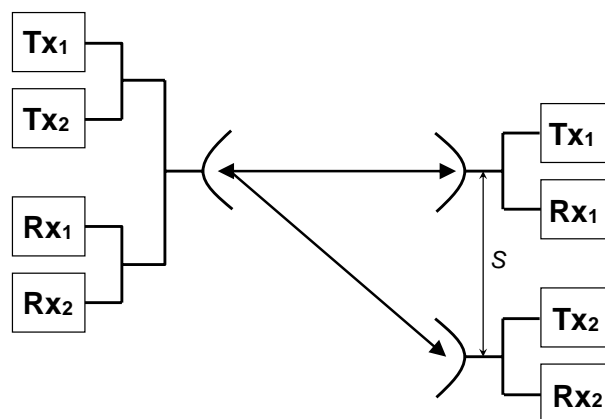


Figura 3.21 Principio de diversidad híbrida (ambas direcciones)

3.5.3 Diversidad Angular

El desvanecimiento por multitrayecto en enlaces de microondas de visibilidad directa. Es el factor que afecta más predominantemente al funcionamiento de los sistemas de transmisión digital. El mecanismo es el indicado en la Figura 3.22, que muestra los rayos reflejados para un enlace típico. La diversidad de ángulo ha sido introducida como una técnica de diversidad eficiente que puede discriminar señales multitrayecto. El principio de la diversidad de ángulo se muestra en la Figura 3.23. Los dos iluminadores están ligeramente inclinados respecto del eje, proporcionando un rayo doble en la antena parabólica.

Las técnicas de diversidad de ángulo están basadas en ángulos diferentes en las señales de radio que llegan a la antena receptora, cuando las señales son resultado de una propagación multitrayecto. La forma más sencilla utilizada para la técnica de diversidad de ángulo consiste en una antena receptora con su vertical inclinado a propósito respecto de su eje, de tal forma que la señal directa es recibida a un nivel aproximado de 2 a 3 dB por debajo de su máxima ganancia. De esta manera, es posible una forma de recepción con diversidad, como quiera que la antena fuera de eje pueda obtener una señal de radio mejor que la antena alineada con el eje. La técnica es aplicable tanto a un sistema de radio utilizando una señal combinada en IF como a una recepción seleccionada por conmutación.

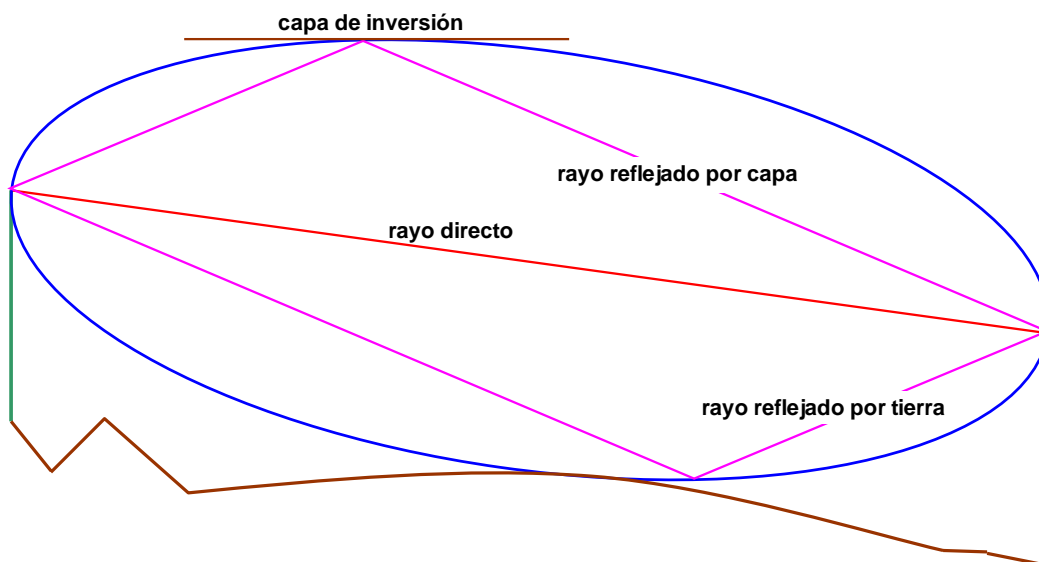


Figura 3.22 Rayos reflejados en el enlace de prueba

Debido a los diferentes ángulos de llegada, las componentes multitrayecto se suman de diferentes formas para los diferentes rayos, resultando un desvanecimiento sin correlación. Generalmente, los rayos que apuntan hacia el suelo generalmente experimentan desvanecimientos más profundos a una única frecuencia en un porcentaje de tiempo dado, que los que apuntan hacia arriba. El factor de mejora de la diversidad de ángulo es del mismo orden que el factor de mejora de la diversidad de espacio para la mayor parte de los enlaces en los que se han aplicado ambos métodos.

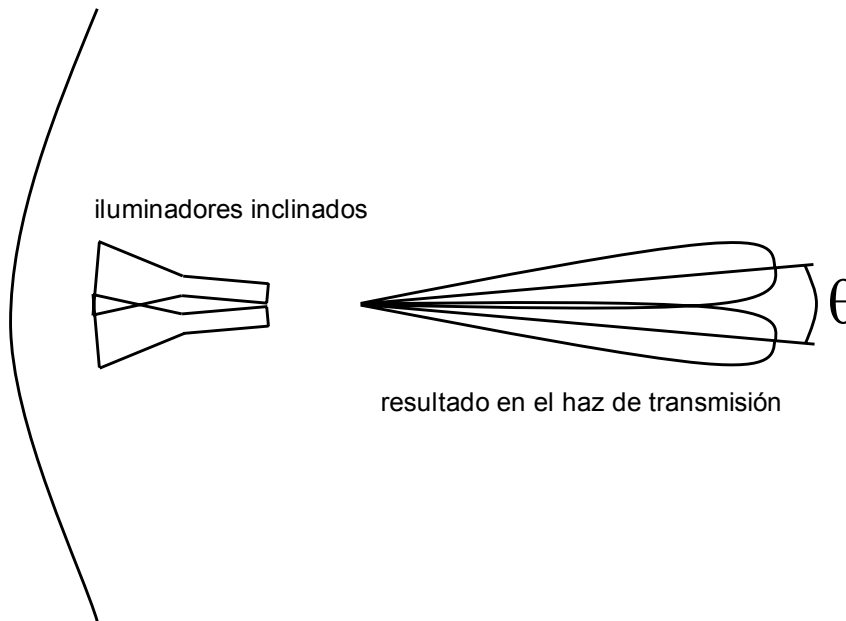


Figura 3.23 Principio de diversidad de ángulo

3.5.3.1 Predicción de tiempo de corte usando diversidad angular

Paso 1: Estimar la medida del ángulo de llegada, μ_0 , de:

$$\mu_0 = 2.89 \times 10^{-5} \cdot G_m \cdot d \quad (3.48)$$

Donde G_m es el valor medio del gradiente de refracción (N-unidades/km) y d es la distancia en km. Cuando se presenta con claridad una fuerte reflexión en el suelo, μ_0 se puede estimar mediante el ángulo de llegada del rayo reflejado en condiciones de propagación estándar.

Paso 2: Calcular el parámetro de reducción no selectivo, r , mediante:

$$r = \begin{cases} 0.113 \cdot \text{sen}[150(\delta/\Omega) + 30] + 0.963 & \text{para } q > 1 \\ q & \text{para } q \leq 1 \end{cases} \quad (3.49)$$

Dónde:

$$q = 2505 \times 0.0437^{(\delta/\Omega)} \times 0.593^{(\varepsilon/\delta)}$$

δ : Separación angular entre los dos patrones

ε : Elevación angular de la antena superior (positivo hacia el suelo)

Ω : Ancho del haz a media potencia de los patrones de antena

Paso 3: Calcular el parámetro de correlación no selectivo, Q_0 , mediante:

$$Q_0 = r \left(0.9399^{\mu_\theta} \times 10^{-24.58\mu_\theta^2} \right) \cdot \left[2.469^{1.879(\delta/\Omega)} \right. \\ \left. \times 3.615^{[(\delta/\Omega)^{1.978}(\varepsilon/\delta)]} \times 4.601^{[(\delta/\Omega)^{2.152}(\varepsilon/\delta)^2]} \right] \quad (3.50)$$

Paso 4: Calcular el factor de actividad multirayecto, utilizando la ecuación 3.33

Paso 5: Calcular la probabilidad de corte no selectivo mediante:

$$P_{dns} = \eta \cdot Q_0 \times 10^{-F/6.6}$$

Paso 6: Calcular el cuadrado del coeficiente de correlación selectivo, k_s , mediante:

$$k_s^2 = 1 - \left(0.0763 \times 0.694^{\mu_\theta} \times 10^{23.3 \cdot \mu_\theta^2} \right) \delta \left(0.211 - 0.188\mu_\theta - 0.638\mu_\theta^2 \right)^\Omega \quad (3.51)$$

Paso 7: La probabilidad de corte selectivo, P_{ds} , se obtiene mediante:

$$P_{ds} = \frac{P_s^2}{\eta(1 - k_s^2)} \quad (3.52)$$

Dónde P_s es el corte no protegido (ver paso 3).

Paso 8: Finalmente, calcular la probabilidad total de corte, P_d , mediante:

$$P_d = \left(P_{ds}^{0.75} + P_{dns}^{0.75} \right)^{1.33}$$

3.5.3 Diversidad Combinada

En muchas configuraciones prácticas se utiliza una combinación de técnicas de frecuencia, en particular la combinación de la diversidad de frecuencia y de espacio. Existen diferentes algoritmos de combinación, pero el más común es un método conservativo utilizando la siguiente fórmula sencilla para calcular el factor de mejora para una configuración con diversidad combinada.

$$I = I_{sd} + I_{fd}$$

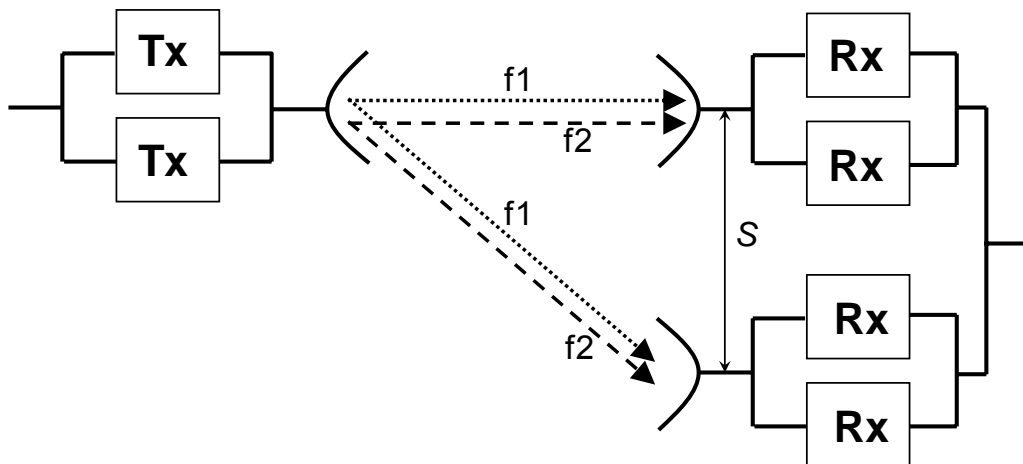


Figura 3.24 Diversidad combinada de espacio y frecuencia

3.5.3 Diversidad de trayecto

Las técnicas de diversidad contempladas son poderosas como contramedidas frente al desvanecimiento multitrayecto. Los cortes debidos a las precipitaciones no se verán reducidos por

el uso de diversidad de frecuencia, de ángulo o de espacio. Para frecuencias por encima de ~10 GHz, la atenuación por lluvia es el principal factor limitante. Los sistemas operando a esas frecuencias tan altas se usan frecuentemente en áreas urbanas, donde las redes de radioenlace pueden formar una combinación entre configuraciones en estrella y en malla, tal como se indica en la Figura 3.25.

El área que cubre un chubasco intenso es, por lo general, mucho más pequeña que la cobertura de toda una red. El "re-enrutado" de la señal por otros caminos será, por lo tanto, una contramedida útil frente a los cortes debidos a la lluvia.

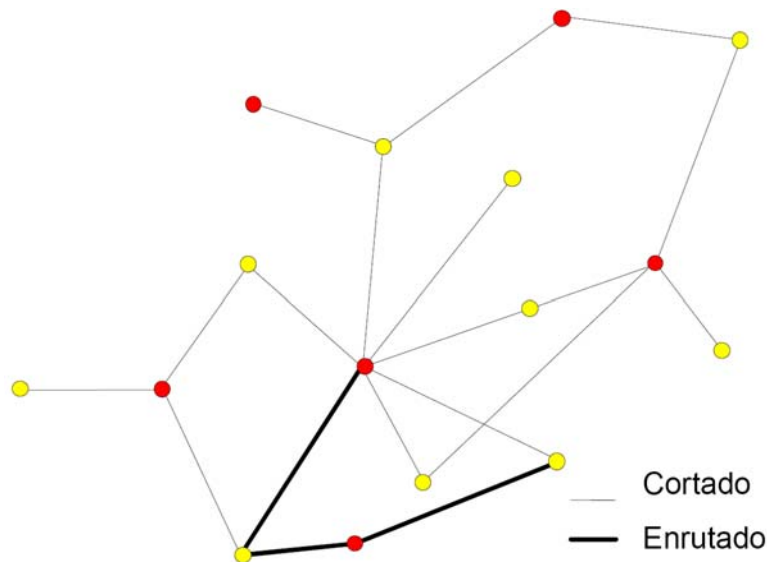


Figura 3.25 Configuración de red malla - estrella

Con relativa frecuencia, están sucediéndose cambios en las recomendaciones y modelos de ITU-R, y se requiere atención a los documentos nuevos y revisados de la ITU para mantenerse al día. Consecuentemente, se recomienda un uso regular de la pagina web de la ITU.

3.6 REPLANTEO DE CAMPO

Durante la fase de planificación de un sistema digital de microondas se requerirá hacer un replanteo de campo. Los objetivos de un replanteo de campo pueden ser los siguientes:

- Verificar la localización exacta del emplazamiento
- Verificar la línea de visión
- Clasificar el tipo de enlace
- Confirmar el espacio en estaciones existentes
- Comprobar las condiciones de la propagación
- Comprobar las posibilidades de interferencia de frecuencias
- Comprobar las condiciones del suelo para nuevas torres
- Comprobar el acceso de emplazamiento y la infraestructura en el área

3.6.1 Procedimientos del replanteo

3.6.1.2 Preparativos

Se deberán hacer preparativos cuidadosos para reducir el trabajo de campo. Un estudio detallado del mapa es siempre un buen comienzo. Tras haber localizado todos los emplazamientos (incluyendo localizaciones alternativas), se deberán preparar los perfiles del enlace.

Se deberían utilizar mapas a una escala de 1:50 000 (o más detallados) para dibujar el perfil del enlace de microondas. Los obstáculos críticos deberán marcarse para verificar la línea de visión y deberán también ser anotados los posibles puntos de reflexión para comprobarlos en el campo.

Las alturas preliminares de las antenas se pueden determinar en esta fase. Es también importante organizar tan pronto como sea posible todo lo relativo a transporte e instalación en áreas remotas. Si se van a realizar medidas de interferencia de frecuencia, puede ser importante recopilar información sobre enlaces de microondas de otros operadores en el área.

3.6.1.3 Trabajo de campo

Las siguientes actividades son típicas para la planificación de nuevos sistemas y emplazamientos de microondas:

- *Verificación de posiciones y altitudes de emplazamientos.*

Esto hoy en día, en la mayoría de los casos, se realiza utilizando un GPS (Global Positioning System). La ubicación por medio de teodolito se puede también utilizar para posicionamientos más exactos, pero esto requiere mucho tiempo.

El GPS estándar hoy en día tiene una exactitud de 30 - 100 m dependiendo de la calidad de las señales. Si se necesitara, se puede utilizar GPS diferencial, pues proporciona coordenadas más precisas. Sin embargo, es un equipamiento más caro y el proceso es mucho más complicado y requiere más tiempo.

- *Confirmación de la línea de visibilidad.*

Si se observan obstrucciones críticas en los perfiles del trayecto, deberán ser comprobadas con más precisión. Normalmente esto suele hacerse mediante la prueba de línea a de vista, utilizando un espejo. Es muy sencillo de realizar y el reflejo del sol se puede percibir desde distancias muy lejanas en buenas condiciones climatológicas. (Más de 100 Km. en buenas condiciones).

Para enlaces más cortos, se pueden utilizar varios métodos. Se pueden utilizar globos para verificar la altura de la torre requerida si no hay visión desde el nivel de la tierra. También pueden utilizarse potentes lámparas o linternas, particularmente al anochecer.

Otra posibilidad son las medidas de campo recibido, que pueden confirmar si el enlace tiene línea de vista directa o si la señal está obstruida. Las bandas de alta frecuencia estarán muy afectadas si no línea de vista directa. Una combinación de altas frecuencias con frecuencias más bajas puede dar una buena indicación de la obstrucción real del trayecto.

En algunos casos se utilizan altímetros para comprobar obstrucciones o elevaciones del terreno entre emplazamientos. Pueden utilizarse para áreas llanas sin torres, por ejemplo.

- *Clasificación de los enlaces*

El modelo de predicción de un sistema utiliza diferentes tipos de clasificación de enlaces para mejorar su exactitud. Para conseguir la mejor predicción, debe llevarse a cabo una clasificación correcta del enlace. Se utilizan las siguientes clases:

Enlaces terrestres:

- Terreno liso / altitud baja (0 - 400m)

- Terreno accidentado / altitud baja (0 - 400m)
- Terreno liso / altitud media (400 - 700m)
- Terreno accidentado / altitud media (400 - 700m)
- Terreno liso / altitud alta (>700m)
- Terreno accidentado / altitud alta (>700m)
- Terreno montañoso / altitud alta (>700m)

La altitud se refiere a la altitud de la antena más baja de entre las dos antenas.

Enlaces costeros o enlaces por encima del agua:

- Enlaces cercanos / encima de grandes masas de agua
- Enlaces cercanos / encima de masas de agua de tamaño mediano

Ver 3.7.2.1 Nuevo método de predicción (Pág. 37) para más detalles

- *Condiciones de propagación*

Las condiciones de propagación dependen de las condiciones atmosféricas tanto en el área como también en el enlace. Además de la clasificación del enlace, se deben tener en cuenta observaciones particulares del terreno. Áreas de terreno pantanoso liso como campos de arroz u otras superficies claramente reflectoras deberían situarse con exactitud para que potenciales reflejos nocivos puedan ser detectados y posiblemente evitados. Deberían anotarse áreas desérticas o enlaces paralelos al litoral, por supuesto en áreas llanas y cálidas. Ver 3.7.2.1 (Nuevo método de predicción) para ejemplos de clasificaciones de enlace y consideraciones relacionadas con la realización de predicciones.

- *Probabilidades de interferencia de frecuencias*

La posibilidad de existencia de interferencia de frecuencias puede comprobarse utilizando una antena de bocina, un amplificador de bajo ruido y un analizador de espectros. Las señales de microondas existentes en la banda de frecuencias en estudio, pueden ser recogidas y en base a la intensidad y dirección de las señales. Es posible calcular los niveles de interferencias. En caso de no disponer de estaciones o torres para la realización de estas medidas, se podría disponer en caso necesario de energía y torres provisionales para dichos propósitos.

- *Investigaciones del suelo*

Puede ser necesario hacer pruebas del suelo con el fin de averiguar su naturaleza para la cimentación de las torres. Esto es importante allá donde pudiera haber arcilla o niveles muy altos de agua, ya que podría requerirse una cimentación sobre pilares. También es importante la naturaleza del suelo en terrenos rocosos.

- *Infraestructura en el área*

La presencia de energía eléctrica comercial en el área es importante para las nuevas estaciones. Se comprobará la distancia a las líneas de energía. También se comprobarán las distancias desde las carreteras a los emplazamientos y la posibilidad de construir nuevas carreteras de acceso.

En caso de modificación o expansión de los sistemas existentes, el replanteo de campo tiene algunos puntos adicionales que son importantes de comprobar. Normalmente se utiliza una lista de chequeo, y se dibuja un esquema del emplazamiento:

- Tipo de construcción: Cemento, madera, refugio prefabricado.
- Material utilizado en techos, paredes y suelo.
- Medidas de salas, altura del techo.
- Espacio para nuevo equipamiento en la sala de equipos.
- Cómo fijar guías de onda y cables a paredes y techo.
- Pasamuros de salida de guías de onda a través de la pared, etc.
- ¿Se requiere un nuevo secador de aire para las guías de onda?
- Energía disponible (AC - DC).
- Capacidad de las baterías existentes. ¿Se necesitan nuevas baterías?
- ¿Puede utilizarse una torre existente?
- Distancia desde la construcción a la torre.
- Cómo instalar las guías de onda en el exterior con seguridad.
- Espacio en la torre para las nuevas antenas a la altura correcta.
- Comprobar el sistema de tierra para la torre y la estación.
- Posibles problemas de interconexión con el equipo existente.
- Posibles problemas de interferencias con el equipo existente.

3.6.2 Equipo necesario para un replanteo

La siguiente lista de equipos es la típica para un replanteo de microondas y se puede utilizar siempre o en algunos casos.

- Mapas en escala 1:50 000 o mejor
- Cámara, en algunos casos se usa la cámara digital
- Prismáticos
- Brújula
- Altimetro
- Termómetro
- Espejos de señalización
- Equipo portátil de radio-comunicación
- Cinta métrica
- Equipo de posicionamiento por satélite (GPS)
- Teodolito
- Antenas de bocina
- Amplificador de bajo ruido
- Analizador de espectro
- Ordenador personal portátil
- Walkie-talkie o teléfono celular (verificar cobertura).

3.6.3 Informe del replanteo

Una vez concluido el replanteo de campo, generalmente se preparará un informe del mismo. Este informe puede incluir lo siguiente:

- *Descripción del sistema*
- *Descripción del emplazamiento y planos*
- *Altura de antenas y torres*
- *Perfiles de los enlaces*
- *Cálculos del funcionamiento del sistema*
- *Planes de frecuencia*
- *Fotografías*

3.6.4 Áreas con dificultad para enlaces de microondas

En lo que a los enlaces de microondas se refiere, algunas áreas son más complicadas que otras, y las razones pueden ser las condiciones atmosféricas u otras razones dependientes del enlace.

- *Enlaces por encima del agua*

Siempre dificultosos debido a las reflexiones marítimas, con un alto coeficiente de reflexión. La probabilidad de conducción es también alta. Se pueden evitar las reflexiones mediante la selección de emplazamientos que estén protegidos de los rayos reflejados.

- *Pantanos y campos de arroz*

Pueden causar fuertes reflexiones en la tierra. La probabilidad de desvanecimiento por multitrayecto es alta. Las condiciones de propagación pueden ser diferentes en distintos momentos del año. El período crítico es la estación de lluvia (monzón).

- *Áreas desérticas*

Puede causar reflexiones en la tierra, aunque la arena no tiene un alto coeficiente de reflexión. La más crítica es la alta posibilidad de desvanecimiento por multitrayecto y la conducción debida a las grandes variaciones e inversiones de temperatura.

- *Áreas costeras calientes y húmedas*

Alta probabilidad de conducción.

3.7 OBJETIVOS DE CALIDAD Y DISPONIBILIDAD

La definición de una red de distintos sistemas microondas se basa en el cumplimiento de los objetivos de calidad y disponibilidad. Estos objetivos están recomendados por ITU-T y ITU-R, según información encontrada en las Recomendaciones ITU-T. G.801 [20], G.821 [21] y G.826 [22].

Los objetivos en G.821 son requisitos para la Red Digital de Servicios Integrados (RDSI) y se aplican a cada sentido de una conexión a 64 Kbit/s. Para medidas a velocidades de bits mayores, la calidad puede ser estimada de acuerdo con ITU-T Rec. G.821, Anexo D. Las formulas son provisionales, y serán sustituidas por G.826.

Estos objetivos de calidad y disponibilidad recomendados por la ITU se aplican principalmente a trayectos de gran tamaño y que abarcan recorridos internacionales pues se busca dar autonomía en el sentido que para enlaces de grado local la reglamentación esté dada por el país en que se encuentra el enlace y los objetivos de calidad y disponibilidad se tracen de acuerdos a las necesidades del usuario local.

3.7.1 Resumen de objetivos ITU

En la tabla 3.3 se ofrece un breve resumen de los objetivos ITU para sistemas de radioenlaces.

G. 821	G. 826
Grado Alto	Parte Internacional
	Pais Terminal
Grado Medio	Pais Intermedio
Clase 1	
Clase 2	Parte Nacional
Clase 3	Sección de recorrido largo
Clase 4	Sección de recorrido corto
	Sección de acceso
Grado Local	

Tabla 3.3. Resumen de los Objetivos ITU

²⁰ CCITT Rec. G.801. Modelos de transmisión digitales. CCITT Volumen III - Fascículo III.5, Ginebra 1989.

²¹ CCITT Rec. G.821. Característica de error de una conexión digital internacional que forme parte de una Red Digital de Servicios Integrados. CCITT Volumen III - Fascículo III.5, Ginebra 1989.

²² ITU-T Rec. G.826, " Parámetros y objetivos de las características de error para trayectos digitales internacionales de velocidad binaria constante que funcionan a la velocidad primaria o a velocidades superiores ", 08/96.

3.7.4 Objetivos basados en ITU-T G. 821

3.7.2.1 Objetivos de Calidad

Algunas Definiciones

Las recomendaciones ITU contienen un número de definiciones y abreviaciones que necesitan ser definidas.

ISDN (RDSI) – *Red Digital de Servicios Integrados*, Servicios de voz, datos u otros servicios podrán usar esta red.

HRX (XFR) – *Conexión Ficticia de Referencia*, Éste es un modelo para una conexión internacional distante, 27.500 Km. Ver figura 3.26. No representa el peor caso pero debe incluir la mayoría de las situaciones reales. El XFR incluye sistemas de transmisión, equipamiento de multiplexado y de conmutación.

HRDL (EDFR) – *Enlace Digital Ficticio de Referencia*

Esto es lo mismo que:

HRDP (VDFR) – *Vano Digital Ficticio de Referencia*, El HRDL es para sistemas de líneas fundamentalmente y el HRDP es para sistemas de radioenlace. El HRDP para sistemas de radioenlace digital de Grado alto es de 2500 Km. y no incluye equipo de conmutación. Para definir los objetivos de calidad de enlaces reales, el HRDP es dividido en secciones más pequeñas. Ver Figura 3.26.

HRDS (SDFR) – *Sección Digital Ficticia de Referencia*, Los HRDS representarán longitudes de sección cercanas a las que se encuentran en redes reales. El modelo no incluye ningún otro equipo digital, como multiplexores/demultiplexores. La distancia para un HRDS puede ser de 280 Km. ó 50 Km. Y puede tener diferentes clasificaciones de calidad. Ver figura 3.26.

SES – *Segundos severamente erróneos*, Una tasa de error (BER) de 10^{-3} se mide con un período de integración de un segundo. Un BER de 10^{-3} indica el punto en el que la señal es inaceptable para la mayoría de los servicios.

DM – *Minutos Degradados*, Un BER de 10^{-6} se mide con un período de integración de un minuto.

ES – *Segundos Erróneos*, Un ES es un segundo que contiene al menos un error. Un ES puede ser el resultado de otras causas diferentes al desvanecimiento.

RBER – *BER Residual*, El RBER en un sistema se calcula midiendo el BER durante un mes utilizando un período de integración de 15 min., descartando el 50% de intervalos de 15 min. que contienen las peores medidas del BER, y cogiendo los peores valores de entre las medidas restantes. El método es provisional.

Objetivos

Los objetivos de calidad están separados de los objetivos de la disponibilidad. El sistema se considera indisponible cuando el BER es más alto que 10^{-3} durante 10 (o más) segundos consecutivos. Este período de tiempo debería ser excluido cuando sea estudiada la calidad del sistema.

Los objetivos de calidad para enlaces digitales reales se dividen en diferentes niveles. Ver figura 3.26. Estas son: "Grado alto", "Grado medio" y "Grado local". La asignación del objetivo de Grado alto se considera proporcional a la distancia entre 2500 Km. y 280 Km., mientras que para las calidades media y baja se consideran bloques de asignaciones. La administración del país correspondiente debería decidir que tipo de calidad utilizar para los objetivos del proyecto.

Los objetivos de calidad para un HRX están descritos en ITU-T Rec. G.821 [21].

SES – BER no debería exceder 10^{-3} durante más de un 0.2% de los intervalos de un segundo en cualquier mes.

DM – BER no debería exceder 10^{-6} durante más de un 10% de intervalos de un minuto en cualquier mes.

ES – Menos de un 8% de los intervalos de un segundo deberían tener errores.

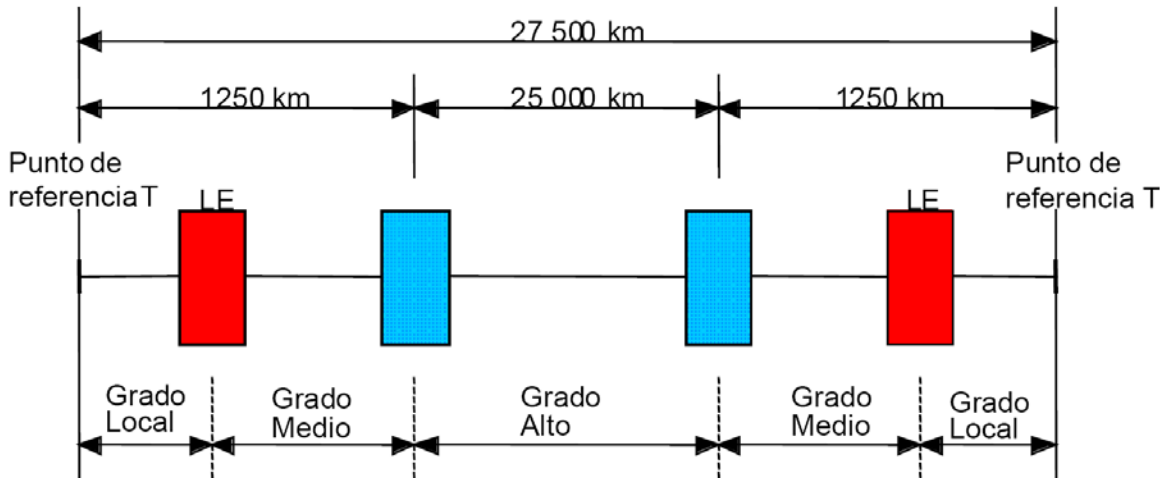


Figura 3.26 Enlace hipotético de referencia, metodología distribuida G.821. Fuente: G.821

SES

La distribución total de 0.2% se divide como sigue:

Un 0.1% es dividido entre las tres clasificaciones

Clasificación	Objetivos
Grado Alto	0.04%
Grado Medio	0.015% del margen global a cada extremo
Grado Local	0.015% del margen global a cada extremo

Tabla 3.4. División del SES entre categorías de enlace

Entonces el total es $0.04\% + 2 \times 0.015\% + 2 \times 0.015\% = 0.1\%$. Ver figura 3.26.

El 0.1% restante es un bloque de tolerancia de las secciones de alta y media calidad. Eso es un 0.05% para cada 2500 Km. HRDP.

DM

Las distribuciones del 10% de las tres clasificaciones son como se muestra en el ITU-T Rec. G.821.

Grado Alto	Grado Medio	Grado Local
4.0%	2 x 1.5%	2 x 1.5%

Tabla 3.5 Distribución del DM entre las categorías de enlace

ES

Las distribuciones del 8% de las tres clasificaciones son como se muestra en el ITU-T Rec. G.821.

Grado Alto	Grado Medio	Grado Local
3.2%	2 x 1.2%	2 x 1.2%

Tabla 3.6 Distribución del ES entre las categorías de enlace

3.7.2.2 Objetivos de disponibilidad

El ITU-T no ha establecido objetivos de disponibilidad para un HRX. Los objetivos de disponibilidad para un HRDP se pueden encontrar en ITU-R Rec. 557 [23]. Un HRDP se considera indisponible cuando una o cada una de las siguientes condiciones se produce durante más de 10 segundos consecutivos:

- x *La señal digital es interrumpida*
- x *El VER en cada segundo es peor que 10^{-3}*

Se excluye la indisponibilidad del equipo múltiplex. El ITU-T establecerá objetivos para estos tipos de equipamiento. El objetivo de indisponibilidad debería ser dividido por una parte para efectos del equipo y por otra parte para los efectos de propagación. El tamaño de las dos secciones depende más o menos de las diferentes administraciones o de los diseñadores de los recorridos, aunque algunas administraciones están utilizando un 30% - 50% para fallos por la lluvia.

El objetivo de disponibilidad para un HRDP de 2500 Km. debería ser un 99.7% del tiempo, siendo este porcentaje un tiempo suficientemente largo. El período es probablemente para más de un año, pero está bajo estudio. El objetivo de indisponibilidad es entonces de un 0.3%.

3.7.2.3 Clasificación de circuitos

Los objetivos para las diferentes clasificaciones de circuitos se presentan como objetivos de disponibilidad y calidad para los circuitos de "Grado alto", "Grado medio" y "Grado local".

²³ ITU-R Rec. F.557-4. Objetivo de disponibilidad de sistemas de radio enlace sobre un circuito de referencia hipotético y un enlace digital de referencia hipotético, Ginebra 1997.

Circuitos de Grado alto

El 0.04% de SES se reduce a 0.004% para un HRDP de 2500 Km. Además hay una tolerancia de un 0.05% para el HRDP para cubrir las condiciones de propagación adversas.

El objetivo de SES será entonces: $0.05\% + 0.004\% = 0.054\%$

El 4.0% de DM se reduce a 0.4% para un HRDP de 2500 Km.

El 3.2% de ES se reduce a 0.32% para un HRDP de 2500 Km.

Los objetivos ITU-R de circuitos reales describen las longitudes del sistema entre 280 Km. y 2500 Km. Ver ITU-R Rec. 594 [²⁴] y ITU-R Rec. 695 [²⁵]. Están basados en el HRDP, y se pueden escalar a un mínimo de 280 Km. Ver ITU-R Rec. 634 [²⁶]. Los objetivos de calidad para distancias menores que 280 Km. están aún bajo estudio.

Los objetivos son:

- *SES* BER $>10^{-3}$ para no más del (L/2500). 0.054% de cualquier mes, tiempo de integración 1 s.
- *DM* BER $>10^{-6}$ para no más del (L/2500). 0.4% de cualquier mes, tiempo de integración 1 min.
- *ES* Segundos erróneos para no más del (L/2500).0.32% de cualquier mes.
- *RBBER* RBBER $< (L \cdot 5 \cdot 10^{-9})/2500$

Disponibilidad A = $100 - (0.3 \cdot L/2500)$ %

²⁴ ITU-R Rec. 594-4. Objetivos de error de funcionamiento de un enlace digital de referencia hipotético para sistemas de radio enlace que provean conexiones a una velocidad de bit por debajo del ratio primario y que forman parte de una porción de alto grado de una red digital de servicios integrados, Ginebra 1997.

²⁵ Objetivos de disponibilidad para enlaces de radio enlace digitales reales formando parte de un circuito de alto grado dentro de una red digital de servicios integrados. Recomendación 695. Recomendaciones del ITU-R. 1990, Volumen IX - parte 1. Servicios Fijos usando Sistemas de Radioenlace. Ginebra ISBN 92-61-04251-1.

²⁶ ITU-R Rec. F.634-4: Objetivos de calidad para enlaces de radio enlace digitales reales formando parte de una porción de alto grado de una conexión digital internacional a una velocidad de bit por debajo del ratio primario dentro de una red digital de servicios integrados. Ginebra 1997.

Cuando se calcula los DM, deberían ser excluidos los segundos cuando $BER > 10^{-3}$ (SES).

Circuitos de Grado medio

Los objetivos de Grado medio deben ser utilizados en redes nacionales, normalmente entre la central local y el centro internacional de conmutación. Sin embargo, esto depende mucho del tamaño del país y el tamaño de las redes en ese país. De acuerdo con el ITU-T Rec. G.821 se permiten el Grado local y el Grado medio para cubrir completamente los primeros 1250 Km. Del circuito desde el punto de referencia T [27] extendiéndose dentro de la red. Ya que la longitud de la parte de Grado local es normalmente insignificante, la longitud máxima de la parte de Grado medio es de aproximadamente 1250 Km. La parte de Grado medio tiene 4 clasificaciones de calidad. Ver tabla en la figura 3.26. La clase 1 corresponde a la clasificación de Grado alto pero también puede ser utilizada para una clasificación de Grado medio. Las otras tres se aplican sólo a Grado medio. Los objetivos de la Grado medio para el total de las partes de Grado medio en cada extremo de un HRX se pueden encontrar en ITU-R Rec. 696 [28]. Los comentarios se encuentran en ITU-R Informe 1052 [29].

Para SES el objetivo era 0.015% con una tolerancia adicional de 0.05% Esto es, un 0.025% para cada lado. El total es 0.04% Para DM y ES no hay tolerancias adicionales.

Los objetivos son:

- Que el BER no sobrepase 10^{-3} en más de un 0.04% de cualquier mes con un tiempo de integración de 1 s.
- Que el BER no sobrepase 10^{-6} en más de un 1.5% de cualquier mes con un tiempo de integración de 1 min.

²⁷ CCITT Rec. I.411. ISDN Interfaces usuario-red – Configuraciones de referencia. CCITT Volumen III - Fascículo III.8, Ginebra 1989.

²⁸ ITU-R Rec. F.696-2. Objetivos de calidad y de disponibilidad para secciones digitales de referencia hipotéticas formando parte de una porción de medio grado de una red digital de servicios integrados, a una velocidad de bit por debajo del ratio primario utilizando sistemas digitales de radio enlaces, Ginebra 1997.

²⁹ ITU-R Informe 1052-1. Objetivos de calidad y de disponibilidad para sistemas de radio enlaces digitales utilizados en porciones de grado medio de una conexión ISDN. Informes de la ITU-R, Anexo al Volumen IX-Parte 1, Ginebra 1990.

- El total de segundos erróneos no deberían sobrepasar el 1.2% de ningún mes.

Para un HRDS el ITU-R Rec. 696 [28] ha elaborado una tabla de diferentes clasificaciones y objetivos. Estas figuras se utilizarán para longitudes menores a estas distancias.

<i>Parámetros de calidad</i>	Porcentaje de cualquier mes			
	Clase 1 280 km	Clase 2 280 km	Clase 3 50 km	Clase 2 50 km
BER > 10 ⁻³	0.006	0.0075		0.005
BER > 10 ⁻⁶	0.045	0.2	0.2	0.5
Segundos erróneos	0.036	0.16	0.16	0.4
RBER	5x10 ⁻¹⁰	Bajo estudio	Bajo estudio	Bajo estudio
Indisponibilidad	0.033	0.05	0.05	0.1

Tabla 3.7. Clasificaciones y objetivos para un HRDS. Fuente: [28]

Si un sistema tiene una mezcla de clasificaciones diferentes debe asegurarse que el objetivo global para Grado medio no sea sobrepasado.

Circuitos de Grado local

La parte de Grado local del HRX representa la parte entre el abonado y la central local. Este puede ser un sistema de punto-punto o de punto-multipunto, a menudo de sencillo y diseño rentable. Los objetivos de calidad para Grado local pueden encontrarse en ITU-R Rec. 697 [30] y comentarios en ITU-R Informe 1053 [31]. Los objetivos de indisponibilidad para circuitos de Grado local no han sido aún establecidos por el ITU-T o el ITU-R. Los objetivos de calidad son los siguientes:

- El BER no debería sobrepasar 10⁻³ en más de un 0.015% en ningún mes con un período de integración de 1 s.

³⁰ ITU-R Rec. 697-2. Objetivos de calidad y disponibilidad para porciones de grado local para cada extremo de una conexión de una red digital de servicios integrados a una velocidad de bit por debajo del ratio primario utilizando sistemas digitales de radio enlace, Ginebra 1997.

³¹ ITU-R Informe 1053-1. Objetivos de error de funcionamiento y disponibilidad para sistemas de radio enlace digital utilizados en porciones de grado local de conexiones ISND. Informes de la ITU-R, Anexo al Volumen IX-Parte 1, Ginebra 1990.

- El BER no debería sobrepasar 10^{-6} en más de un 1.5% en ningún mes con un período de integración de 1 min.
- El total de segundos erróneos no debería sobrepasar el 1.2% de ningún mes.

3.7.5 Objetivos basados en ITU-T G. 826 y G.827

La recomendación de ITU-T G.826 [22] especifica parámetros de calidad y objetivos para enlaces internacionales digitales por encima del ratio (índice) primario. Estos enlaces pueden basarse en PDH, SDH o en otros transportes de red. Los futuros sistemas de radioenlace, que formarán parte de estos enlaces, tienen que ajustarse a esta recomendación. Generalmente el G.826 [22] especifica objetivos de calidad más rigurosos que el G.821 [21].

La recomendación G.827 [32] de ITU-T especifica parámetros y objetivos de disponibilidad de enlaces internacionales digitales por encima del índice primario. La versión de 1996 de esta recomendación no especifica figuras de disponibilidad, sino que sólo especificaba definiciones. Todos los parámetros están aún bajo estudio, y consecuentemente no pueden incluirse figuras en este libro.

3.7.5.1 Objetivos de Calidad

Algunas definiciones

La mayor diferencia entre G.826 y G.821 es que G.826 utiliza *bloques* en lugar de *bits* como en G.821. Consecuentemente las definiciones siguientes se basan en errores de bloques y no en errores de bits.

Bloque Un bloque es un conjunto de bits consecutivos asociados con el enlace; cada bit pertenece a uno y solamente a un bloque. Un bloque con error

³² ITU-T Rec. G.827, " Parámetros y objetivos de disponibilidad para elementos de trayectos digitales internacionales de velocidad binaria constante que funcionan a la velocidad primaria o a velocidades superiores ", 08/96.

(EB) es un bloque en el cual uno o más bits asociados a él tienen algún error.

Bloque con Error (EB)

Un Bloque en el cuál uno o más bits tienen error

Segundo con error (ES)

Un período de un segundo con uno, o más de un bloque erróneo. El SES definido más abajo es un subconjunto de ES

Segundo con error severo (SES)

Un período de un segundo que contiene $\geq 30\%$ de bloques erróneos o al menos un período severamente alterado (SDP).

Error de bloque de fondo (BBE)

Un bloque con error que no se produce como parte de un SES.

Parámetros

Relación de Segundo erróneo (ESR)

La relación entre ES y el número total de segundos de tiempo disponible durante un intervalo fijo de medida

Relación de segundos severamente erróneos (SESR)

La relación entre SES y el número total de segundos de tiempo disponible durante un intervalo fijo de medida.

Relación de error de bloque de fondo (BBER)

La relación entre el número de bloques con error y el número total de bloques durante un intervalo fijo de medida, excluyendo todos los bloques durante el SES y tiempo indisponible.

Objetivos de calidad

Relación Mb/s	1.5 a 5	> 5 a 15	> 15 a 55	> 55 a 160	> 160 a 3500
Bits/bloque	800 - 5000	2000 - 8000	4000 - 20000	6000 - 20000	15000 - 30000 Nota 2
ESR	0.04	0.05	0.075	0.16	Nota 3
SESR	0.002	0.002	0.002	0.002	0.002
BBER	2×10^{-4} Nota 1	2×10^{-4}	2×10^{-4}	2×10^{-4}	1×10^{-4}

Tabla 3.8. Objetivos de calidad basados en recomendaciones G.826 y G.827

Nota 1: Para sistemas diseñados antes de 1996, el objetivo BBER es 3×10^{-4} .

Nota 2: Ya que no se espera que las tasas de error disminuyan de manera espectacular a medida que la velocidad del bit de los sistemas de transmisión crezca, los tamaños de bloque (en bits) utilizados para la evaluación de enlaces de muy alta velocidad de bit deberían estar comprendidos entre 15000 y 30000 bits/bloque. El preservar un tamaño fijo de bloque para enlaces con velocidades de bit muy elevadas tiene como consecuencia unos objetivos de BBER y SESR relativamente constantes para esos enlaces.

Como se encuentra definido en la recomendación G.709, VC-4-4c es un enlace a 601 Mbit/s con un tamaño de bloque de 75168 Bits/bloque. Ya que esto excede al tamaño máximo de bloque recomendado para un enlace de esta velocidad, los enlaces VC-4-4c no deberán calcularse utilizando esta tabla. El objetivo para el BBER de un VC-4-4c utilizando un tamaño de bloque de 75168 suele ser cercano a 4×10^{-4} . No existen actualmente enlaces definidos para velocidades de bit mayores que los de VC-4-4c (>601 Mbit/s). Las secciones digitales se definen para velocidades de bit mayores y más abajo se puede encontrar una guía para la evaluación del funcionamiento de secciones digitales FO.

Nota 3: Debido a la falta de información en el funcionamiento de enlaces operando a más de 160 Mbit/s, por el momento no se recomiendan objetivos ESR. No obstante, el procesamiento ESR debe ser implementado en las medidas de tasa de error de los dispositivos operando a estas velocidades para temas de mantenimiento o de monitorización. Para enlaces operando a velocidades de hasta 601 Mbit/s se propone un objetivo ESR de 0.16. Este valor requiere un posterior estudio.

3.8 CÁLCULO DE ATENUACIÓN POR LLUVIA

La transmisión de señales de microondas a más de ~10 GHz es vulnerable a la precipitación. La lluvia, nieve, aguanieve, partículas de hielo y el granizo pueden atenuar y dispersar señales de microondas y de este modo resultar de validez reducida desde un punto de vista de la calidad del sistema. La energía se atenúa debido a la radiación (dispersión) y absorción (calentamiento).

Para longitudes de onda que sean pequeñas en comparación con el tamaño de una gota, la atenuación debida a la absorción es más grande que la atenuación debida a la dispersión. Para longitudes de ondas grandes en comparación con el tamaño de una gota de agua, la atenuación debida a la dispersión es más grande que la atenuación debida a la absorción.

En la geografía andina el tipo de lluvia que más puede llegar a afectar los radioenlaces es la lluvia tropical y en el peor caso las tormentas tropicales. En áreas tropicales pueden suceder tormentas circulares móviles con lluvia convectiva en un diámetro de 50 - 200 Km. La lluvia monzón es un ejemplo típico. Esta se caracteriza por unas intensas precipitaciones estratiformes de agua durante varias horas al día y que se extienden sobre varios cientos de kilómetros.

3.8.1 Tipos de atenuación por precipitación

Como se ha mencionado anteriormente, las transmisiones de microondas a 10 GHz o más, pueden estar seriamente afectadas por las precipitaciones. La figura 3.27 muestra un trayecto de radioenlace donde la zona de Fresnel se llena parcialmente con pequeñas gotas de lluvia procedentes de un chubasco. Particularmente cada gota de agua contribuirá a la atenuación de la señal buscada. La cantidad de desvanecimiento depende de la frecuencia de la señal y del tamaño de la gota de lluvia.

Las dos principales causas para la atenuación son la dispersión y la absorción. Cuando la longitud de onda es lo bastante grande en relación con el tamaño de la gota de lluvia, la dispersión es predominante. De forma inversa, cuando la longitud de onda es pequeña en comparación del tamaño de la gota de lluvia, domina la atenuación debida a la absorción.

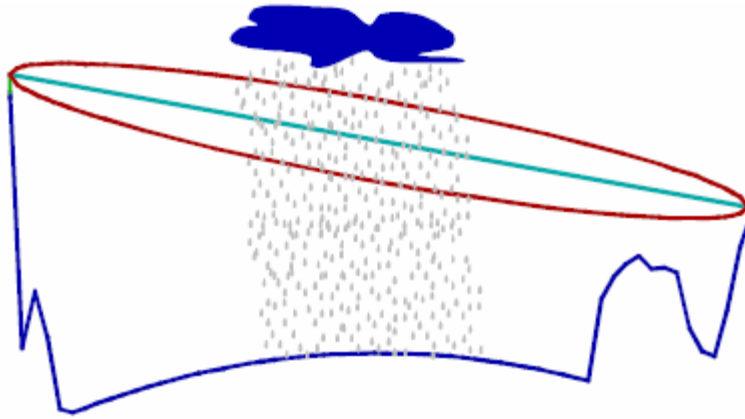


Figura 3.27 interferencia por lluvia

3.8.1.1 Dispersión

Ya que las ondas de radio son campos electromagnéticos que varían en el tiempo, el campo incidente inducirá un momento dipolar en la gota de lluvia. El dipolo de la gota de lluvia tendrá la misma variación temporal que las ondas de radio, actuará además como una antena y re-radiará la energía. Una gota de lluvia es una antena con una baja directividad y, por lo tanto, re-radiará energía en direcciones arbitrarias provocando una pérdidas de energía en la dirección hacia el receptor.

3.8.1.2 Absorción

A medida que la longitud de onda es pequeña en relación con el tamaño de una gota de lluvia, se absorbe más y más energía produciendo calor en la gota de lluvia. Las ondas de radio variarán demasiado en intensidad de campo sobre la gota como para inducir el efecto dipolar.

En la atenuación por lluvia incluso la forma de la gota es importante, a medida que las gotas de lluvia crecen en tamaño, se alejan de la forma esférica. Esta desviación de la forma esférica provoca que las gotas de lluvia estén más extendidas en la dirección horizontal y consecuentemente atenuarán más las ondas polarizadas horizontalmente que las ondas polarizadas verticalmente. Esto significa que la polarización vertical es favorable a altas frecuencias, donde el corte debido a la lluvia es dominante.

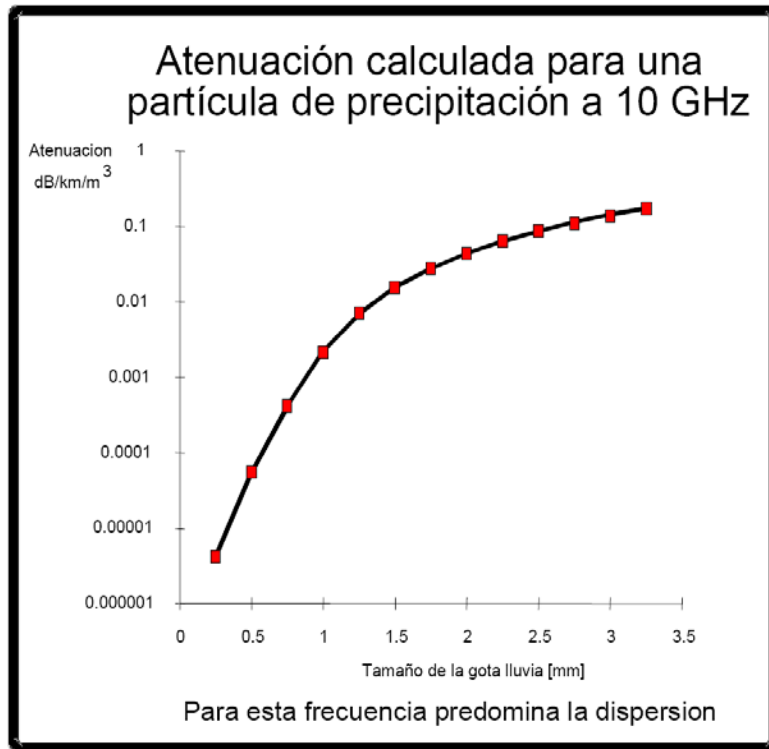


Figura 3.28 Atenuación por lluvia a 10 GHz. Fuente [33]

3.8.1.3 Atenuación total por lluvia en un radioenlace

Para calcular el tiempo de corte provocado por la lluvia se debe conocer la cantidad total de gotas de lluvia dentro de la zona de Fresnel así como sus tamaños individuales. La atenuación se puede calcular utilizando

$$A \approx \int_0^{\infty} N(D)Q(D, f)dD \quad (3.53)$$

En esta fórmula, N es la distribución del tamaño de la gota de lluvia y Q es la atenuación de una partícula a la frecuencia dada f . Determinar la atenuación usando la fórmula (3.53) no es una tarea

³³ Atenuación producida por hidrometeoros, en particular en forma de lluvia, y por otras partículas atmosféricas. Informe 721-3. Informes de la ITU-R., 1990. Anexo al Volumen V. Propagación en medios no ionizados. Ginebra ISBN 92-61-04211-2.

fácil ya que realmente es difícil hacer un recuento del número de gotas de lluvia existentes y medir sus tamaños individuales.

Para el caso de un alto índice de lluvia con gotas grandes la distribución del tamaño de la gota de la lluvia está dado por

$$N(D) = N_0 \cdot e^{(-a \cdot R^b \cdot D)} \quad (3.54)$$

Donde,

$a=41$, $N_0=0.08$ y $b=-0.21$

D: Diámetro de la gota [cm]

Un método sencillo es medir la cantidad de lluvia que golpea el suelo en un cierto intervalo. A esto se le denomina índice de lluvia. La conexión entre el índice de lluvia R y $N(a)$ viene dada por

$$R = 0.6 \cdot 10^{-3} \cdot \pi \int_0^{\infty} D^3 V(D) N(D) dD \quad (3.55)$$

Donde $V(D)$ denota la velocidad terminal de la gota de lluvia. Tanto la velocidad terminal como las distribuciones de gotas de lluvias típicas han sido estudiadas atentamente y son bien conocidas. Por lo tanto, es posible estimar la atenuación sin más que considerar el índice de lluvia únicamente.

3.8.1.4 Medidas de precipitación e intensidad

Las precipitaciones son medidas en milímetros [mm], y la intensidad de lluvia en milímetros por hora [mm/h]. En la figura 3.39 se muestran diferentes principios de medida.

Un parámetro importante es el tiempo de integración, es decir, el tiempo entre lecturas de la precipitación. Valores típicos para el tiempo de integración son 1 min., 5 min., 10 min., 1 hora, 1 día. En cálculos de enlace se debe utilizar un tiempo de integración de 1 minuto. Para ilustrar la importancia del tiempo de integración. A continuación se brinda un ejemplo:

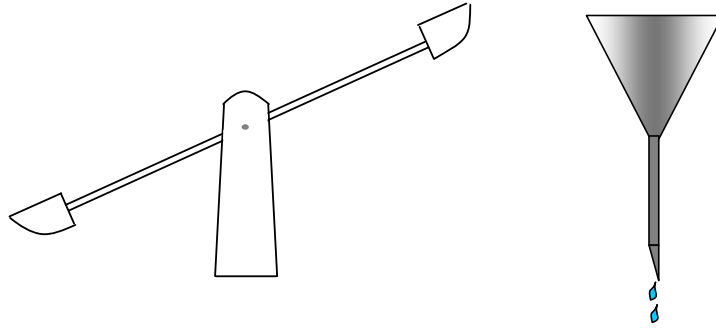


Figura 3.29 Medidores de lluvia típicos (recipiente inclinado y medidor de caída)

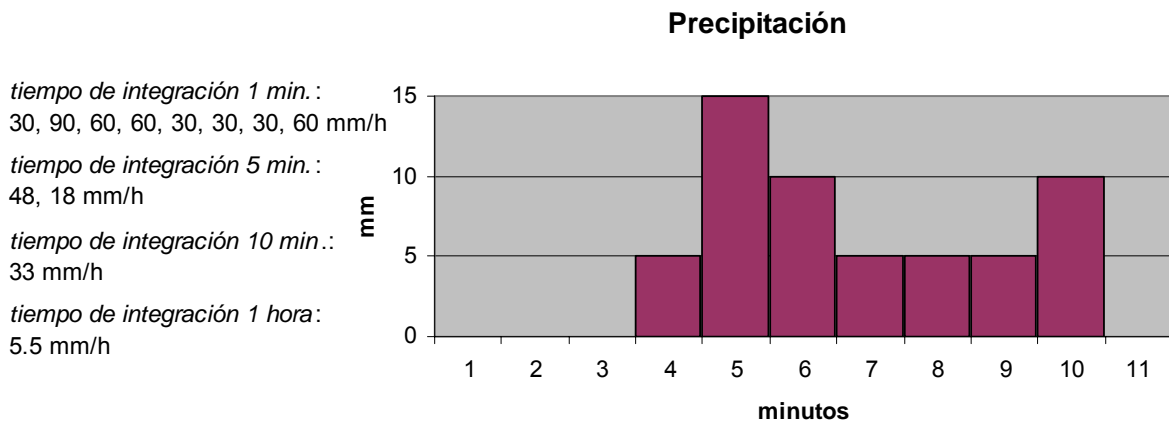


Figura 3.30 Índice de lluvia y tiempo de integración. Fuente: [11].

3.8.2 Indisponibilidad por lluvia

3.8.2.1 longitud efectiva del enlace

Ya que la lluvia tiene tendencia a agruparse (especialmente en índices de lluvia altos), solo serán afectadas por la misma, partes del trayecto del radioenlace. La longitud efectiva del trayecto que contiene celdas de lluvia viene dada por

$$\psi = \frac{d}{1 + \left(\frac{d}{35 \cdot e^{-0.015 \cdot R}} \right)} \quad (3.56)$$

R es la intensidad de lluvia en mm/h para el 0.01% del tiempo;

$R=100$ mm/h para $R>100$ mm/h; α : Longitud del enlace en Km.

Para obtener índices de lluvia o información estadística sobre intensidad de lluvia o sobre el clima en general, se acude comúnmente a alguna entidad estatal que se encarga de recopilar este tipo de información, por ejemplo para el caso de Colombia la entidad encargada de este trabajo es el IDEAM y a través de su portal Web [34] se puede descargar la información requerida.

Si no se dispone de información local de la intensidad de lluvia, se puede obtener utilizando la tabla 3.9 y los mapas de contornos de zonas de lluvia de las figuras C1 a C3 del apéndice C [35]. Alternativamente se pueden utilizar los mapas de contornos de precipitaciones de las figuras D1 a D3 del apéndice D [16].

	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q
1.0	<0.1	0.5	0.7	21	0.6	1.7	3	2	8	1.5	2	4	5	12	24
0.3	0.8	2	2.8	4.5	2.4	4.5	7	4	13	4.2	7	11	15	34	49
0.1	2	3	5	8	6	8	12	10	20	12	15	22	35	65	72
0.03	5	6	9	13	12	15	20	18	28	23	33	40	65	105	96
0.01	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145	115
0.003	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140	200	142
0.001	22	32	42	42	70	78	65	83	55	100	150	120	180	250	170

Tabla 3.9. Intensidad de precipitación excedida [mm/h]. Fuente [35] (Referencia a figuras C1 a C3 en apéndice C)

3.8.2.1 Profundidad de desvanecimiento debido a la lluvia

Como se ha visto antes, el ratio (índice) de lluvia R está relacionado con la distribución de tamaño de gota y con la velocidad terminal de las gotas de lluvia. Conociendo R_r es posible calcular la cantidad de gotas de lluvia y sus tamaños dentro de la zona de Fresnel. La atenuación específica (dB/km) viene dada por:

$$\gamma_r = k \cdot R^\alpha \quad (3.57)$$

Donde k y α vienen dadas en la tabla 3.10 y varían con la frecuencia de radio y la polarización.

³⁴ www.ideam.gov.co

³⁵ Características de precipitación para modelado de propagación. ITUR Recomendación P.837-1, Ginebra 1994.

La atenuación debida a la lluvia en el 0.01% del tiempo para el enlace dado puede calcularse de:

$$A = \psi \cdot k \cdot R^\alpha \quad [\text{dB}] \quad (3.58)$$

Frecuencia [GHz]	k_h	k_v	α_h	α_v
1	0.0000387	0.0000352	0.912	0.880
2	0.0001540	0.0001380	0.963	0.923
4	0.0006500	0.0005910	1.121	1.075
6	0.0017500	0.0015500	1.308	1.265
7	0.0030100	0.0026500	1.332	1.312
8	0.0045400	0.0039500	1.327	1.310
10	0.0101000	0.0088700	1.276	1.264
12	0.0188000	0.0168000	1.217	1.200
15	0.0367000	0.0335000	1.154	1.128
20	0.0751	0.0691	1.099	1.065
25	0.124	0.113	1.061	1.030
30	0.187	0.167	1.021	1.000
35	0.263	0.233	0.979	0.963
40	0.350	0.310	0.939	0.929

Tabla 3.10. Coeficientes de regresión para estimar la atenuación específica de la ecuación (3.57).

Fuente:[33]

La relación entre el margen de desvanecimiento y la indisponibilidad para el enlace viene dada por:

$$F = 0.12 \cdot A \cdot P^{-(0.546+0.043 \cdot \log P)} \quad [\text{dB}] \quad (3.58)$$

Donde P es la indisponibilidad en porcentaje.

La fórmula (3.58) se utiliza para escalar a otros porcentajes de tiempo diferentes de 0.01% [10]

La indisponibilidad se puede calcular resolviendo la ecuación (5.58) con respecto a P .

$$P = 10^{11.628 \left(-0.546 + \sqrt{0.29812 + 0.172 \log(0.12 \cdot A / F)} \right)} \quad [\%] \quad (3.59)$$

Para evitar valores imaginarios, se utiliza $A_{0.01}/F=0.155$ en casos donde $A_{0.01}/F < 0.154023$.

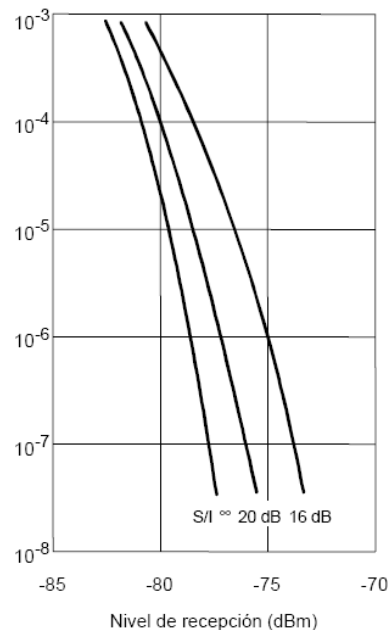
3.9 INTERFERENCIAS

3.9.1 Ruido

Las señales recibidas en sistemas de telecomunicación pueden verse afectadas por el ruido, el cuál puede originarse en una gran variedad de fuentes. Muchas de esas fuentes están provocadas por el hombre y pueden ser, en principio, eliminadas. Sin embargo, existen fuentes de ruido y deben ser comprendidas para poder hacer un diseño apropiado de los equipos de telecomunicaciones.

3.9.1.1 Impacto de las señales interferentes en los niveles de umbral del receptor

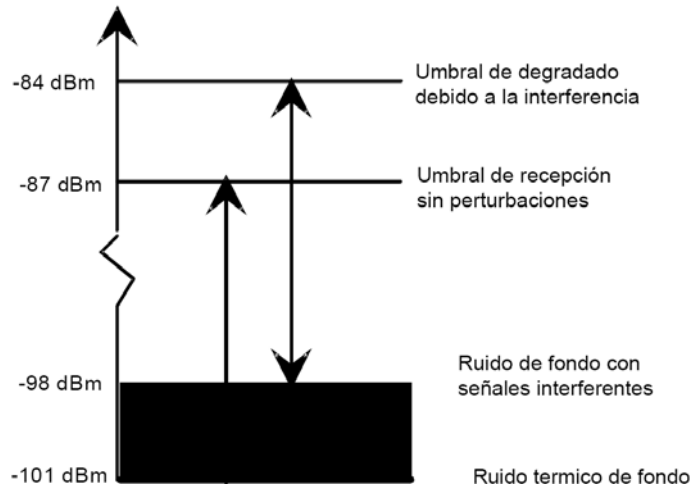
Para esta parte únicamente se considerarán los sistemas de radioenlaces digitales. En sistemas digitales (sistemas TDM), la presencia de señales interferentes aumenta el *nivel umbral del receptor* para una relación de error de bit dada (BER). Cuando está presente una señal interferente, la relación S/I se reduce, dando una *degradación del umbral* del receptor. Para mantener el rendimiento del sistema (para un margen de desvanecimiento inalterado) debería incrementarse el nivel de recepción, durante el tiempo sin desvanecimiento.



3.9.3 Interferencia co-canal

La presencia de señales interferentes moverá la curva BER de la figura 3.31 hacia la derecha, produciendo una degradación en el umbral del receptor. Si se considera un receptor dado con un

ancho de banda de 6 MHz y una figura de ruido de 5 dB. El ruido térmico de fondo resultante es -101 dBm. El receptor requiere una relación S/I de 14 dB para un BER dado, proporcionando un nivel umbral de -87 dBm. Una señal interferente adicional con un nivel de entrada de -101 dBm proporciona un nivel de ruido total de -98 dBm (incremento de 3 dB). El nivel umbral



degradado resultante es -84 dBm (una degradación de 3 dB) como se indica en la figura 3.32.

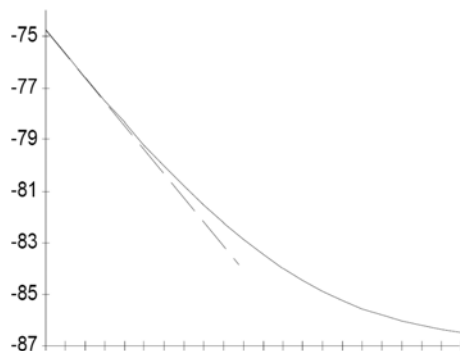
Figura 3.32 Umbrales de degradación

El nivel umbral del receptor degradado L_{TeI} para un nivel de interferencia L_I dado, se puede calcular utilizando la fórmula:

$$L_{TeI} = L_{Te} + 10 \cdot \log\left(1 + 10^{((-L_{Te} + C_R + L_I)/10)}\right) \text{ [dBm]} \quad (3.60)$$

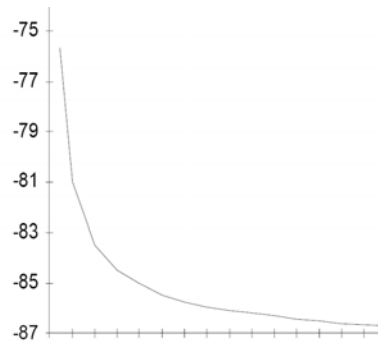
Las variables de esta ecuación se definen en 2.2.2.3. Esto proporciona una curva típica de interferencias como se muestran en las figuras 3.33 y 3.35.

Un nivel de interferencias de -101 dBm corresponde con un nivel umbral de -84 dBm de la figura 3.33 (compárese con la figura 3.32). La degradación umbral de la figura 3.35 se obtiene calculando la relación S/I con el nivel umbral degradado (17 dB) utilizando unas iteraciones gráficas.



Nivel intererente (dBm) L_I

Figura 3.33 Curva de interferencia (tipo 1)



Relacion Señal/Interferencia (dBm) L_{TeI}/L_I

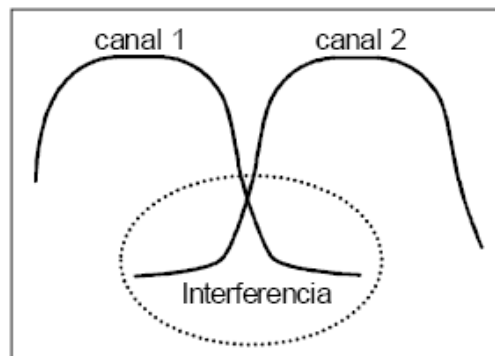
Figura 3.34 Curva de interferencia (tipo 2)

La gráfica de la figura 3.33 tiene dos asíntotas; una horizontal siendo el nivel umbral LTe (eje x) para un receptor sin perturbación (sin interferencias) . La otra es la línea discontinua de la figura 3.33, que proporciona una degradación del umbral en dB por dB como una función del nivel de interferencias.

Las mismas dos asíntotas de la figura 3.35 son: una horizontal siendo el nivel umbral para un receptor sin perturbación (sin interferencias) La otra es una línea vertical (cercana al eje y) para una relación S/N donde el BER dado no se puede conseguir. Este valor asíntótico corresponde con el valor CR . Si la relación S/N proporciona condiciones más pobres que las requeridas a alcanzar, el BER no se mantiene, y el BER es incrementado.

3.9.3 Interferencia de canal adyacente

El filtro de canal suprimirá cualquier señal fuera del ancho de banda de radio del receptor. La atenuación del filtro del canal para un "offset" de frecuencia específico, deberá de esta manera ser substraído de los valores dados en la tabla 2.2 para proporcionar los valores C_R requeridos para interferencias de canal adyacente. La separación de canal adyacente para el plan de frecuencias

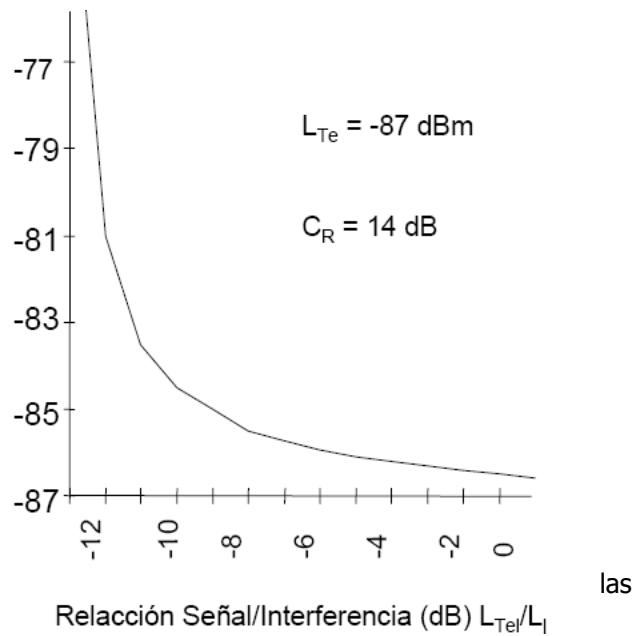


dado, determinará la atenuación del filtro del canal. La tabla 3.11 proporciona algunos valores típicos para algunos ejemplos basados en los valores C_R de la tabla 2.2. En cálculos de interferencias computarizados, los valores de C_R de la tabla 2.2 pueden combinarse con la atenuación del filtro del canal para señales interferentes y con varios "offset" de frecuencia en sistemas complejos, para calcular los niveles umbrales degradados con varias señales interferentes. En la tabla 3.11 se muestran los valores C_R para diferentes equipos de radio en algunos planes de frecuencia.

Tipo de radio	Banda de Frecuencia	Separación de frecuencia	Atenuación del filtro	C_R Practica
4x2 Mb/s	15 GHz	7 MHz	25 dB	-10 dB
34 Mb/s	7 GHz	14 MHz	30 dB	-16 dB
140 Mb/s	6 GHz	40 MHz	36 dB	-12 dB
155 Mb/s	6 GHz	29.65 MHz	26 dB	-3 dB

Tabla 3.11. Ejemplos de valores de CR para interferencias de canal adyacente.

En sistemas de radioenlaces complejos con varios receptores operando en la misma banda de frecuencias en la misma estación, deben llevarse a cabo cálculos de interferencias para verificar los niveles de interferencia aceptables. Una posible degradación del umbral del receptor puede calcularse utilizando la fórmula (3.60) y valores C_R similares a aquellos dados en las tablas 2.2 y 3.11. En cálculos de interferencias computarizados, es más conveniente utilizar los valores C_R que las curvas de interferencias que se muestran en



figuras 3.33 y 3.35. Estos valores comprueban automáticamente las de canal adyacente (tipo 2)

Figura 3.35 Curva de interferencias de canal adyacente (tipo 2)

posibles degradaciones del umbral para sistemas muy complejos, provocando tanto interferencias co-canal como de canal adyacente

3.10 INTERFERENCIA POR POLARIZACIÓN CRUZADA

La operación co-canal en los sistemas de radioenlaces es la respuesta a la demanda del mercado por el incremento de capacidad y una utilización más eficiente del espectro. Como la fijación de precios por la utilización del de espectro, se ha convertido en algo cada vez más común, el interés por los sistemas co-canal ha crecido, y en un futuro cercano es muy probable que estos sistemas aparezcan tanto en los enlaces troncales como en la red de acceso. Con el uso de sistemas co-canal, la capacidad se puede doblar si se compara con los sistemas de radioenlace convencionales. En los sistemas co-canal se ejecuta la transmisión de dos canales con distinto tráfico en la misma frecuencia de radio pero en polarizaciones cruzadas. Esto funciona bien, mientras la discriminación entre las dos polarizaciones llamada Discriminación por Polarización Cruzada (XPD), sea suficiente para asegurar la operación sin interferencias. El valor nominal de XPD se denomina XPD_0 y viene dado por los patrones de polarización cruzada de las antenas. El valor, normalmente es del orden de 30-40 dB.

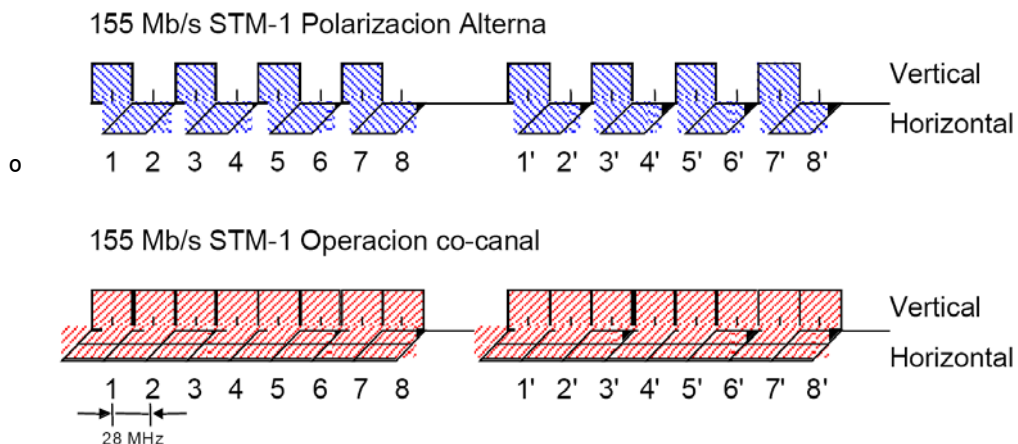


Figura 3.36 Plan de frecuencias para sistemas co-canal

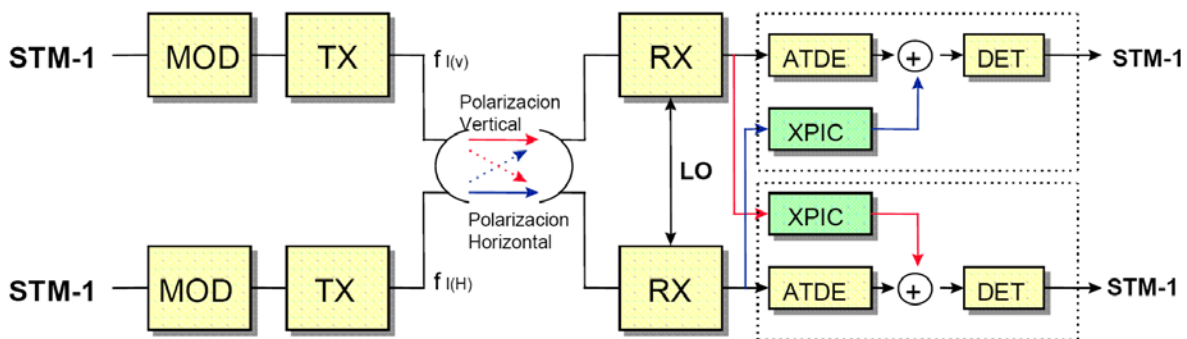


Figura 3.37 Principio de XPIC (Cancelador de interferencias de polarización cruzada)

El valor de XPD varía con el tiempo. Tanto el desvanecimiento multirrayecto como el desvanecimiento de lluvia pueden producir una severa degradación del nivel XPD. A medida que el XPD disminuye, el nivel de interferencia en el canal crecerá y causará una degradación del umbral y meterá errores en el tráfico de datos. Para hacer resistentes los sistemas de radioenlace a la variación en XPD, la mayoría de los fabricantes han incluido canceladores de interferencias de polarización cruzada (XPIC) en el receptor. Estos XPICs suprimen la señal no deseada que se ha filtrado desde la polarización opuesta hacia la deseada. Con el XPIC, el XPD puede bajar hasta 15-20 dB antes de que se degrade el funcionamiento.

3.10.2 Descripción cuantitativa

La interferencia de la polarización cruzada (XPI) se define por:

$$XPI = 20 \log \frac{E_{11}}{E_{21}} \quad [\text{dB}] \quad (3.60)$$

Donde E_{11} y E_{21} se dan en la figura 3.38.

Las medidas de propagación normalmente dan la discriminación por polarización cruzada (XPD) definida por:

$$XPD = 20 \log \frac{E_{11}}{E_{12}} \quad [\text{dB}] \quad (3.61)$$

Donde E_{11} y E_{12} se dan en la figura 3.38.

En la mayoría de los casos XPI y XPD son idénticos.

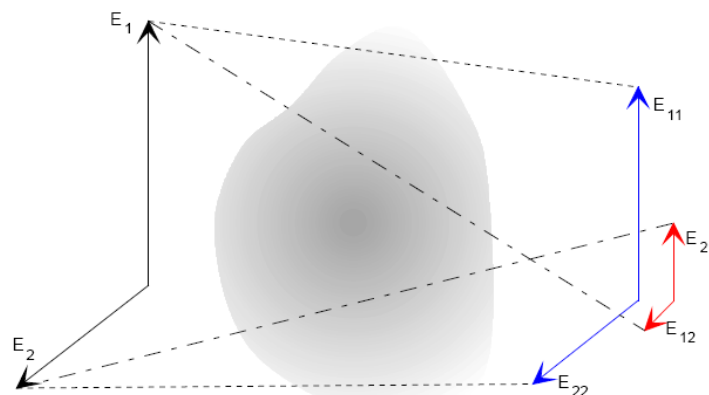


Figura 3.38 Sistema dualmente polarizado que sufre XPI.

3.10.2 Corte debido a efectos del aire

Durante el desvanecimiento por multirrayecto no sólo variará el nivel de entrada, sino que también lo hará el XPD. Para trayectos específicamente muy largos como lo son los de entorno rural la cantidad de cortes debidos al XPD será más alta que la cantidad debida al multirrayecto por sí solo.

Los mecanismos de despolarización que caracterizan los medios de propagación son:

- Despolarización de la componente reflejada de la señal co-polarizada debida a la dispersión o reflexión en superficies de tierra o agua.
- Despolarización de la componente reflejada de la señal co-polarizada debida a la reflexión desde una capa atmosférica.
- Despolarización de la componente directa de la señal debida a la refracción en la atmósfera.
- Despolarización de la señal directa co-polarizada por turbulencia troposférica.

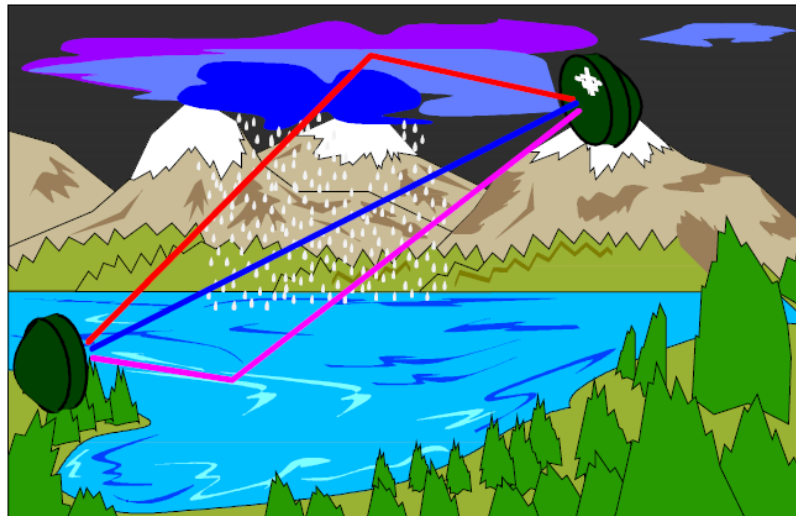


Figura 3.39 Mecanismos de despolarización. Fuente: [11].

Tal como se indica en la figura 3.39, las señales reflejadas alcanzan la antena receptora con un ángulo desplazado respecto del lóbulo principal de la antena. Además de la despolarización en el propio medio, se acoplan señales reflejadas en el receptor de polarización cruzada, a través del modelo de antena de polarización cruzada. La discriminación de polarización cruzada (XPD) de la antena es función del ángulo de "offset" como se muestra en la figura 3.40. Consecuentemente, las señales reflejadas desde superficies y/o capas atmosféricas pueden causar acoplamientos

adicionales en la polarización ortogonal debido al reducido valor de XPD de la antena para el ángulo de incidencia. Todos los eventos mencionados arriba podrían ocurrir durante el desvanecimiento por multitrayecto. Se espera, sin embargo, que una o dos predominarían durante severas reducciones en el XPD del sistema.

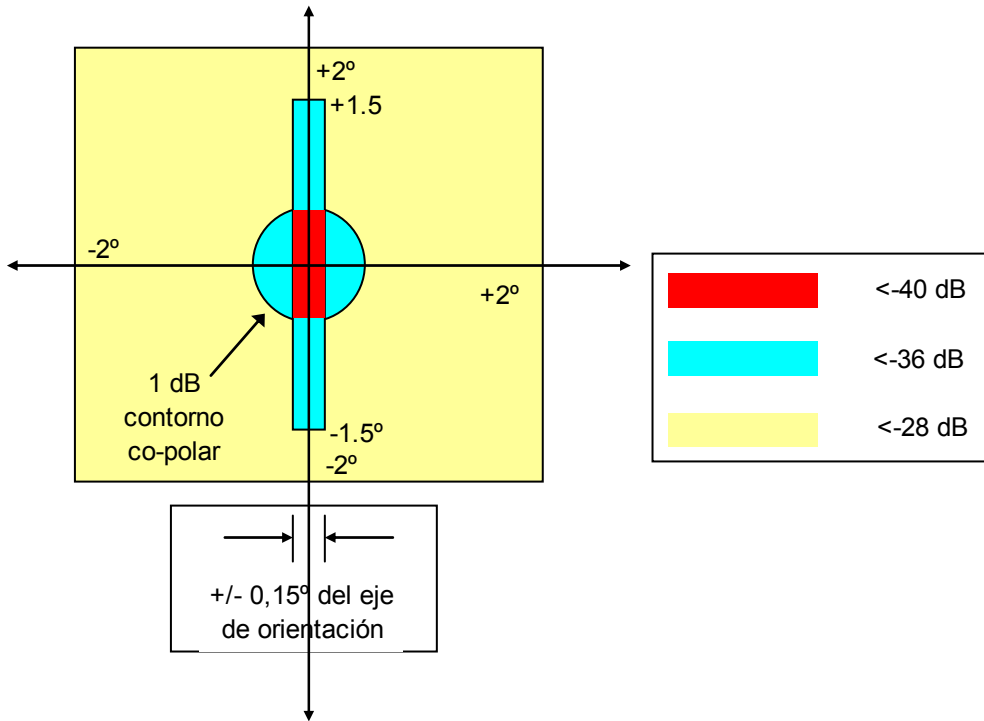


Figura 3.40 Discriminación por polarización cruzada. Fuente: [11].

3.10.2.1 Procedimiento para predecir cortes

En la recomendación P.530-7 de ITU-R se presenta un procedimiento paso a paso para predicción de cortes. Comienza calculando el XPD_0 basado en el XPD_g , el cual es el XPD mínimo garantizado por el fabricante en el eje de orientación, tanto para las antenas transmisoras como para las receptoras. La fórmula tiene en cuenta que el valor típico para una antena es generalmente mejor que el garantizado, y que un XPD de más de 40 dB es difícil de conseguir.

$$p = \begin{cases} XPD_g & \text{para } XPD_g \leq 35 \\ 40 & \text{para } XPD_g > 35 \end{cases} \quad (3.62)$$

Ya que la variación de XPD esta relacionado con la actividad multitrayecto, el factor de actividad de desvanecimiento se utiliza para escalar la probabilidad de corte debido a la polarización cruzada, P_{xp} . El factor de actividad de desvanecimiento η está relacionado con el factor de ocurrencia de desvanecimiento P_0 . (Véase la ecuación 3.24 en el numeral 3.4.2.1.)

$$\eta = 1 - e^{-0.2 \left(\frac{P_0}{100} \right)^{3/4}} \quad (3.63)$$

El siguiente parámetro a establecer es Q que viene dado por:

$$Q = -10 \log \left(\frac{k_{xp} \eta}{P_0} \right) \quad (3.64)$$

Donde

$$k_{xp} = \begin{cases} 0.7 & \text{para una antena transmisora} \\ 1 - 0.3 \exp \left[-4 \cdot 10^{-6} \left(\frac{S_t}{\lambda} \right)^2 \right] & \text{para dos antenas transmisoras} \end{cases} \quad (3.65)$$

En el caso de dos transmisiones polarizadas ortogonalmente a partir de diferentes antenas, la separación vertical es S_t [m], y la longitud de onda de la portadora es λ [m].

La probabilidad de corte P_{xp} debido a la polarización cruzada en cielo despejado viene dada por

$$P_{xp} = P_0 \cdot 10^{\frac{M_{XPD}}{10}} \quad (3.66)$$

Donde M_{XPD} (dB) es el margen XPD equivalente para un BER de referencia dada por

$$M_{XPD} = \begin{cases} C - \frac{C_0}{I} & \text{sin XPIC} \\ C - \frac{C_0}{I} + XPIF & \text{con XPIC} \end{cases} \quad (3.67)$$

Aquí C_0/I es la relación portadora a interferencia para un BER de referencia, el cual puede ser evaluado, tanto mediante simulaciones como mediante mediciones. El parámetro C se determina utilizando

$$C = XPD_0 + Q \quad (3.68)$$

XPIF es un factor de mejoramiento de la polarización cruzada medido en laboratorio que permite obtener la variación del aislamiento polar cruzado con una relación portadora/ruido suficientemente amplia (típicamente 35 dB) y una BER específica para sistemas con y sin supresor de interferencia polar cruzada (XPIC). Un valor típico de XPIF está en el rango de 20-25 dB.

3.10.2 Mejora por diversidad de espacio

En la actualidad no se dispone de formulas dadas por el ITU-R para calcular la mejora de diversidad de XPD mediante la utilización de antenas y receptores separados. Sin embargo, las mediciones muestran que es posible conseguir un alto grado de mejora con el funcionamiento XPD mediante la utilización de diversidad de espacio. Generalmente un sistema de diversidad de espacio experimenta señales sin mucha relación y por lo tanto puede ser obtenido un buen XPD en el canal teniendo un desvanecimiento mínimo.

3.10.3 Corte debido al efecto de la precipitación

Además de la atenuación usual de las señales de microondas debido a la lluvia, existe también el efecto de la despolarización. Esta despolarización puede ser importante, incluso a frecuencias donde la atenuación es insignificante (por debajo de los 10 GHz).

Algunos experimentos han demostrado que cuando las gotas de agua crecen a más de 3 mm. se alejan de su forma esférica y se convierten en anisotrópicas, como una esfera achatada. Cuando las gotas de lluvia caen con sus vectores de polarización en las posiciones vertical y horizontal, no ocurre despolarización. Las gotas de lluvia se

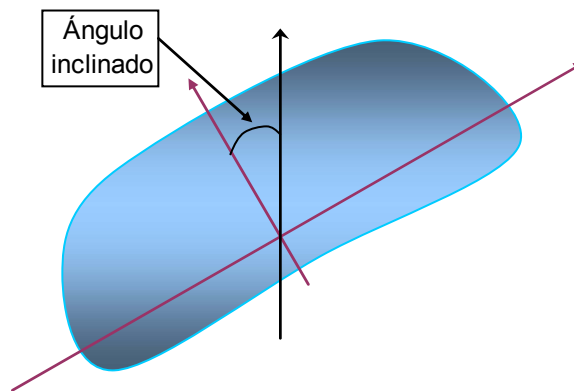


Figura 3.41 Gota de lluvia achatada debido a su gran tamaño

pueden inclinar debido a gradientes de viento vertical. La despolarización ocurrirá debido a la atenuación diferencial y a los saltos de fase diferencial entre las dos polarizaciones ortogonales. En radioenlaces cortos, la despolarización debida a la lluvia es más grande que la de multitrayecto. Algunos experimentos han demostrado que radioenlaces a bajas altitudes y/o con grandes inclinaciones con respecto a la horizontal son las más afectadas por la despolarización.

3.10.3.1 Estadísticas XPD

La lluvia intensa determina las reducciones de la XPD que se observan en pequeños porcentajes de tiempo. Para enlaces en los que no se dispone de predicciones o medidas detalladas, se puede obtener una estimación aproximada de la distribución incondicional de XPD a partir de una distribución acumulativa de la atenuación de la componente copolar CPA debida a la lluvia, utilizando:

$$XPD = U - V(f) \cdot \log(CPA) \quad [\text{dB}] \quad (3.69)$$

Los coeficientes U y $V(f)$ dependen generalmente de un cierto número de variables y de parámetros empíricos, incluida la frecuencia, f . Para vanos de visibilidad directa con pequeños ángulos de elevación y polarización horizontal o vertical, estos coeficientes pueden aproximarse a:

$$\begin{aligned} U &= U_0 + 30 \cdot \log(f) \\ V(f) &= 12.8 \cdot f^{0.19} \quad \text{para} \quad 8 \leq f \leq 20 \text{GHz} \\ V(f) &= 22.6 \quad \text{para} \quad 20 < f \leq 35 \text{GHz} \end{aligned} \quad (3.70)$$

Se ha obtenido un valor medio U_0 de aproximadamente 15 dB, con un límite de inferior de 9 dB para todas las mediciones en atenuaciones superiores a 15 dB. La variabilidad de los valores U y $V(f)$ es tal que la diferencia entre los valores CPA para las polarizaciones vertical y horizontal no es significativa cuando se evalúa la XPD.

3.10.3.2 Procedimiento paso a paso para predecir el corte

El primer paso es determinar la atenuación del vano excedida por el 0.01 % del tiempo, $A_{0.01}$

mediante el uso de la ecuación (3.58) en el cálculo de atenuación por lluvia. Entonces, la atenuación equivalente del enlace, A_p (dB) se calcula utilizando:

$$A_p = 10^{((U - C_0 / I + XPIF) / V)} \quad (3.71)$$

Donde U y V se obtienen a partir de la ecuación (3.70), C_0/I (dB) es la relación portadora/interferencia definida para el BER de referencia sin XPIC, y $XPIF$ (dB) es el factor de mejoramiento de la polarización cruzada para el BER de referencia. Si no se utiliza un dispositivo XPIC se da a $XPIF$ un valor = 0.

El siguiente paso es determinar los siguientes parámetros:

$$m = \begin{cases} 23.26 \cdot \log[A_p / (0.12A_{0.01})] & m \leq 40 \\ 40 & \text{para otros valores} \end{cases} \quad (3.72)$$

Y

$$n = (-127 + \sqrt{161.23 - 4m}) / 2 \quad (3.73)$$

Los valores válidos para n deben estar en el rango de -3 a 0 . En la práctica se puede notar que en algunos casos, especialmente cuando se utiliza un dispositivo XPIC, pueden obtenerse valores de n menores que -3 . En este caso, hay que indicar que los valores de n menores que -3 darán una BER de interrupción $< 1E-5$.

Ahora, es posible calcular la probabilidad de corte debida a la precipitación, haciendo uso de:

$$P_{XPR} = 10^{(n-2)} \quad (3.74)$$

3.11 ANÁLISIS DE PROPAGACIÓN EN CÁLCULOS DE INTERFERENCIA

Antes de que se lleven a cabo los cálculos de interferencia, deben seleccionarse las posibles estaciones de radioenlace perturbadoras, de entre las numerosas estaciones en el área de interés. Este capítulo introduce las técnicas para una selección sistemática basada en suposiciones estadísticas [36].

3.11.1 Área de coordinación

Se define como área de coordinación entre las estaciones de radioenlace, el área alrededor de una estación dada, donde es posible que esté situada una estación interferente. Las estaciones fuera de esta área no afectarán a la estación dada.

Ya que las antenas de microondas son altamente directivas, se utiliza el concepto de ojo de cerradura para analizar la distancia de coordinación.

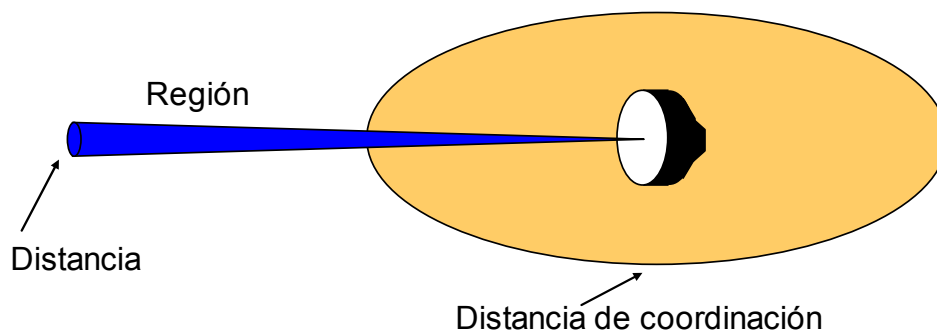


Figura 3.42 Concepto de ojo de cerradura. Fuente: [36]

La distancia de coordinación se calcula utilizando:

$$L_I = P_{Tx} + [G_{Tx} - D_{Tx}(\theta')] + [G_{Rx} - D_{Rx}(\theta)] - L(d) \quad (3.75)$$

³⁶ ITU-R Rec. 452-5. Procedimiento de predicción para la evaluación de interferencia de microondas entre estaciones en la superficie de la tierra a frecuencias sobre 0.7 GHz. 1992 - Recomendaciones de ITUR, Nuevas y revisadas el 8 de Marzo 1992, Ginebra 1992, ISBN 92-61-04531-6.

Donde

L_I = Nivel de interferencia recibido [dBm]

P_{Tx} = Potencia transmitida por la estación perturbadora [dBm]

$G_{Tx/Rx}$ = Ganancia de la antena transmisora/receptora [dB]

$D_{Tx/Rx}$ = Discriminación de la antena transmisora/receptora [dB]

$L(d)$ = Pérdidas en el trayecto [dB]

θ y θ' están definidas en la figura 3.43

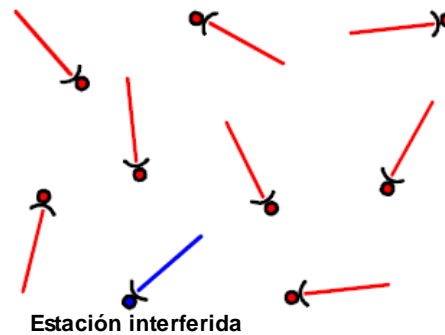
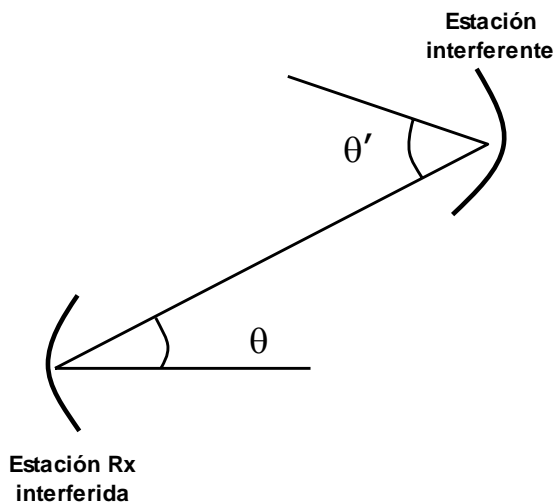


Figura 3.43 Red de radioenlace simplificada. Fuente: [11].

Figura 3.44 Distribución de estaciones. Fuente: [11].

Se asume que se requiere la relación de señal a interferencia $S - I \geq X$ dB para que el sistema pueda operar correctamente. Los niveles de señal requeridos vienen dados por:

$$S \geq P_{Tx} + [G_{Tx} + D_{Tx}(\theta')] + [G_{Rx} - D_{Rx}(\theta)] - L(d) + X \quad (3.76)$$

El nivel de señal requerido puede calcularse para diferentes valores θ y θ' . Para $D_T(\theta') = 0$ (el peor caso) se asume que todas las estaciones interferentes están apuntado directamente hacia la estación interferida. La distancia de coordinación calculada bajo estas condiciones especificará una región dentro de la cual estarán localizadas todas las estaciones interferentes ($\max P_T$ y G_T).

La consideración del peor caso ($D_T(\theta')$) puede dar un gran área de coordinación incluyendo un gran número de estaciones. En su lugar se consideran posibles estaciones interferentes

homogéneamente distribuidas y orientadas aleatoriamente como se indica en la figura 3.44. Se calcula el área de coordinación para ángulos $\theta' = \theta'_1$ o mayores.

La fiabilidad del área de coordinación será:

$$R(\theta'_1) = 1 - \frac{\theta'_1}{180} \quad (3.77)$$

3.11.2 Mecanismos de la propagación

3.11.2.1 Mecanismos de interferencia a largo plazo

Los mecanismos de interferencia a largo plazo son:

- Difracción
- Dispersión en la troposfera
- Línea de vista

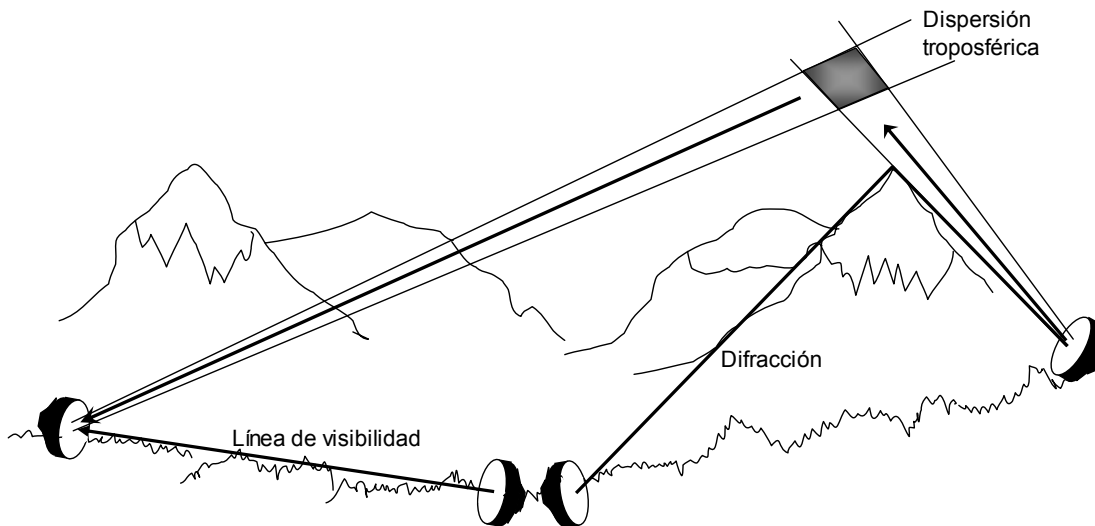


Figura 3.45 Mecanismos de interferencia a largo plazo. Fuente: [11]

3.11.2.2 Mecanismos de interferencia a corto plazo

Los mecanismos de interferencia a largo plazo son:

- Refracción/reflexión de capas

- Dispersión por hidrometeoros
- Línea de vista mejorada

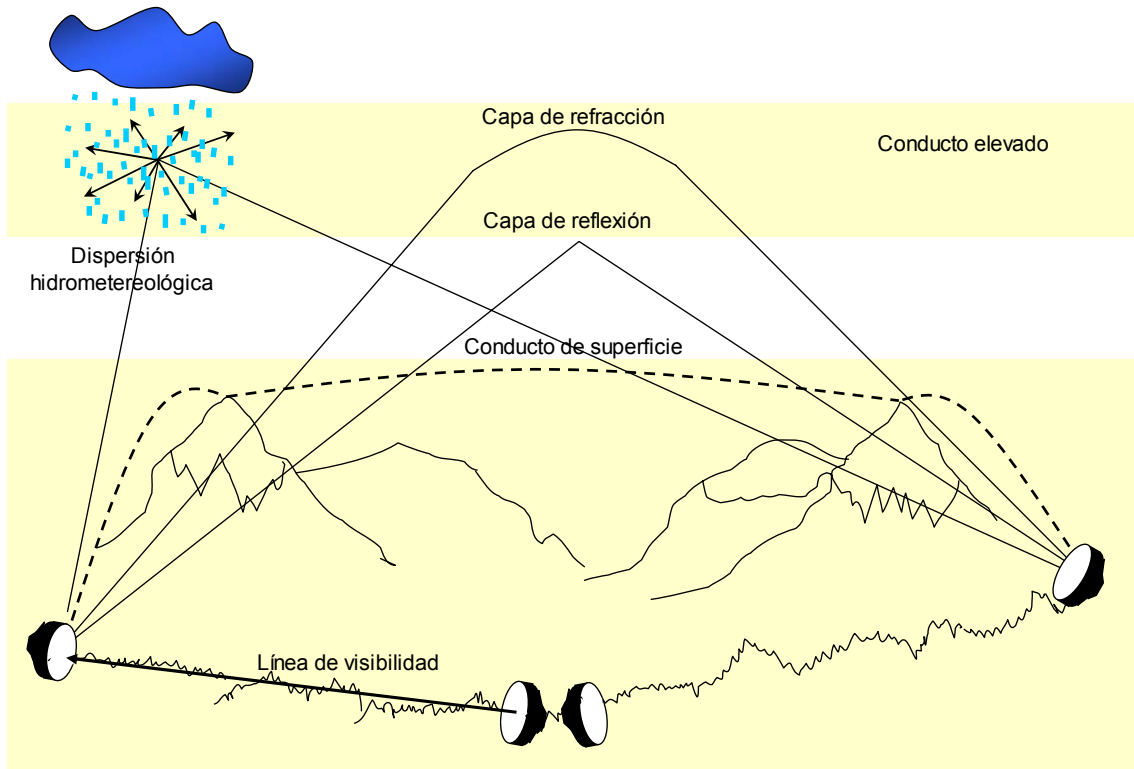


Figura 3.46 Mecanismos de interferencia a corto plazo. Fuente. [11].

3.11.3 Métodos de predicción

Existe un modelo de predicción global y otro europeo. El método europeo ofrece mejor precisión para el noroeste de Europa. Los dos métodos son esencialmente lo mismo, aparte del método de definición de las influencias radio-meteorológicas, que afectan a condiciones de propagaciones anómalas en el camino. Aquí se explicará el método global.

3.11.3.1 Procedimiento global

Esquema:

1. Decidir si se requiere una predicción de media del año o de peor mes.

2. Reunir los datos de entrada básicos.
3. Derivar los datos radio-metereológicos anuales o de peor mes mediante los mapas disponibles (Figuras D1 a D4).
4. Analizar el perfil del enlace y, clasificarlo de acuerdo a la geometría del mismo.
5. Identificar a cual de los modelos de propagación individual es necesario acogerse.
6. Calcular las predicciones individuales utilizando cada modelo identificado en el paso 5.
7. Combinar las predicciones individuales para proporcionar estadísticas globales.

El esquema paso a paso del procedimiento es el siguiente:

PASO 1: La elección de la predicción de media del año o de peor mes es dictada por los objetivos de calidad (es decir, el rendimiento y la disponibilidad) de la interferencias con sistemas de radio.

PASO 2: Los datos de entrada aplicables al procedimiento de cálculo se muestran en la tabla 3.12.

Parametro	Resolución Preferida	Descripción
f	0.01 GHz	Frecuencia [GHz]
p	0.001%	Porcentaje(s) de tiempo requeridos para los cuales la pérdida básica de transmisión no es excedida
φ_t, φ_r	0.001°	Latitud de la estación
ψ_t, ψ_r	0.001°	Longitud de la estación
h_{tg}, h_{rg}	1 m	Altura del centro de la antena sobre el nivel de tierra [m]
G_t, G_r	0.1 dBi	Ganancia de antena en dBi en la dirección del horizonte sobre el gran círculo de caminos de interferencias [dBi]

Tabla 3.12 Datos de entrada. Fuente: [36]

PASO 3: El propósito es encontrar las pérdidas por difracción para el 50% (o menos) del tiempo. El factor medio del radio efectivo k_{50} se calcula mediante:

$$k_{50} = \frac{157}{157 - \Delta N} \quad (3.78)$$

Donde ΔN es obtenido de las figuras E1 y E2 del apéndice E [36]. El correspondiente radio efectivo de la tierra es entonces

$$a_e = 6375 \cdot k_{50} \quad [\text{km}] \quad (3.79)$$

El radio efectivo de la tierra y el factor de radio para otros porcentajes de tiempo puede ser obtenido utilizando:

$$k(p) = k_{50} + (5 - k_{50}) \frac{1.7 - \log(p)}{1.7 - \log(\beta_0)} \quad \% < 50\% \quad (3.80)$$

Donde β_0 se obtiene utilizando las figuras E3 y E4 del apéndice E [36]

$$a(p) = 6375 \cdot k(p) \quad [\text{km}] \quad (3.81)$$

PASO 4:

3.11.3.2 Clasificación del trayecto

1. PRUEBA DE TRANSHORIZONTE

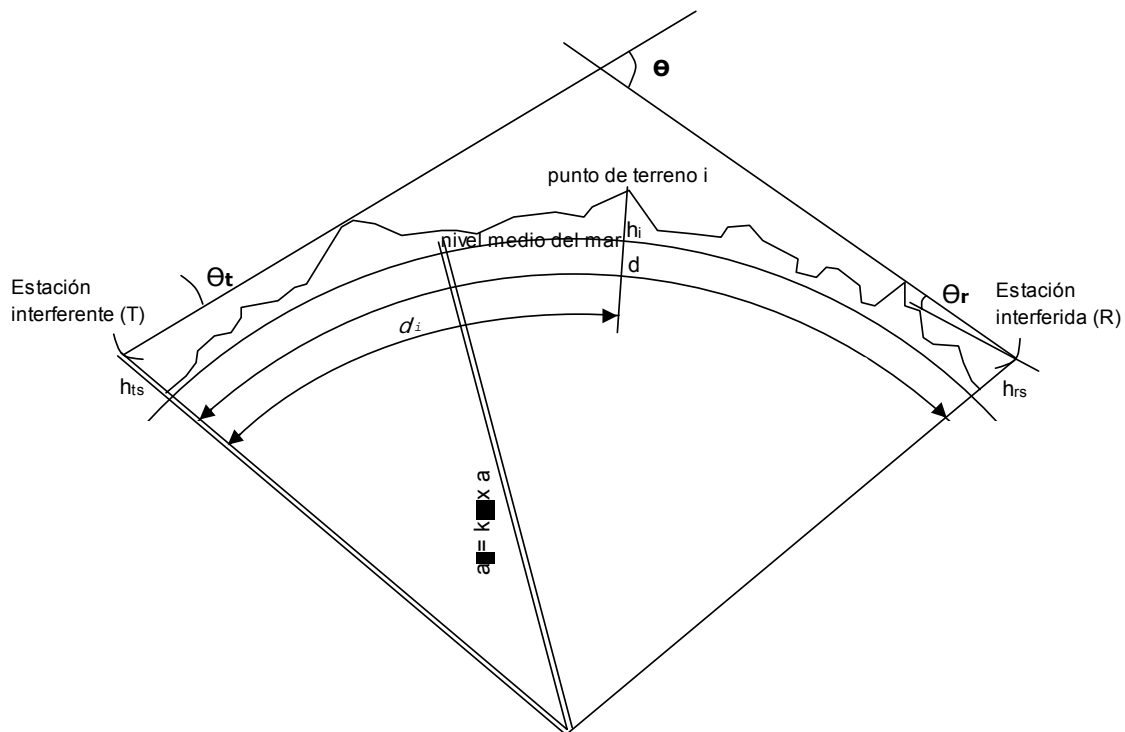


Figura 3.47 Modelo para clasificación de enlace. Fuente: [36]

El enlace es transhorizonte para $\theta_{\text{máx.}} > \theta_{\text{td}}$

Donde

$$\theta_{\text{max}} = \max_{i=1}^{n-1} [\theta_i] \quad (3.82)$$

$$\theta_i = \frac{h_i - h_{ts}}{d_i} - \frac{10^3 \cdot d_i}{2 \cdot a_e} \quad [\text{mrad}] \quad (3.83)$$

$$\theta_{td} = \frac{h_{rs} - h_{ts}}{d} - \frac{10^3 \cdot d}{2 \cdot a_e} \quad [\text{mrad}] \quad (3.84)$$

2. PRUEBA PARA DIFRACCIÓN SUB-ENLACE

El enlace tiene difracción sub-enlace si $\theta_{f\text{max}} > \theta_{\text{td}}$

Donde

$$\theta_{f\text{max}} = \max_{i=1}^{n-1} [\theta_i] \quad (3.85)$$

$$\theta_i = \frac{(h_i + R) - h_{ts}}{d_i} - \frac{10^3 \cdot d_i}{2 \cdot a_e} \quad [\text{mrad}] \quad (3.86)$$

$$R_i = 17.392 \sqrt{\frac{d_i(d - d_i)}{d \cdot f}} \quad [\text{m}] \quad (3.87)$$

PASO 5: El análisis del perfil del enlace para $p = 50\%$ se realiza utilizando la tabla 3.13

Clasificación	Modelos requeridos (con condiciones)
Línea de vista con la primera zona de Fresnel libre	Línea de vista
Línea de vista con difracción sub-enlace (1)	Línea de vista; difracción
Transhorizonte	Difracción ($d \leq 200$ km y $\beta_0 < 50\%$)
	Dispersión en la tropósfera ($\theta \geq 8$ mrad)
	Conducción/reflexión de capas ($d > 20$ km)

Tabla 3.13 Análisis del enlace

3.11.3.3 Interferencia por formación de conductos

Las pérdidas de transmisión entre dos terminales comprendidas en un conducto vienen dadas por:

$$L_b = 92.45 + 20 \log f + 10 \log d + C_1 d + L_c \quad (3.88)$$

Donde

C_1 es una constante

L_c Son las pérdidas de acople dadas por

$$L_c = 10 \log \left(\frac{\Delta \theta}{\theta_B} \right) \quad \text{para} \quad \Delta \theta < \theta_B$$

$$L_c = 0 \quad \text{para} \quad \Delta \theta \geq \theta_B$$

3.12 PLANIFICACIÓN DE FRECUENCIAS

En esta sección se tratarán los principios de Planificación de frecuencias sin entrar en cálculos detallados de las interferencias y en las contramedidas a los problemas de interferencias. Esto será tratado de forma separada en la siguiente sección (3.13).

3.12.1 Activación del plan de frecuencias

Se deben seguir ciertas reglas básicas para la configuración del plan de frecuencias. Esto es necesario a fin de utilizar el rango de frecuencias disponible de la manera más rentable, y para hacer que el trabajo de planificación sea más eficiente. Todas las frecuencias utilizadas en redes de radioenlaces deben ser seleccionadas normalmente de un plan de frecuencias establecido, bien sea por una organización internacional como por una nacional.

3.12.1.1 Condiciones

Las señales de radio tienen que ser separadas en frecuencia ya que, ni la discriminación de la antena, ni las obstrucciones topográficas proporcionan la necesaria eliminación de las señales interferentes. El grado de separación depende del ancho de banda de transmisión *ancho de banda espectral*. Esta separación –denominada *separación de canal adyacente*– debe ser lo más pequeña posible para proporcionar una solución de frecuencia económica. Esto requiere alguna clase de estandarización, un *plan de frecuencias*.

El sistema utiliza dos frecuencias diferentes, una para la dirección de *ida* y otra para la de *vuelta*. Su separación, denominada separación *transmisor (Tx) a receptor (Rx)* o *dúplex* – depende de los filtros del receptor que han de suprimir su propia frecuencia del transmisor (del orden de una supresión de 140 dB). Cuanto más grande sea la separación dúplex, más fácil resulta realizar los filtros. La separación dúplex se especifica en el plan de frecuencias.

El siguiente problema son los *productos de intermodulación*. Cuando está presente más de una frecuencia de radio, aparecerán los productos de intermodulación debido a las no linealidades del equipamiento. Se debe evitar que esos u otros productos de intermodulación perturben a un tercer

receptor. Se requiere un plan de frecuencias preestablecido que considere este hecho, para una asignación racional de las frecuencias.

Como es conocido, las señales de radio interferentes no se detienen ante las fronteras de los países. Esto motiva los acuerdos y las cooperaciones internacionales, establecidas a nivel mundial por la Unión Internacional de las Telecomunicaciones (ITU).

3.12.1.2 Plan internacional de frecuencias

El espectro de radio disponible total se asigna a los diversos servicios (radio astronomía, radar, comunicaciones móviles, etc.) por la Conferencia Administrativa de Radio Mundial (*WARC*). En los *Reglamentos de Radio* [³⁷], se listan las bandas de frecuencia concedidas a los servicios fijos. Dentro de la ITU, la Agencia de Radiocomunicación (*ITU-R*) es la responsable de proveer acuerdos con canales de RF, esto es, planes de frecuencia. Estos planes se publican como *recomendaciones* o *informes*. [³⁸].

Existen básicamente tres formas de utilización de estos planes de frecuencia, dependiendo del tipo de equipamiento, de las consideraciones de interferencia y la eficiencia espectral necesaria.

3.12.1.3 Atribución nacional de bandas de frecuencias

A nivel nacional en Colombia el Ministerio de comunicaciones es el encargado de dictar los decretos y resoluciones para regular el cuadro nacional de atribución de bandas de frecuencias [³⁹] para aplicaciones del espectro radioeléctrico en servicios de radiocomunicación de 9 kHz a 1000 GHz.

Disposición de la canalización por canales alternos

La utilización extendida más ampliamente es la disposición alterna de canales, tal y como se indica en la figura 3.49. En este caso, cada dos canales usan la misma polarización, mientras que los canales adyacentes operan en polarizaciones opuestas.

³⁷ Regulaciones Radio, ITU, Ginebra 1990, ISBN 92-61-04141-8.

³⁸ ITU-R Rec. 452-5. Procedimiento de predicción para la evaluación de interferencia de microondas entre estaciones en la superficie de la tierra a frecuencias sobre 0.7 GHz. 1992 - Recomendaciones de ITUR, Nuevas y revisadas el 8 de Marzo 1992, Ginebra 1992, ISBN 92-61-04531-6.

³⁹ Decreto 555 del 20 de marzo de 1998, Por el cuál se adopta el cuadro nacional de atribución de frecuencias y se dictan otras disposiciones, Ministerio de Comunicaciones, Colombia.

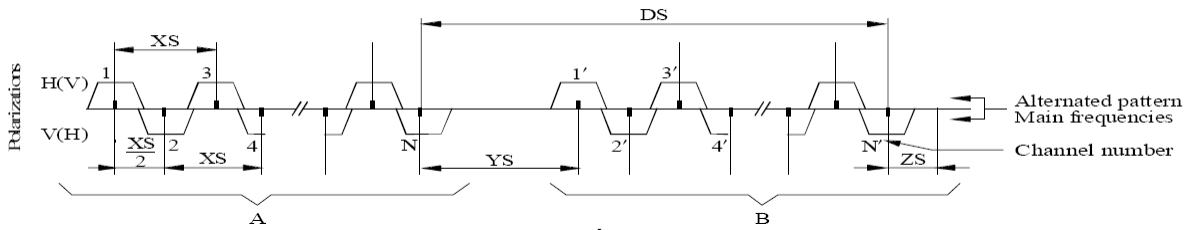


Figura 3.48 Disposición de canales alternos

Esta configuración puede usarse (descuidando la interferencia debida al canal adyacente co-polar) si se cumple lo siguiente

$$XPD_{\min} + (NFD - 3) \geq (C/I)_{\min} \quad (3.89)$$

Donde

XPD_{\min} es la discriminación de polarización cruzada mínima tal y como se define en la sección 3.10 Interferencia por polarización cruzada. NFD es la discriminación de filtro de red definida como:

$$NFD = \frac{\text{Potencia recibida del canal adyacente}}{\text{Potencia del canal adyacente recibida después de los filtros RF, IF y BB}} \quad (3.90)$$

C/I_{\min} es la relación mínima portadora (o señal) a interferencia para un límite de BER dado (típicamente 10^{-3} o 10^{-6}). Los requerimientos de la ecuación (3.90) normalmente se cumplen fácilmente según las especificaciones estándar de las antenas y de los equipos de radio, pero la eficiencia espectral está limitada con el uso de antenas polarizadas simplemente, pues solo se podrá utilizar un segundo canal en el mismo enlace como se indica en la ecuación (3.90).

Un ejemplo para un plan de frecuencias recomendado por ITU-R es el plan para la banda superior de 6 GHz, Recomendación 384 ^[40]. Esta recomendación consiste en un plan de frecuencias para sistemas con más de 2700 canales telefónicos (140 Mb/s o relaciones de bit de jerarquía digital síncronas) utilizando hasta 8 canales de radio de ida y 8 de vuelta. Otro plan de frecuencia se

⁴⁰ ITU-R Rec. 384-5. Configuraciones de canal de radio frecuencia para medias y altas capacidades de sistemas de radio digital operando en la banda superior de 6 GHz. Recomendaciones del ITU-R, Volumen IX-Parte 1, Ginebra 1990, ISBN 92-61-04251-1.

obtiene entrelazando canales adicionales para sistemas con más de 1260 canales telefónicos utilizando hasta 16 canales de ida y 16 de vuelta.

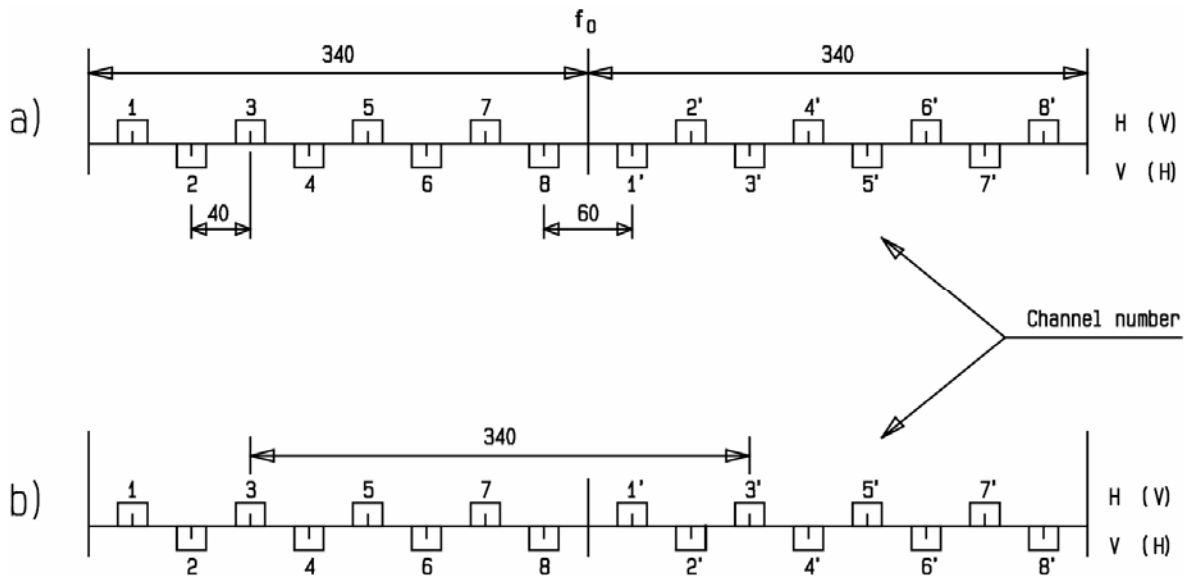


Figura 3.49 a) Disposición de canales para antenas de doble polarización b) Disposición de canales para antenas de polarización simple o antenas con Tx/Rx común y polarización doble. ITU-R rec. 384 (Banda de 6 GHz superior) Fuente: [40]

La Figura 3.49 muestra el plan de frecuencias para la configuración de 8 canales. La banda de frecuencias está dividida en dos semibandas, una semibanda para las frecuencias de ida o transmisoras (Tx), y otra para las frecuencias de vuelta o receptoras (Rx). Las semibandas tienen espacio para 8 canales emparejados de radio. A cada canal en la semibanda baja le corresponde uno en el mismo número de canal de la semibanda superior. La separación *dúplex* es la misma para todos los canales (340 MHz). El espacio entre canales Γ es 40 MHz. Las frecuencias centrales exactas de los canales se pueden calcular de las fórmulas

$$f_n = f_0 - 350 + 40n \quad \text{Mitad baja de la banda} \quad (3.91a)$$

$$f'_n = f_0 - 10 + 40n \quad \text{Mitad alta de la banda} \quad (3.91b)$$

Donde $n = 1, \dots, 8$

$$f_0 = 677$$

f está dada en MHz

Se pueden operar simultáneamente *canales adyacentes* con las ondas de radio en polarizaciones ortogonales. El grado de discriminación entre polarizaciones depende del ángulo de acimut y el tipo de antena utilizado.

Disposición de canalización co-canal

Donde la congestión sea un problema, la operación co-canal puede ser una solución. En esta disposición todo canal de radio, en el mismo enlace, se utiliza dos veces para tráficos distintos, con polarizaciones opuestas.

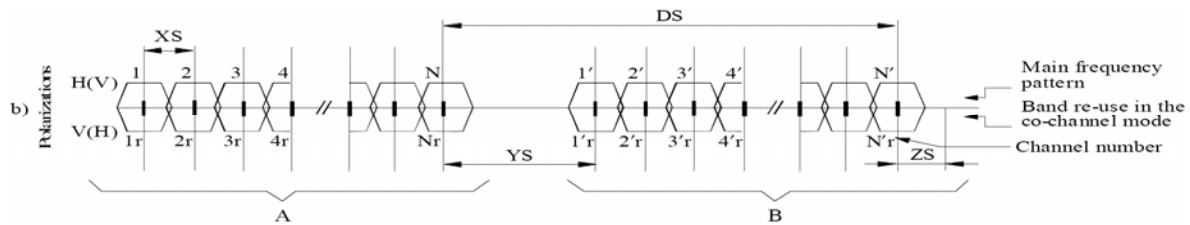


Figura 3.50 Disposición co-canal

Esta disposición tiene exigencias más estrictas en el funcionamiento de la antena y de la radio, pues debe satisfacerse el siguiente requisito.

$$10 \log \frac{1}{\frac{1}{\frac{XPD+XIF}{10^{10}}} + \frac{1}{\frac{NFD_a-3}{10^{10}}}} \geq (C/I)_{\min} \quad (3.92)$$

Donde

NFD_a es la discriminación del filtro evaluada a la frecuencia de espaciamiento XS .

XIF es el factor de mejora XPD para el dispositivo $XPIC$ (si se implementa).

Disposición de canalización entrelazada

El modo entrelazado es un modo intermedio al modo alterno y al modo cocanal. Este modo es aplicable típicamente en sistemas de baja capacidad donde el ancho de banda de la señal puede ser menor que la separación de canales. En este caso, la frecuencia central del canal de polarización opuesta esta intercalada con los canales adyacentes.

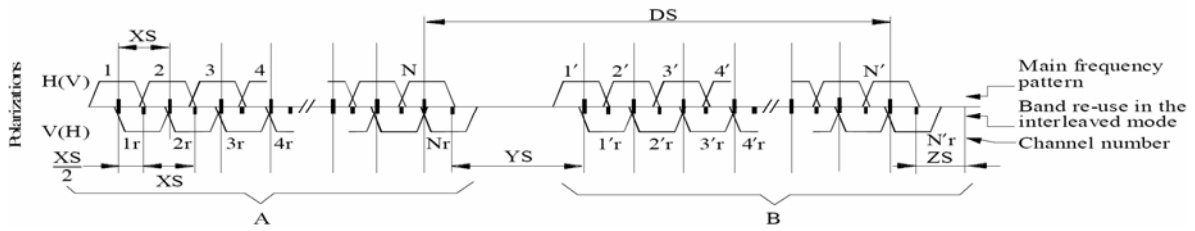


Figura 3.51 Disposición entrelazada

Esta configuración de canales entrelazados puede ser utilizada si:

$$10 \log \frac{1}{\frac{1}{\frac{XPD+(NFD_b-3)}{10}} + \frac{1}{\frac{NFD_a-3}{10}}} \geq (C/I)_{\min} \quad (3.93)$$

Donde

NFD_b es la discriminación de filtro evaluada con un espacio de frecuencias de $XS/2$.

La tabla 3.14 es un resumen de los planes de frecuencia recomendados por la ITU-R [50].

Banda [GHz]	Rango de frecuencias [GHz]	Espaciamiento de canales [MHz]	ITU-R rec.
1.4	1.35 - 1.53	0.25; 0.5; 1; 2; 3.5	1242

2	1.427 - 2.69 1.7 - 2.1; 1.9 - 2.3 1.7 - 2.3 1.9 - 2.3 1.9 - 2.3 1.9 - 2.3 2.3 - 2.5 2.29 - 2.67 2.5 - 2.7	0.5 (modelo) 29 14 3.5; 2.5 (modelo) 14 10 1; 2; 4; 14; 28 0.25; 0.5; 1; 1.75; 2; 3.5; 7; 14; 2.5 (modelo) 14	701 382 283 1098 1098, Anexos 1,2 1098, Anexos 3 746, Anexos 1 1243 283
4	3.8 - 4.2 3.6 - 4.2 3.6 - 4.2	29 10 (modelo) 90; 80; 60; 40	382 635 635, Anexos 1
5	4.4 - 5.0 4.4 - 5.0 4.4 - 5.0 4.54 - 4.9	28 10 (modelo) 40; 60; 80 40;20	746, Anexos 2 1099 1099, Anexos 1 1099, Anexos 2
Baja 6	5.925 - 6.425 5.85 - 6.425	29.65 90; 80; 60	383 383, Anexos 1
Alta 6	6.425 - 7.11 6.425 - 7.11	40; 20 80	384 384, Anexos 1
7	7.425 - 7.725 7.425 - 7.725 7.435 - 7.75 7.11 - 7.75	7 28 5 28	385 385, Anexos 1 385, Anexos 2 385, Anexos 3
8	8.2 - 8.5 7.725 - 8.275 7.725 - 8.275 8.275 - 8.5	11.662 29.65 40.74 14; 7	386 386, Anexos 1 386, Anexos 2 386, Anexos 3
10	10.3 - 10.68 10.5 - 10.68 10.55 - 10.68	20; 5; 2 7; 3.5 (modelo) 5; 2.5; 1.25 (modelo)	746, Anexos 3 746, Anexos 1 746, Anexos 2

11	10.7 - 11.7 10.7 - 11.7 10.7 - 11.7 10.7 - 11.7	40 67 60 80	387, Anexos 1 y 2 387, Anexos 3 387, Anexos 4 387, Anexos 5
12	11.7 - 12.5 12.2 - 12.7	19.18 20 (modelo)	746, Anexos 4, § 3 746, Anexos 4, § 2
13	12.75 - 13.25 12.75 - 13.25 12.7 - 13.25	28; 7; 3.5 35 25; 12.5	497 497, Anexos 1 746, Anexos 4, § 1
14	14.25 - 14.5 14.25 - 14.5	28; 14; 7; 3.5 20	746, Anexos 5 746, Anexos 6
15	14.4 - 15.35 14.5 - 15.35 14.5 - 15.35	28; 14; 7; 2.5 2.5 (modelo) 2.5	636 636, Anexos 1 636, Anexos 2
18	17.7 - 19.7 17.7 - 21.2 17.7 - 19.7 17.7 - 19.7 17.7 - 19.7	220; 110; 55; 27.5 160 220; 80; 40; 20; 10; 6 3.5 13.75; 27.5	595 595, Anexos 1 595, Anexos 2 595, Anexos 3 595, Anexos 4
23	21.2 - 23.6 21.2 - 23.6 21.2 - 23.6 21.2 - 23.6 21.2 - 23.6 21.2 - 23.6 22.0 - 23.6	3.5; 2.5 (modelo) 112 a 3.5 28; 3.5 28; 14; 7; 3.5 50 112 a 3.5 112 a 3.5	637 637, Anexos 1 637, Anexos 2 637, Anexos 3 637, Anexos 4 637, Anexos 5 637, Anexos 1
27	24.25 - 25.25 24.25 - 25.25 25.25 - 27.7 25.25 - 27.7 27.5 - 29.5 27.5 - 29.5 27.5 - 29.5	3.5; 2.5 (patrones) 56; 28 3.5; 2.5 (patrones) 112 a 3.5 3.5; 2.5 (patrones) 112 a 3.5 112; 56; 28	748 748, Anexos 3 748 748, Anexos 1 748 748, Anexos 2 748, Anexos 3
31	31.0 - 31.3	50; 25	746, Anexos 7

38	36.0 - 40.5 36.0 - 37.0 37.0 - 39.5 38.6 - 40.0 39.5 - 40.5	3.5; 2.5 (patrones) 112 a 3.5 140; 56; 28; 14; 7; 3.5 50 112 a 3.5	749 749, Anexos 3 749, Anexos 1 749, Anexos 2 749, Anexos 3
55	54.25 - 58.2 54.25 - 57.2 57.2 - 58.2	3.5; 2.5 (patrones) 140; 56; 28; 14 100	1100 1100; Anexos 1 1100, Anexos

Tabla 3.14 Planes de frecuencias recomendados por la ITU-R. Fuente: ITU-R.

3.12.1.4 Separación del canal adyacente

Para el resto de esta sección (Planificación de frecuencias) será utilizada la configuración de canal alterno para explicar la asignación de frecuencias y la utilización de los planes de frecuencia. Para detalles en la operación co-canal, véase la sección 3.11.

Trayecto común

Cuando se opera con más de un circuito de radio en la misma antena (configuración de diversidad de frecuencia $n+1$) los canales elegidos deben tener una cierta separación definida Δ . Esta separación coincide con el espaciamiento de canales Γ de acuerdo con el plan de frecuencia, pero puede también ser *múltiplo* del mismo. Para las configuraciones de canales, las separaciones están indicadas en la correspondiente recomendación ITU-R. En la banda 6 GHz alta (rec. 384 [40]) la separación de canal Δ adyacente recomendada para la operación con una antena común es:

Para sistemas de polarización simple,

$$\Delta_C = x \cdot 2\Gamma \quad \text{o} \quad \Delta_C = x \cdot 80 \text{ MHz} \quad (3.94a).$$

Para sistemas dualmente polarizados,

$$\Delta_x = y \cdot \Gamma \quad \text{ó} \quad \Delta_x = y \cdot 40 \text{ MHz} \quad (3.94b)$$

Tal que, ($\Gamma = 40 \text{ MHz}$, $x = 1,2,3$; $y = 1,\dots,8$)

Cuando se aplica la operación co-polar, se puede utilizar una antena simplemente polarizada. Para polarización cruzada, ha de ser elegida una antena dualmente polarizada, bien sea con dos guías de onda o con una guía de ondas circular. Para continuar reduciendo los costos, la primera opción debe ser la polarización co-polar.

Ya que estas separaciones de canal adyacente se eligen para evitar interferencias mutuas entre los canales concernientes, la interferencia entre estos canales puede excluirse de los cálculos de las interferencias.

Trayecto común

La interferencia entre canales RF en antenas separadas o enlaces diferentes es despreciable si la separación frecuencial entre canales δ es tan grande que las frecuencias centrales de los canales perturbadores caen dentro de la banda eliminada del filtro de canal deseado. Las características exactas del filtro del canal tienen que ser tomadas de las especificaciones de los equipos.

Los trayectos de interferencia entre canales RF en diferentes vanos (antenas) con una separación $\geq \delta$ (para el equipamiento concerniente) puede excluirse de las consideraciones de interferencias.

3.12.2 Asignación de frecuencias de radio

Para ilustrar esta sección se utiliza un caso de estudio propuesto en CENS S.A. E.S.P. con cinco subestaciones eléctricas y un centro de control. En la siguiente sección (3.13) se hace el estudio de interferencias.

3.12.2.1 Preparación

Se dibuja un diagrama de red a escala y se consigue un esquema geográfico del sistema. Se incluyen **todos** los sistemas conocidos operando (existentes o planeados) dentro de la banda de frecuencias concerniente. (Ver figura 3.52).

3.12.2.2 Condiciones

Cada banda de frecuencias es dividida en dos semibandas, la baja A, y la alta B. Para un enlace de radio las frecuencias transmisora (Tx) y receptora (Rx) se emparejarán: tendrán el mismo número de canal, con índices opuestos **A/B**. Los canales en la semibanda baja A están sin marcar (ch. 3), y los canales en la semibanda alta **B** están marcados (ch. 3'). Solamente se muestra en el gráfico la numeración Tx.

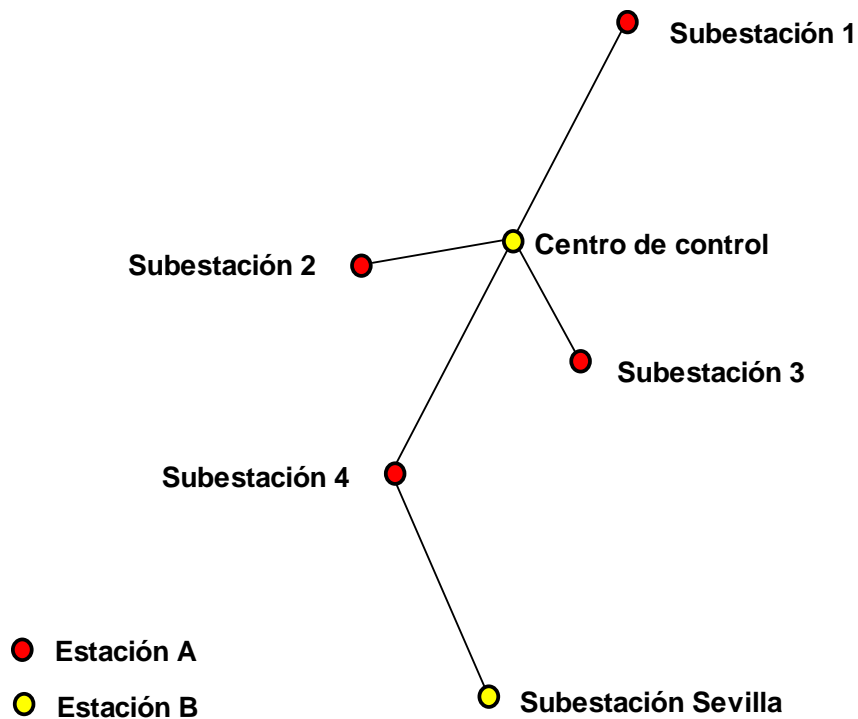


Figura 3.52 Red de radioenlaces. Fuente: [11].

Todas las frecuencias transmisoras en la misma sección tienen que ser seleccionadas de la misma semibanda. Las estaciones con transmisores operando en la semibanda baja son denominadas *estaciones-A*. El receptor en las estaciones-A opera en la semibanda alta.

Si se ha elegido la frecuencia transmisora (o semibanda) para un transmisor en una estación, esta determina la asignación de las semibandas (A o B) para el resto de estaciones y transmisores en la red.

Existe una importante desviación de esta regla. Un repetidor pasivo es tanto una estación A como B. Ya que no se efectúa ninguna conversión de frecuencia, una frecuencia entrante A es reemitida como una frecuencia A. Ocurre lo mismo para la frecuencia B en la otra dirección. Los mismos argumentos son también válidos para un repetidor RF donde no se llevan a cabo conversiones de frecuencias. En el propósito de la asignación de frecuencias, se puede hacer caso omiso de los repetidores pasivos y de RF.

3.12.2.3 Determinación de la frecuencia

Consideraciones generales

Si la planificación del radioenlace incluye puntos de equipamiento RE existente, operando en la misma banda de frecuencias, estos se marcan como estaciones A o B en la gráfica de red. En este caso, están determinadas las designaciones A y B para todo el resto de estaciones.

Si hay equipamiento en la banda de frecuencias concerniente, se averigua si podría haber otra estación, no incluida en la red planificada, pero cercana a una de las estaciones planeadas, con frecuencias ya asignadas de esa banda particular. En ese caso, se pueden dar dos situaciones:

- Si se puede implementar una futura conexión cruzada entre las dos redes mediante un solo enlace (un número impar de saltos):

Se designa la semibanda con etiqueta opuesta A/B respecto de la nueva estación; así se determinan las semibandas para todo el resto de las estaciones.

- Si tiene que ser implementada una conexión futura cruzada por dos (o un número par de saltos):

Se designa la semibanda con la misma etiqueta A/B que la nueva estación; así se determinan las semibandas para todo el resto de las estaciones.

En caso contrario; se comienza con cualquiera de las estaciones y se asigna una semibanda arbitraria para esta.

Red trocal

La asignación de frecuencias para las redes de radioenlace puede ser realizada de formas diferentes, dependiendo de la complejidad de la red, planes futuros, u otros factores. El procedimiento de planificación de frecuencias también depende del nivel de detalle de la información disponible. Para ilustrar esto, se utilizan dos diferentes redes DRE; la de la figura 3.52 para la planificación detallada, y la de la figura 3.53 para la solución directa.

Para ilustrar este método se utiliza la red de la figura 3.53.

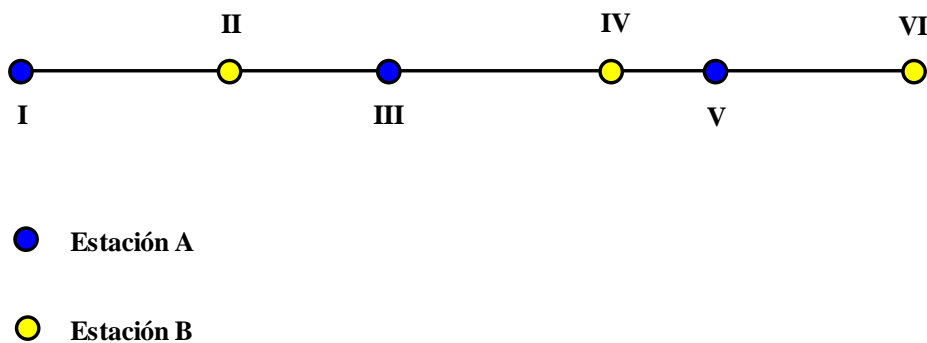


Figura 3.53 Red Simplificada. Fuente: [11]

Se comienza del mismo modo que en el método detallado, seleccionando una frecuencia en el extremo inferior de la banda para la estación I. Seleccionando el canal 1 para el canal principal, proporciona la lista de canales de la tabla 3.15 para las frecuencias Tx y Rx.

	# Canal	Estación I (A)	Estación II (B)
Tx1	1	6460 MHz / V	6800 MHz / V
Tx2	3	6540 MHz / V	6880 MHz / V
Rx1	1	6800 MHz / V	6460 MHz / V
Rx2	3	6880 MHz / V	6540 MHz / V

Tabla 3.15 Frecuencias Tx y Rx para estaciones A y B. Fuente: [11].

Para intentar economizar el uso de canales RF mediante antenas HP se debe utilizar el siguiente procedimiento:

Cambiar la polarización y los números de canal en todos los segundos enlaces de todo el sistema.

Siguiendo este procedimiento para el sistema de la figura 3.53, proporciona la asignación de frecuencias mostrada en la figura 3.54. Cambiando los canales y la polarización del mismo modo, se previenen problemas de interferencia debido a sobrealcance en el sistema. El transmisor en la estación I podría interferir en la estación receptora IV, pero utilizando polarizaciones diferentes, se dan aproximadamente 30 dB de atenuación adicional. Esta atenuación es suficiente para prevenir interferencia por canal adyacente en el sistema.

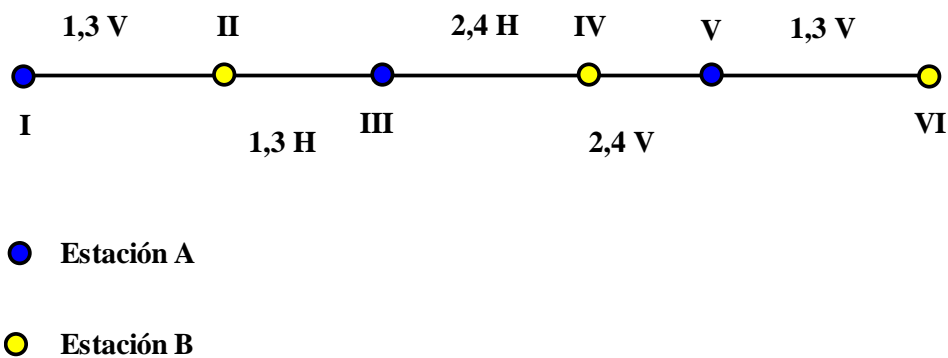


Figura 3.54 Asignación de frecuencias para una red simplificada. Fuente: [11].

- **Uso repetido de la misma frecuencia**

La misma frecuencia de radio debe ser usada siempre que sea posible para economizar las frecuencias de radio disponibles. Para enlaces de radio digital, el nivel de la señal interferente L_I , debe ser x dB inferior al nivel umbral del receptor L_{Te_r} , donde x se corresponde con la relación S/I para el nivel umbral concerniente (ver sección 3.13).

En puntos nodales esto requiere normalmente discriminaciones de antena del orden de $(S/I + F)$ donde F es el margen de desvanecimiento para el enlace de interés.

- **Planificación detallada**

Se utiliza la red de la figura 3.52 para ilustrar un procedimiento de planificación detallado. Se

implementa un sistema DRE a 140 Mb/s siguiendo el plan de frecuencias de la rec. 384-5 de ITU-R [40]. Esto proporciona los datos técnicos que siguen:

$$\Gamma = 40 \text{ MHz}$$

$$\Delta_C = 2 \cdot \Gamma = 80 \text{ MHz}$$

$$\Delta_X = \delta_{C/X} = 40 \text{ Mhz}$$

Se comienza con el punto nodal que tiene la cantidad más grande de transmisores. Este es "Centro de control" en la figura 3.52. Se ha decidido que esta estación opere en la semibanda superior (estación B).

Se asume que el sistema trabaja en una configuración 1+1. Esto proporciona dos canales RF en cada semibanda, permitiendo a ambos canales operar en la misma polarización. Si la separación del canal es $\geq \Delta$, pueden también ser transmitidos desde la misma antena.

Se comienza por seleccionar una frecuencia (preferiblemente la del extremo inferior de la semibanda). *Nótese que el equipamiento existente puede restringir esta elección.* El canal de radio para el segundo canal en este sistema 1+1 es seleccionado por lo tanto de acuerdo con las reglas para una *separación de canal adyacente utilizando una antena común.* Para mantener la reducción de costos, puede intentarse como primera opción una polarización paralela.

En orden de economizar frecuencias, la primera aproximación debe ser la de aplicar las mismas frecuencias para todos los sistemas. Las posibles interferencias exigen antenas más caras o el uso de frecuencias diferentes. Los proyectos individuales proporcionarán decisiones acerca de elegir una de estas contramedidas. Si se eligen nuevas frecuencias, deben utilizarse reglas para *una separación de canal adyacente para diferentes antenas.*

Ejemplo

Se comienza con el enlace Subestación 1 – Centro de control

- √ Se selecciona el canal 1, polarización vertical para el primer canal.
- √ Esto proporciona el canal 3 para el segundo canal, en antena común y misma polarización.

$$\Delta_C = 2 \cdot \Gamma$$

Las correspondientes frecuencias / polarizaciones para el primer plan de frecuencias elegido viene dado en la tabla 3.15.

Estas frecuencias serían aplicadas a todas las estaciones A y B como una primera elección proporcionando la red DRE de la figura 3.55. Esta selección de frecuencias causará obviamente algunos problemas de interferencia en el punto nodal (Centro de control). Debería ser posible (debido a configuraciones geográficas) operar en las mismas frecuencias en los enlaces Subestación 1 – Centro de control – Subestación 4 – Subestación Sevilla. El resto de enlaces sin embargo serán investigados más tarde en esta sección cuando se comiencen a realizar los cálculos de interferencias. Si los cálculos de interferencias muestran unos niveles de interferencias inaceptables, la asignación de frecuencias debe ser modificada en esos enlaces. En algunos sistemas sería preferible seleccionar antenas caras, ajustar los niveles de salida etc. En otros sistemas el ahorro de frecuencias no es tan importante, así que se podrán usar otros canales RF.

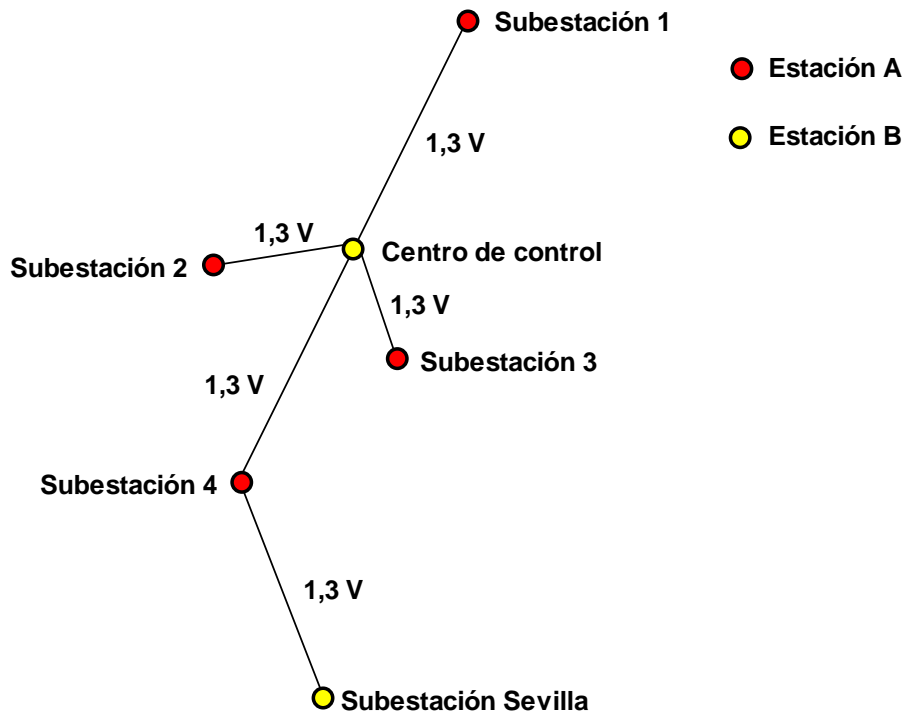


Figura 3.55 Red con la primera asignación de frecuencias. Fuente: [11].

Para evitar problemas de sobrealcance, la polarización debe ser cambiada para cada segundo enlace en general. Esto daría una reducción en el nivel de interferencia debido a sobrealcance igual

que para la discriminación por polarización cruzada de la antena. Esta decisión se ha tomado durante los cálculos de interferencias.

Redes enlazadas

Se debe poner especial atención a si la red DRE forma un anillo, como se indica en la figura 3.56. Si el número de estaciones en el anillo es un número par, puede usarse la asignación ordinaria estación A y B como se indica en la figura 3.56a.

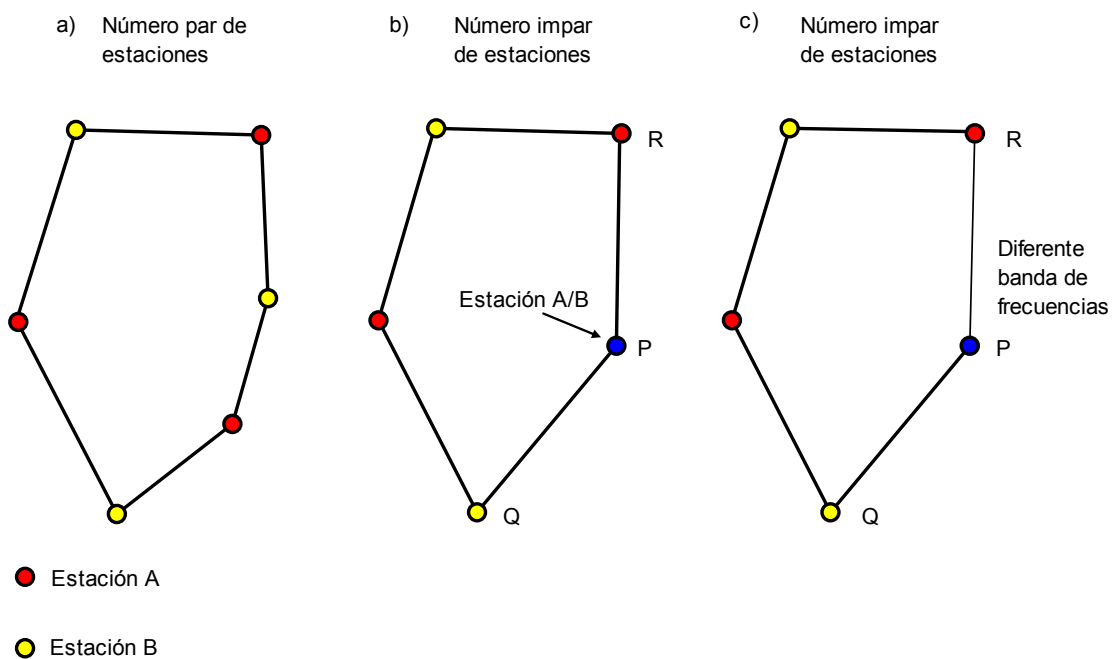


Figura 3.56 Redes de anillo. Fuente: [11].

En un anillo, debería evitarse un número impar de estaciones y necesitaría consideraciones especiales. Si se utiliza la misma banda de frecuencias en todo el sistema (figura 3.56b), una de las estaciones debe ser una estación A/B. Es decir, esta estación crítica P debe transmitir en ambas bandas de frecuencias alta y baja. Esto puede proporcionar una separación de frecuencias reducida entre el transmisor y el receptor en el emplazamiento crítico. Si se utilizan un número limitado de canales de radio, es posible alcanzar la necesaria separación de frecuencia entre el transmisor y el receptor.

Considérese un sistema 1+1 operando en la banda alta de 6 GHz. Si son utilizados los canales 1 y 3 como frecuencias de transmisión en el enlace P hacia Q, podrán ser utilizados los canales 5' y 7' (o 6' y 8') como frecuencias de transmisión hacia R. Esto proporciona una separación de frecuencias

de 80 MHz (120 MHz) entre transmisor y receptor en P. Dependiendo del tipo particular de equipamiento, esto puede ser suficiente para evitar problemas de interferencias. Se debe verificar que el nivel de interferencia en el receptor sea más bajo que el límite crítico determinado por las características del receptor.

La interferencia por sobrealcance también es más crítica cuando se necesitan estaciones A/B. La estación Q perturbará a la estación R (y viceversa) a menos que las obstrucciones del terreno o discriminaciones de ángulo proporcionen la atenuación suficiente de la señal perturbadora.

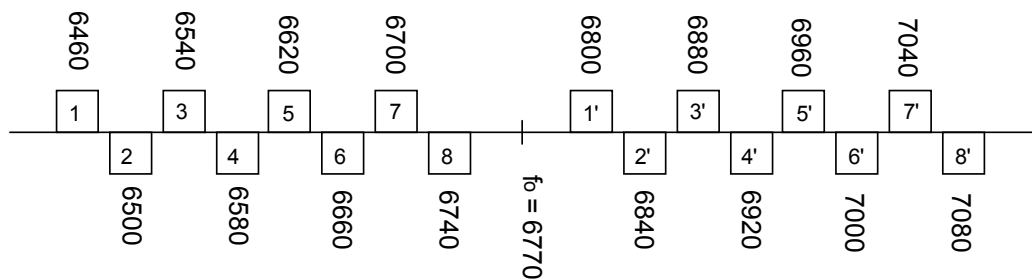


Figura 3.57 Canalización 6 GHz alta (Frecuencias en MHz). Fuente: [11].

Otra solución es utilizar una banda de frecuencias diferente para uno de los enlaces en la red mallada (figura 3.56c). La separación de frecuencias entre el transmisor y el receptor en el emplazamiento crítico, puede ser suficientemente amplia para esta aproximación. Si uno de los enlaces es corto (~10 km), utilizando una banda de frecuencias alta (por ejemplo 15 GHz) este enlace podría resolver el problema de asignación de frecuencia.

3.13 CÁLCULOS DE LAS INTERFERENCIAS

La Figura 3.58 muestra algunos ejemplos típicos de acoplamientos de RF indeseados entre canales de radio de la misma banda RF. La influencia de diferentes tipos de interferencia depende de la configuración de la red, obstrucciones de terreno, tipos de antenas y equipamiento de radio, etc.

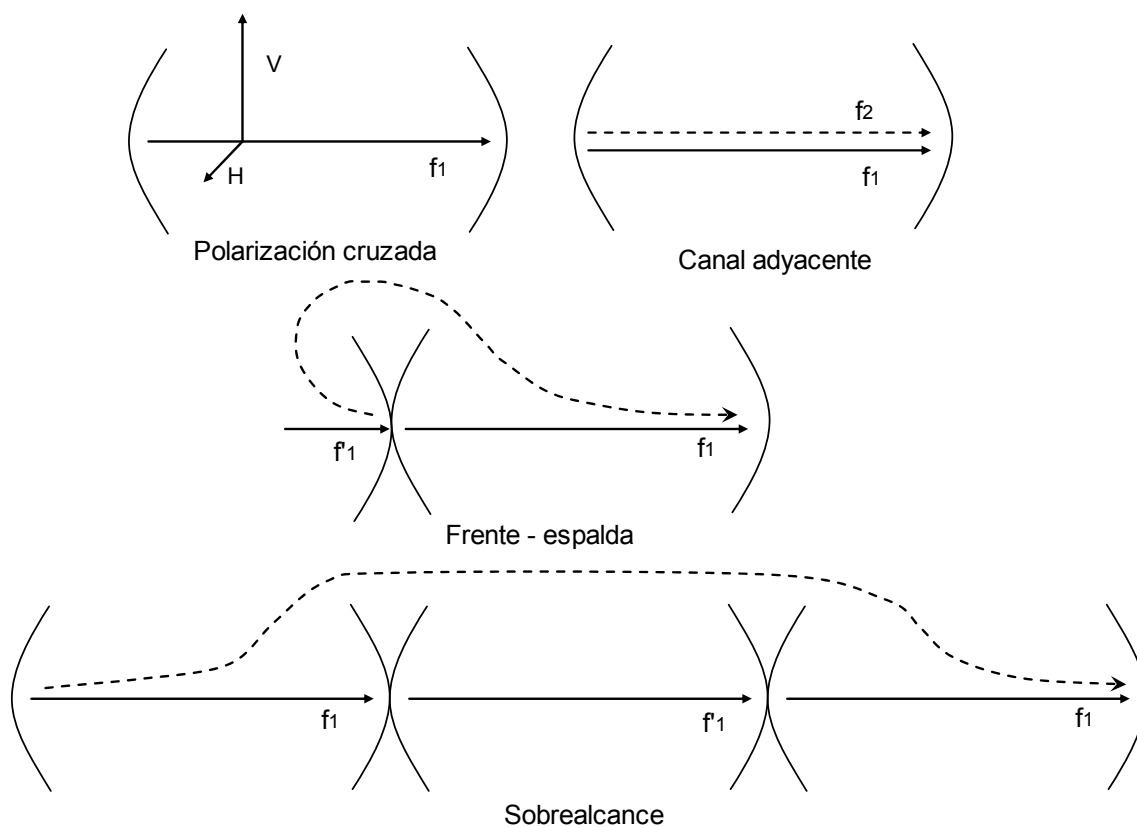


Figura 3.58 Acoplamientos de RF indeseados entre canales de radio. Fuente: [11].

Polarización cruzada

La discriminación entre canales operando en polarizaciones opuestas se determina principalmente por la discriminación por polarización cruzada de la antena. La despolarización en la atmósfera, debido a reflexiones o a la curvatura del rayo, puede incrementar también la interferencia por polarización cruzada.

Canal adyacente

La separación de frecuencia, el filtro de canal en el receptor y el ancho del espectro transmitido determinan el nivel de interferencia. Se utiliza a menudo la polarización opuesta.

Frente espalda

El nivel de interferencia es principalmente una función de la relación frente espalda de la antena.

Sobrealcance

Si el enlace está alineado como se indica en la figura 3.58, la interferencia debido a sobrealcance es crítica. Se recomienda el uso de la polarización opuesta o cambiar los canales de radio.

3.13.1 Principios de cálculo para redes digitales

Se pueden excluir los canales con una separación de $S \geq \delta$ de las evaluaciones de interferencia debido a la discriminación de filtro en el receptor. Generalmente hay dos formas diferentes para incluir la influencia de las señales interferentes en los cálculos de rendimiento del sistema:

Comenzando por un nivel de interferencia calculado en la entrada del receptor perturbado, y calculando la influencia en el funcionamiento (nivel umbral degradado).

Comenzando por un nivel de interferencia permitido a la entrada del receptor perturbado, y comparándolo con el nivel de la señal interferente. Solo será descrito el primer método en este capítulo.

En este trabajo se explicará el primer método por medio de dos ejemplos consignado en el apéndice F.

3.13.2 Selección de la antena

Para vanos compartiendo un emplazamiento común, solo la antena en el punto nodal contribuye a la supresión de la señal interferente con su atenuación al lóbulo trasero y al lóbulo lateral. De hecho, este es el único parámetro que contribuye.

La señal interferente, originada en el transmisor A1 (figura 3.59), y el receptor perturbado C, es atenuada solamente por la antena A1. Esto permite una selección del tipo de antena con la necesaria discriminación. Las fórmulas (3.95) a (3.98) proporcionan la discriminación de antena necesaria.

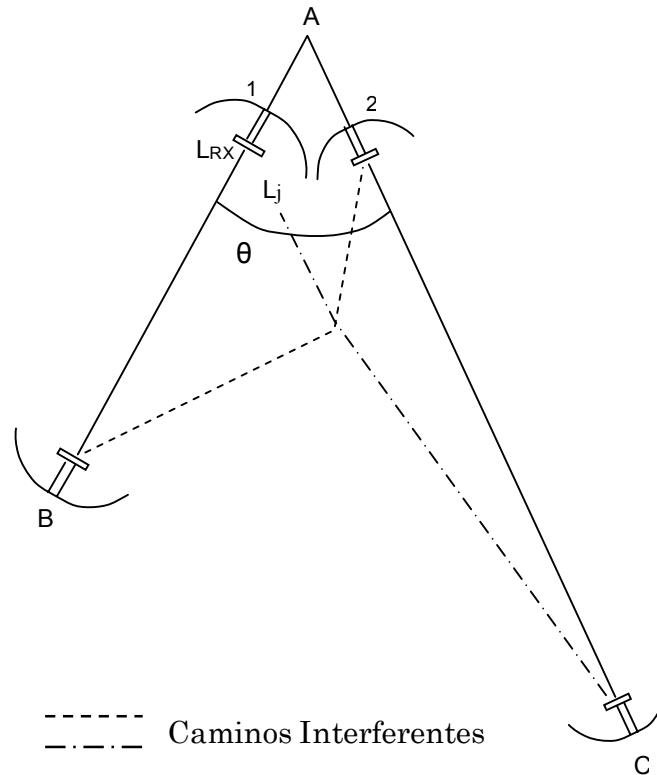


Figura 3.59 Red RE simplificada (Configuración triangular). Fuente: [11].

3.13.2.1 Perturbaciones externas por una estación nodal

Ref. Figura 3.59: $Tx_{A1} \rightarrow Rx_{A1}$

$$D_A = L_{Tel} + M_{FI} - L_{Ii} + \Delta G + \Delta L_{Tx} \quad (3.95)$$

D_A : discriminación de antena en dB

ΔG : diferencia en ganancia [dB] entre las dos antenas del punto nodal

ΔL_T : diferencia en nivel de salida [dBm] de la señal deseada frente a la perturbadora

M_{FI} : margen de desvanecimiento plano en dB en presencia de:

L_{Ii} : nivel de una señal interferente individual en dBm

L_{Tel} : nivel umbral del receptor en dBm en presencia de L I (el nivel combinado de todas las señales interferentes)

3.13.2.2 Perturbaciones externas sobre una estación nodal

Ref. Figura 3.59: Tx_C → Rx_{A1}

$$D_A = L_{Tel} + M_{FI} - L_{li} + \Delta G + \Delta L_{Rx} \quad (3.96)$$

ΔL_{Rx} : diferencia en dB entre los niveles de entrada para las estaciones en el punto nodal.

3.13.2.3 Condiciones óptimas

Las condiciones óptimas con respecto a D_A son alcanzadas si:

$$\Delta G = \Delta L_{Rx} = \Delta L_{Tx} = 0 \quad (3.97)$$

Que es la misma ganancia utilizada por todas las antenas del punto nodal, y la red es planificada para idénticos niveles de salida de transmisor y entradas de receptor en este punto nodal. Las fórmulas (3.95) y (3.96) de arriba pueden ser escritas como:

$$D_A = L_{Tel} + M_{FI} - L_{li} \quad (3.98)$$

No se debe planear un margen de desvanecimiento mayor que los requeridos para los objetivos de funcionamiento (para minimizar los costos de antena).

Estas consideraciones no son correctas en absoluto si los enlaces implicados tienen diferentes longitudes (probabilidad de corte). El nivel de entrada en el receptor en el enlace mayor debe entonces ser más alto que los niveles de entrada del resto. El sistema debe estar diseñado para la mínima probabilidad de corte para los radioenlaces implicados.

3.13.2.4 Atenuación entre antenas en la misma torre

Normalmente lo más crítico es el acoplamiento entre dos antenas de bocina. Para simplificar este problema, solo se calcula este acoplamiento. Si la distancia entre las dos antenas de bocina es mayor que veinte veces la longitud de onda, se puede aplicar la fórmula normal para atenuación en espacio libre:

$$A_F = 32.45 + 20 \log(f \cdot d_F) \quad (3.99)$$

A_f : atenuación en dB entre las antenas instaladas en la misma torre.

f : frecuencia de radio en GHz.

d_f : distancia entre las dos antenas en m, y $\lambda \geq F d$ (figura 3.60)

λ : longitud de onda en m.

Esta fórmula se aplica para todas las instalaciones de antenas normales a frecuencias mayores de 2 GHz. Nótese que la atenuación de la fórmula (3.99) es independiente de las discriminaciones relativas de las antenas (relación espalda-espalda, etc.). La atenuación exacta ha de ser determinada mediante medidas en el tipo específico de antena. Si se requieren valores mayores han de ser considerados el tamaño y el tipo de parábola, el tipo de iluminador y la actitud relativa. Los diagramas de antenas estándar son sólo válidos en el campo lejano de la antena, y no es, por lo tanto, aplicable en situaciones de campo cercano en la misma torre.

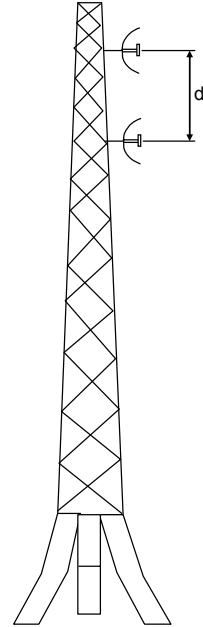


Figura 3.60 Atenuación entre antenas en la misma torre. Fuente: [11].

3.13.3 Cálculo de la señal interferente

3.13.3.1 Fórmula general

En esta sección se discute el cálculo de los niveles de interferencia, L_{Ii} . Las fórmulas aquí presentadas se pueden implementar en una hoja de cálculo de Microsoft Excel para cálculos eficientes. La configuración de la hoja de cálculo también puede incluir los cálculos de degradación del umbral basados en un nivel de interferencia combinado (ref. formula 3.94). Estas fórmulas se incluyen en la configuración de la hoja de cálculo. La fórmula general de cálculo del nivel de señal interferente para operación copolar es (la señal deseada y la interferente tienen la misma polarización):

$$L_{Tel} = L_{Te} + 10 \log \left(1 + 10^{((-L_{Te} + C_R + L_I)/10)} \right) \quad (3.100)$$

$$L_{li} = L_{Tx} - A_{Tx} + G_{Tx} - D_{Tx Cp} - A_{fs} - A_A + G_{Rx} - A_{Rx} - D_{Rx Cp} \quad (3.101)$$

Esta fórmula es más sencilla de entender si es dividida en subfórmulas lógicas. La potencia de salida de red de la fuente interferente hacia el receptor de interés es igual a:

$$L_{Tx} - A_{Tx} + G_{Tx} - D_{Tx Cp}$$

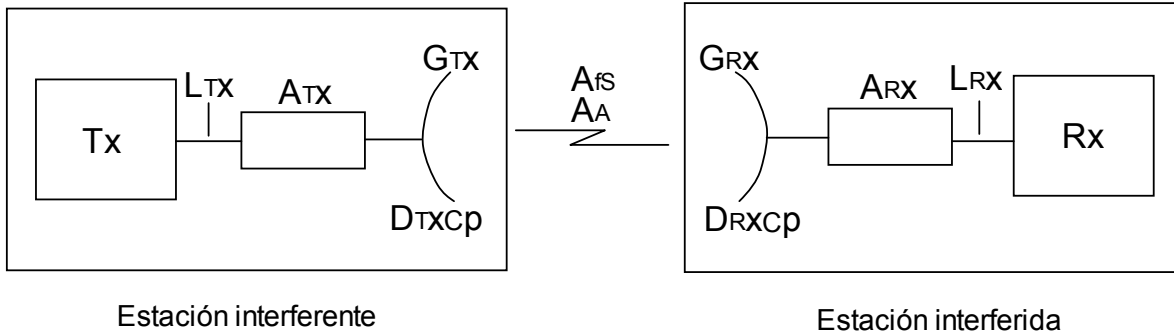


Figura 3.61 Modelo de interferencia (Operación co-polar)

La atenuación total de la señal no deseada en el receptor (excepto filtros de radio) es igual a:

$$G_{Rx} - A_{Rx} - D_{Rx Cp}$$

La fórmula general para el cálculo del nivel de señal interferente para operación X-polar es (la señal deseada y la interferente tienen una polarización opuesta):

$$L_{li} = 10 \log \left(10^{\left((L_{Tx} - A_{Tx} + G_{Tx} - D_{Tx Cp} - A_{fs} - A_A + G_{Rx} - A_{Rx} - D_{Rx Cp}) / 10 \right)} + \left(10^{\left((L_{Tx} - A_{Tx} + G_{Tx} - D_{Tx Cp} - A_{fs} - A_A + G_{Rx} - A_{Rx} - D_{Rx Xp}) / 10 \right)} \right) \right) \quad (3.102)$$

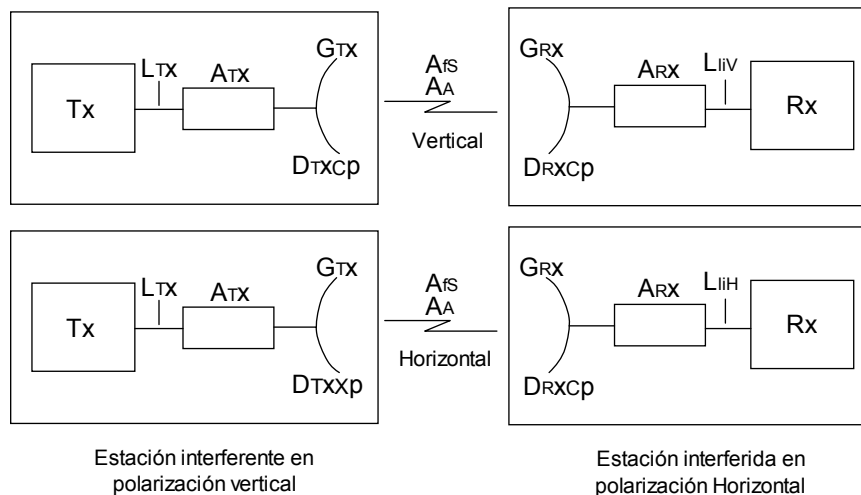


Figura 3.62 Modelo de interferencia (operación polarización cruzada). Fuente. [11].

La estación perturbadora transmite la señal con una polarización opuesta a la de la estación perturbada. La supresión de la componente de polarización cruzada en la antena transmisora no es infinita. En la dirección del lóbulo trasero, la mayoría de las antenas tienen aproximadamente el mismo nivel de radiación para ambas polarizaciones; dando una discriminación de no polarización cruzada en esa dirección particular.

Considérese el modelo de la figura 3.62. El transmisor perturbador esta transmitiendo tanto en la componente vertical como en la horizontal (más pequeña). La antena receptora en la estación perturbada recibirá ambas polarizaciones, pero las dos componentes experimentarán generalmente una discriminación diferente en la antena receptora. Así que, el nivel de interferencia recibido en la estación perturbada es la suma de la componente vertical y horizontal. En la mayor parte de los casos una de las dos componentes dominará, dependiendo de la relación entre $DRxXp$ y $DTxXp$ y para los ángulos particulares para el vano dado. De nuevo, dividiendo la fórmula proporciona las siguientes subecuaciones:

La potencia de salida de red de una componente copolar de señal (referida al receptor) de la estación perturbadora es igual a:

$$L_{Tx} - A_{Tx} + G_{Tx} - D_{TxXp}$$

La atenuación de esta señal co-polar en el receptor viene dada por:

$$G_{Rx} - A_{Rx} - D_{RxCp}$$

La potencia de salida de red de la componente de polarización cruzada de la señal (referida al receptor) de la estación perturbadora es igual a:

$$L_{Tx} - A_{Tx} + G_{Tx} - D_{TxXp}$$

La atenuación de esta señal de polarización cruzada en el receptor viene dada por:

$$G_{Rx} - A_{Rx} - D_{RxXp}$$

Sumando el nivel de entrada de las señales interferentes co-polar y de polarización cruzada en una base de potencia proporciona el nivel total de interferencia en el receptor perturbado. Los símbolos utilizados en las fórmulas son explicados en la siguiente página.

L_{Ii} : nivel de una señal interferente simple en dBm.

L_{Tx} : nivel de salida del transmisor perturbador en dBm.

A_{Tx} : nivel de salida del transmisor perturbador en dBm.

G_{Tx} : atenuación por guía de ondas/derivadores en dB en la estación transmisora.

$DTx\chi_p$: ganancia máxima de antena para la antena transmisora en dB (estación perturbadora).

$DTx\chi_p$: $DTx\chi_p$: discriminación X-polar de la antena en dB para la estación transmisora.

A_{fs} : atenuación de espacio libre en dB.

AA : atenuación adicional en dB debido a la no claridad del vano interferente, y/o atenuadores de RF para ajuste de nivel.

G_{Rx} : ganancia máxima de antena para la antena receptora en dB (estación perturbada).

A_{Rx} : atenuación por guía de ondas/derivación en dB en la estación receptora.

$DRx\chi_p$: discriminación co-polar de la antena en dB para la estación receptora.

$DRx\chi_p$: discriminación de polarización cruzada de la antena en dB para la estación receptora.

Si está presente más de una señal interferente, el nivel de interferencia total. L_{Ii} es obtenida de acuerdo con la fórmula (3.100)

3.13.3.2 Fórmulas para configuración triangular

Para configuraciones de red triangulares como la de la figura 3.59, las fórmulas 3.95 y 3.96 pueden ser combinadas y simplificadas. Cuando los radioenlaces de las señales interferentes y deseadas coinciden, se pueden utilizar las siguientes fórmulas.

Perturbaciones externas por una estación nodal

$T_{xA1} \rightarrow RxC$ en la figura 3.59

$$L_{Ii} = L_{Rx} - A_G + \Delta G + \Delta L_{Tx} \quad (3.103)$$

L_{Rx} : nivel de entrada de la señal deseada en dBm durante el tiempo libre de desvanecimiento.

A_G : discriminación de antena para el ángulo Θ en dB, para la antena en la estación nodal, referida a la ganancia máxima de la antena

ΔG : diferencia en ganancia en dB entre las dos antenas en el punto nodal.

+ para ganancias más grandes de la antena perturbadora del transmisor

- para menores ganancias en la antena perturbadora del transmisor

ΔL_{Tx} : diferencia en dB entre los niveles de potencia de salida de los dos transmisores (A1 y A2).

+ para potencias de salida mayores del transmisor perturbador (A1).

- para potencias de salida menores en A1.

Θ : ángulo entre las señales deseada e interferente

Perturbaciones externas sobre una estación nodal

$Tx_C \rightarrow Rx_{A1}$ en la figura 3.59

$$L_{li} = L_{Rx} - A_G + \Delta G + \Delta L_{Rx} \quad (3.104)$$

ΔG : diferencia en ganancia en dB entre las dos antenas en el punto nodal

+ para ganancias mayores de la antena perturbada del receptor.

- para ganancias menores de la antena perturbada del receptor.

ΔL_{Rx} : diferencia en dB entre los niveles de entrada para la señal deseada en el receptor perturbado (A1) y para el receptor subordinado al transmisor perturbador (A2). Los niveles se refieren al tiempo libre de desvanecimiento (niveles de entrada nominales)

+ para nivel de entrada menor en el receptor perturbado (A1).

- para la entrada mayor en A1. Los otros parámetros tienen sus definiciones previas.

Condiciones óptimas

Si la red es planificada para antenas iguales e iguales niveles de transmisión y recepción en el punto nodal ($\Delta G = 0$, $\Delta L_{Tx} = 0$, $\Delta L_{Rx} = 0$) Las fórmulas de arriba (3.103) y (3.104) pueden ser escritas como:

$$L_{li} = L_{Rx} - D_A \quad (3.105)$$

El nivel de interferencia simplemente iguala el nivel de entrada a la señal deseada menos la discriminación de la antena. Esto implica que la discriminación de la antena debe ser mayor que la suma del margen de desvanecimiento y la relación S/I requerida para evitar la degradación del umbral.

3.13.4 Procedimiento de cálculo

La explicación del procedimiento de cálculo se basa en una propuesta de estudio para ubicación de subestaciones eléctricas cómo se muestra en la figura 3.63.

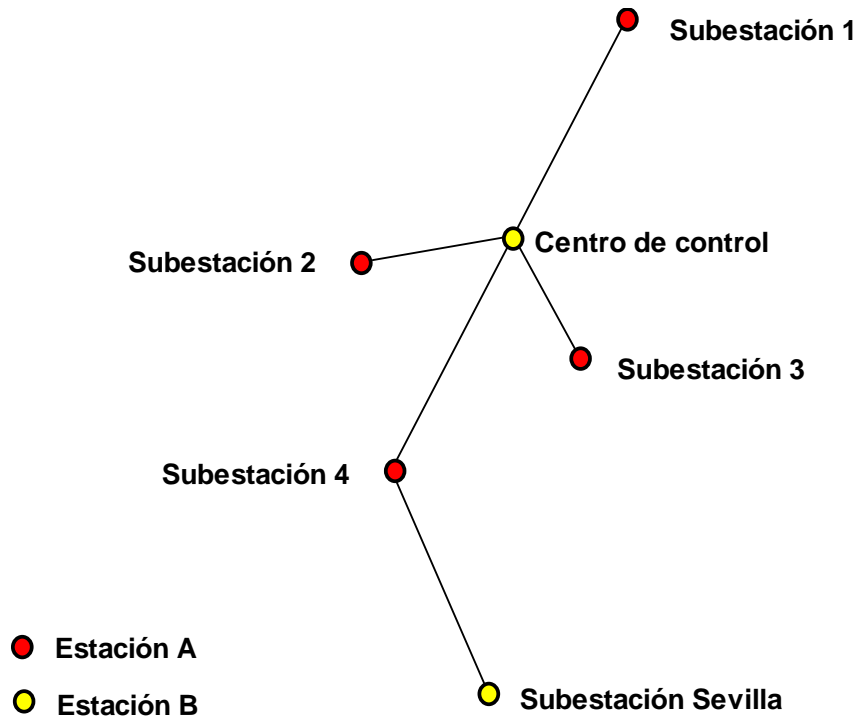


Figura 3.63 Red subestaciones radioenlazadas. Fuente: [11].

3.13.4.1 Precondiciones

Para racionalizar el trabajo se recomienda utilizar las siguientes ayudas:

Diagrama de red

El diagrama de red, dibujado a escala y ángulo, incluyendo todos los circuitos de radioenlace existentes en la banda de frecuencias concerniente, los planificados y las futuras extensiones. Se señalan los números de canal RF, polarizaciones y etiquetado de sub-bandas. (Ver la figura 3.64).

Si están disponibles las localizaciones de los emplazamientos en valores de coordenadas, sería de gran ayuda un programa que calculara las distancias y ángulos entre estaciones.

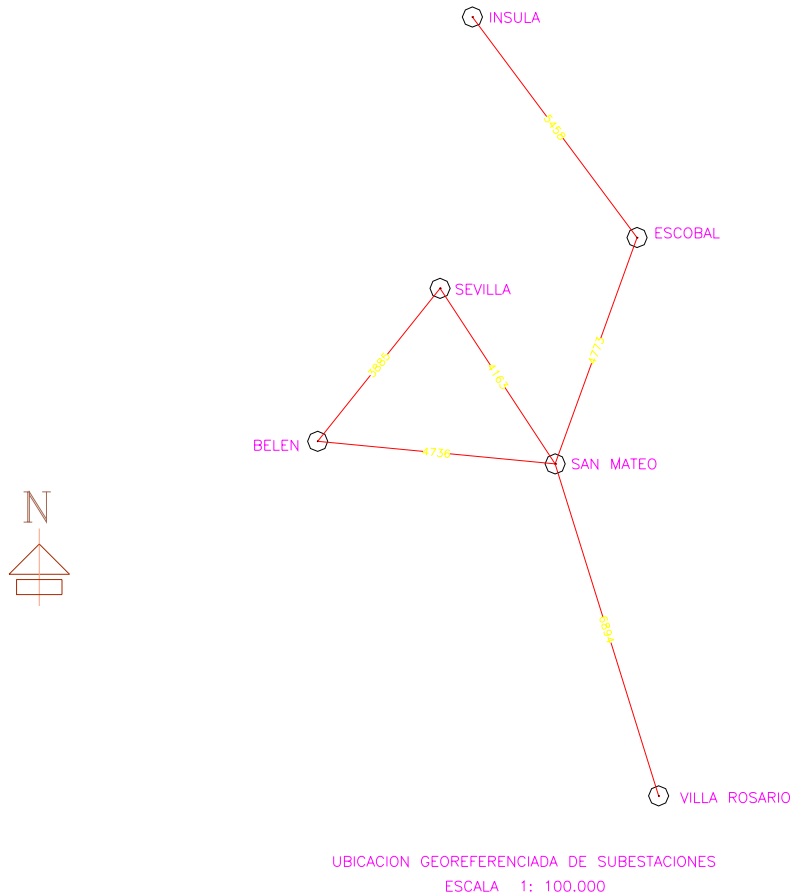


Figura 3.64 Ubicación de enlaces CENS S.A. E.S.P. Fuente: SPARD CENS S.A. E.S.P.

Datos de red

Son los datos de la red, tal como tipos de antena, diagramas de radiación de antenas (figuras 3.65 - 3.58), potencia de salida del transmisor, niveles umbrales de los receptores, predicciones de niveles de entrada en el receptor y atenuaciones por guía de ondas.

Equipamiento RE datos de interferencias

Los datos de interferencia de equipamiento RE vienen dados normalmente en diagramas:

Diagramas de interferencia digital a digital.

Diagramas de interferencia digital a analógica.

Diagramas de interferencia analógica a digital.

Diagramas de interferencia analógica a analógica.

Atenuación de canal adyacente como función del espaciado de canal.

Las configuraciones de las hojas de cálculo de Excel incluyen cálculos de estos parámetros.

Diagramas de radiación de antena

Deben estar disponibles los diagramas de radiación para todos los tipos de antenas usados en la red. Para cálculos automáticos de las interferencias, los diagramas de antena deben estar disponibles en una base de datos, combinándola con un programa de cálculo de interferencias.

3.13.4.2 Cálculos de interferencias en redes digitales

Los cálculos de interferencias se explican examinando la red digital de la figura 3.63. Asumamos que contribuye todo posible vano interferente. El número de vanos interferentes es entonces:

$$N = 2 \cdot m(m - 1) = 2 \cdot m \cdot n \quad (3.106)$$

Cada receptor es perturbado por

$$n = m - 1 \quad \text{Señales interferentes} \quad (3.107)$$

m : número total de vanos de RE.

M : número total de vanos interferentes en la red.

n : número total de vanos interferentes para un receptor.

Para un total de 5 radioenlaces (figura 3.63) se tiene:

$$n = 5 - 1 = 4 \quad \text{y} \quad N = 2 \cdot 5 \cdot 4 = 40$$

Datos de los equipos

Para este ejemplo se utilizará el equipamiento de radioenlace digital NL195 de la empresa NERA.

NL195

Capacidad: 140 Mb/s
Frecuencia de radio: 6770 MHz
Potencia de transmisión: 29 dBm
Pérdidas por derivación: 1.2 dB (1+1 system)
Umbral del receptor: -73 dBm (BER 10^{-3})
Umbral del receptor: -69 dBm (BER 10^{-6})

aración de canal adyacente:
Antena común: 80 MHz para polarización paralela
40 MHz para polarización cruzada

Los datos de antena se pueden calcular en las figuras 3.65 a 3.68.

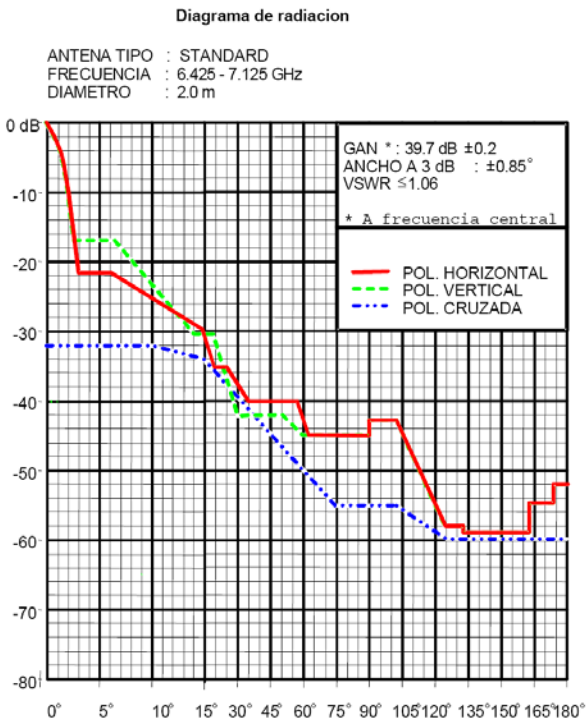


Figura 3.65 Diagrama de antena 2 m.

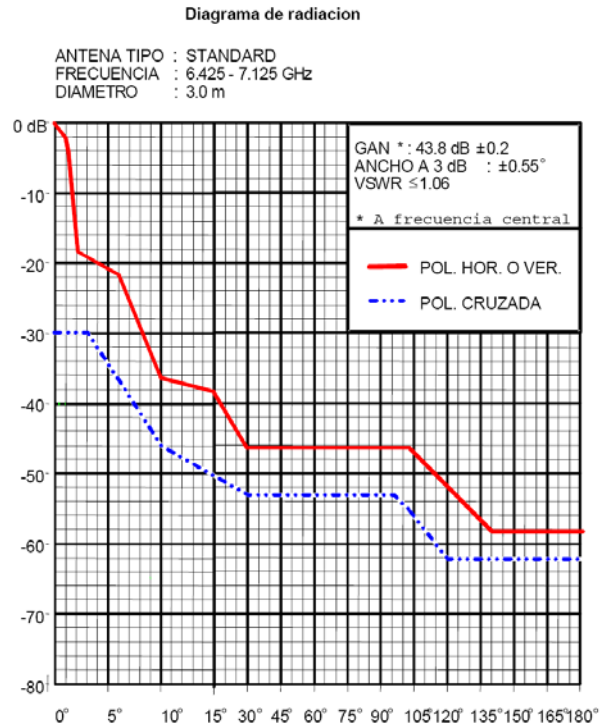


Figura 3.66 Diagrama de antena 3 m.

3.13.4.3 Evaluación de la interferencia

En principio, debería ser necesario chequear cada discriminación de antena en las estaciones nodales para todas las perturbaciones. Inicialmente, solo tiene que ser examinado el vano de interferencia más crítica (invitado inteligente). El resultado de este chequeo da una idea sobre los problemas de interferencia para el sistema total. Asumiendo que la figura 3.63 está dibujada a escala, el vano Centro de control – Subestación 4 probablemente sea el vano mas crítico en este sistema.

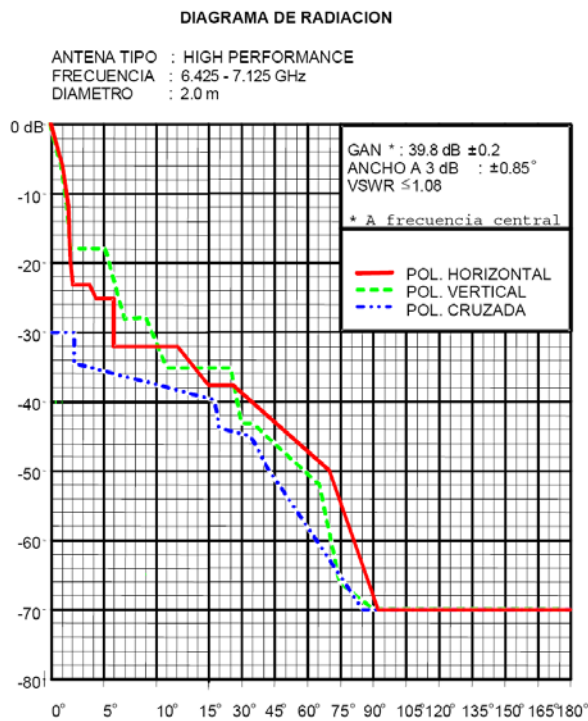


Figura 3.67 Diagrama de antena 2 m. HP

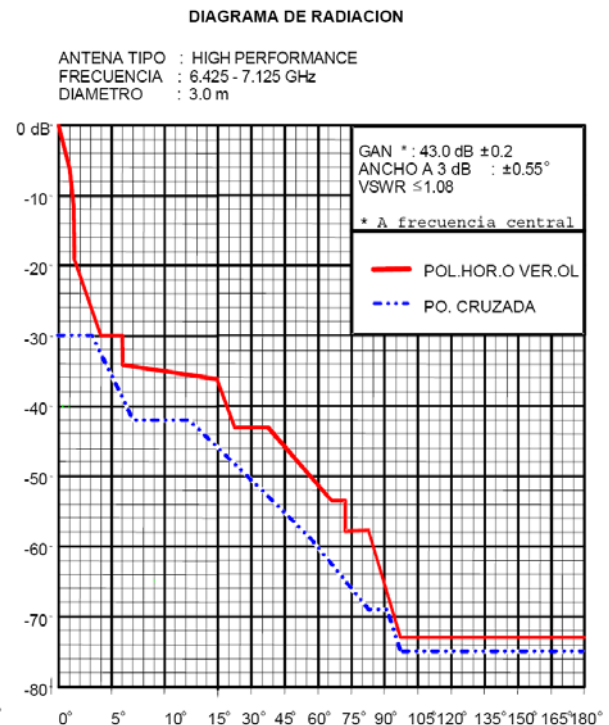


Figura 3.68 Diagrama de antena 3 m. HP

La Figura 3.63 se dibuja en esta sección para incluir algunos detalles más

Ángulos:	Grados
Subestación 1 - Centro de control - Subestación 2	117
Subestación 1 - Centro de control - Subestación 3	140
Subestación 1 - Centro de control - Subestación 4	175
Subestación 2 - Centro de control - Subestación 3	103
Subestación 2 - Centro de control - Subestación 4	68
Subestación 2 - Centro de control - Subestación 4	35
Centro de control - Subestación 4 - Subestación Sevilla	130

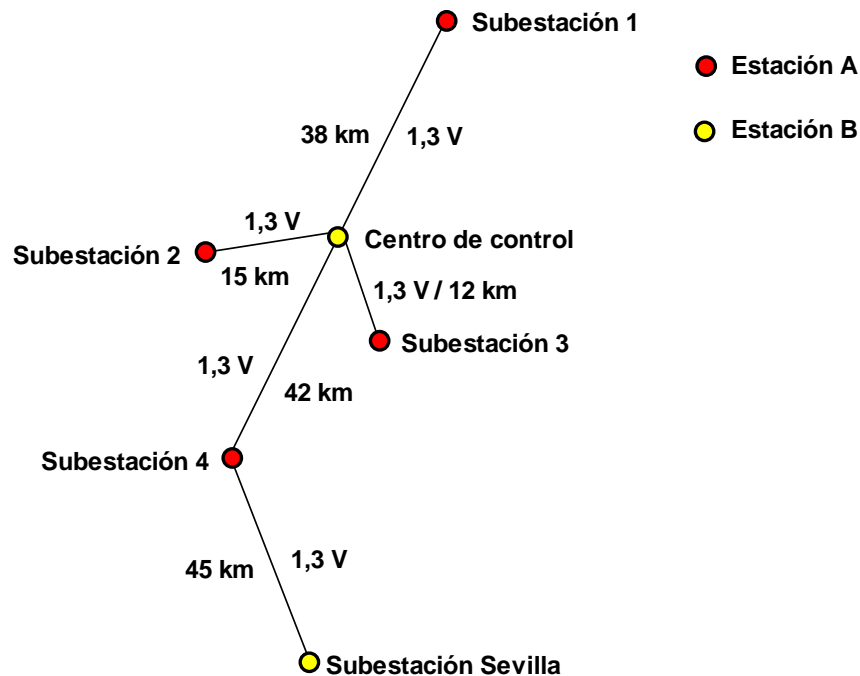


Figura 3.69 Red DRE – con la primera asignación de frecuencias.

La siguiente evaluación comienza con un plan de frecuencias irreal. Esto se hace para mostrar al lector la influencia de las fuentes de interferencia implicadas, así como el efecto de las diferentes contramedidas sugeridas durante la evaluación. Se debería notar además que la figura 3.69 no muestra la primera asignación de frecuencias presentadas por un diseñador de sistemas experimentado.

Para comenzar, se utilizan antenas de rendimiento estándar, y no se realizan ajustes de nivel para reducir problemas de interferencias. Esto proporciona la evaluación en su "peor caso". Los cálculos de las interferencias se llevan a cabo utilizando una hoja de cálculo de Excel, incluyendo algunos pasos extra para proporcionar algunos puntos de prueba al lector.

El vano Centro de Adiestramiento hacia Instalación Principal será utilizado para explicar la configuración. La interferencia más crítica proviene del vano perturbador Centro Ciudad hacia Instalación Principal. El nivel de interferencia se calcula mediante las operaciones copolar y de polarización cruzada para introducir los procedimientos.

Enlace Centro de control – Subestación 4

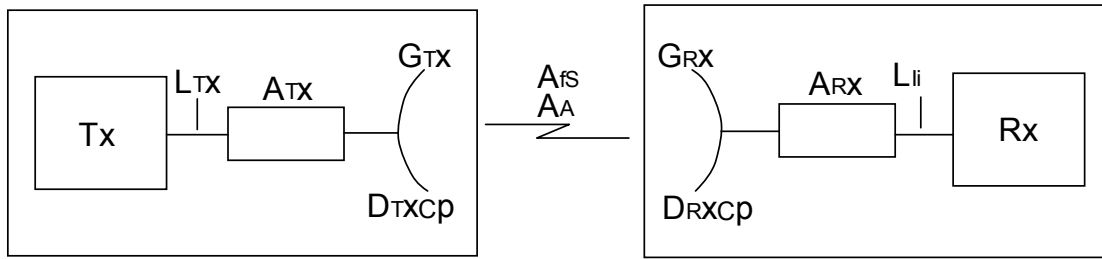
Subestación 4 hacia Centro de control		Sub.2 -> C.Control		Sub.2 -> C.Control		Sub.1 -> C.Control		Sub.1 -> C.Control	
Interferencia de	Unidad	C-pol	X-pol	C-pol	X-pol	C-pol	X-pol	C-pol	X-pol
Frecuencia	GHz	6,77	6,77	6,77	6,77	6,77	6,77	6,77	6,77
Distancia	km	15	15	12	12	38	38	42	42
Potencia salida Tx	dBm	29	29	29	29	29	29	29	29
Ganancia antena Tx	dB	40,3	40,3	40,3	40,3	43,6	43,6	43,6	43,6
Pérdidas Tx	dB	2,3	2,3	2,5	2,5	3	3	3	3
Dir. discr. Tx (pol)	dB	0	30	0	30	0	30	55	62
Potencia red salida	dBm	67	37	66,8	36,8	69,6	39,6	14,6	7,6
Pérdida espacial int.	dB	132,5	132,5	130,6	130,6	140,6	140,6	141,5	141,5
Nivel entrada Rx (nom)	dBm	-32,9	-32,9	-32,9	-32,9	-32,9	-32,9	-32,9	-32,9
Ganancia antena Rx	dB	43,6	43,6	43,6	43,6	43,6	43,6	43,6	43,6
Pérdidas Rx	dB	3,1	3,1	3,1	3,1	3,1	3,1	3,1	3,1
Dir. discr. Rx (pol)	dB	46	53	46	53	55	62	0	30
Nivel de interferencia	dBm	-71	-78	-69,3	-76,3	-85,5	-92,5	-86,4	-93,4
S/I (sin desvanecimiento)	dB	38,1	45,1	36,4	43,4	52,6	59,6	53,5	60,5
Umbral 1E-3	dBm	-73	-73	-73	-73	-73	-73	-73	-73
Umbral 1E-6	dBm	-69	-69	-69	-69	-69	-69	-69	-69
S/I BER 1E-3	dB	-2	5	-3,7	3,3	12,5	19,5	13,4	20,4
S/I BER 1E-6	dB	2	9	0,3	7,3	16,5	23,5	17,4	24,4

Subestación 4 hacia Centro de control		Sub.2 -> C.Control		Sub.2 -> C.Control		Sub.1 -> C.Control		Sub.1 -> C.Control	
Interferencia de	Unidad	C-pol	X-pol	C-pol	X-pol	C-pol	X-pol	C-pol	X-pol
Frecuencia	GHz	6,77	6,77	6,77	6,77	6,77	6,77	6,77	6,77
Distancia	km	42	42	42	42	42	42	45	42
Potencia salida Tx	dBm	29	29	29	29	29	29	29	29
Ganancia antena Tx	dB	40,3	40,3	40,3	40,3	43,6	43,6	43,6	43,6
Pérdidas Tx	dB	2,5	2,5	3	3	3,8	3,8	2,1	2,1
Dir. discr. Tx (pol)	dB	53	55	45	45	55	62	0	30
Potencia red salida	dBm	13,8	11,8	21,3	21,3	13,8	6,8	70,5	40,5
Pérdida espacial int.	dB	141,5	141,5	141,5	141,5	141,5	141,5	141,5	141,5
Nivel entrada Rx (nom)	dBm	-32,9	-32,9	-32,9	-32,9	-32,9	-32,9	-32,9	-32,9
Ganancia antena Rx	dB	43,6	43,6	43,6	43,6	43,6	43,6	43,6	43,6
Pérdidas Rx	dB	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3	3,3
Dir. discr. Rx (pol)	dB	0	30	0	30	0	30	54	62
Nivel de interferencia	dBm	-87,4	-89,4	-79,9	-79,9	-87,4	-94,4	-85,3	-93,2
S/I (sin desvanecimiento)	dB	54,5	56,5	47	47	54,5	61,5	52,4	60,3
Umbral 1E-3	dBm	-73	-73	-73	-73	-73	-73	-73	-73
Umbral 1E-6	dBm	-69	-69	-69	-69	-69	-69	-69	-69
S/I BER 1E-3	dB	14,4	16,4	6,9	6,9	14,4	21,4	12,3	20,2
S/I BER 1E-6	dB	18,4	20,4	10,9	10,9	18,4	25,4	16,3	24,2

El enlace Subestación 4 – Centro de control será utilizado para explicar la configuración. La interferencia más crítica proviene del vano perturbador Subestación 3 – Centro de control. El nivel de interferencia se calcula mediante las operaciones copolar y de polarización cruzada para introducir los procedimientos.

Operación co-polar

La distancia del enlace Subestación 3 – Centro de control es de 12 km proporcionando una pérdida de espacio libre de $Afs = 130.6$ dB a 6.77 GHz. Los valores dados en la figura 3.70 proporcionan un nivel de interferencia $LII = -69.3$ dBm para operación co-polar:



Estación interferente

Estación interferida

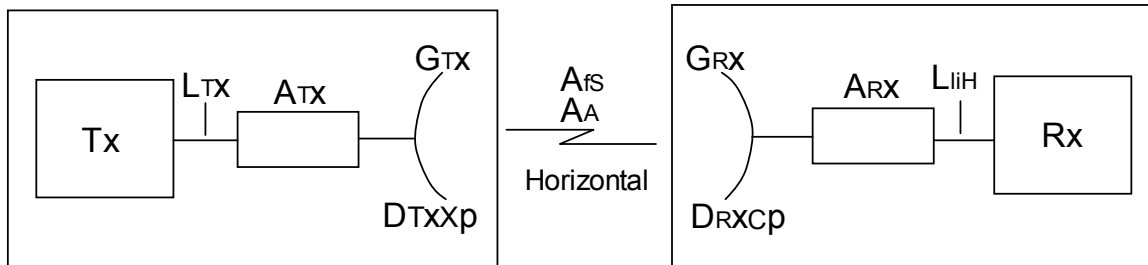
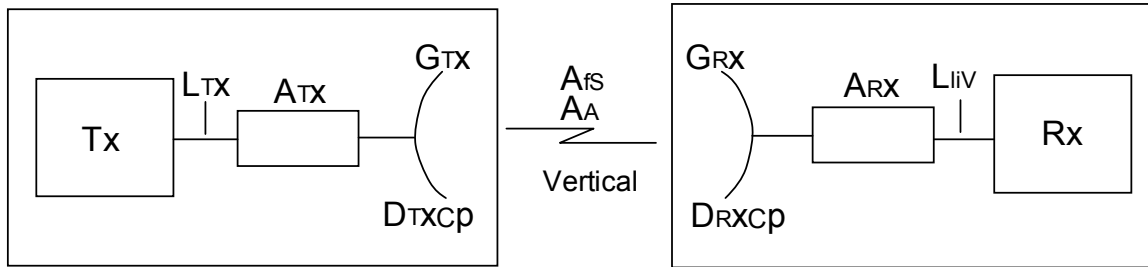
L_{Tx}	29.0	dBm
A_{Tx}	2.5	dB
G_{Tx}	40.3	dB
D_{TxCp}	0.0	dB

G_{Rx}	43.6	dB
D_{RxCp}	46.0	dB
A_{Rx}	3.1	dB

Figura 3.70 Ejemplo de cálculo (operación co-polar)

$$L_{li} = L_{Tx} - A_{Tx} + G_{Tx} - D_{TxCp} - A_{fs} + G_{Rx} - D_{RxCp} - A_{Rx} = -69.3 \text{ dBm}$$

Operación de polarización cruzada



Estación interferente en polarización vertical

Estación interferida en polarización Horizontal

L_{Tx}	29.0	dBm	G_{Rx}	43.6	dB
A_{Tx}	2.5	dB	$D_{Rx Cp}$	46.0	dB
G_{Tx}	40.3	dB	$D_{Rx Xp}$	53.0	dB
$D_{Tx Cp}$	0.0	dB	A_{Rx}	3.1	dB
$D_{Tx Xp}$	30.0	dB			

Figura 3.71 Ejemplo de cálculo (operación polarización cruzada)

Se asume que el enlace Subestación 4 – Centro de control opera con polarización vertical y Subestación 3 – Centro de control Principal en horizontal.

Componente vertical

La estación interferente (Subestación 3) está transmitiendo en polarización horizontal, así que la componente vertical es la componente de polarización cruzada en esta estación. Consecuentemente la discriminación de la antena en el transmisor es igual a $DTxXp$. De manera similar, la polarización vertical es la componente co-polar en el receptor, así que la discriminación de la antena es igual a $DRxCp$. La componente vertical de la señal interferente se calcula mediante:

$$L_{liV} = L_{Tx} - A_{Tx} + G_{Tx} - D_{Tx Cp} - A_{fs} + G_{Rx} - D_{Rx Cp} - A_{Rx} = -99.3 \text{ dBm}$$

Componente horizontal

La componente horizontal es la componente co-polar en la estación transmisora de la Subestación 3. Consecuentemente la discriminación de la antena en el transmisor es igual a $DTxCp$. La polarización horizontal es la componente de polarización cruzada en el receptor, así que la discriminación de la antena es igual a $DRxXp$. La componente horizontal de la señal interferente se calcula mediante:

$$L_{liH} = L_{Tx} - A_{Tx} + G_{Tx} - D_{Tx Cp} - A_{fs} + G_{Rx} - D_{Rx Xp} - A_{Rx} = -76.3 \text{ dBm}$$

La componente horizontal es la parte dominante de la señal interferente, así que el nivel de interferencia total es $L_{Ii} = -76.3$ dBm para operación de polarización cruzada.

La Figura F3 (apéndice F) muestra que el nivel de interferencia combinada debe ser menor que aproximadamente -105 dBm para evitar cualquier degradación del umbral (< 1 dB de degradación). Los cálculos de las interferencias muestran que el nivel de interferencia es mucho mayor, incluso con las polarizaciones opuestas en los diferentes enlaces. Es también evidente que es casi imposible alcanzar la relación S/I requerida mediante el único uso de antenas mejores. El uso de antenas HP proporcionaría mejoras típicas de 10 dB en la discriminación de antena. El uso de antenas SHXP proporciona casi la discriminación necesaria, pero a un costo bastante mayor.

Este estudio preliminar de las interferencias muestra que es necesario el uso de otros canales RF en algunos de los enlaces de la estación nodal Centro de control. Es también preferible utilizar diferentes polarizaciones en algunos de los enlaces críticos. Se supone que el sistema es expandible (hasta 3+1) en el futuro. Esto restringe el uso de canales de radio, y es deseable el uso de las mismas frecuencias lo más prolongadamente posible.

Contramidas

Los problemas de interferencia pueden reducirse disminuyendo la potencia de salida en los enlaces cortos de Centro de control hacia Subestación 2 y Subestación 3. Es deseable tener aproximadamente el mismo nivel de entrada en todos los receptores del punto nodal. Insertando un atenuador de 6 dB en el transmisor en esos dos enlaces más cortos casi equilibraría los niveles de entrada en los puntos nodales.

Utilizar antenas de alto rendimiento en todas las radios del Centro de control, permite utilizar la misma frecuencia en la ruta principal (gran relación delante a atrás), y también la misma frecuencia en los dos saltos más cortos. Manteniendo las antenas SP en la Subestación 4, se fuerza a cambiar los canales RF en el enlace Subestación 4 – Subestación Sevilla. Para reducir posibles problemas de interferencias con los enlaces Subestación 2- Centro de control – Subestación 3, la polarización se mantiene sin cambio (vertical). La figura 3.72 muestra la red con la nueva asignación de frecuencias.

Los cálculos resultantes de las interferencias muestran niveles reducidos de interferencia en los enlaces críticos. Los niveles umbrales del receptor se resumen en la tabla 3.16. La degradación del umbral se limita a ~ 1 dB.

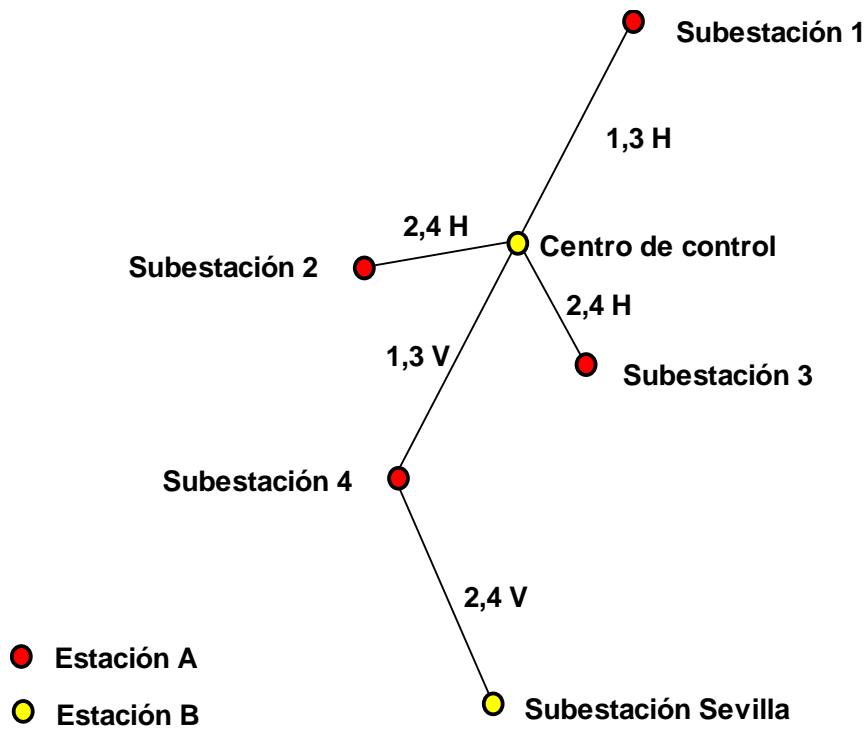


Figura 3.72 Red DRE con la segunda asignación de frecuencias

Enlace	Salida	Umbral 1E-3
Subestación 1 - Centro de control	29 dBm	-72.3 dBm
Subestación 2 - Centro de control	19 dBm	-71.9 dBm
Subestación 3 - Centro de control	19 dBm	-71.9 dBm
Centro de control - Subestación 4	29 dBm	-72.3 dBm
Subestación 4	29 dBm	-73 dBm

Tabla 3.16. Niveles umbral con niveles de interferencia reducidos

Resumen de los cálculos de interferencia

Habiendo llevado a cabo los cálculos de interferencia después de haber sugerido las contramedidas necesarias es momento de resumir el sistema resultante.

Contramedidas

Los cálculos de interferencias verificaban la necesidad de antenas de alto rendimiento en el Centro de control. Era también necesario utilizar otro par de canales de radio en los enlaces más cortos

(Subestación 2 – Centro de control – Subestación 3). Una reducción de 10 dB del nivel de potencia de salida en estos enlaces más cortos fue sugerida también. Esto podría dar una reducción de la potencia permanente o una reducción adaptativa utilizando el Control de Automático de Potencia de Transmisión (ATPC).

3.13.5 Plan de frecuencias

En la Figura 3.72 se indica la asignación de frecuencias como soporte para cálculos de interferencias. El plan de frecuencias se presenta normalmente de otra forma, como se muestra en la figura 3.73.

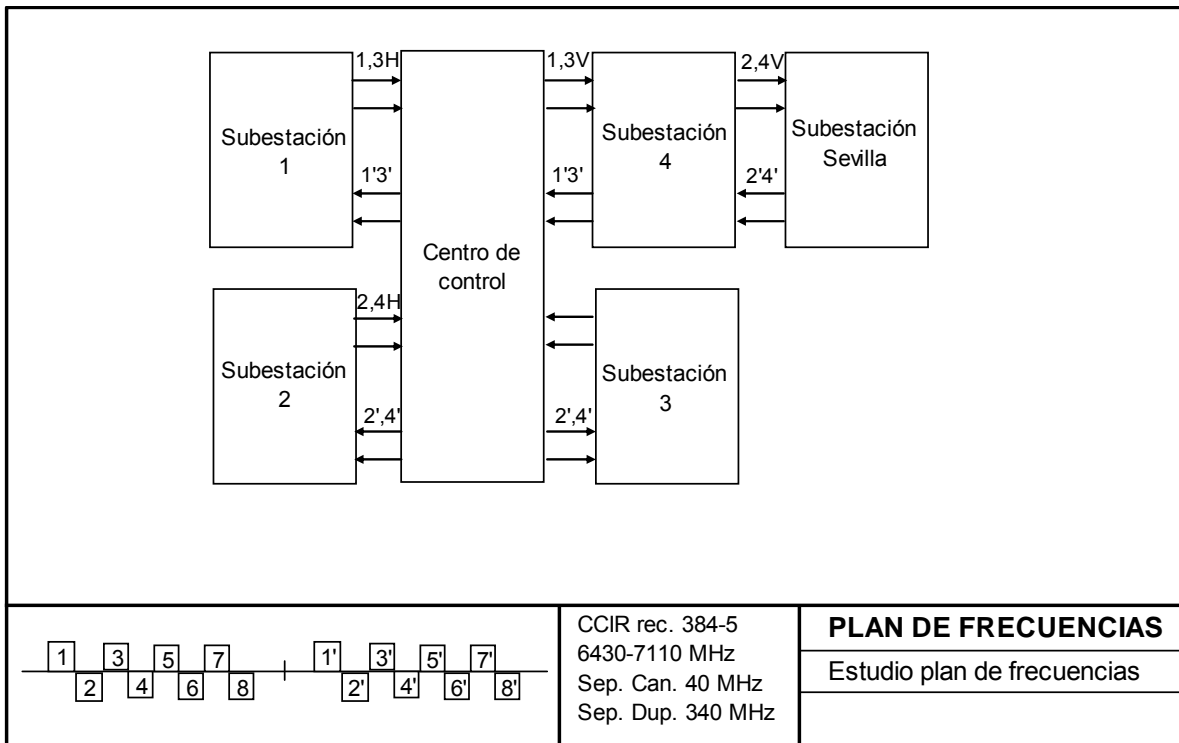


Figura 3.73 plan de frecuencias para caso de estudio

3.14 CÁLCULOS DE INDISPONIBILIDAD

La indisponibilidad total de un enlace de radio es la suma de la probabilidad de que el hardware se averíe y la indisponibilidad debido a la lluvia. Esta sección cubrirá la indisponibilidad debido a averías en el hardware. Se debe notar que debe considerarse como la indisponibilidad de equipamiento tanto la que está presente en la dirección de *ida* como en la de *vuelta*, que es dos veces el valor calculado. La probabilidad de que un equipo electrónico se averíe en servicio no es constante con el tiempo. La figura 3.74 muestra que los fallos iniciales provocan una mayor probabilidad de averías durante el primer periodo de vida. De forma similar, las averías por desgaste proporcionan una más alta probabilidad durante el periodo final. Se hará enfoque en la vida útil donde las averías proporcionan una probabilidad constante.

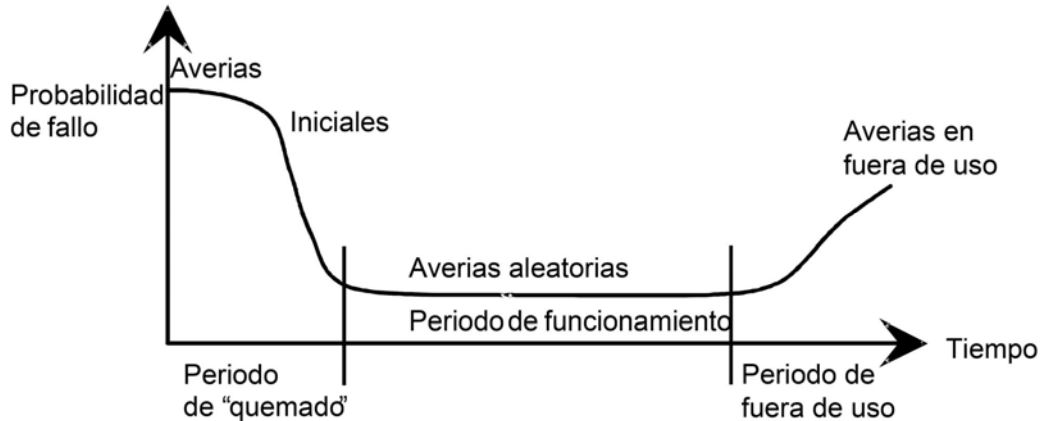


Figura 3.74 Probabilidad de avería de equipos. Fuente: [41]

3.14.1 Tasa de fallos del equipo

Después del periodo inicial, la proporción de averías se asume como constante hasta el comienzo del periodo de desgaste, y la fiabilidad de los equipos puede ser predicha utilizando métodos analíticos. Si la proporción de avería es λ , la probabilidad de m averías cuando se testean n módulos de equipos en una unidad de tiempo es dada por la distribución binómica:

⁴¹Revisión de los conceptos fundamentales de probabilidad, Diagnósticos de averías en equipos eléctricos y mecánicos, Maestría en ingeniería Eléctrica, UNIANDES, 2004

$$p_m = \frac{n!}{m!(n-m)!} \lambda^m (1-\lambda)^{n-m} \quad (3.108)$$

El valor medio de esta distribución es

$$\sum_{m=0}^n p_m \cdot m = n \cdot \lambda \quad (3.109)$$

La media de módulos de equipamiento sobreviviendo después de una unidad de tiempo es de esta forma

$$N_{avg} = n(1-\lambda) \quad (3.110)$$

La variación del número de módulos de equipamiento sobreviviendo con el tiempo viene dada por

$$n + \frac{dn}{dt} = n(1-\lambda) \quad (3.111)$$

Resolviendo esta ecuación, es posible encontrar cómo varía de media el número de módulos de equipo sobreviviendo

$$\frac{dn}{dt} = -n \cdot \lambda; \quad n = n_0 \cdot e^{-\lambda t} \quad (3.112)$$

n_0 = número inicial de módulos de equipamiento

Un ritmo constante de averías proporciona una reducción exponencial de los módulos de equipo que sobreviven.

3.14.2 MTBF de los módulos

Si el ritmo de avería por unidad de tiempo es igual a λ , la media de tiempo entre averías viene dada por

$$\lambda \cdot \Delta t = 1 \Rightarrow \Delta t = \frac{1}{\lambda} \quad (3.113)$$

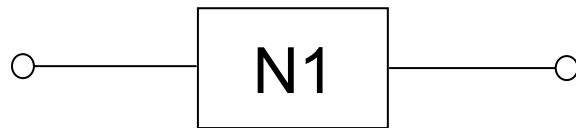
Δt se denomina *MTBF* (Tiempo medio entre averías). Es más conveniente usar *MTBF* que cuando se calculan indisponibilidades.

3.14.3 Cálculo de indisponibilidad

3.14.3.1 Indisponibilidad de un módulo del equipo

La indisponibilidad de un módulo del equipo viene dada por

$$N_1 = \frac{MTTR}{MTBF + MTTR} \quad (3.114)$$



Donde *MTTR* (Tiempo medio para la reparación) es el tiempo esperado antes de que la avería sea reparada. Para equipos de telecomunicaciones $MTBF \gg MTTR$ y la ecuación (3.114) puede ser aproximada por

$$N_1 \approx \frac{MTTR}{MTBF} \quad (3.115)$$

Por ejemplo en un enlace se tiene un grupo transmisor de 140 Mbps – 64 QAM
MTBF= 125.000 horas MTTR= 10 horas, entonces,

$$N_1 = \frac{10}{125.000 + 10} \approx \frac{10}{125.000} = 8 \cdot 10^{-5}$$

3.14.3.2 Indisponibilidad de módulos en cascada

El sistema en la figura 3.75 estará disponible solo si todos los módulos están disponibles simultáneamente.

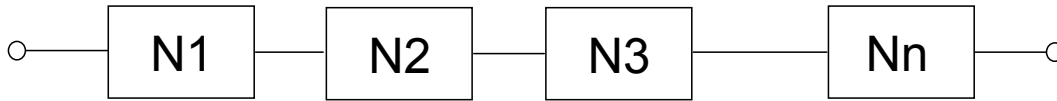


Figura 3.75 Módulos en cascada. Fuente: [11].

La indisponibilidad del sistema total será

$$A_s = \prod_{i=1}^n A_i = \prod_{i=1}^n (1 - N_i) \quad (3.116)$$

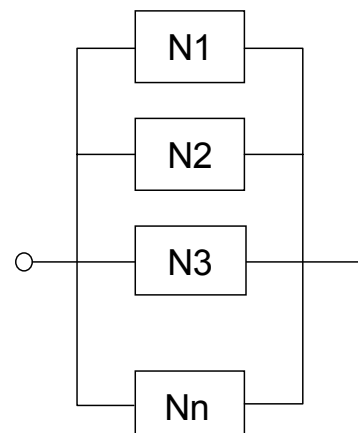
La indisponibilidad correspondiente viene dada por

$$N_s = 1 - A_s = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - N_i) \approx 1 - \left(1 - \sum_{i=1}^n N_i\right) = \sum_{i=1}^n N_i \quad (3.117)$$

Por lo tanto, cuando la indisponibilidad es mucho más pequeña que la disponibilidad, la indisponibilidad de un sistema de módulos en cascada es la suma de las indisponibilidades de sus módulos individuales.

3.14.3.3 Indisponibilidad de módulos paralelos

Para mejorar la disponibilidad del sistema, los módulos pueden ser conectados en paralelo. El sistema estará entonces indisponible sólo si todos los módulos están indisponibles simultáneamente. La indisponibilidad viene dada por



$$N_s = \prod_{i=1}^n N_i \quad (3.118)$$

3.14.3.4 Indisponibilidad de un sistema redundante n+1

En equipos de telecomunicaciones un sistema redundante se utiliza a menudo para mejorar el rendimiento del sistema sometido a perturbaciones atmosféricas y para reducir la indisponibilidad del sistema. Un canal protegido está indisponible si dos de los canales desprotegidos están indisponibles. Se asume que la probabilidad de que más de dos canales no estén disponibles es despreciable.

Si la indisponibilidad de un canal no protegido es igual a N , la indisponibilidad de un canal protegido viene dada por

$$N_{n+1} = \frac{1}{n} \left(\frac{(n+1)!}{2!((n+1)-2)!} \right) N^2 (1-N)^{(n+1)-2} \quad (3.119)$$

Para equipos de telecomunicación, la indisponibilidad es mucho menor que la disponibilidad, y la ecuación (3.119) se puede aproximar por

$$N_{n+1} \approx \frac{n+1}{2} N^2$$

Ejemplo:

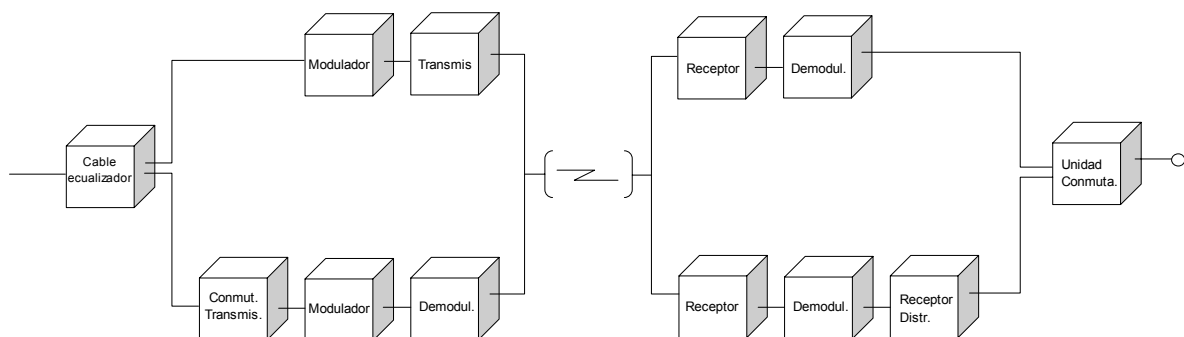


Figura 3.76 Diagrama de bloques simplificados. Fuente: [11].

El diagrama de bloques de arriba muestra un enlace de radio en una configuración de sistema 1+1. Los valores MTBF para los módulos del sistema vienen dados en la tabla 3.17.

Módulo	MTBF (horas)	Tasa de Avería
Ecuilizador de cable	830.000	1.2×10^{-6}
Modulador	375.000	2.7×10^{-6}
Transmisor	290.000	3.5×10^{-6}
Receptor	200.000	5.0×10^{-6}
Demodulador	315.000	3.2×10^{-6}
Unidad conmutadora	3'300.000	0.3×10^{-6}
Conmutador de transmisor	555.000	1.8×10^{-6}
Unidad de distribución receptora	830.000	1.2×10^{-6}

Tabla 3.17 Valores MTBF. Fuente: [11].

Los ritmos de avería para dos enlaces redundantes son

$$\lambda_{r1} = (2.7 + 3.5 + 5 + 3.2) \cdot 10^{-6} = 14.4 \cdot 10^{-6}$$

$$\lambda_{r2} = (1.8 + 2.7 + 3.5 + 5 + 3.2 + 1.2) \cdot 10^{-6} = 17.4 \cdot 10^{-6}$$

El ritmo de avería para unidades comunes:

$$\lambda_c = (1.2 + 0.3) \cdot 10^{-6} = 1.5 \cdot 10^{-6}$$

Tiempo medio para reparación:

MTTR= 3 horas para todas las unidades

Las correspondientes indisponibilidades serán entonces:

$$N_{r1} \approx MTTR \cdot \lambda_{r1} = 4.32 \cdot 10^{-5} \quad N_{r2} \approx MTTR \cdot \lambda_{r2} = 5.22 \cdot 10^{-5}$$

$$N_c \approx MTTR \cdot \lambda_c = 4.5 \cdot 10^{-6}$$

La indisponibilidad del equipamiento es, de esta forma,

$$N_e = N_c + (N_{r1} \cdot N_{r2}) = 4.50226 \cdot 10^{-6}$$

Comparando los valores de N_e con N_c claramente indica que los módulos no protegidos en el sistema dominan la indisponibilidad de equipamiento.

La indisponibilidad de enlace y la disponibilidad son

$$N_p = 2 \cdot N_e = 9 \cdot 10^{-6} \quad (\text{o } 4 \frac{1}{2} \text{ minuto/año})$$

$$A_p = 1 - N_p = 0.999991 \quad (\text{o } 99.9991\%)$$

PLANIFICACIÓN Y DISEÑO MANUAL DEL RADIOENLACE: CENTRO DE CONTROL – SUBESTACIÓN PALERMO

4.1 ASPECTOS GENERALES

Básicamente el diseño de radioenlaces se inicia tomando las ubicaciones de los puntos de enlace. Posteriormente, haciendo un análisis de la topología del terreno por medio de los mapas disponibles, se determina la capacidad de enlace entre los puntos planeados y los posibles puntos de enlace alternativo.

En Colombia y en muchos países latinoamericanos la información útil para estudios de terreno que requieren un óptimo nivel de detalle en cuanto a cartografía es bastante limitada y más aún si dicha información es requerida en formato digital. En el caso de Colombia para la elaboración de radioenlaces en entornos rurales, los estudios de terreno por lo general se hacen sobre mapas de curvas de nivel y para esto es necesario recurrir al Instituto Agustín Codazzi [⁴²] que se encarga de ejecutar los planes de gobierno en materia cartográfica, de agrología, catastro y geografía.

La tendencia al trabajo de diseño y planeación de radioenlaces, es hacer los estudios sobre mapas totalmente digitalizados con niveles de precisión de altura de hasta un (1) metro para entornos urbanos y hasta entre diez (10) a treinta (30) metros para entornos rurales. Mientras que en EE.UU. y Europa se manejan estos niveles de precisión y mucha de esta información cartográfica es de dominio público, en Latinoamérica para mapas digitales de dominio público la precisión es de

⁴² <http://www.igac.gov.co/>

cien (100) metros en todos los casos. Compañías como Tes América [⁴³] trabajan en la elaboración de mapas digitales de alta precisión para Latinoamérica, pero la adquisición de dichos mapas se complica por su altísimo costo.

Mientras algunos ingenieros de planeación de radioenlaces hacen sus estudios con la información digital disponible, otros lo hacen de forma tradicional sobre los mapas de curvas de nivel en papel impreso. En este capítulo se explicará el procedimiento para llevar a cabo el tipo de planeación y diseño en forma manual utilizando mapas impresos y una hoja de cálculo que incluya las ecuaciones de enlace, propagación y pérdidas necesarias para el diseño del radioenlace.

4.2 UBICACIÓN EN EL TERRENO Y TOMA DE DATOS

El procedimiento de planeación y diseño se explicará a través del ejemplo de diseño de un radioenlace entre dos subestaciones eléctricas de CENS S.A. E.S.P.: Subestación Palermo – Subestación San Mateo (Centro de control).

4.2.1 Coordenadas georeferenciadas

En este caso se cuenta con las instalaciones donde se encuentran ubicadas las subestaciones eléctricas. Se procede a identificar dentro de cada una de ellas o a su alrededor, puntos de buena visibilidad y despejamiento, para ubicar los puntos de enlace (antenas), si es posible en la misma infraestructura de la subestación de forma que se reserve el uso de torres para las antenas. Los datos tomados con GPS son los siguientes:

Subestación San Mateo (Centro de control):

Latitud 7° 52' 25.57" N

Longitud 72° 29' 3.53" W

Altura 454 m.

⁴³ <http://www.tesamerica.com.co/andina/>

Subestación Palermo

Latitud 7° 38' 15" N

Longitud 72° 37' 18" W

Altura 1284 m.

4.2.2 Mapas de la zona de enlace

Teniendo las coordenadas georeferenciadas el diseñador empieza a trabajar en su planeación sobre mapas de la zona, de forma que pueda tener una visión completa del enlace, aunque algunos diseñadores simplemente establecen líneas de vista ubicándose físicamente en los puntos de enlace y utilizando elementos como linternas o espejos la establecen, luego con el método de prueba y error enlazan las antenas.

Para obtener un mapa que cubra la zona que comprende el enlace Centro de control – Subestación Palermo, se hizo necesario acudir a la oficina de planeación de la gobernación [44] de Norte de Santander, allí fue suministrado un mapa en formato CAD.

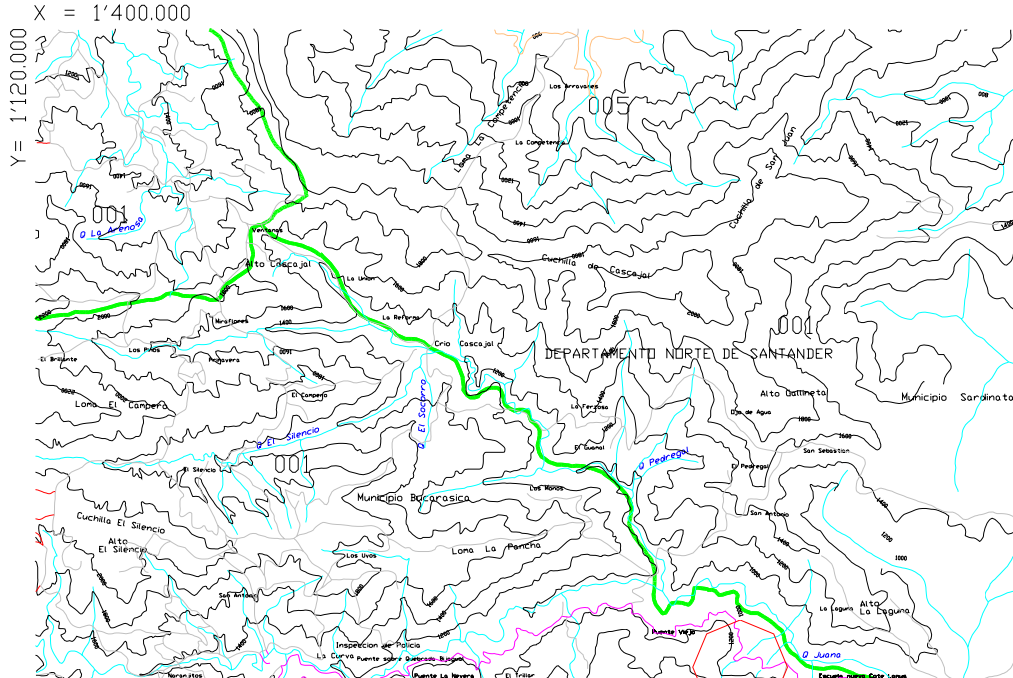


Figura 4.1 Mapa de Curvas de nivel de una zona del Dpto. Norte de Santander. Fuente: Gobernación de Norte de Santander.

44 <http://www.nortedesantander.gov.co/>

Como se puede detallar en la figura 4.1 cada una de las curvas tiene asignado un número, estas curvas se llaman "curvas de nivel" y cada uno de estos números corresponde a la altura de esa parte del terreno.

4.2.3 Conversión de coordenadas georeferenciadas a UTM

A diferencia de el sistema tradicional de coordenadas expresadas en latitud y longitud, las magnitudes en el sistema UTM (Sistema de Coordenadas Universal de Mercator) se expresan en metros. Los mapas en formato CAD utilizan el sistema de coordenadas UTM y para ubicarse en estos mapas teniendo coordenadas geodésicas se debe hacer la conversión. En Internet existen bastantes herramientas de uso libre para hacer dichas conversiones [45] y allí se explica detalladamente el método de conversión.

4.3 PERFIL DEL TERRENO

Habiendo hecho la conversión a coordenadas UTM y teniendo la ubicación exacta de los puntos de enlace en el mapa, se procede a trazar una línea recta en el mapa que una estos dos puntos. Es importante conocer la escala en la cuál está trazado el mapa ya que de esto dependerá la precisión del perfil.

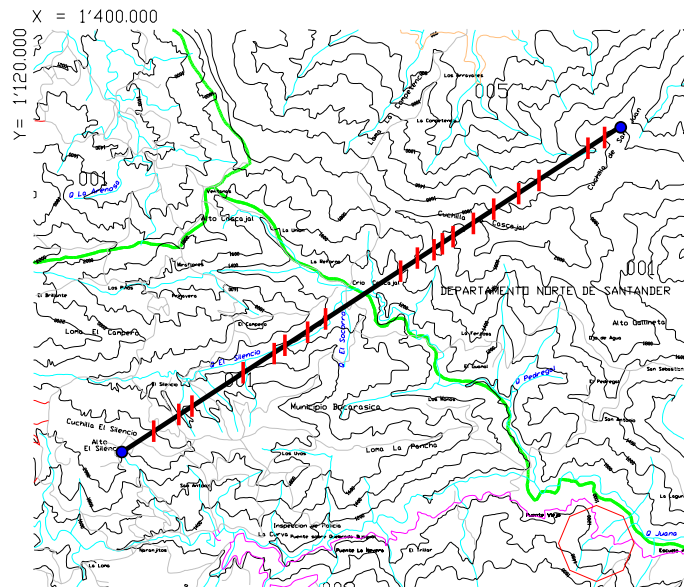


Figura 4.2 Trazado de línea entre los dos puntos de enlace. Los puntos de intersección con las curvas de nivel determinan la altura del perfil. Fuente: Autor.

⁴⁵ <http://recursos.gabrielortiz.com/>

Trazada la línea que une los dos puntos de enlace, tal como se aprecia en la figura 4.2, se ubican las intersecciones con cada una de las curvas de nivel para determinar las alturas en el perfil de terreno.

Con las distancia entre los dos puntos de enlace y las distancias hacia cada uno de los puntos de intersección y sus respectivas alturas, se elabora el perfil de terreno en un plano de coordenadas cartesianas donde el eje "X" corresponde a las distancias entre cada punto y el eje "Y" corresponde a la altura de cada uno de estos puntos, siendo las subestaciones del radioenlace los puntos inicial y final. Introduciendo esta información en una hoja de cálculo para generar el perfil, se obtiene un perfil como el de la figura 4.3 para el radioenlace Centro de control – Subestación Palermo

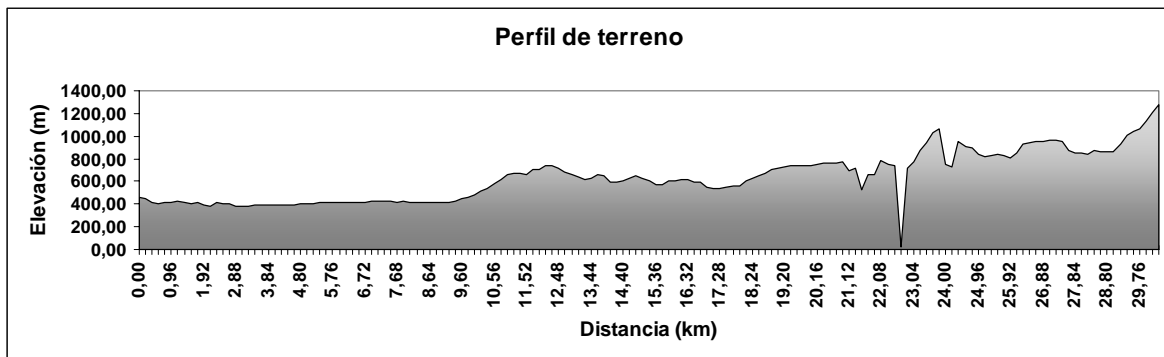


Figura 4.3 Perfil de terreno San Mateo - Palermo elaborado en hoja de cálculo a partir de los datos tomados del mapa. Fuente: Autor.

4.4 PLAN DE FRECUENCIAS

La planificación de frecuencias se realiza respetando los estándares internacionales y apegándose a las condiciones que establece cada país (como se indica en 3.12.1.2). En el caso internacional por la ITU-R y para Colombia en particular es el Ministerio de Comunicaciones quien regula la utilización del espectro radioeléctrico.

Teniendo en cuenta el flujo de datos que actualmente en las subestaciones eléctricas para control manejo y protección y, esperando transmitir voz a través de la red de datos, se estima una tasa de datos de 140Mbps (SMT-1) que tiene una capacidad de 2700 canales y se trabajará sobre la banda libre de 6 GHz, con una disposición de canales alternos como se establece en ITU-R Rec. 384 [46].

⁴⁶ ITU-R Rec. 384-5. Configuraciones de canal de radio frecuencia para medias y altas capacidades de sistemas de radio digital operando en la banda superior de 6 GHz. Recomendaciones del ITU-R, Volumen

De esta forma:

Plan de distribución de canales Banda Superior de 6 GHz

fn	Tx	f'n	Rx
f1	6465	f'1	6805
f2	6505	f'2	6845
f3	6545	f'3	6885
f4	6585	f'4	6925
f5	6625	f'5	6965
f6	6665	f'6	7005
f7	6705	f'7	7045
f8	6745	f'8	7085

$$f_0 = 6775$$

$$f_n = f_0 - 350 + 40n$$

$$f'_n = f_0 - 10 + 40n$$

4.5 PERFIL DEL ENLACE

En la elaboración del perfil de terreno, debido a que la altura de las antenas se ha tomado como cero (0) metros sobre la superficie del terreno, se puede hacer un pronóstico acerca de si definitivamente es necesario el uso de torres para las antenas, si se necesita crear un enlace espejo o si en definitiva se deben crear puntos de enlace alternativo.

Para tener claridad sobre estas decisiones el diseñador debe aplicar ciertos criterios de despejamiento, algunos de estos expuestos en el capítulo anterior, para determinar altura y tamaños de antenas, potencias y manejo de frecuencias, entre otros parámetros.

4.5.2 Cálculo del azimut

El ángulo φ que se mide en el plano horizontal, se le conoce como azimut y se mide desde la

dirección norte ^[47]. Es decir este ángulo es el que se necesita para darle la ubicación a las antenas en el plano horizontal con respecto al norte cardinal. Teniendo calculado este ángulo, es posible medirlo con un teodolito para ubicar las antenas.

Con las coordenadas geodésicas de cada uno de los puntos, el cálculo del azimut se hace de la siguiente manera:

SITIO	LONGITUD	LATITUD
S/E San Mateo "Y"	72° 29' 3,53" W	7° 52' 24,57" N ----> LB
S/E Palermo "X"	72° 37' 47,77" W	7° 37' 32,25" N ----> LA

Se designa el sitio A al que tenga la menor latitud, y LA viene siendo su latitud respectiva; al sitio con la mayor latitud se le denomina B y su latitud es LB. Los ángulos azimut son "X" y "Y" para cada una de las antenas que se ubicarán en los sitios respectivamente.

Los ángulos de azimut se hallan despejando con las siguientes ecuaciones:

$$\tan \frac{Y - X}{2} = \cot \frac{C}{2} \cdot \frac{\operatorname{sen} \frac{LB - LA}{2}}{\operatorname{cos} \frac{LB + LA}{2}} \quad (4.1)$$

$$\tan \frac{Y + X}{2} = \cot \frac{C}{2} \cdot \frac{\operatorname{cos} \frac{LB - LA}{2}}{\operatorname{sen} \frac{LB + LA}{2}} \quad (4.2)$$

Donde *C* corresponde a la diferencia de longitudes entre A y B.

Para estos cálculos se recomienda convertir las coordenadas de latitud y longitud a grados de decimal ^[48].

Resolviendo estas dos ecuaciones,

$$|X| = 29,96266661917812533908008357171 = 29^\circ 57' 45,60''$$

$$|Y| = 150,01879827899126843404768975629 = 150^\circ 01' 7,67''$$

⁴⁷ <http://www.phy6.org/stargaze/Mcelcoor.htm>

⁴⁸ <http://support.microsoft.com/kb/244951/es>

Teniendo en cuenta que existe una inclinación del norte magnético con respecto al norte geográfico de 2° 2' 27", este valor se suma para finalmente obtener el Azimut:

Ángulo Azimut, San Mateo: X = 32° 00' 12,60"

Ángulo Azimut, Palermo: Y = 152° 03' 34,67"

4.5.2 Cálculo de la distancia del enlace

Existen varios métodos para calcular las distancias de los enlaces, algunos más completos que otros. En Internet existen varios algoritmos de acceso libre que permiten hacer este cálculo. El método que acá se explica incluye los ángulos de azimut en los cálculos lo que lo hace bastante preciso.

$$\tan \frac{Z}{2} = \tan \frac{LB - LA}{2} \cdot \frac{\operatorname{sen} \frac{Y + X}{2}}{\operatorname{sen} \frac{Y - X}{2}} \quad (4.3)$$

Despejando se obtiene:

$$Z = 0,27225073823626393271372602723024 \text{ [grados de decimal]} = 0^\circ 16' 20,10''$$

La distancia en grados entre A Y B convertida a kilómetros se hace de la siguiente forma:

$$Z \text{ [grados de decimal]} * 6370 * (2 \pi) / 360 = 30,268149195335122568081316507334 \text{ Km}$$

4.5.3 Altura de las torres y ángulo de elevación de las antenas

Para este cálculo como primera medida se halla el radio de la primera zona de Fresnel utilizando la ecuación (3.1):

$$F_1 = 17.3 \sqrt{\frac{d_1 \cdot d_2}{f \cdot d}}$$

En la misma hoja de cálculo a utilizar, se introduce la fórmula y se calcula el radio de la primera zona de fresnel para diferentes puntos del enlace a intervalos de distancia razonables, de esta forma se extrapola el elipsoide que forma la primera zona y se comprueba mediante la gráfica si el enlace cumple las condiciones de despejamiento ($0.3F_1$, $0.6 F_1$, $0.9 F_1$, $1 F_1$, etc.) establecidas para el enlace. Se calcula con la frecuencia más pequeña a fin de obtener la mayor área de la zona de Fresnel.

En la medida que el despejamiento no se cumpla en alguna parte del enlace, se contemplan alternativas como establecer una mayor altura para las torres, cambiar el tamaño de las antenas, o en casos poco comunes aumentar el rango de frecuencias, entre otras medidas.

Con el perfil de terreno elaborado (figura 4.3), se unen las dos estaciones por un rayo directo y, alrededor del rayo se grafica el elipsoide de la primera zona de Fresnel como se muestra en la Figura 4.4.

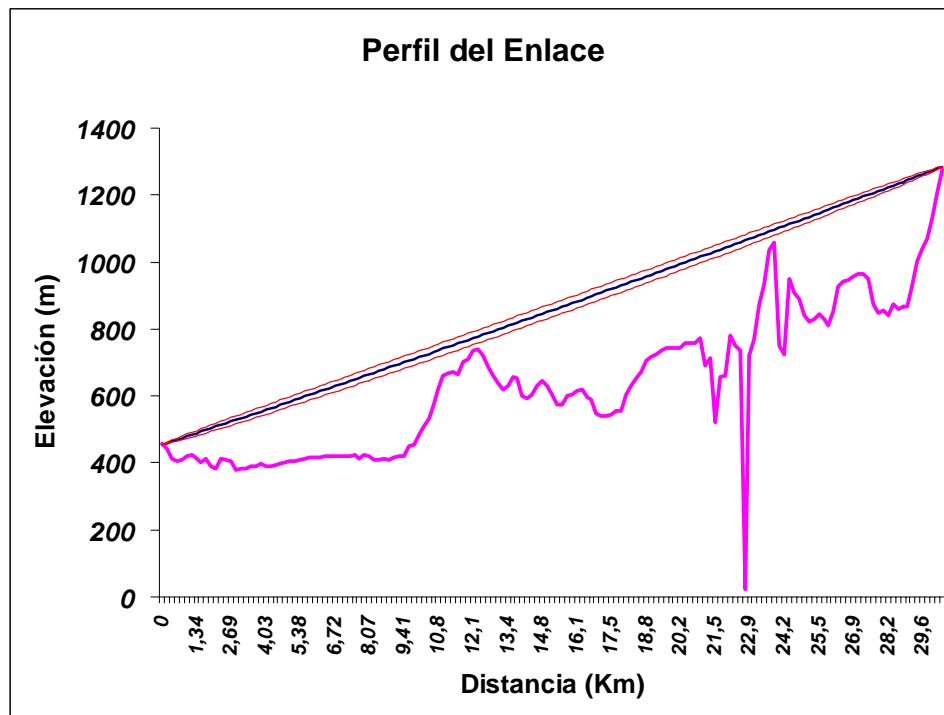


Figura 4.4 Perfil del Enlace San Mateo - Palermo. Fuente: Autor.

Observando la gráfica se puede apreciar que la primera Zona de Fresnel se encuentra totalmente despejada. En caso contrario se aplican algunas de las medidas mencionadas anteriormente.

Para calcular el ángulo de elevación que deben tener las antenas, se aplica la siguiente fórmula:

$$\theta = \arctan \frac{(H_A + h_{TA} - (H_B + h_{TB}))}{D} \quad (4.4)$$

Donde:

H_A : Elevación sobre el nivel del mar de la estación A

H_B : Elevación sobre el nivel del mar de la estación B

h_{TA} : Altura de la torre para la antena de la estación A

h_{TB} : Altura de la torre para la antena de la estación B

D : La distancia del enlace en m.

Teniendo en cuenta que para el enlace San Mateo – Palermo, la primera Zona de Fresnel se encuentra libre de interferencias directas con el terreno. Las alturas de la antenas solo estarán condicionadas por los obstáculos que se encuentran alrededor, tales como árboles y la infraestructura misma de la subestación. Realizando una inspección visual de la zona, se determina que la antena de la subestación Palermo quedará ubicada sobre el cuarto de control de la subestación a 4 metros sobre el nivel del terreno, mientras que la antena de la subestación San Mateo estará ubicada en la terraza de las oficinas administrativas de la subestación a una altura de 6 metros con respecto al nivel del suelo.

De esta forma el ángulo de elevación de las antenas se obtiene a partir de la ecuación (4.4):

$$\theta = 1^\circ 34' 1.09''$$

4.6 CÁLCULO DE PARÁMETROS DE POTENCIA (Balance de potencias)

4.6.1 Pérdidas en el espacio libre

Estas pérdidas se calculan utilizando la ecuación (2.16), de la siguiente forma:

$$L_{fs} = 92.45 + 20 \log(d \cdot f) \quad (4.5)$$

Donde,

D : Distancia entre estaciones (Km).

f : Frecuencia del radioenlace (Ghz).

$$L_{fs} = 138.28 \text{ [dB]}$$

4.6.2 Potencia de transmisión

Para este enlace se utiliza una potencia de 1 W que equivale a 30 dBm. Lo cuál corresponde a una potencia estándar utilizada en radios digitales que trabajan a esa frecuencia, tasa de datos y distancia. Usualmente ese máximo de potencia permite usar o no protección contra los impactos del desvanecimiento por multitrayecto: Diversidad de frecuencia, configuración "Hot Standby" (con amplificadores de potencia paralelos y conmutados).

4.6.3 Margen de desvanecimiento

Generalmente un margen de desvanecimiento de 10 – 15 dB estaría bien, pero si se va a considerar los fenómenos de atenuación y multitrayecto en la señal de radio recibida, se debe considerar un margen de 20 dB.

Como se explica en el ítem 3.4.1, el margen de desvanecimiento corresponde a la diferencia entre el nivel umbral de recepción (RSL) y el nivel nominal de entrada del receptor.

$$RSL = P_{Tx} + G_{Tx} + G_{Rx} - L_{fs} - L_{atmos} - L_{impl(Tx)} - L_{impl(Rx)} \quad (4.6)$$

Donde,

P_{Tx} : Potencia de transmisión.

G_{Tx} : Ganancia de la antena transmisora.

G_{Rx} : Ganancia de la antena receptora.

L_{atmos} : Pérdidas atmosféricas.

L_{impl} : Pérdidas de implementación (de línea y de acople).

La potencia de transmisión es un parámetro dado.

La ganancia de las antenas viene dada por la frecuencia de trabajo de la antena y su diámetro, para una antena dualmente polarizada de 1.2 m de diámetro y frecuencia 6425 – 7125 MHz la ganancia es

$$G_{Tx} = G_{Rx} = 36.6 \text{ dB} .$$

Las pérdidas atmosféricas vienen dadas por la ecuación (3.21a) en el nuevo método de predicción dado en 3.4.2.1, de acuerdo a las condiciones de la geografía y a las alturas de las antenas con respecto al nivel medio del mar, son:

$$L_{atmos} = 0,3 \text{ dB}$$

Y las pérdidas de implementación se calculan teniendo en cuenta la clase de guía de onda, su longitud y el tipo de conectores que se utilizarán. Para una guía de onda que trabaja en un promedio de 6.8 GHz, la atenuación corresponde a 4.4 dB/100m.

$$L_{impl(Rx)} = 12m \cdot (4.4dB / 100m) = 0.528dB$$

$$L_{impl(Tx)} = 0.44dB$$

Luego,

$$RSL = 30dBm + 73.2dB - 138.28dB - 0.3dB - 0.968dB = -36.348dB$$

Mientras que el nivel nominal de recepción para una tasa de error de bit BER 10^{-6} es:

$$R_x = -70dB$$

Por lo que con los parámetros dados el margen de desvanecimiento obtenido es:

$$FD = RSL - R_x = 33.652dB$$

Lo cuál representa un margen de desvaneciendo bastante bueno que garantizará la disponibilidad óptima del sistema ante cualquier fenómeno de atenuación o desvanecimiento (La atenuación por lluvia no se consideró debido a que este fenómeno afecta las señales de microondas por encima de los 10 GHz).

En cualquiera de los casos en que el margen de desvanecimiento obtenido no corresponda al propuesto inicialmente, se debe reconsiderar variar cualquiera de los parámetros como la potencia de transmisión, tamaño de las antenas o incluso la frecuencia de transmisión. Para facilitar esta variación de parámetros y el respectivo presupuesto de potencia, se recomienda la utilización de una hoja de cálculo o cualquier herramienta de programación adicional.

Teniendo un buen margen de desvanecimiento se garantiza un correcto funcionamiento del sistema dentro de los objetivos de disponibilidad que establece la ITU-R, más sin embargo se recomienda adquirir equipos con protección y redundancia, tal como se explica en la sección 3.5.

PLANIFICACIÓN Y DISEÑO DEL RADIOENLACE MEDIANTE LA UTILIZACIÓN DE SOFTWARE: CENTRO DE CONTROL – SUBESTACIÓN PALERMO

5.1 INTRODUCCIÓN

La planificación adecuada de un radioenlace requiere la utilización de herramientas de software que apoyen los cálculos manuales de tal diseño previo. Más sin embargo es una tendencia actual recurrir directamente a la utilización de dichos programas, algunos de ellos con su respectiva licencia y algunos otros de libre distribución.

En esta sección se hará el estudio de diseño y planeación del radioenlace entre las Subestaciones San Mateo (Centro de Control) y Palermo. Se utilizarán diferentes herramientas de planeación y se explicará debidamente el procedimiento con cada una de ellas.

5.2 ADQUISICIÓN DE MAPAS DIGITALES DE ELEVACIÓN DE TERRENO

Cualquier herramienta que se utilice para realizar una planificación debe utilizar mapas digitalizados que permitan la ubicación de las estaciones y el análisis de la capacidad de enlace entre un punto y otro. Actualmente se cuenta con la ventaja de que la NASA [⁴⁹] hizo público un modelo digital de terreno de 90 metros de resolución para Latinoamérica. Este tipo de datos son conocidos por su

⁴⁹ National Aeronautics and space administration. <http://www.nasa.gov/>

sigla en inglés como SRTM (Shuttle Radar Topography Mission) y se puede tener acceso a ellos desde el siguiente enlace: <http://gisdata.usgs.net/website/Seamless/>.

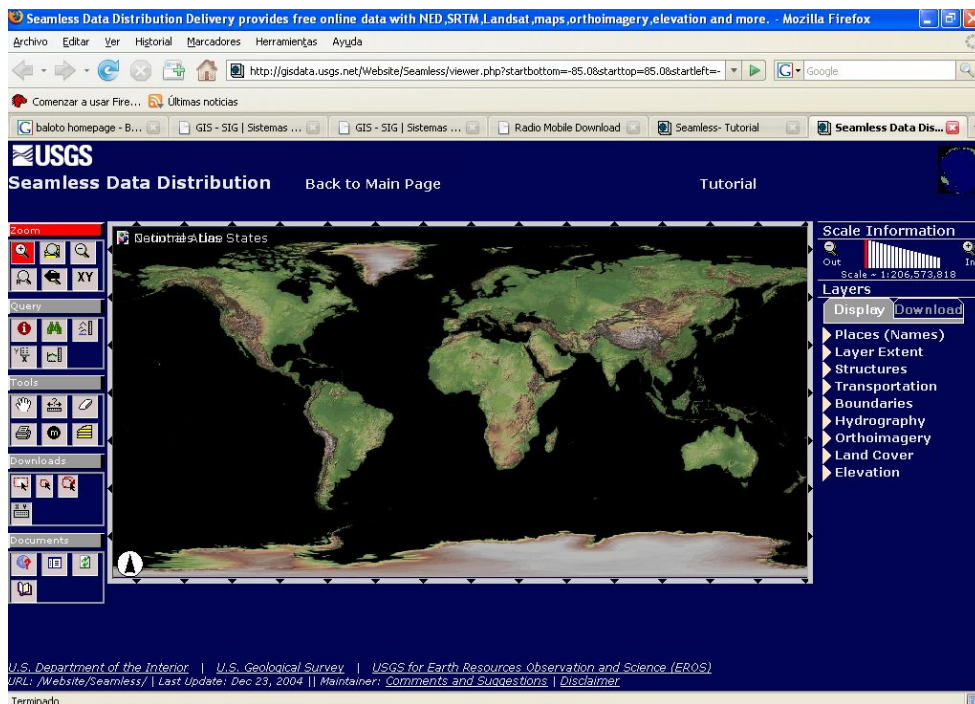


Figura 5.1 Acceso Al servidor de la NASA para descarga de mapas de elevación digital de terreno. Fuente: [⁵⁰]

Con la respectiva ubicación de las subestaciones y sus coordenadas georeferenciadas, se procede a ubicar la zona geográfica de interés en el mapa global que brinda la interfaz, es importante anotar que si el mapa no aparece se debe cambiar la resolución de pantalla a 1280 x 1024. Luego de haber seleccionado la zona geográfica que se desea descargar, la interfaz brinda la opción de escoger el formato en el que se descargarán los datos (), se recomienda descargarlos en formato Bil.

5.3 HERRAMIENTAS DE PLANIFICACIÓN Y DISEÑO

Existe una gran variedad de herramientas para planificación y diseño de radioenlaces, Algunas de ellas con licencias de uso bastante costosas y otras de libre acceso que de alguna manera complementadas entre si y con un conocimiento avanzado de manejo pueden llegar a igualar o incluso mejorar el rendimiento de algunas de la primeras.

⁵⁰ <http://gisdata.usgs.net/Website/Seamless/viewer.php?startbottom=-85.0&starttop=85.0&startleft=-179.5&startright=179.5&limitbottom=-85.0&limittop=85.0&limitleft=-179.5&limitright=179.5>

Inicialmente se pensó en utilizar el software licenciado Pathloss 4.0 que a pesar de tener algunas limitaciones, recientemente aventajaba las herramientas de libre acceso en la calidad de definición y precisión de mapas de elevación digital. Mas sin embargo con la reciente publicación de la NASA de mapas de dominio público con una resolución de 3 arcosegundos (90 metros), lo anterior deja de ser un problema para programas gratuitos como Radio Mobile⁵¹, Global Mapper⁵², Quantum Gis⁵³, entre otros.

5.3 PERFIL DE TERRENO

Teniendo las coordenadas georeferenciadas de las estaciones a enlazar y habiendo descargado los mapas digitales de elevación de terreno, se colocan estos en una base de datos que corresponda al programa que se desea utilizar y de esta manera se cuenta ya con el perfil de terreno de la zona de trabajo.

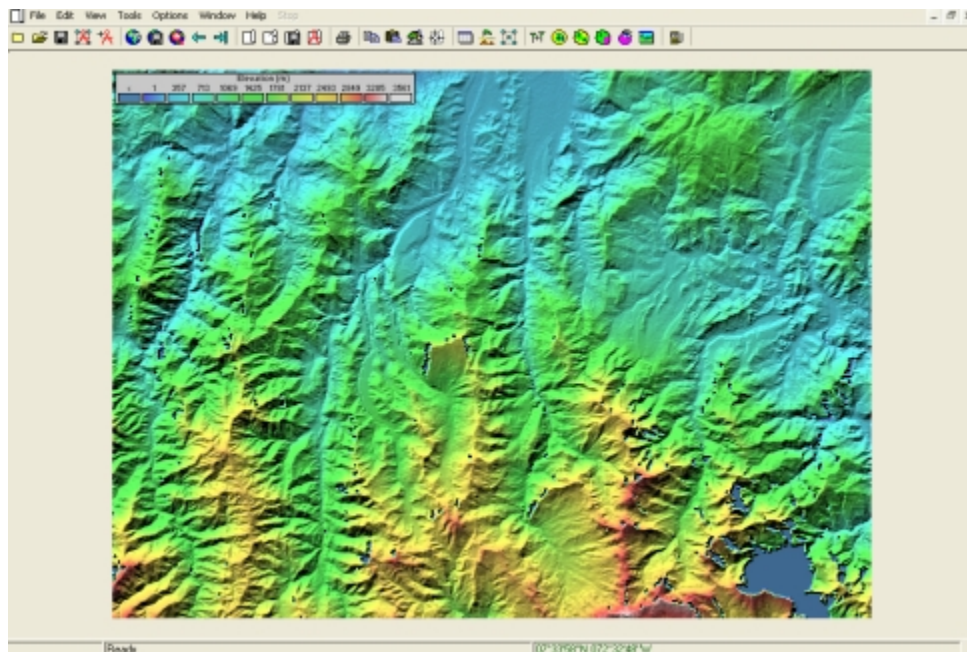


Figura 5.2 Perfil de terreno de la zona de Norte de Santander que encierra el enlace San Mateo – Palermo, altura 50 Km, con centro en lat: 7° 38' 00" long: 72° 30' 00". Elaborado en Radio Mobile Fuente: Autor.

⁵¹ <http://www.cplus.org/rmw/english1.html>

⁵² <http://www.globalmapper.com/>

⁵³ <http://www.qgis.org/>

5.3.1 Actualización y mejoramiento de mapas digitales

Gracias a un programa de la NASA en conjunto con U.S. Geological Survey, llamado LANDSAT [54], que consiste en misiones satelitales de observación, fotografía digital y estudio de la superficie terrestre, los perfiles de terreno en programas como Radio Mobile que cuentan con conexión al servidor LANDSAT, pueden ser completados y mejorados en definición para obtener una mayor precisión en la planeación y diseño.

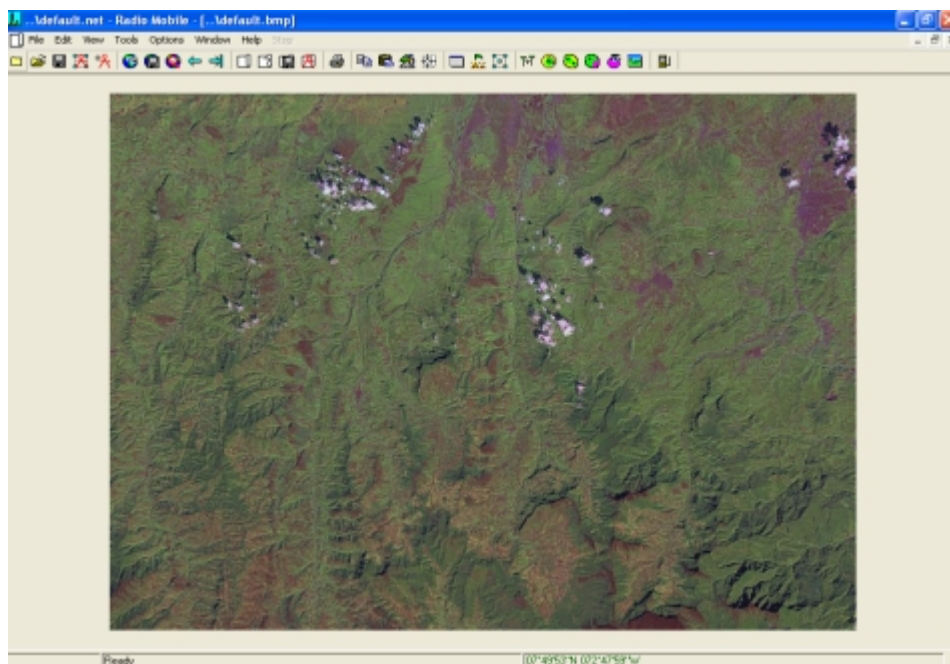


Figura 5.3 Mapa digital correspondiente a la misma zona de la figura 5.2, actualizado por descarga de datos del servidor de LANDSAT en Radio Mobile. Fuente Autor.

5.4 PERFIL DEL RADIOENLACE

Con la respectiva zona geográfica que encierra el área del enlace, se continúa con la posterior ubicación de las estaciones en los puntos correspondientes a las coordenadas georeferenciadas tomadas previamente, luego se diseña la red y finalmente se definen los parámetros del sistema. Todo este procedimiento se explicará con el apoyo de la herramienta Radio Mobile para que se entienda de una manera sencilla pero muy completa.

⁵⁴ <http://landsat.gsfc.nasa.gov/>

5.4.1 Ubicación de los puntos de enlace

Se introducen las respectivas coordenadas de cada Subestación Eléctrica, en el programa:

Subestación San Mateo (Centro de control):

Latitud 7° 52' 25.57" N

Longitud 72° 29' 3.53" W

Subestación Palermo

Latitud 7° 38' 15" N

Longitud 72° 37' 18" W

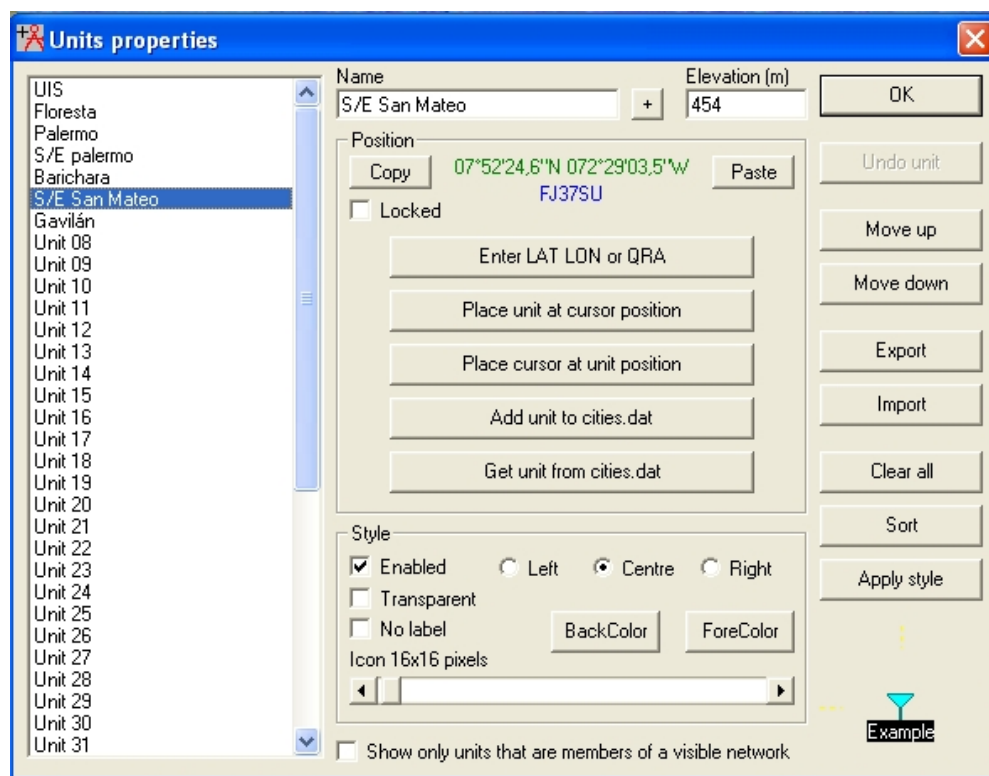


Figura 5.4 Colocación de unidades de enlace. Fuente: Autor.



Figura 5.5 Ubicación de subestaciones San Mateo y Palermo. Fuente Autor.

5.4.2 Diseño de la red de enlace

Dentro de una red de radioenlaces, lo primero que se debe definir, es que estaciones entran en dicha red y que frecuencia de trabajo será establecida, así como la topología y el tipo de sistema.

La frecuencia de trabajo se introduce de acuerdo con los cálculos realizados en la sección 4.4, para establecer el plan de frecuencias.

Algunos de los otros parámetros que solicita el programa se definen a continuación:

- Frecuencia: Frecuencia establecida en el plan de frecuencias
- Polarización: Se debe elegir la que obedezca a los parámetros de radio y antena previamente revisados
- Modo de variabilidad: datos adecuados para la configuración de red que se llevará a cabo. Existen cuatro tipos:
 - Spot: Para modo prueba.
 - Accidental: Evaluación de interferencias.
 - Mobile: Para estaciones que se encuentran en movimiento durante las transmisión.
 - Broadcast: Para estaciones fijas

- Pérdidas adicionales: se tendrán en cuenta dos opciones que marcan las posibles pérdidas de la señal con respecto al terreno en el que estén situadas nuestras estaciones (urbanas o rurales).
- "Surface refractivity / Ground conductivity /Relative ground permittivity": valores de la refractividad del aire, conductividad del suelo y el último que determina la reflexión de las ondas de radio sobre el terreno. Si se carece de datos, se debe utilizar el valor por defecto.
- "Climate": se elegirá el clima de la región donse se llevará acabo el diseño.

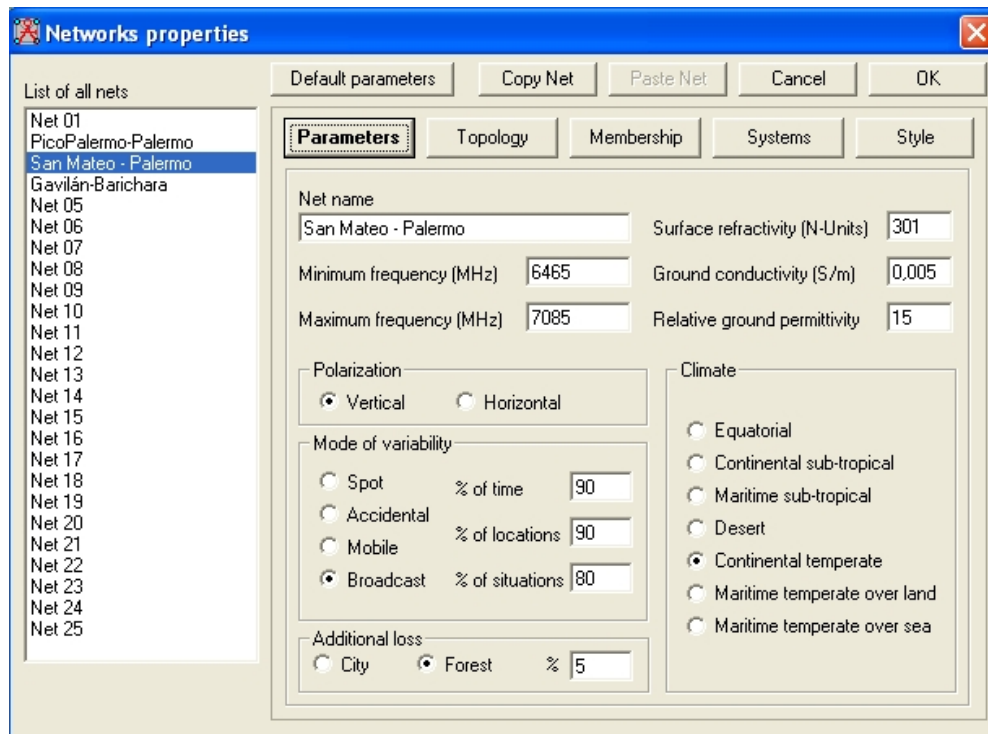


Figura 5.6 Definición de parámetros de red y de sistema. Fuente: Autor.

Para obtener una explicación de todos los parámetros del programa se puede recurrir a diferentes manuales que se encuentran en la red, uno de ellos explica de manera muy clara cada uno de estos parámetros [55].

⁵⁵ <http://interno.ehas.org/intranet/seguimiento-de-proyectos/BID2005/Definitivos/productos-p2-y-p3/anexo-2-manual-radiomobile.pdf/view>

5.4.3 Generación del perfil

Habiendo definido la red con todos los parámetros correspondientes al enlace, se procede a generar el perfil del enlace.



Figura 5.7 Perfil del enlace Subestación San Mateo - Subestación Palermo. Fuente: Autor.

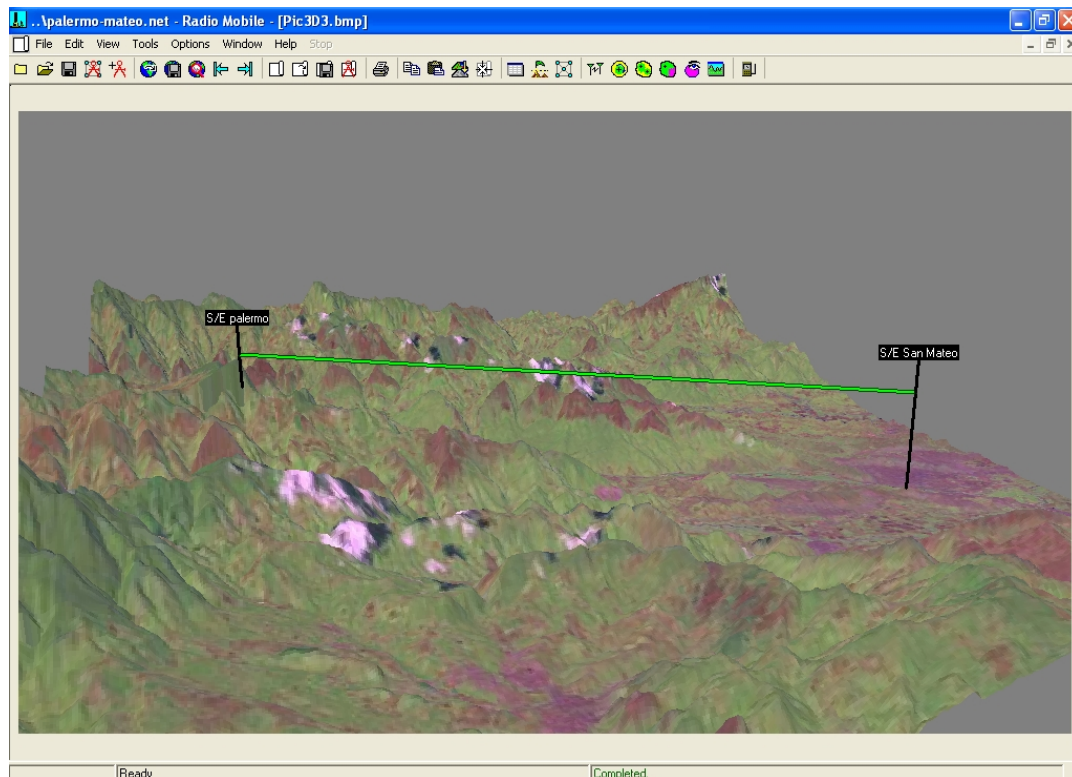
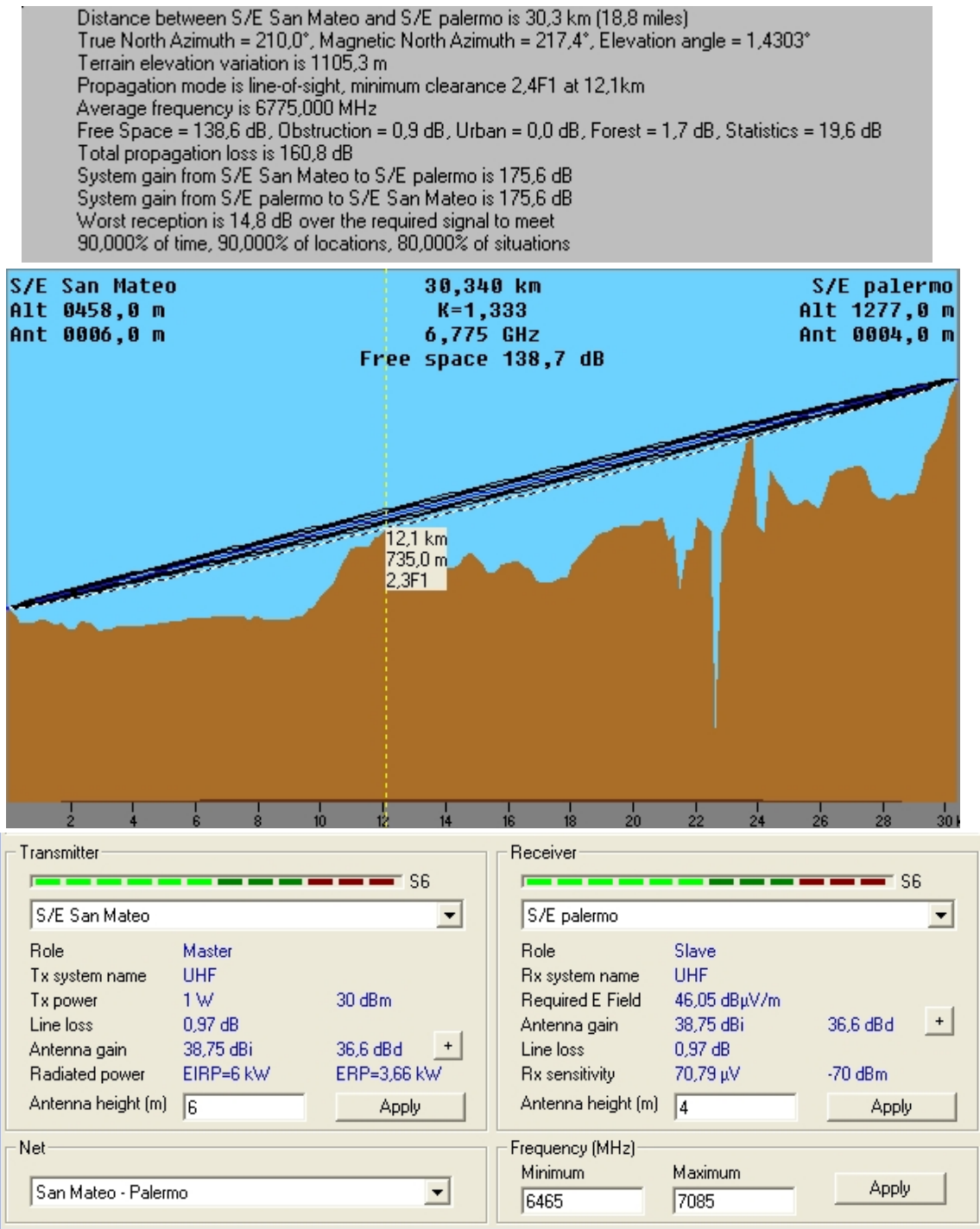


Figura 5.8 Perfil 3D del enlace Subestación San Mateo - Subestación Palermo. Fuente: Autor.

5.4.3.1 Análisis del perfil y replanteo de parámetros

Además de la generación del perfil, el software brinda los datos resultantes del enlace. En caso de que se supere un margen de desvanecimiento la línea de vista aparecerá en color verde como se indica en la figura 5.7. Los datos resultantes del enlace San mateo – Palermo son los siguientes:



De los resultados podemos ver que el ángulo Azimut obtenido es:

$$Y = 150^\circ$$

La distancia del enlace corresponde a:

$$Z = 30.3 \text{ [Km]}$$

El ángulo de elevación es de:

$$\theta = 1.4303^\circ$$

Con respecto a la zona de Fresnel se ve que existe un nivel de despejamiento bastante alto, ya que en el peor caso de despejamiento se presenta a 12.1 Km. De San Mateo y corresponde a $2.4 F_1$.

El cálculo de pérdidas en el espacio libre es de:

$$L_{fs} = 138.6 \text{ [dB]}$$

En general en el cálculo de pérdidas por propagación, el software incluye además de las pérdidas de implementación, unas pérdidas por ser entorno rural y unas pérdidas estadísticas relacionadas con el tipo de polarización, el modo de variabilidad, la refractividad de la superficie, conductividad de la tierra, permitividad relativa y tipo de clima entre otras.

Lo que produce un total de pérdidas de propagación de:

$$L_T = 160.8 \text{ [dB]}$$

Por otra parte además de la ganancia de antena, El software incluye la ganancia de sistema, que corresponde a una ganancia que está determinada por un radio que opere con las características que presenta el enlace, para este caso aproximadamente

$$G_{sis} = 87.8 \times 2 = 175.6 \text{ [dB]}$$

Con respecto al nivel nominal de potencia recibida, se le introdujo un valor de -70 dB.

$$R_x = -70 \text{ [dB]}$$

De esta forma, se puede calcular un margen de desvanecimiento igual a:

$$FD = RSL - Rx = 30dB + (36.6 \cdot 2)dB + 175.6dB - 160.8dB - 70dB = 48.8[dB]$$

Con este resultado se puede apreciar un valor de margen de desvanecimiento bastante bueno para una tasa de error BER 10^{-6} . Se presume que se obtuvo este valor alto gracias a la consideración de ganancia del sistema. De ser necesario cuando no se supere este margen propuesto, se recomienda hacer un replanteo de parámetros que puede basarse, en cambiar la altura de las antenas, aumentar la potencia del transmisor o buscar aumentar la sensibilidad del receptor.

5.5 ANÁLISIS Y COMPARACIÓN CON RESPECTO A LA PLANEACIÓN MANUAL.

La planeación realizada en el capítulo anterior se puede llamar "manual" ya que se hizo sobre bases teóricas y sus cálculos se hicieron directamente con las ecuaciones de los modelos de propagación propuestos en los capítulos 2 y 3. Mientras que el diseño arriba expuesto, incluyó el uso de herramientas (software), que facilitaron la planeación, aunque el uso de algunas de ellas como Global Mapper y Quantum Gis, no se expuso aquí directamente, si se utilizaron a manera de comparación y corroboración junto con Radio Mobile. Se deja abierta al lector la posibilidad de utilizar estas herramientas y otras más a fin de comprobar las conclusiones que más adelante se exponen.

Comparativamente se encuentra, que en los resultados de margen de desvanecimiento, hay una diferencia de aproximadamente 15 decibeles. Esto se debe a que en el cálculo manual no se incluyó la ganancia del sistema por no considerarse ningún radio específicamente. Por otra parte la diferencia entre los márgenes de desvanecimiento pudo haber llegado a ser mayor, mas sin embargo existió una compensación gracias a que el software sumó a las pérdidas de propagación, unas pérdidas que se llamaron pérdidas estadísticas (se mencionan arriba).

De cualquier forma en ambos cálculos se superó con creces el margen de desvanecimiento propuesto (20 dB). Lo que permite concluir que los parámetros propuestos satisfacen una disponibilidad amplia del sistema.

5.5.1 Ventajas de la planeación manual de radioenlaces

En la planeación manual, básicamente existen algunas ventajas. A continuación las más significativas de ellas:

- En este tipo de planeación no se tiene límites a la hora de incluir parámetros, pues es el diseñador el que decide con que rigurosidad se harán los cálculos y que tan completo espera que sea el diseño del radioenlace.
- A nivel profesional, si no se cuenta con los recursos para adquirir una licencia de algún software de planeación, el diseñador sólo necesitará el apoyo de una herramienta sencilla como lo es una hoja de cálculo, en donde podrá variar parámetros, hacer balance de potencias e incluso elaborar gráficas de perfil de terreno y enlace.
- Quien planea el radioenlace, por tener un contacto más íntimo con el diseño, puede adquirir una visión más clara de este y en caso de ser necesario un replanteo de parámetros sabrá cuál(es) de ellos resultaría más conveniente variar.

5.5.2 Desventajas de la planeación manual de radioenlaces

- El primer problema que se presenta es la consecución de mapas impresos de la zona geográfica de interés. Ya que los entes encargados de manejar este tipo de información varían de acuerdo al departamento donde se trabaje, aunque generalmente es el instituto Agustín Codazzi en Colombia el encargado, en algunos departamentos quien se encarga de manejar la cartografía es el respectivo departamento de planeación de la zona. Y a veces se muestran celosos con este tipo de información.
- Posterior haber conseguido los mapas, es común encontrarse con algunas imprecisiones en cuanto a la ubicación exacta de varios sitios, así como con errores de referencia en cuanto al sistema de coordenadas. Por otra parte la escala que se maneja no resulta del todo adecuada cuando el diseñador busca una planeación bastante precisa.
- Con respecto a los mapas otra desventaja aparece en lo dispendioso que puede llegar a ser el diseño de los perfiles, ya que se debe hacer un trazado a lo largo del papel entre los puntos de

enlace y empezar a ver punto por punto cada intersección con las curvas de nivel que aparecen a lo largo de la línea de enlace. Posteriormente se debe hacer una transcripción de esta información y elaborar el perfil ya sea de forma manual o en una hoja de cálculo.

- Cómo cualquier trabajo manual, el introducir los parámetros en cada uno de las ecuaciones y resolverlas puede llegar a hacerse tedioso. E incluso el trabajo de elaborar la hoja de cálculo requiere cierta cantidad de tiempo del que posiblemente en algunas ocasiones no se disponga y más aún si los requerimientos de la planeación exigen un uso completo de parámetros.

5.5.3 Ventajas de planeación de radioenlaces con apoyo de software

- Sin duda la ventaja principal radica en que este tipo de herramientas se encuentran elaboradas y no requiere el diseñador de tiempo ni trabajo para calcular la planeación, más que lo que se tarda en conocer el programa y aprender a manejarlo para empezar a introducir y variar parámetros.
- Los programas más completos de planeación y diseño, brindan la opción de descargar mapas digitales de elevación de terreno en línea para posteriormente almacenarlos y trabajar indefinidamente con ellos. Este tipo de mapas resultan ser considerablemente mucho más completos y de más fácil manejo que los mapas impresos.
- La elaboración de perfiles resulta casi inmediata tan sólo con introducir las coordenadas de los puntos de enlace.
- Herramientas de libre acceso y/o licenciadas, permiten realizar el trabajo de forma tan completa, que a veces se hace casi innecesario trasladarse a la zona geográfica de trabajo en la etapa previa y durante el diseño del radioenlace.

5.5.4 Desventajas de planeación de radioenlaces con apoyo de software

- Existe una limitación para el diseñador que implícitamente la coloca el software en la medida que no tenga en cuenta en sus cálculos algunos de los parámetros que se deseen incluir.

- A pesar de que existen muchos programas gratuitos, resulta a veces una exigencia a nivel profesional el tener que trabajar con programas licenciados.

5.6 RECOMENDACIÓN TÉCNICA DE EQUIPOS

Posterior a la planeación y diseño, se debe tratar con el tema de los equipos que cumplan las condiciones del estudio previo. De esta forma se continúa con el replanteo de campo (como se indica en la sección 3.6) y se dispone el montaje de los equipos para hacer las pruebas correspondientes y ver que tan cerca se está en realidad de que el enlace funcione como tal.

Los equipos que van dentro de cada estación tales como routers, Interfaz HMI (PC's), entre otros, hacen parte de un estudio paralelo correspondiente a infraestructura de redes que no se abordará en este estudio.

Para el sistema de radioenlace Subestación San Mateo – Subestación Palermo, la recomendación Técnica de equipos es la siguiente:

5.6.1 Antenas

5.4.3.1 Características

Debido al plan de frecuencias escogido, para evitar interferencias, la antena debe poseer un alto grado XPD (discriminación por polarización cruzada) y en general características normales de radiación. Se recomienda la utilización de un domo flexible en el disco de la antena para protección ambiental debido a que es entorno rural.



5.4.3.2 Especificaciones

Frecuencia GHz	Diámetro (m)	Ganancia central (dB)	X-Pol (dB)	F/B (dB)
6.425 a 7.125	1.2	36.6	36	48

5.6.2 Guía de onda

Tipo	Frecuencia (GHz)	Atenuación (dB/100)	Temperatura (°C)	Peso aprox. (Kg/m)
Fibra óptica	5.925 a 7.125	4.55	-20 a 60	0.2

5.6.3 Radio

Las especificaciones de los radios que se recomiendan obedecen a los parámetros de planeación que se utilizaron (Potencia, tasa de modulación, umbral de recepción, plan de frecuencias y banda de frecuencia), para de esta forma cumplir con el margen de desvanecimiento obtenido

Tipo de radio	SDH
Tasa de modulación	155 Mbit/s
Banda de frecuencia	U6
Tipo de Modulación	64 TCM
Espaciado de canales RF	40MHz
Potencia transmitida	29 dBm
Umbral de recepción 10 ⁻⁶	(-)72 dBm
Ganancia del sistema	104
Rango dinámico	>60
Rango ATPC	>15
Plan de frecuencias ITU-R	384
Figura de ruido	4,1 dB

Estas especificaciones se pueden encontrar en dos tipos de radios que fabrica NERA NL29x y NL2000.

5.6.3 Alimentador, Banco de baterías y Router

El alimentador por lo general lo provee el fabricante de la antena, el banco de baterías existe en la infraestructura de las subestaciones a enlazar (cuarto de baterías). Se recomienda un router de uso común, de gama media con protección de tráfico exterior.

GUÍA PRÁCTICA DE PROCEDIMIENTO PARA DISEÑO Y PLANEACIÓN DE ENLACES MICROONDAS EN ENTORNOS RURALES.

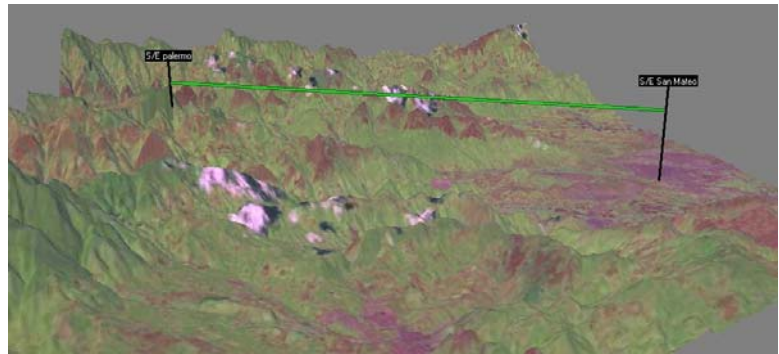
En este capítulo se hará un resumen de todos los pasos necesarios para elaborar el diseño de un radioenlace de microondas, el desarrollo y explicación de cada uno de ellos se ha descrito en los capítulos anteriores.

Antes que nada es importante

anotar no existe una única manera de trabajo en el diseño y planeación y, que es el diseñador quien de acuerdo a sus mismas exigencias y las del proyecto en general escoge con que herramientas y con que rigurosidad se aplicará este o determinado método de procedimiento.

Aunque en los capítulos anteriores se trataron por separado la planeación de radioenlaces manual y la planeación utilizando herramientas de programación como apoyo, en este capítulo se plantea, y se deja por sentado, que los dos métodos en el mejor de los casos, pueden ser utilizados de forma conjunta para corroborar, apoyar y dar una validez mayor de resultados, a la que se podría obtener manejando una única forma de planeación.

La planeación se puede realizar en el orden que se muestra, utilizando todas las herramientas que tenga disponibles el diseñador.



1. Referenciación de puntos de enlace: El primer paso consiste en ubicar las estaciones de enlace y determinar su posición geográfica, ya sea en un sistema de coordenadas georeferenciadas o UTM

2. Adquisición de mapas de la zona: Consiste en dirigirse tanto a las instituciones encargadas de la cartografía de la zona geográfica que encierra el enlace

a. Mapas geográficos impresos: Son mapas generales en papel impreso de la zona de interés (sección 4.2.2), comúnmente deben ser solicitados por escrito y en algunos casos además se requiere el permiso de las autoridades militares para su adquisición.

b. Mapas digitales de elevación de terreno: Como se explica en la sección 5.2, la adquisición de este tipo de mapas se puede hacer por descarga en línea, utilizando algún programa de diseño de radioenlaces, en otro caso se pueden descargar directamente de la página de la NASA que los provee.

3. Plan de Frecuencias: La planificación de frecuencias se realiza respetando los estándares internacionales y apegándose a las condiciones que establece cada país (como se indica en la sección 3.12.1.2). En el caso internacional por la ITU-R y para Colombia en particular es el Ministerio de Comunicaciones quien regula la utilización del espectro radioeléctrico.

4. Elaboración del perfil de terreno: Es realización de un perfil que incluya toda la información de alturas a lo largo de la trayectoria del enlace, se puede elaborar en forma manual como se indica en -4.3-, o utilizando una herramienta de programación -5.3-. Al trabajar en Forma manual se debe ser cuidadoso en el manejo de escalas.

5. Criterio de despejamiento: Es la zona libre que debe existir entre la distancia del haz de unión entre antenas y los obstáculos. Se determina por una fracción de la zona de Fresnel -4.5.3-.

6. Perfil del enlace: Con el perfil de terreno elaborado, se traza una línea directa de unión entre los puntos de enlace que servirá para determinar si se cumple el criterio de despejamiento inicialmente y, para definir los valores de otros parámetros hasta el final del diseño (4.5, 5.4).

a. Cálculo de Azimut: Es el ángulo que se le da a la antena en el plano horizontal con respecto al norte cardinal, para los cálculos en forma manual se utiliza el procedimiento dado en 4.5.1, cuando se utilizan herramientas de programación estas generalmente incluyen el cálculo.

b. Cálculo de distancia de enlace: Es el cálculo de la distancia que existe entre las dos antenas, algunos limitan este cálculo a la distancia entre las estaciones sin tener en cuenta la altura de las antenas. Una forma de calcular se explica en 4.5.2.

c. Altura de las antenas: De acuerdo al perfil del enlace y a la medida en que se cumpla el criterio de despejamiento se determina la altura de las antenas, es posible que al asignar frecuencia y potencia se deba hacer un replanteamiento de esta altura.

d. Ángulo de Elevación: Es el ángulo que deben llevar las antenas en el plano vertical con respecto al horizonte -4.5.3-.



7. Presupuesto de potencia: Es el balance que se hace para estimar el funcionamiento del radioenlace con los valores de potencia a lo largo de todas las etapas sistema. Buscando ceñirse a un margen de desvanecimiento y sin salirse del criterio de despejamiento

a. Pérdidas de Espacio libre: Las pérdidas de espacio son aquellas que se calculan debido al esparcimiento de la energía propagada a través del espacio libre. El concepto se explica en 2.2.2.2 y se da un ejemplo en 4.6.1

b. Potencia del transmisor: Es la potencia de transmisión que maneja el radio que se utilizará. Esta varía de acuerdo al fabricante, pero los valores que se manejan son muy similares

c. Ganancia de antena: Es la ganancia que brinda la antena y generalmente el valor se da referido a un radiador isotrópico. Este valor viene dado en la hoja de características del fabricante de la antena.

d. Ganancia del sistema: Al igual que la potencia del transmisor, esta ganancia viene especificada en la hoja de características del fabricante del radio.

e. Pérdidas atmosféricas: Las condiciones atmosféricas de uno u otro lugar pueden llegar a afectar el radioenlace, se puede calcular el desvanecimiento completo por multitrayecto como se explica en -3.4.2- o únicamente como atenuación atmosférica en -3.3.1-.

f. Cálculo de atenuación por lluvia: Para enlaces por encima de 10 GHz, la atenuación por lluvia es el principal factor limitante. Para hacer el cálculo de esta atenuación, véase -3.8-.

g. Nivel Umbral de recepción: Es el nivel mínimo de potencia recibida con el que trabajaría el receptor antes de entrar en corte y su cálculo se determina en la ecuación (4.6).

h. Nivel nominal de entrada: Es el nivel nominal de potencia de recepción y viene dada en la hoja de datos del fabricante del radio.



8. Predicción de calidad: Las predicciones de calidad vienen dadas por una serie de márgenes de funcionamiento propuestos de acuerdo a ciertos criterios tal como se explica en -3.4-. El principal de ellos es el margen de desvanecimiento.

a. Margen de desvanecimiento: Específicamente es la diferencia entre el nivel umbral de recepción y el nivel nominal de entrada. Este parámetro es el principal en la predicción de calidad, entre mayor sea, menor es la probabilidad de tener cortes en el sistema por causa de los desvanecimientos y las precipitaciones. Para su cálculo ver -4.6.3-.



9. Protección del sistema: La principal forma de proteger un sistema contra los desvanecimientos es utilizar una forma de diversidad en transmisión y/o recepción. Actualmente los radios que se adquieren en el mercado utilizan uno o varios conceptos de diversidad para protección ver -3.5-.



10. Cálculos de interferencia: Si se desea hacer una planeación rigurosa se debe incluir los cálculos por interferencia, ya sea para estaciones nodales interferentes o incluso para antenas en la misma torre. Los principios de cálculo se dan en -3.13-. El fabricante posee estos valores de acuerdo a los equipos que se desee adquirir.

11. Análisis de disponibilidad: Esta se mide por la probabilidad de que el hardware funcione correctamente y por la posibilidad de que el sistema esté disponible durante las precipitaciones por lluvia. Los cálculos de indisponibilidad se presentan en -3.14-.



12. Recomendación de equipos: Con el diseño y planeación prácticamente elaborados, la última tarea del diseñador consiste en dar una recomendación técnica de las características de los equipos que cumplen con los parámetros de diseño del radioenlace.



13. Replanteo de campo: Finalmente habiéndose hecho la planeación y diseños iniciales, se sigue con el replanteo de campo, que tiene que ver con el análisis en el terreno de la capacidad de acceso y funcionamiento de los equipos en el área (ver -3.6-). El trabajo de implementación y puesta en marcha de los equipos pasa a ser una etapa diferente a lo concerniente al diseño y planeación. De ser necesario replantear ciertos parámetros en el diseño que no se ajustan en el replanteo de campo, el diseñador retomará el procedimiento en los pasos que sea necesario.

CONCLUSIONES

Este trabajo satisface de manera gratificante las expectativas que llevaron a proponerlo, en cuanto se cumplieron los objetivos propuestos en el plan de proyecto. Principalmente con este libro se deja un documento que sirve de guía y consulta para el diseño de radioenlaces en entornos rurales.

En cuanto a haber realizado los objetivos específicos que se plantearon en el plan, quedan ciertas conclusiones que dan respuesta a las dudas que surgieron en la etapa de formulación del proyecto y que de otra forma se vislumbran como resultado de toda esta labor.

- Se pudo establecer a través del estudio de factibilidad para CENS SA ESP, que la forma más económica y viable de enlazar subestaciones eléctricas, es utilizando sistemas de comunicación inalámbrica, más específicamente radioenlaces digitales por microondas.
- Gracias al apoyo de la empresa NERA, se pudo tener acceso a la reglamentación y recomendaciones de la ITU-R en lo relacionado a radiopropagación, radiocomunicación, enlaces de visibilidad directa y estándares de calidad. A pesar de que esos informes resultan en algunos casos extensos y abarcan una gran cantidad de consideraciones en estos temas, se logró determinar y consignar concretamente cuál de esta información resulta útil para ser aplicada directamente en el modelo de procedimiento propuesto.
- En la planificación y diseño manual del radioenlaces se estableció que aunque es en cierta forma tedioso hacer los cálculos de parámetros y diseños de perfil, este método brinda al diseñador la libertad de hacer una planeación bastante completa, más allá de cualquier limitación que marcan las herramientas programadas (software) de planificación, pues en muchos casos excluyen algunos parámetros en el diseño, o en menor medida los establecen por defecto sin la posibilidad de ser variados por el usuario.
- La planificación de radioenlaces apoyada en herramientas programadas es bastante práctica y resulta de fácil manejo siempre que se tenga un adecuado conocimiento de esta. El fácil acceso a los mapas digitales de elevación de terreno resulta bastante ventajoso en relación con una planeación manual hecha sobre mapas impresos. Por otra parte es muy conveniente utilizar este tipo de herramientas, ya que existe una gran variedad de ellas de uso libre disponibles en Internet. A pesar de ser bastante útiles, la desventaja que presentan radica como se

mencionaba arriba, en que los cálculos de parámetros y diseños de perfil están limitados al método de predicción establecido por el creador del software.

- Como se presentó en el capítulo 5, existen ventajas y desventajas con respecto a una y otra forma de planeación, ya sea que se haga de forma manual o apoyada con herramientas de software. Pero lo que es importante decir, es que la mejor forma de diseñar un radioenlace, es apoyarse en ambos métodos, de forma que donde uno tienen falencias se utilice el otro para cubrirlos. Así pues los diseños de perfil será mejor hacerlos en un software con mapas digitalizados y aquellos cálculos que se obvian en estas herramientas, se harán de forma manual utilizando los procedimientos acá planteados de acuerdo a la reglamentación de la ITU-R.

Anexo A

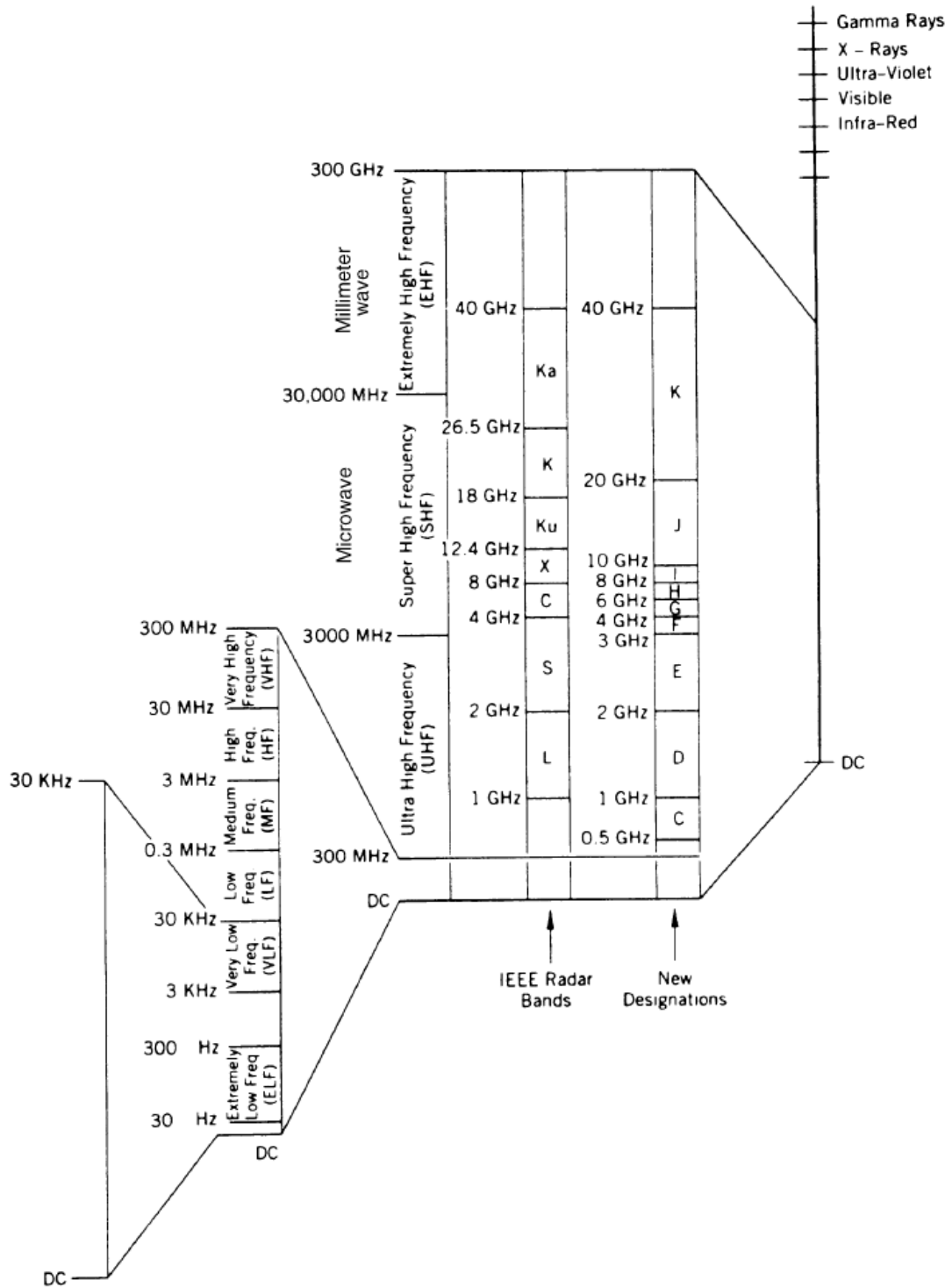


Figura B1. Espectro electromagnético. Fuente: Kai Chang, RF and Microwave Wireless Systems. 2000

Anexo B

Mapas de curvas P_L (ITU-R rep. 563-4 [7])

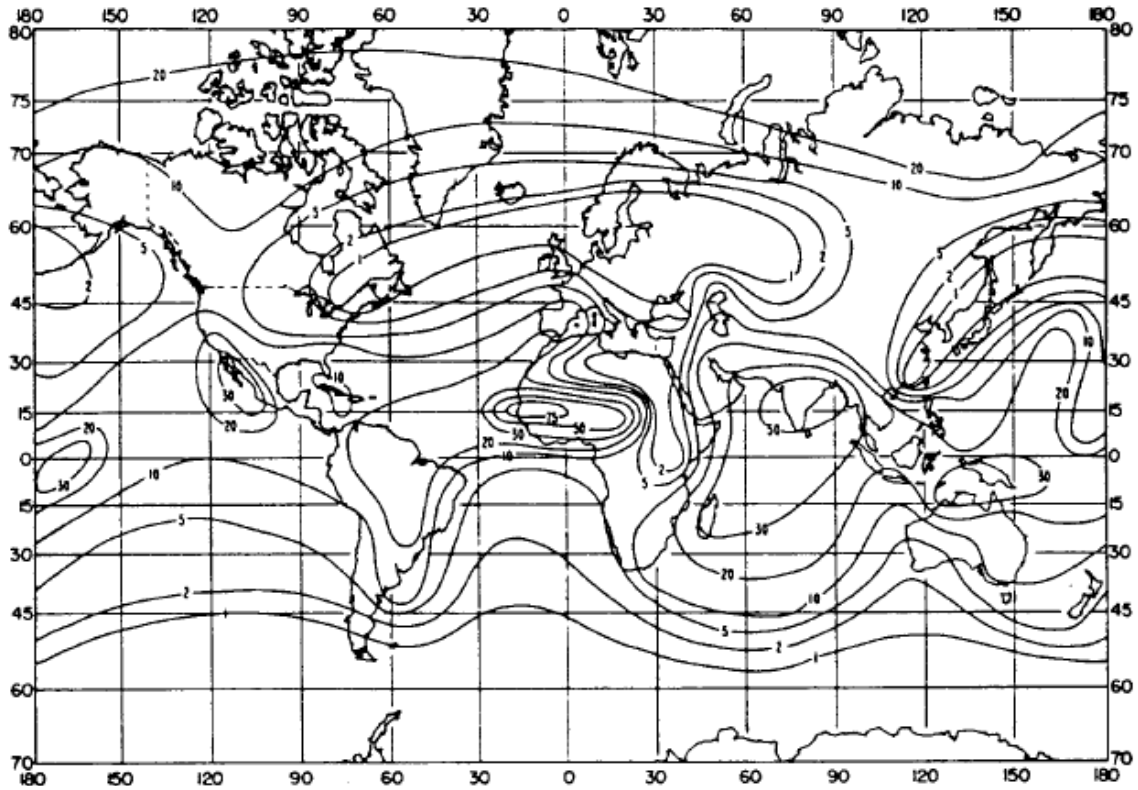


Figura A1. Porcentaje gradiente de tiempo ≤ -100 (N/Km): Febrero

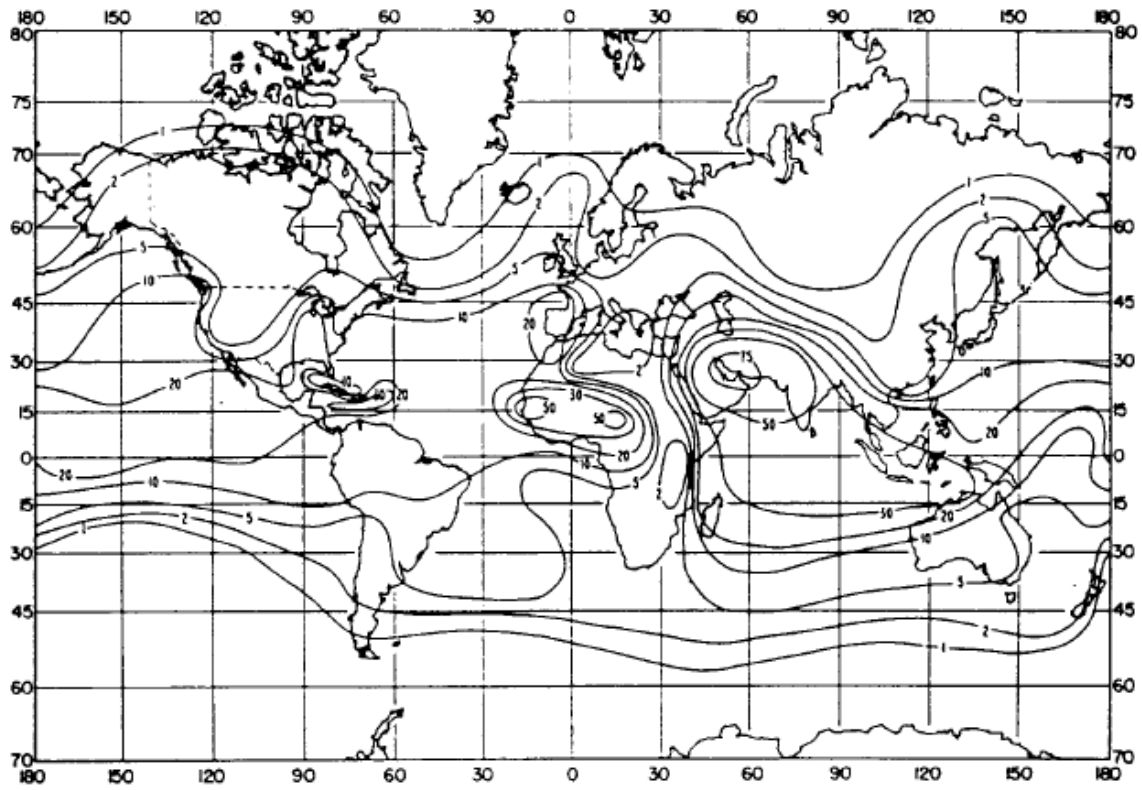


Figura A2. Porcentaje gradiente de tiempo ≤ -100 (N/km): Mayo

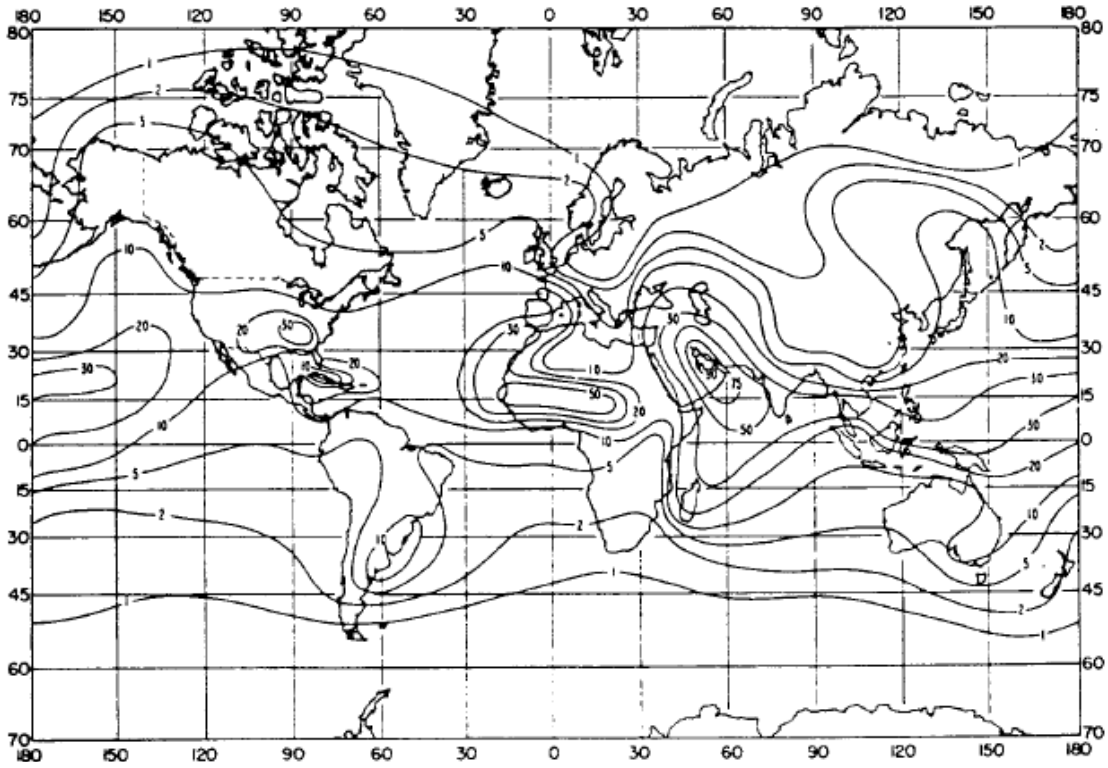


Figura A3. Porcentaje gradiente de tiempo ≤ -100 (N/km) : Agosto

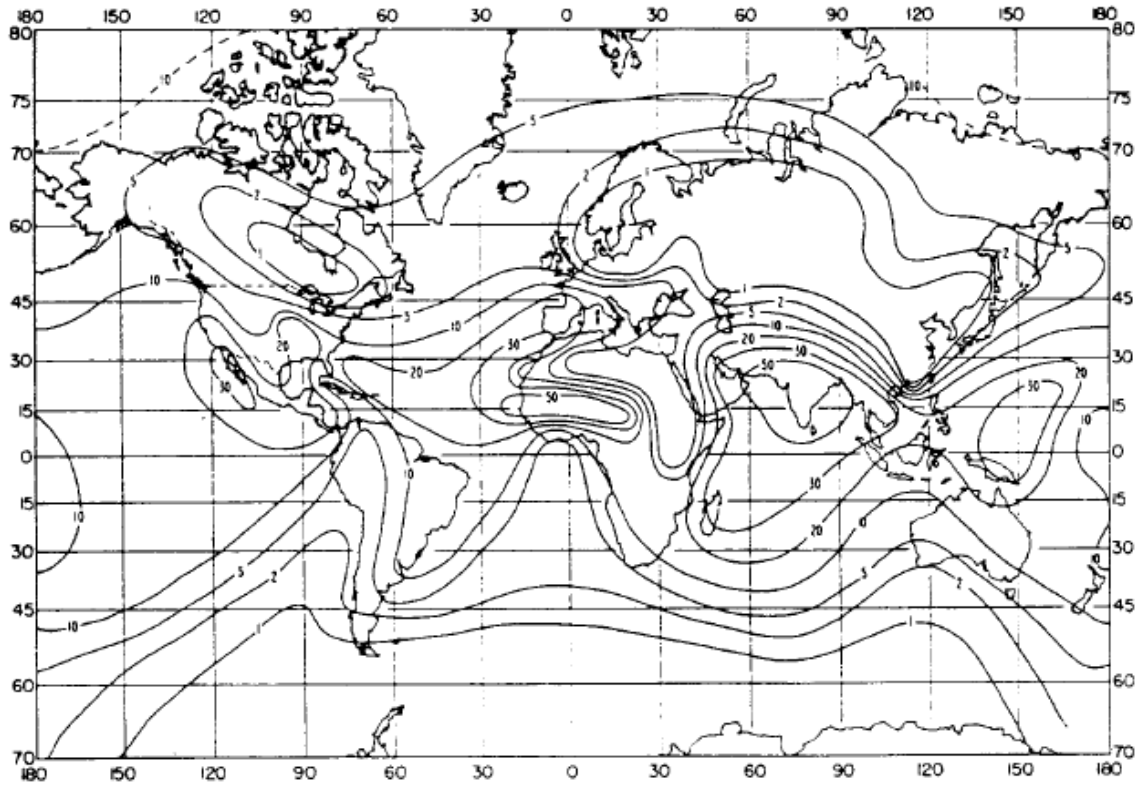


Figura A4. Porcentaje gradiente de tiempo ≤ -100 (N/km) : Noviembre.

Anexo C

Mapas zonas de la lluvia (ITU-R rec. 837-1 [21])

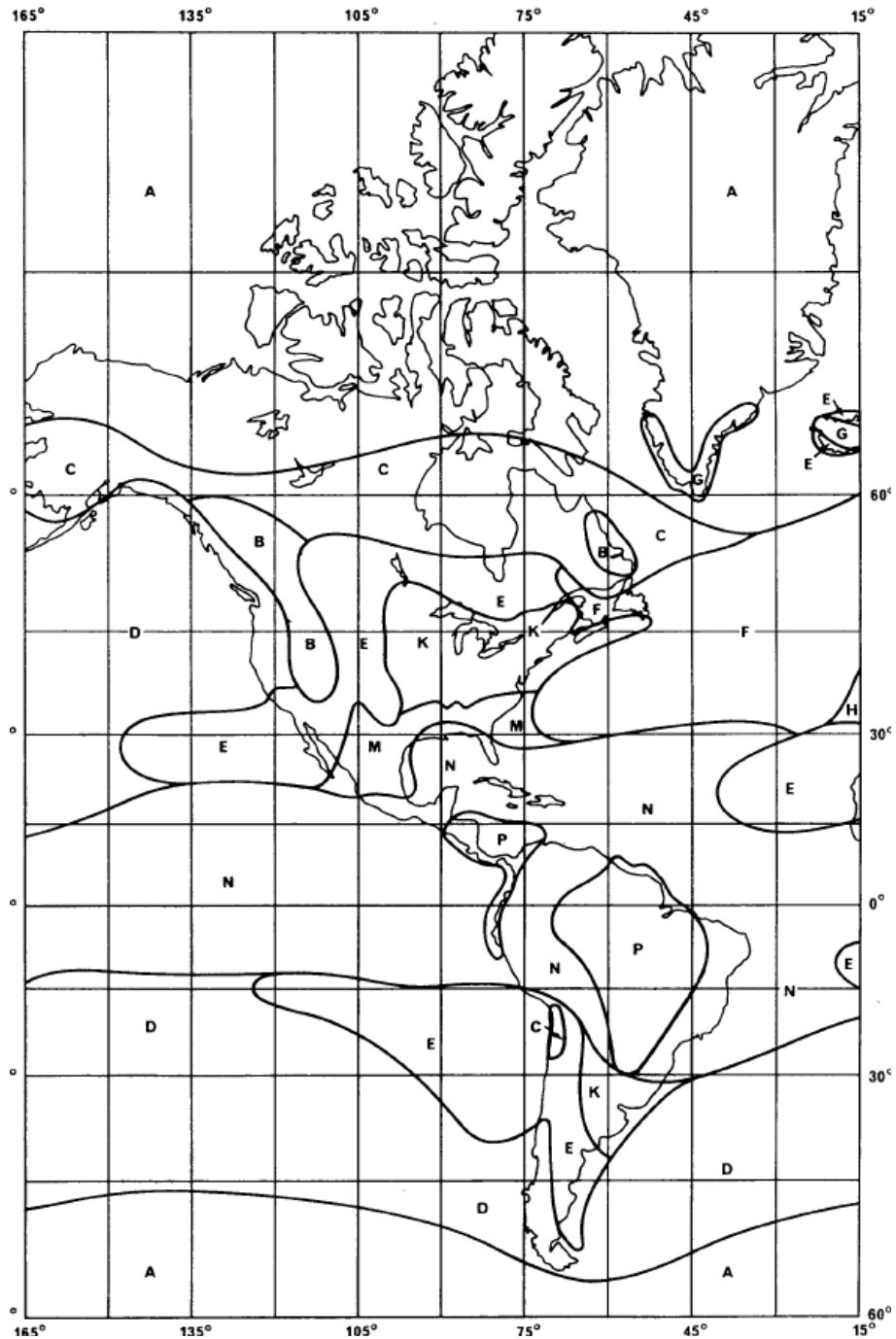


Figura C1 Curvas de zona de lluvia (América).

Anexo D

Mapas de contorno de intensidad de lluvia (ITU-R rep. 563-4 [8])

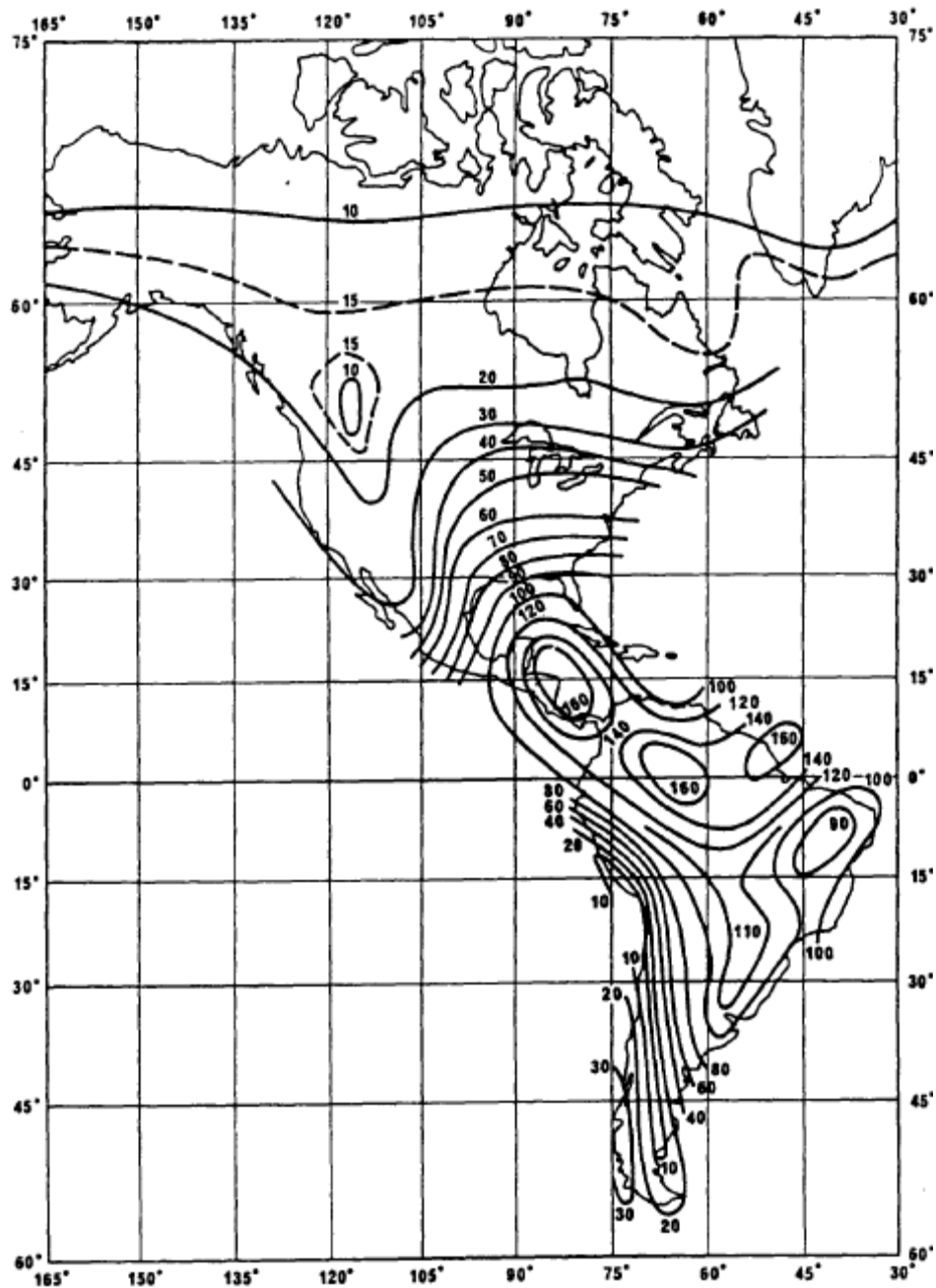


Figura D1 Contorno de intensidad de lluvia para el 0.01% del tiempo (América).

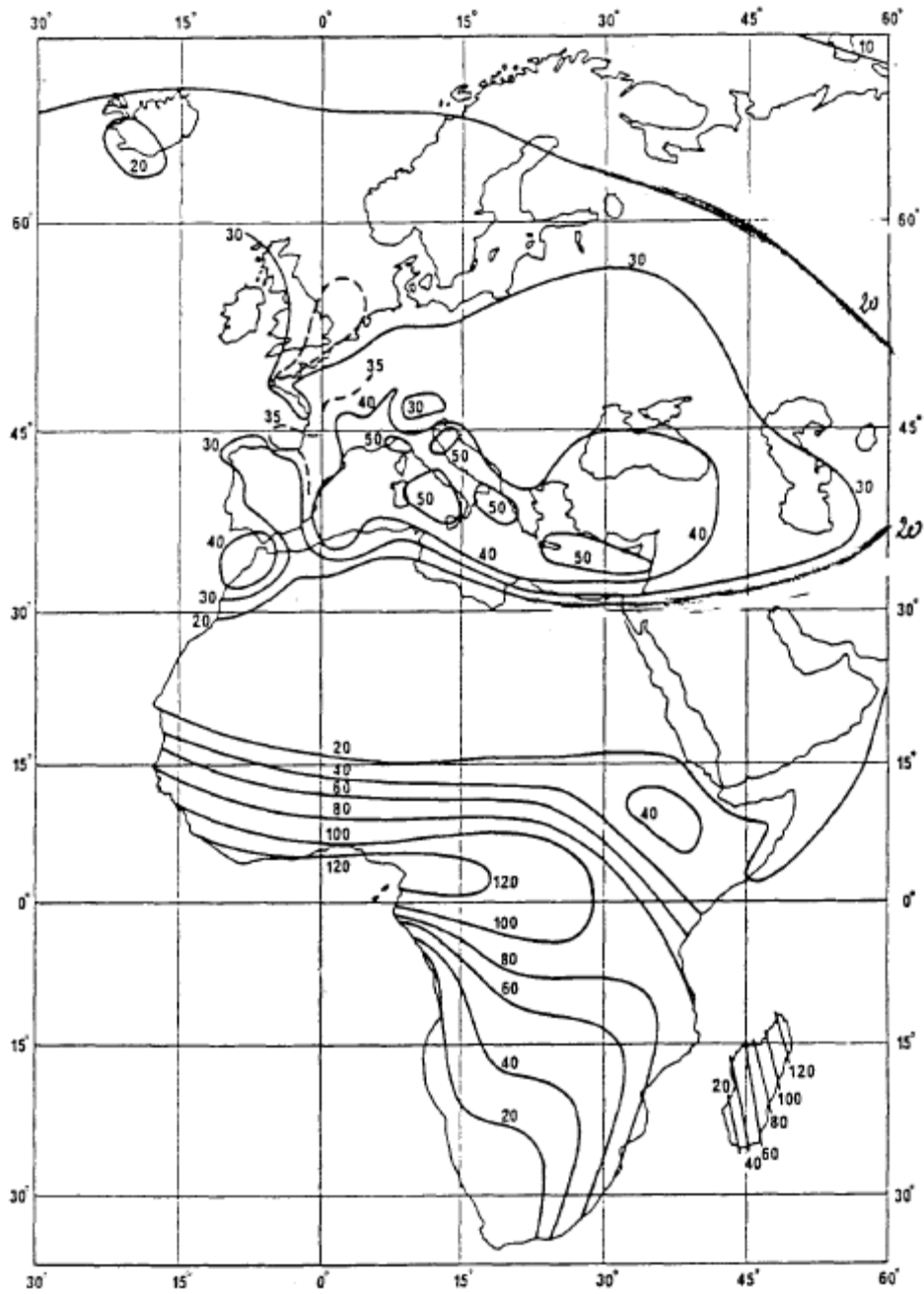


Figura D2 Contorno de intensidad de lluvia para el 0.01% del tiempo (Europa y Africa).

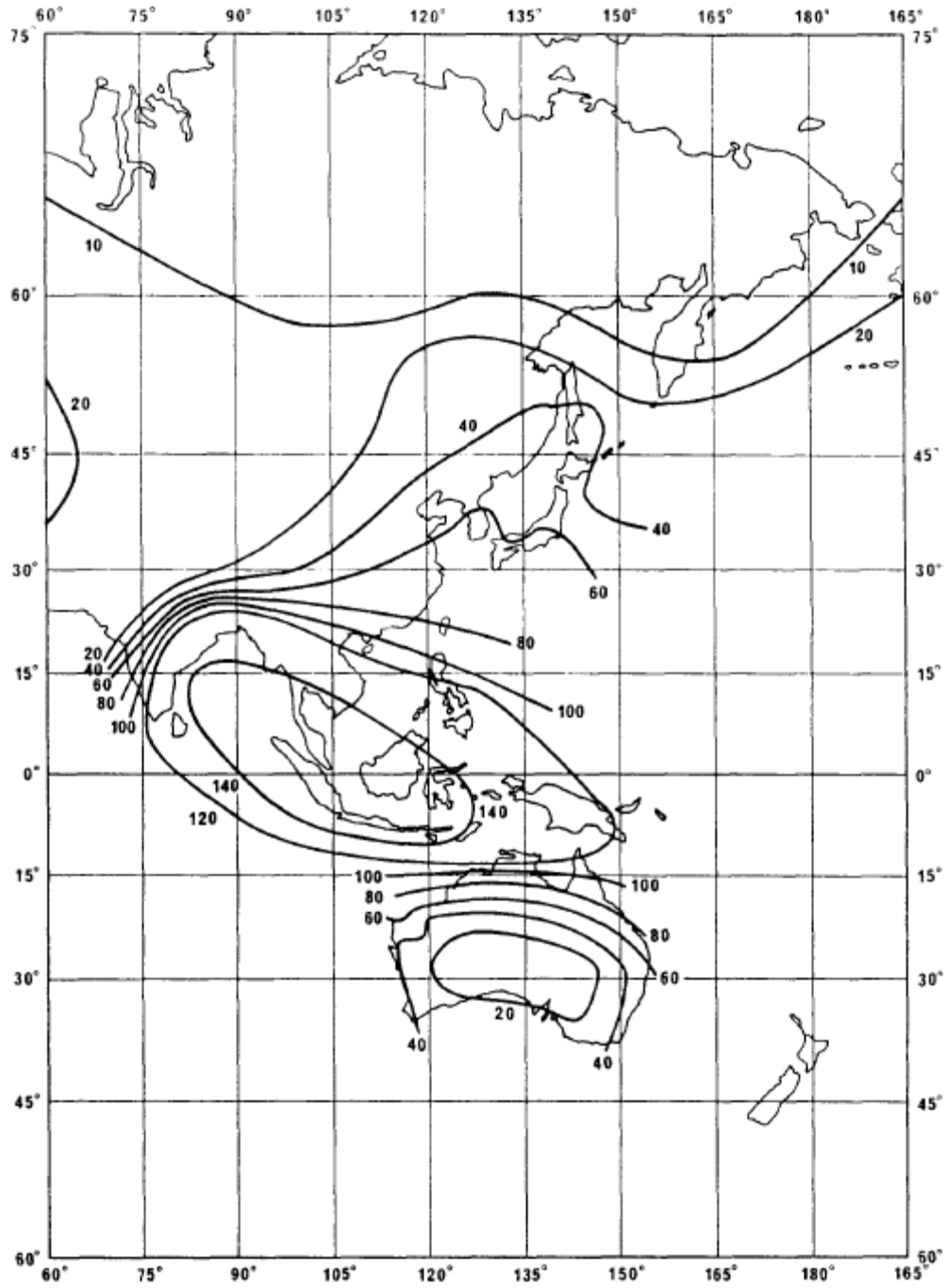


Figure D3 Contorno de intensidad de lluvia para el 0.01% del tiempo
(Lejano Oriente)

Anexo E

Mapas para ΔN y β_0 (ITU-R rec. 452-5 [27])

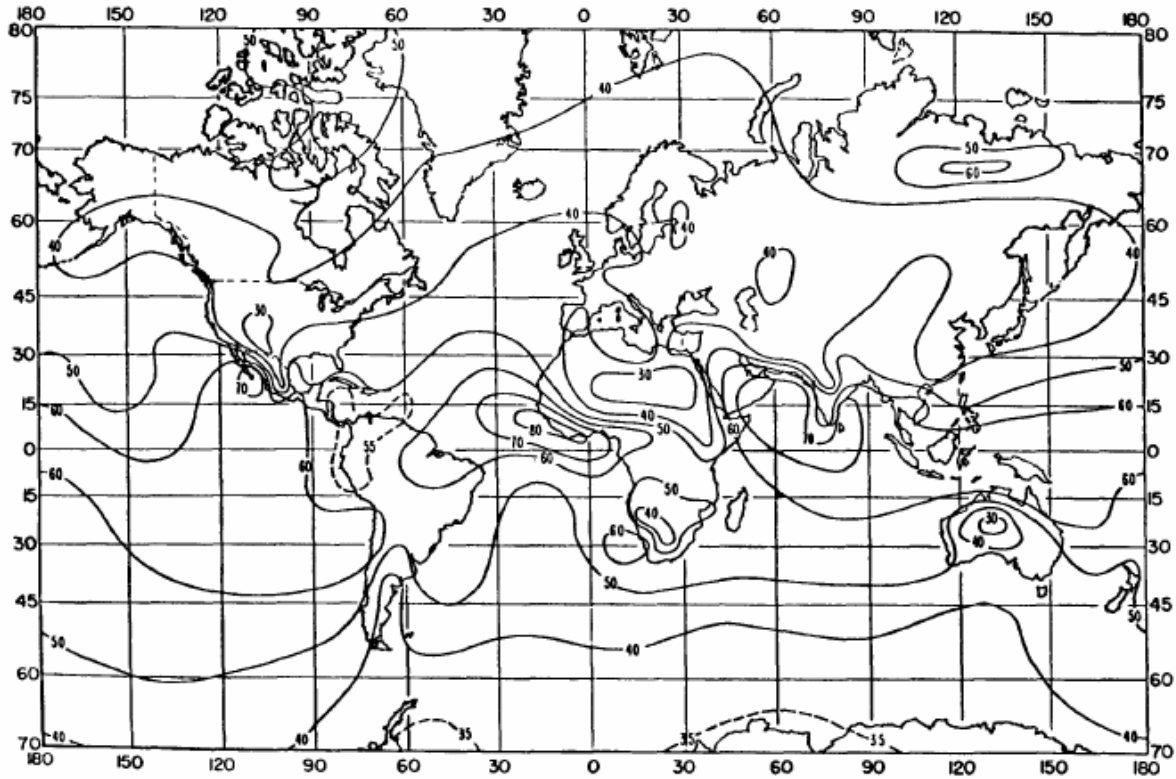


Figura E1 Valores medios anuales de ΔN

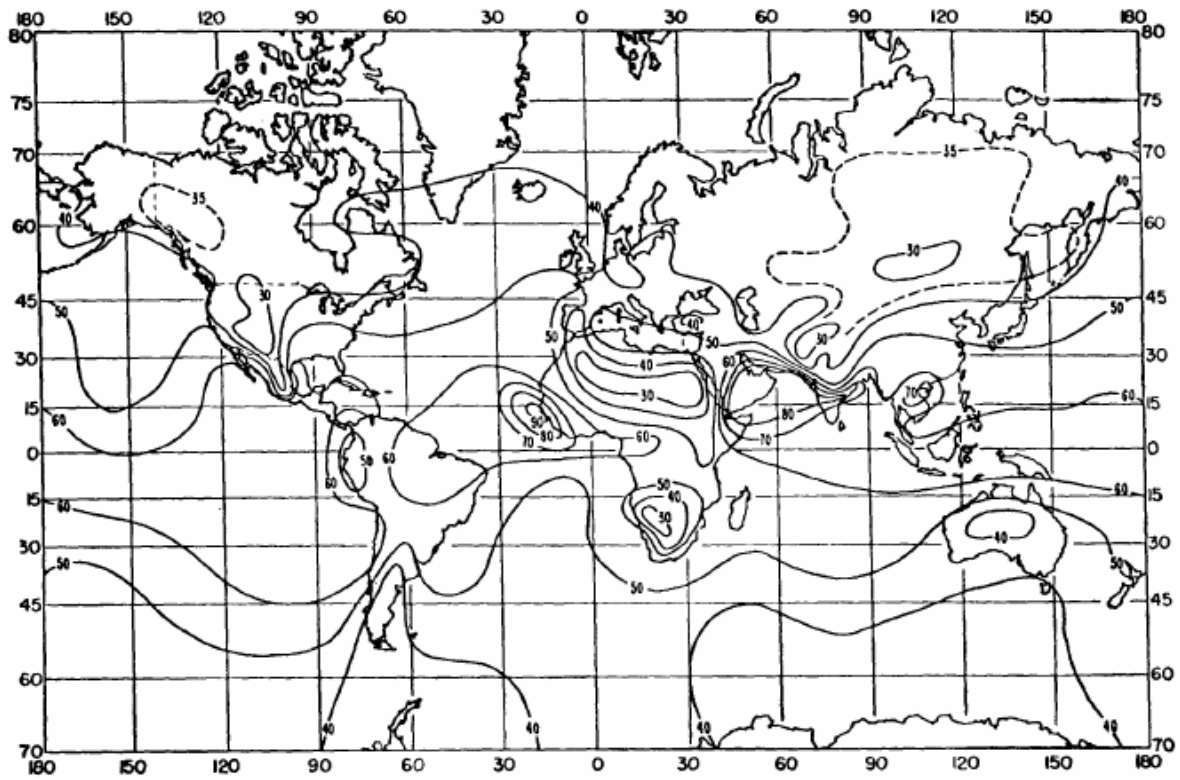


Figura E2 Valores medios mensuales máximos de ΔN (Predicción para el peor mes).

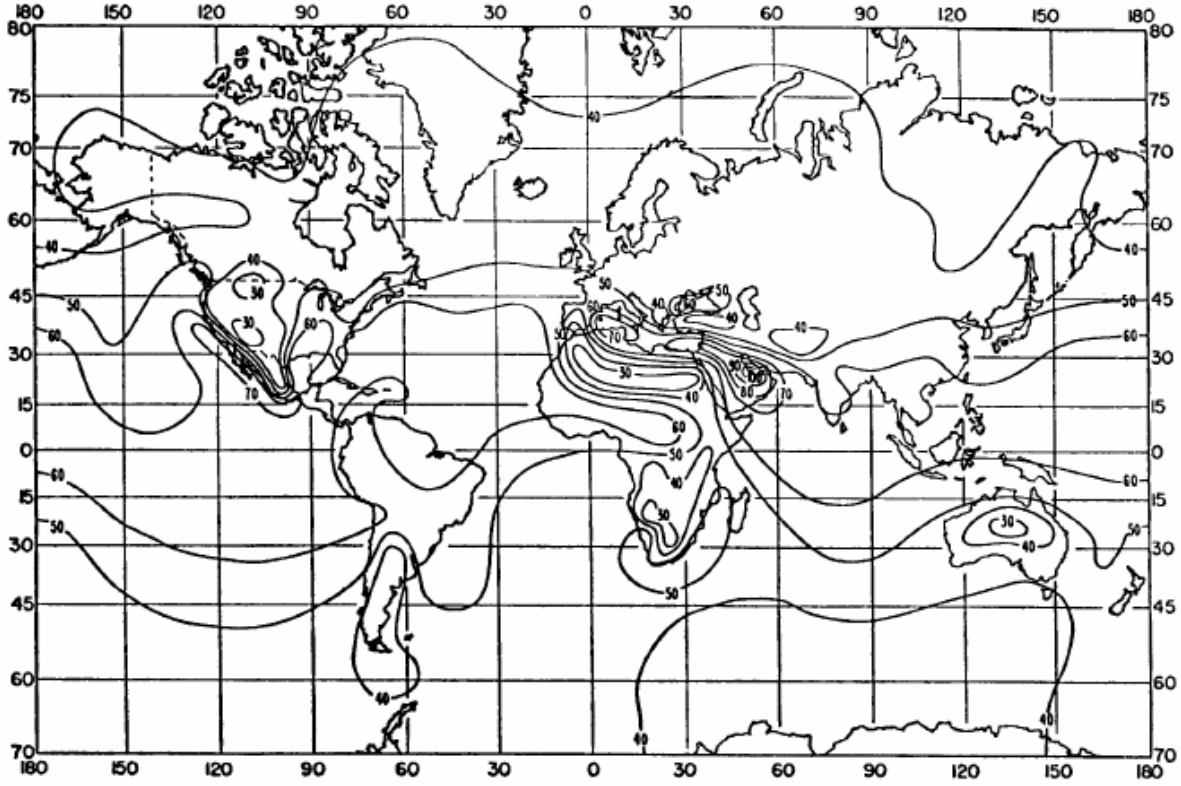


Figura E3 Valores medios anuales de β_0

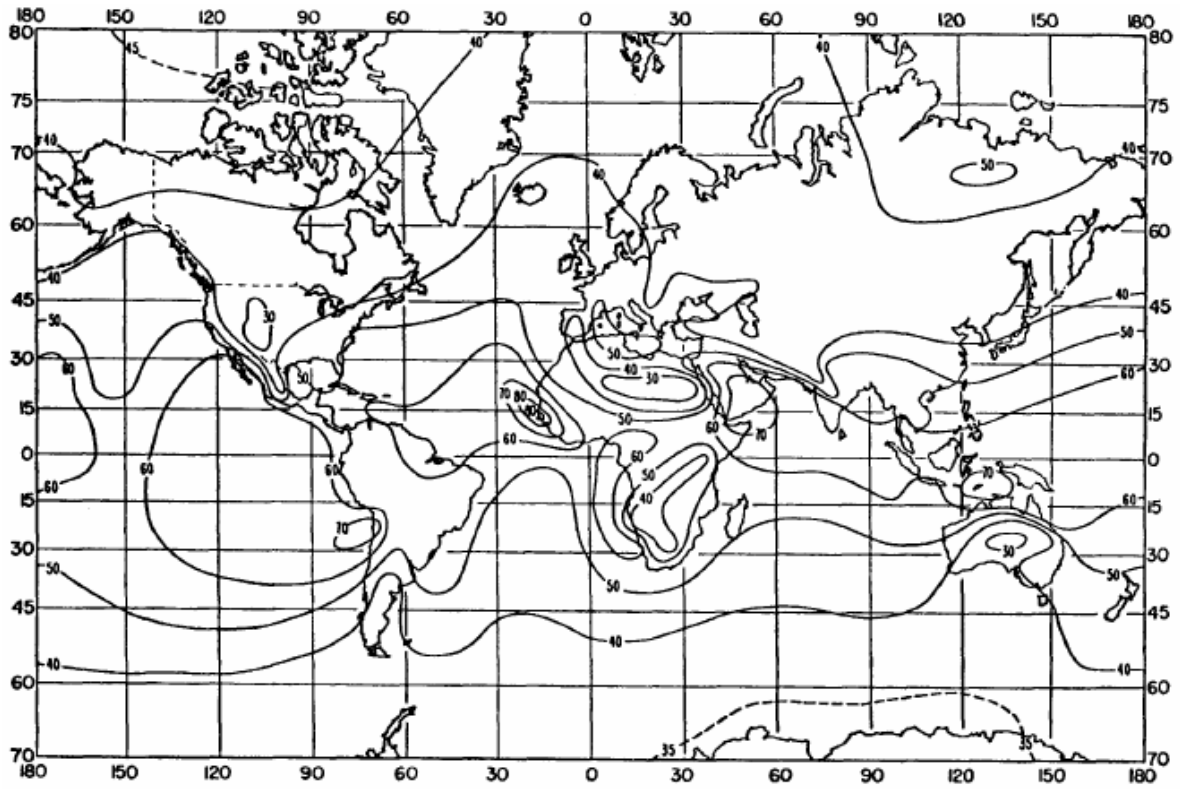


Figura E4 Valores medios mensuales máximos de β_0 (predicción para el peor mes)

Anexo F

Los cálculos de las interferencias se llevan a cabo mediante el cálculo del nivel de interferencia y mediante la determinación de la degradación del umbral del receptor (si la hubiera). Se usan las redes RE simplificadas en las figuras E1 y E2 para ilustrar el procedimiento de cálculo.

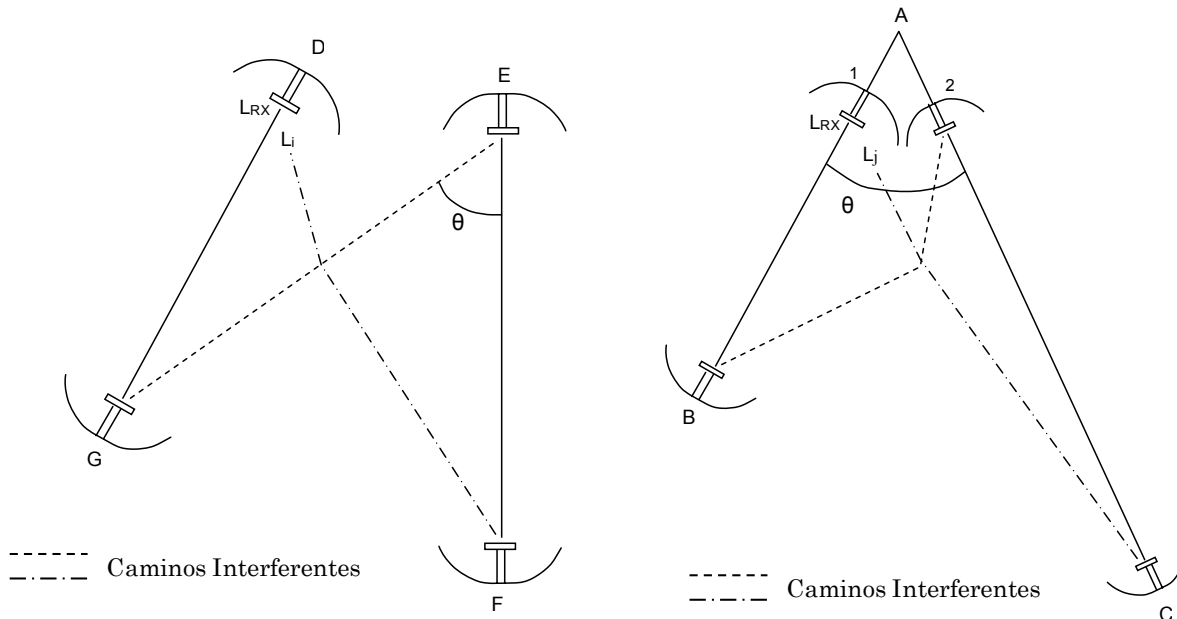


Figura F1 Red Rectangular. Fuente: Autor.

Figura F2 Red triangular. Fuente: Autor

Para ilustrar los principios de cálculo se utiliza la figura E2. Se asume que el enlace A – B es el enlace perturbado y que el enlace A - C es el enlace perturbador.

El nivel de entrada durante el tiempo libre de desvanecimiento en A1 (y en B) es L_{RX} . El nivel umbral del receptor (BER 10^{-3}) para un receptor sin perturbación es L_{Te} . La figura 81 muestra el nivel umbral del receptor en función del nivel de interferencia. Para esta radio particular $L_{Te} = -73$ dBm.

La señal interferente C -> A1 llega al receptor A1 por medio de la antena A1 con un nivel L_i . Si se ha de considerar más de una señal interferente, L_i es el nivel resultante de la combinación individual de niveles, L_i :

$$L_I = 10 \log \sum_{i=1}^n 10^{(L_{Ii} - A_j)/10}$$

L_I : nivel combinado en dBm para todas las señales interferentes.

L_{Ii} : nivel en dBm de una señal interferente individual.

A_j : atenuación por canal adyacente en dB de la señal interferente por el receptor.

Del diagrama de la figura E3, puede obtenerse el nivel umbral del receptor degradado, L_{TeI} , que corresponde a ese nivel de señal interferente.

El nivel umbral del receptor degradado es aproximado por la fórmula:

$$L_{Tel} = L_{Te} + 10 \log \left(1 + 10^{((-L_{Te} + C_R + L_I)/10)} \right)$$

C_R : Constante numérica que refleja la capacidad del receptor para soportar señales interferentes (relación S/I- normalizada).

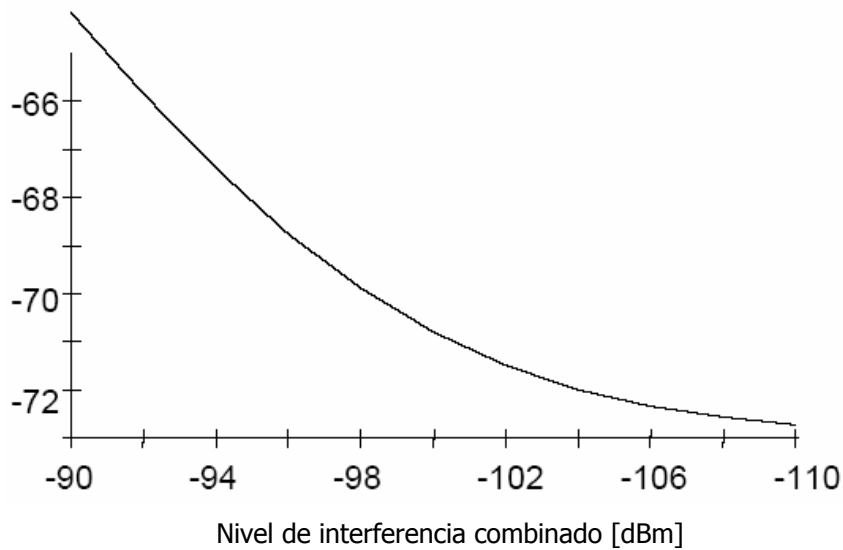


Figura F3 Umbral de recepción degradado en función del nivel de interferencia combinado

Ejemplo 2

Asúmase que el nivel de interferencia combinado es -100 dBm. Utilizando la figura E3, se puede observar que el nivel umbral degradado es -71 dBm. Que es una degradación del sistema de 2 dB. Este nuevo nivel umbral debe incluirse en los cálculos de funcionamiento del sistema. *La degradación del nivel umbral del receptor (y así el margen de desvanecimiento del sistema) por señales interferentes significa que las predicciones de disponibilidad y funcionamiento no pueden completarse hasta que haya sido investigada la degradación.*

La aproximación; comenzando por un nivel de entrada dado, tiene algunas desventajas:

Si ya existen sistemas de radioenlace en esa banda de RF y dentro de la misma área geográfica, las predicciones de disponibilidad y funcionamiento pueden ser llevadas a cabo, cuando todos los datos concernientes a los sistemas involucrados sean conocidos.

Cada nuevo RE tiene un impacto en el funcionamiento y la disponibilidad de los ya existentes. Para evitar que los nuevos RE degraden el funcionamiento y la disponibilidad de los ya existentes en sus objetivos planificados, se necesitan estrictos requerimientos de discriminación de las nuevas antenas. Para cada enlace adicional, los requerimientos serán más estrictos, o se tendrán que añadir nuevas frecuencias de radio.

Un nivel de interferencia mayor que el nivel umbral, L_{Te} , ($S/I = \infty$) puede bloquear el receptor con la señal interferente, en caso de que su propio transmisor en el extremo opuesto se estropee. Esto puede conectar a otro operador, con una conversación o flujo de datos no autorizada, y en caso de diversidad de frecuencia, impide al enlace conmutar a su canal de diversidad.

Las dos primeras desventajas pueden salvarse permitiendo, para un amplio margen de desvanecimiento, en los enlaces iniciales de la red, contemplando en sus especificaciones y disponibilidad algo de "espacio" para una futura degradación.

El bloqueo del receptor por una señal interferente puede evitarse planificando los niveles de interferencia:

$$L_{Ii} = L_{Te} [S / I = \infty]$$

Comenzando por una degradación del umbral del receptor permitida, pueden considerarse la influencia en el funcionamiento del BER y la disponibilidad, cuando se comience la planificación. Los niveles de interferencia obtenidos diferirán siempre, sin embargo, de los niveles permitidos. Los cálculos de funcionamiento y disponibilidad tienen así que ser corregidos, aplicando el deterioro obtenido para LTe .

REFERENCIAS

- 1 www.personal.us.es/murillo/docente/radio/documentos/programaRadio.pdf.
- 2 Adolf J. Giger: "Low-Angle Microwave Propagation: Physics and Modelling", Artech House 1991, ISBN 0-89006-584-5
- 3 Datos meteorológicos de radio. Informe 563-4. Informes de ITU-R., 1990. Anexa al Volumen V. Propagación en medios no ionizados. Ginebra ISBN 92-61-04211-2.
- 4 Datos de propagación y métodos de predicción requeridos para el diseño de sistemas terrestres de visibilidad directa. ITU-R Recomendación P.530-7, Ginebra 1997.
- 5 Universidad Nacional Autónoma de Honduras Tesis de Ingeniería Eléctrica de Marlon Efrain Mejia Anduray
- 6 Radiation Pattern Envelope, Brochure 06hp212A-1-f.pdf. NERA
- 7 Esta relación se sintetiza en el libro de David M. Pozar, Microwave and RF Design of Wireless Systems.
- 8 Kai Chang, RF and Microwave Wireless Systems. 2000
- 9 Dennis Roddy and John Coolen: "Electronic communications", Prentice-Hall International Editions, USA 1984, ISBN 0-13-250440-5.
- 10 Datos de propagación y métodos de predicción requeridos para el diseño de sistemas terrestres de visibilidad directa. ITU-R Recomendación P.530-7, Ginebra 1997.
- 11 Fuente: Autor
- 12 Heinz Karl: "The planning and engineering of radio-relay networks" Radiolänk - projektering - workshop 1988-09-13

- 13 Atenuación por gases atmosféricos. ITU-R Recomendación P.676-3, Ginebra 1997.
- 14 Vapor de agua: densidad superficial y contenido total columnar. ITUR Recomendación P.836-1, Ginebra 1997.
- 15 Datos de propagación y métodos de predicción requeridos en sistemas de visibilidad directa. Informe 338-6. Informes de la ITUR., 1990. Anexo al Volumen V. Propagación en medios no ionizados. Ginebra ISBN 92-61-04211-2.
- 16 Datos meteorológicos de radio. Informe 563-4. Informes de ITU-R., 1990. Anexa al Volumen V. Propagación en medios no ionizados. Ginebra ISBN 92-61-04211-2.
- 17 Efectos de la propagación sobre el diseño y operación de sistemas de visibilidad directa. Informe 784-3. Informes de ITU-R., 1990. Anexo al Volumen IX - parte 1. Servicio fijo usando sistemas de radioenlace. Ginebra ISBN 92-61-04251-1.
- 18 Equipo de radio digital NERA NL290 155Mb/s SDH. Brochure.
- 19 Equipo de radio digital NERA NL290 155Mb/s SDH. Brochure.
- 20 CCITT Rec. G.801. Modelos de transmisión digitales. CCITT Volumen III - Fascículo III.5, Ginebra 1989.
- 21 CCITT Rec. G.821. Característica de error de una conexión digital internacional que forme parte de una Red Digital de Servicios Integrados. CCITT Volumen III - Fascículo III.5, Ginebra 1989.
- 22 ITU-T Rec. G.826, " Parámetros y objetivos de las características de error para trayectos digitales internacionales de velocidad binaria constante que funcionan a la velocidad primaria o a velocidades superiores ", 08/96.
- 23 ITU-R Rec. F.557-4. Objetivo de disponibilidad de sistemas de radio enlace sobre un circuito de referencia hipotético y un enlace digital de referencia hipotético, Ginebra 1997.
- 24 ITU-R Rec. 594-4. Objetivos de error de funcionamiento de un enlace digital de referencia hipotético para sistemas de radio enlace que provean conexiones a una velocidad de bit por

debajo del ratio primario y que forman parte de una porción de alto grado de una red digital de servicios integrados, Ginebra 1997.

25 Objetivos de disponibilidad para enlaces de radio enlace digitales reales formando parte de un circuito de alto grado dentro de una red digital de servicios integrados. Recomendación 695. Recomendaciones del ITU-R. 1990, Volumen IX - parte 1. Servicios Fijos usando Sistemas de Radioenlace. Ginebra ISBN 92-61-04251-1.

26 ITU-R Rec. F.634-4: Objetivos de calidad para enlaces de radio enlace digitales reales formando parte de una porción de alto grado de una conexión digital internacional a una velocidad de bit por debajo del ratio primario dentro de una red digital de servicios integrados. Ginebra 1997.

27 CCITT Rec. I.411. ISDN Interfaces usuario-red – Configuraciones de referencia. CCITT Volumen III - Fascículo III.8, Ginebra 1989.

28 ITU-R Rec. F.696-2. Objetivos de calidad y de disponibilidad para secciones digitales de referencia hipotéticas formando parte de una porción de medio grado de una red digital de servicios integrados, a una velocidad de bit por debajo del ratio primario utilizando sistemas digitales de radio enlaces, Ginebra 1997.

29 ITU-R Informe 1052-1. Objetivos de calidad y de disponibilidad para sistemas de radio enlaces digitales utilizados en porciones de grado medio de una conexión ISDN. Informes de la ITU-R, Anexo al Volumen IX-Parte 1, Ginebra 1990.

30 ITU-R Rec. 697-2. Objetivos de calidad y disponibilidad para porciones de grado local para cada extremo de una conexión de una red digital de servicios integrados a una velocidad de bit por debajo del ratio primario utilizando sistemas digitales de radio enlace, Ginebra 1997.

31 ITU-R Informe 1053-1. Objetivos de error de funcionamiento y disponibilidad para sistemas de radio enlace digital utilizados en porciones de grado local de conexiones ISND. Informes de la ITU-R, Anexo al Volumen IX-Parte 1, Ginebra 1990.

32 ITU-T Rec. G.827, " Parámetros y objetivos de disponibilidad para elementos de trayectos digitales internacionales de velocidad binaria constante que funcionan a la velocidad primaria o a velocidades superiores ", 08/96.

33 Atenuación producida por hidrometeoros, en particular en forma de lluvia, y por otras partículas atmosféricas. Informe 721-3. Informes de la ITU-R., 1990. Anexo al Volumen V. Propagación en medios no ionizados. Ginebra ISBN 92-61-04211-2.

34 www.ideam.gov.co

35 Características de precipitación para modelado de propagación. ITUR Recomendación P.837-1, Ginebra 1994.

36 ITU-R Rec. 452-5. Procedimiento de predicción para la evaluación de interferencia de microondas entre estaciones en la superficie de la tierra a frecuencias sobre 0.7 GHz. 1992 - Recomendaciones de ITUR, Nuevas y revisadas el 8 de Marzo 1992, Ginebra 1992, ISBN 92-61-04531-6.

37 Regulaciones Radio, ITU, Ginebra 1990, ISBN 92-61-04141-8.

38 ITU-R Rec. 452-5. Procedimiento de predicción para la evaluación de interferencia de microondas entre estaciones en la superficie de la tierra a frecuencias sobre 0.7 GHz. 1992 - Recomendaciones de ITUR, Nuevas y revisadas el 8 de Marzo 1992, Ginebra 1992, ISBN 92-61-04531-6.

39 Decreto 555 del 20 de marzo de 1998, Por el cuál se adopta el cuadro nacional de atribución de frecuencias y se dictan otras disposiciones, Ministerio de Comunicaciones, Colombia.

40 ITU-R Rec. 384-5. Configuraciones de canal de radio frecuencia para medias y altas capacidades de sistemas de radio digital operando en la banda superior de 6 GHz. Recomendaciones del ITU-R, Volumen IX-Parte 1, Ginebra 1990, ISBN 92-61-04251-1.

41 Revisión de los conceptos fundamentales de probabilidad, Diagnósticos de averías en equipos eléctricos y mecánicos, Maestría en ingeniería, UNIANDES, 2004

42 <http://www.igac.gov.co/>

43 <http://www.tesamerica.com.co/andina/>

44 <http://www.nortedesantander.gov.co/>

45 <http://recursos.gabrielortiz.com/>

46 ITU-R Rec. 384-5. Configuraciones de canal de radio frecuencia para medias y altas capacidades de sistemas de radio digital operando en la banda superior de 6 GHz. Recomendaciones del ITU-R, Volumen IX-Parte 1, Ginebra 1990, ISBN 92-61-04251-1.

47 <http://www.phy6.org/stargaze/Mcelcoor.htm>

48 <http://support.microsoft.com/kb/244951/es>

49 National Aeronautics and space administration. <http://www.nasa.gov/>

50 <http://gisdata.usgs.net/Website/Seamless/viewer.php?startbottom=-85.0&starttop=85.0&startleft=-179.5&startright=179.5&limitbottom=-85.0&limittop=85.0&limitleft=-179.5&limitright=179.5>

51 <http://www.cplus.org/rmw/english1.html>

52 <http://www.globalmapper.com/>

53 <http://www.qgis.org/>

54 <http://landsat.gsfc.nasa.gov/>

55 <http://interno.ehas.org/intranet/seguimiento-de-proyectos/BID2005/Definitivos/productos-p2-y-p3/anexo-2-manual-radiomobile.pdf/view>