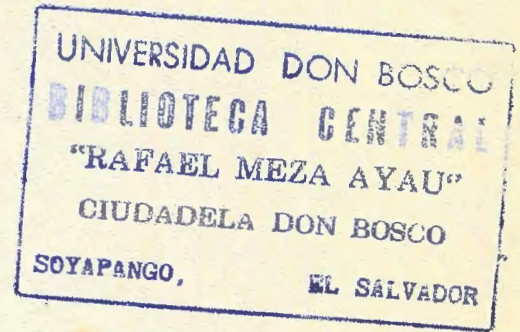


**UNIVERSIDAD DON BOSCO
FACULTAD DE INGENIERIA**



TRABAJO DE GRADUACION

**DISEÑO DE SISTEMAS DE TRANSMISION DE DATOS
INDEPENDIENTES DE LA RED DE ANTEL**

PRESENTADO POR:

**Jaime Alberto Flores Melara
María Elizabeth Rodríguez Villafañe**

PREVIA OPCION AL TITULO DE

Ingeniero en Electrónica

SEPTIEMBRE 1991

EXTRACTO

DISÑO DE SISTEMAS DE TRANSMISION DE DATOS INDEPENDIENTES DE LA RED DE ANTEL

Por

Jaime Alberto Flores Melara

María Elizabeth Rodríguez Villafañe

Los medios de transmisión de datos que ofrece ANTEL, no presentan las características de continuidad y confiabilidad ya que estos son para comunicación telefónica, por lo que es necesario la estructuración de sistemas privados que cumplan dichas características.

En este trabajo se presenta el diseño de un sistema modelo de transmisión de datos y los principios teóricos necesarios para el diseño. Primeramente se presentan las características de transmisión de los medios: par simétrico, coaxial, fibra óptica y radio frecuencia; donde pueden ser comparados. Luego se presentan diferentes técnicas de conversión A/D - D/A, multicanalización y sincronización; asimismo un resumen de los principales códigos de línea y modulación digital. Además se presentan los aspectos generales de la transmisión de datos; lo que incluye un estudio de la probabilidad de error, códigos de detectores y correctores de error, protocolos, interfaces comunmente usadas, conceptos de redes locales y la teoría de funcionamiento de puentes y enrutadores.

La investigación de equipos de comunicación existentes en el mercado internacional ha sido realizado para la selección y

comparación de las características proporcionadas por los fabricantes. Entre los equipos estudiados están: modems, multicanalizadores, puentes, convertidores, DSU, equipos de radio y de medición.

Los fundamentos teóricos y prácticos son empleados en el diseño del sistema modelo definiéndose un procedimiento particular para la realización de éste y otro general para el diseño de sistemas con características diferentes a las del sistema modelo presentado.

Para el sistema modelo se han especificado los medios de transmisión, equipos de comunicación, costo aproximado de la inversión inicial y trámites administrativos a seguir para implantar el sistema.

AUTORIDADES UNIVERSITARIAS EN FUNCIONES DE LA
UNIVERSIDAD DON BOSCO

PRESIDENTE DEL CONSEJO DIRECTIVO

REVERENDO PADRE LUIS RICARDO CHINCHILLA

RECTOR

LICENCIADO GILBERTO AGUILAR AVILES

DECANO DE LA FACULTAD DE INGENIERIA

INGENIERO ROBERTO ARMANDO CRUZ

SECRETARIO GENERAL DE LA UNIVERSIDAD DON BOSCO

DOCTOR JOSE GERARDO LIEVANO CHORRO

JURADO CALIFICADOR

CUMPLIENDO CON LOS PRECEPTOS QUE LA UNIVERSIDAD DON BOSCO ESTABLECE, SE PRESENTA A VUESTRA CONSIDERACION Y APROBACION, PREVIO A OPTAR AL TITULO DE INGENIERO EN ELECTRONICA, EL TRABAJO DE GRADUACION TITULADO:

DISEÑO DE SISTEMAS DE TRANSMISION DE DATOS
INDEPENDIENTES DE LA RED DE ANTEL

TEMA QUE FUE AUTORIZADO POR LA DIRECCION DEL INSTITUTO DE INVESTIGACION Y TRANSFERENCIA TECNOLOGICA DE LA UNIVERSIDAD DON BOSCO.

IMPRIMASE

ING. WILLIAM FLORES BLANDON
ASESOR PROPIETARIO

ING. OVIDIO HERNANDEZ
JURADO EVALUADOR

ING. JUAN CARLOS VILLALTA
JURADO EVALUADOR

INDICE

Lista de tablas.....	xi
Lista de figuras.....	xiv
Prefacio.....	xxii
Simbología.....	xxiv
Acrónimos.....	xxvi
Introducción.....	xxviii
CAPITULO I. Medios de transmisión digital.	
1.1 Líneas de transmisión y cables.....	1
1.1.1 Problemas en la transmisión.....	1
1.1.2 Recomendación M1020.....	11
1.1.3 Parámetros de las líneas de transmisión.....	12
1.2 Distribución del espectro de frecuencias.....	19
1.3 Radiofrecuencia.....	23
1.3.1 Radio enlace con línea vista.....	23
1.4 Antenas.....	46
1.4.1 El radiador isotrópico.....	46
1.4.2 Parámetros de las antenas.....	47
1.4.3 Antenas de VHF, UHF.....	51
1.4.4 Antenas para microondas.....	56
1.5 Fibra óptica.....	59
1.5.1 Naturaleza de la luz.....	59

1.5.2 Aspectos generales de las fibras ópticas.....	60
1.5.3 Ventajas con respecto a los otros medios.....	61
1.5.4 Tipos de fibras.....	63
1.5.5 Características.....	66
1.5.6 Fuentes de luz.....	71
1.5.7 Detectores de luz.....	82
CAPITULO II. Transmisión digital	
2.1 Conversión análoga/digital digital/análoga.....	91
2.1.1 Modulación por pulsos codificados (PCM).....	91
2.1.2 Modulación delta (DM).....	95
2.1.3 Modulación por pulsos codificados diferencial (DPCM).....	97
2.2 Multicanalización.....	98
2.2.1 Multicanalización por división de frecuencia (FDM).....	98
2.2.2 Multicanalización por división del tiempo (TDM).....	99
2.2.3 Diferencia entre concentración y multicanali- zación.....	110
2.3 Sincronización.....	110
2.3.1 Sincronización de portadora.....	110
2.3.2 Sincronización de bit.....	111
2.3.3 Sincronización de palabra.....	112
2.4 Códigos de línea.....	113
2.4.1 Codificación por nivel.....	114
2.4.2 Códigos sin retorno a cero (NRZ).....	114
2.4.3 Codificación bipolar AMI.....	116
2.4.4 Codificación "Binary N Zero Substitution" (BNZS)....	117

2.4.5	Código HDB-n.....	119
2.4.6	Código "Pair Select Ternary" (PST).....	120
2.4.7	Codificación ternaria.....	121
2.4.8	Bifase digital.....	122
2.4.9	Codificación diferencial.....	124
2.4.10	Código mB/nB.....	125
2.4.11	Código "Code Mark Inversion" (CMI).....	126
2.4.12	Código mEnN.....	126
2.4.13	Código de Miller.....	127
2.4.14	Ventajas de los códigos para supervisión.....	128
2.5	Modulación digital.....	129
2.5.1	Comportamiento de error.....	130
2.5.2	Modulación por variación de amplitud (ASK).....	130
2.5.3	Modulación por corrimiento de frecuencia (FSK).....	133
2.5.4	Modulación por desplazamiento de fase (PSK).....	135
2.5.5	Comparación de los sistemas de modulación binarios.....	136
2.5.6	Modulación multisimbólica.....	139
CAPITULO III. Transmisión de datos.		
3.1	Probabilidad de error.....	147
3.2	Detección y corrección de error.....	153
3.2.1	Codigos correctores de error.....	153
3.2.2	Códigos detectores de error.....	155
3.3	Protocolos.....	160
3.3.1	Elementos de un protocolo.....	160
3.3.2	Características de los protocolos.....	161
3.3.3	Funciones de los protocolos.....	162

3.3.4	Resumen de protocolos.....	167
3.3.5	Jerarquía de protocolos según sistema OSI.....	169
3.4	Interfaces DTE-DCE.....	169
3.4.1	RS-232C.....	170
3.4.2	RS-449.....	172
3.4.3	V.35.....	175
3.4.4	X.20, X.21.....	175
3.4.5	V.36.....	177
3.4.6	EIA 530.....	178
3.4.7	IEEE 488 interface programable.....	179
3.5	Conceptos de redes locales y redes conmutadas.....	181
3.5.1	Redes difundidas.....	182
3.5.2	Redes conmutadas.....	189
3.5.3	Comparación entre los métodos de conmutación.....	200
3.6	Puentes y enrutadores.....	202
3.6.1	Puentes.....	202
3.6.2	Enrutadores.....	207
CAPITULO IV. Equipos de Comunicación.		
4.1	Modems (MODulador-DEModulador).....	212
4.1.1	Diagnóstico.....	215
4.2	Multicanalizadores.....	220
4.3	Puentes.....	225
4.4	Convertidores.....	225
4.4.1	Convertidores de interface.....	225
4.4.2	Convertidores síncrono/asíncrono.....	227
4.4.3	Adaptadores de línea.....	227
4.5	DSU (Data Service Unit).....	228

4.6	Equipo de medición.....	230
4.6.1	Equipo de medición para sistemas PCM.....	230
4.6.2	Medidor selectivo de nivel.....	232
4.6.3	Equipo de prueba de audio combinado.....	232
4.6.4	Equipo de prueba de audio.....	232
4.6.5	Probador de modem y línea.....	233
4.6.6	Simulador de enlace de datos.....	233
4.6.7	Probador de enlace de datos I.....	234
4.6.8	Probador de enlace de datos II.....	234
4.6.9	Equipos para radio.....	235
4.7	Equipos de radio.....	238
CAPITULO V. Diseño del Sistema.		
5.1	Introducción.....	241
5.2	Planteamiento del sistema modelo.....	241
5.2.1	Ubicación de las sucursales.....	241
5.2.2	Especificaciones.....	242
5.2.3	Asunciones.....	243
5.3	Distribución topográfica.....	243
5.4	Justificación del medio.....	243
5.5	Topología de la red.....	245
5.6	Selección de la banda de frecuencia.....	252
5.7	Perfiles de trayectoria.....	253
5.8	Plan de frecuencia.....	270
5.9	Cálculo de la trayectoria.....	271
5.9.1	Cálculo de la atenuación en el espacio libre.....	271
5.9.2	Cálculo del margen de desvanecimiento.....	273
5.10	Determinación de equipos.....	277

5.10.1 Capacidad de los enlaces.....	284
5.10.2 Diagramas por sucursal y listado de equipos.....	287
5.10.3 Sincronización.....	301
5.10.4 Enrutamiento.....	303
5.10.5 Potencia por sucursal.....	305
5.11 Equipo de repuesto.....	307
5.12 Trámites administrativos.....	308
5.13 Costos.....	309
5.13.1 Costos por equipo.....	309
5.13.2 Costos debido a los cables.....	310
5.13.3 Costos por postes, torres y equipo de respaldo.....	312
5.13.4 Costos administrativos.....	313
5.14 Procedimiento de diseño para el sistema modelo.....	314
Sumario y conclusiones.....	318
Apéndices	
A. Efecto pelicular.....	321
B. Decibeles.....	322
Lista de referencias.....	325
Glosario.....	332

LISTA DE TABLAS

Segmentación y utilización de bandas de radio- frecuencia del espectro electromagnético.....	21
Longitud de onda para varios materiales semicon- ductores.....	72
Características típicas de las fuentes led y diodos láser.....	81
Características típicas de los fotodetectores de unión.....	89
Especificaciones para el sistema TDM/PCM recomen- dado por el CCITT.....	108
Especificaciones para el sistema TDM/PCM propuesto por AT&T.....	109
Algoritmo para código B3ZS.....	118
Algoritmo para código B6ZS.....	119
Algoritmo de código HDB-3.....	120
Código PST.....	121
Algoritmo para código 4B3T.....	122
Comparación entre los pines de las interfaces RS-232C, RS-449 y V.35.....	176
Clases de redes locales.....	188
Niveles del modelo OSI.....	190
Comparación entre los métodos de conmutación.....	203

Comparación de modems comerciales.....	218
Multicanalizadores.....	222
Equipos DSU.....	229
Equipos de radio.....	240
Distancia de radio enlace.....	252
Enlace OC-BOQ.....	254
Enlace CLH-S1.....	256
Enlace CLH-S3.....	258
Enlace S3-BOQ.....	260
Enlace CLH-S5.....	262
Enlace S5-OC.....	264
Enlace S9-BOQ.....	266
Enlace S10-BOQ.....	268
Altura de torres.....	270
Distribución de frecuencia.....	271
Atenuación por efectos atmosféricos.....	273
Atenuación por espacio libre.....	273
Margen de desvanecimiento.....	275
Especificaciones de las antenas.....	276
Distancias de enlaces por cable multipar.....	277
Canales por sucursal.....	284
Canales por enlace (condición normal).....	285
Canales por enlaces principales (condición crítica).....	286
Equipo de sucursales 2 y 8.....	287
Equipo de sucursales 4, 6 y 7.....	288
Equipo de sucursal 1.....	289
Equipo de sucursal 3.....	291

Equipo de sucursal 5.....	292
Equipo de sucursal 9.....	292
Equipo de sucursal 10.....	293
Equipo de condominio Los Héroes.....	294
Equipo en BCR.....	295
Equipo por Boquerón.....	295
Equipo por oficina central.....	297
Equipo en Los Angeles.....	298
Equipo en cajeros.....	298
Resumen de equipos.....	299
Especificaciones de multicanalizadores.....	300
Especificaciones de modem.....	300
Especificaciones de radios.....	300
Especificaciones de antenas.....	301
Especificaciones de otros equipos.....	301
Requerimientos de potencia.....	306
Definición de equipo de repuesto.....	307
Costo por equipo.....	310
Costo por cables.....	311
Costo por torres.....	312

LISTA DE FIGURAS

Tipos de línea.....	1
Par simétrico retorcido.....	2
Corte de un cable coaxial.....	3
Tipos de diafonía.....	4
Atenuación típica característica.....	6
Interferencia entre símbolos en la transmisión digital....	7
Tipos de circuitos de transmisión.....	8
Impulso de ruido.....	9
Golpes de ganancia.....	10
Caídas.....	11
Distribución de las constantes primarias de una línea de transmisión.....	13
Cable simétrico.....	14
Cable coaxial.....	15
Comportamiento de la impedancia característica.....	17
Comportamiento en frecuencia de las componentes de la constante de propagación.....	18
Espectro electromagnético.....	20
Configuración de radio enlace con línea vista.....	24
Atenuación debida a la lluvia, neblina, oxígeno y vapor de agua para una trayectoria de microondas.....	26
Geometría de propagación.....	27

Cambio de fase.....	29
Refracción estándar.....	31
Tipos de propagación anormal.....	32
Absorción por el vapor de agua y oxígeno.....	34
Valores calculados para atenuación por lluvia.....	34
Zonas de Fresnel para $f = 8$ GHz trayectoria de línea vista de 40 Km.....	34
Atenuación contra espacio libre de ruta.....	37
Perfil de ruta de línea vista graficada en papel lineal...	39
Arreglo de canales.....	40
Interferencia interna.....	42
Interferencia de radiofrecuencia.....	43
Modelo de dos rayos de propagación multitrayectoria.....	44
Patrón de radiación del radiador isotrópico.....	46
Función ganancia $G(\theta, \phi)$	50
Antena Yagi-Uda.....	52
Antena logarítmica periódica.....	53
Antena helicoidal.....	54
Antena omnidireccional discono.....	55
Dipolos en poste.....	56
Tipos de bocinas.....	57
Radiación interceptada por el reflector.....	59
Construcción de una fibra óptica.....	60
Elementos de la transmisión óptica.....	61
Comportamiento de las fibras.....	64
Fibra con índice gradual de refracción.....	66
Espectro de atenuación de la fibra óptica.....	68

Distancias entre amplificadores posibles y tasas de bit en sistemas de transmisión por fibra.....	71
Diodo emisor de luz.....	72
Relación corriente-potencia para un LED.....	72
Modulación digital de un LED.....	73
Modulación analógica de un LED.....	74
Relación tiempo de subida ancho de banda.....	74
Tiempo de subida de una fuente óptica.....	75
Patrón Lambertiano de radiación.....	75
Radiación asimétrica de un emisor de ranura.....	77
Relación corriente-potencia del diodo láser.....	77
Característica típica de voltaje-corriente para un diodo láser.....	78
Modulación digital de un diodo láser.....	79
Modulación analógica de un diodo láser.....	79
Circuito con diodo láser.....	80
Patrón de radiación para un diodo láser.....	81
Curvas de respuesta.....	83
Diodo PN.....	83
Diodo polarizado en reversa.....	84
Fotodiodo PIN.....	85
Circuito de receptor PIN.....	86
Función de transferencia para $\epsilon = 0.5$ A/W.....	86
Circuito equivalente de un fotodiodo PIN.....	87
Fotodiodo de avalancha.....	89
Componentes de un sistema óptico.....	90
Diagrama a bloque del sistema PCM.....	92

Proceso de cuantificación-codificación.....	94
Efecto de la codificación no lineal.....	95
Modulación delta.....	96
Diagrama funcional a bloques de DPCM.....	98
Modulación por división de frecuencia (FDM).....	99
Sistema de multicanalización por división del tiempo (TDM).....	101
Multicanalización por división de tiempo síncrono.....	102
Comparación entre TDM síncrono y TDM estadístico para un mismo número de DTE.....	105
Jerarquía TDM/PCM.....	107
Diagrama a bloques de un sistema auto-sincronizado.....	112
Códigos de línea.....	114
Código NRZ.....	115
Codificación bipolar AMI.....	117
Códigos bifásicos.....	123
Codificación diferencial.....	125
Código mB/nB.....	126
Código CMI.....	126
Codificación 5B34.....	127
Código Miller.....	128
Espectro de energía para códigos NRZ, bipolar, bifase y Miller.....	129
Señal de modulación por encendido y apagado (OOK).....	131
Espectro de amplitud de la onda modulada en amplitud.....	132
Onda de FSK.....	133
Señal periódica FSK.....	134

Señal de PSK.....	136
Métodos de detección.....	137
Comportamiento de error de los sistemas binarios de modulación.....	139
Comportamiento de error.....	141
PSK multisimbólica.....	142
Comparación de PSK y QAM.....	144
Relación de las señales I y Q en QPSK y OQPSK.....	145
Esquema de un sistema de transmisión.....	147
Influencia del ruido en la transmisión digital.....	148
Comportamiento de la probabilidad de error respecto a la relación S/N.....	149
Funciones de error para los códigos de línea polar, unipolar y bipolar.....	154
Bloque de información.....	157
Ejemplo para obtención de BCC.....	157
Segmentación y reensamble.....	163
Encapsulamiento.....	164
Fases de la transferencia de datos de conexión orientada..	165
Jerarquía de protocolos según sistema OSI.....	169
Distribución de pines para el conector RS-232C.....	171
Algunos circuitos principales de la interface RS-232C.....	172
Distribución de pines para el conector RS-449.....	173
Distribución de pines para la interface V.35.....	175
Señales de línea para X.21.....	177
Distribución de pines para conector EIA 530.....	178
Distribución de pines para conector IEEE-488.....	180

Conexión por medio de una red de comunicación.....	182
Redes de comunicación difundidas.....	184
Topología en estrella.....	185
Topología en anillo.....	185
Topología de redes locales.....	186
Modelo OSI de interconexión de red.....	189
Red conmutada general.....	190
Conmutación de circuitos.....	192
Conmutación de paquetes para dos usuarios.....	193
Conmutación de paquetes para cuatro usuarios.....	194
Circuito virtual.....	196
Datagramas.....	198
Conmutación de mensajes.....	199
Comportamiento en el tiempo de los métodos de conmutación.....	201
Proceso de filtrado y transmisión del puente.....	206
Redes locales interconectadas por enrutadores.....	208
Transmisión de datos a través de modems.....	212
Modos de operación de los modems.....	213
Tipos de redes.....	214
Definición de los bucles de prueba.....	215
Simulador de enlace de datos.....	234
Probador de enlace de datos I.....	234
Probador de enlace de datos II.....	235
Localización de las sucursales.....	244
Topología de red centralizada.....	248
Topología de red descentralizada.....	249

Topología de red descentralizada con punto intermedio en enlace S3-S5.....	250
Topología de red final.....	251
Perfil de trayectoria de enlace OC-BOQ.....	255
Perfil de trayectoria de enlace CLH-S1.....	257
Perfil de trayectoria de enlace CLH-S3.....	259
Perfil de trayectoria de enlace S3-BOQ.....	261
Perfil de trayectoria de enlace S5-CLH.....	263
Perfil de trayectoria de enlace S5-OC.....	265
Perfil de trayectoria de enlace S9-BOQ.....	267
Perfil de trayectoria de enlace S10-BOQ.....	269
Plan de frecuencia.....	272
Diagrama lógico de PBX.....	279
Conexión de PBX.....	280
Diagrama terminal-distancia por sucursal.....	281
Conexión de terminales y cajeros.....	282
Diagrama de LAN.....	283
Diagrama de sucursales S2 y S8.....	287
Diagrama de sucursales S4, S6 y S7.....	288
Diagrama de sucursal S1.....	289
Diagrama de sucursal S3.....	290
Diagrama de sucursal S5.....	291
Diagrama de sucursal S9.....	292
Diagrama de sucursal S10.....	293
Diagrama en condominio Los Héroes.....	294
Diagrama de equipo en BCR.....	294
Diagrama de equipo en Boquerón.....	295

Diagrama de equipo en oficina central.....296
Diagrama de equipo enlace con USA.....297
Diagrama equipo en cajero C1 y C3.....298
Espiras de flujo magnético en un conductor.....321

PREFACIO

El objeto de este trabajo de graduación, es presentar una alternativa para la comunicación de datos, realizando el diseño de un sistema modelo de transmisión de datos independiente de la red de ANTEL, el cual proporciona mayor confiabilidad y continuidad en la transmisión de datos de lo que actualmente proporciona la red de ANTEL. El modelo puede ser utilizado para el diseño de sistemas similares o diferentes ya que se presenta el procedimiento seguido para el diseño de éste y un procedimiento general para el diseño de cualquier sistema de transmisión de datos.

Se presenta la teoría básica sobre los medios de transmisión para señales digitales, transmisión digital y datos, por lo que se puede tener un mayor conocimiento sobre comunicaciones digitales, además un estudio de comparación de los equipos de comunicación existentes en el mercado internacional y un diseño del sistema de transmisión de una empresa modelo.

En el desarrollo de esta tesis, muchas personas colaboraron en forma desinteresada para llegar al término de ésta. Deseamos hacer un reconocimiento especial a nuestro asesor Ing. William Flores por su dedicación e interés, además por proporcionarnos sus conocimientos y textos para la realización de esta tesis; agradecemos al Ing. Jorge Guardado por proporcionarnos

información sobre los nuevos proyectos de ANTEL, al Ing Ovidio Hernández por darnos un voto de confianza al prestarnos sus apreciados libros y a todas las personas que de una u otra forma nos guiaron y facilitaron la información necesaria; a nuestros catedráticos y en especial a nuestros amigos que siempre estuvieron con nosotros brindándonos su ayuda. A todos ustedes: ¡Muchas gracias!.

SIMBOLOGIA

- B : Ancho de banda de banda base.
- B : Ancho de banda de transmisión.
- C : Capacitancia (Faradios).
- c : Velocidad de la luz en el vacío (3×10^8).
- Cd : Capacitancia de la unión.
- f : Frecuencia.
- fs : Frecuencia de muestreo.
- G : (1) Ganancia de antena. (2) Pérdidas dieléctricas del medio aislante. (3) Conductancia (\mathcal{U}).
- Gm : Ganancia máxima de antena.
- Iu : Corriente de umbral (Amperios).
- K : Razón entre el radio efectivo y el radio verdadero de la tierra.
- L : Inductancia (Henrios).
- m : Índice de modulación.
- n : Índice de refracción.
- N : Refractividad de radio.
- n(r) : Índice variación del índice de refracción a lo largo del núcleo.
- P(e) : Probabilidad de error.
- P(L) : Potencia luminica.
- P(o) : Potencia luminica acoplada.

- r : Rayo directo.
 R : (1) Resistencia o imperfección del conductor (Ω).
 (2) Coeficiente de reflexión.
 r_i : Rayo incidente.
 r_n : Radio de la n-ésima zona de Fresnel.
 R_x : Receptor.
 t_t : Tiempo de transición.
 T_x : Transmisor.
 Z_0 : Impedancia característica (Ω).
 μ : Permeabilidad del medio (H/m).
 μ_0 : Permeabilidad del vacío (1.257×10^{-8} H/cm).
 μ_r : Permeabilidad relativa.
 ϵ : permitividad del medio.
 ϵ_0 : Constante dieléctrica del vacío (0.0886×10^{-8} F/cm).
 ϵ_r : permitividad relativa.
 α : (1) Constante de atenuación (Np/m). (2) Angulo de divergencia.
 β : Constante de fase (rad/m).
 φ : Cambio en amplitud de la señal reflejada.
 ϕ : Desplazamiento de fase de la señal reflejada.
 λ : Longitud de onda.
 ψ : angulo de incidencia.
 δ : Diferencia de trayectoria.
 τ : Cambio de fase de la señal reflejada.
 Δf : Desviación de frecuencia.

ACRONIMOS

- AMI : Alternate mark inversion.
- ASK : Modulaci3n por variaci3n de amplitud.
- AT&T : American Telephone and Telegraph Company.
- BCC : Caracter de verificaci3n de bloque.
- BCR : Banco central de reserva.
- BER : Bit error rate (raz3n de error de bits).
- BLE : Bloque libre de error.
- BNZS : Binary N zero substitution.
- CCITT: Comit3 consultivo internacional para la telegraf3a y la telefon3a.
- CMI : Code mark inversion.
- CRT : Tubode rayos cat3dicos.
- DCE : Equipo de comunicaci3nde datos.
- DM : Modulaci3n delta.
- DPCM : Modulaci3n por pulsos codificados diferencial.
- DSE : Dispositivo de intercambio de datos.
- DSU : Data service unit.
- DTE : Equipo terminal de datos.
- EFS : Error free second (segundos libres de error).
- FDM : Multicanalizaci3n por divisi3n de frecuencia.
- FPB : Filtro pasa bajo.
- FSK : Modulaci3n por desplazamiento de frecuencia.

HDB-n: Codificación bipolar de alta densidad.
HSLN : Red local de alta densidad.
IBS : Intelsat business service.
ISO : Organización internacional de normas.
LAN : Red de área local.
LD : Diodo láser.
LED : Diodo emisor de luz.
LOS : Línea vista (Line of sight).
LRC : Verificación de redundancia longitudinal.
MAC : Medio de acceso.
MFSK : Modulación por desplazamiento de frecuencia
multisimbólica.
MPSK : Modulación por desplazamiento de fase multisimbólica.
NRZ : Non return to zero.
OOK : Modulación por encendido y apagado.
OSI : Sistemas abiertos de interconexión.
PAM : Modulación por amplitud de pulsos.
PBX : Central digital privada.
PCM : Modulación por pulsos codificados.
PES : Probabilidad de errores de símbolo.
PSK : Modulación por desplazamiento de fase.
PST : Pair select ternary.
QAM : Modulación de amplitud en cuadratura.
QPSK : Modulación por desplazamiento de fase en cuadratura.
RZ : Return to zero.
STDM : Multicanalización por división del tiempo estadístico.
TDM : Multicanalización por división del tiempo.

INTRODUCCION

Originalmente las computadoras y los equipos terminales estaban en el mismo lugar y todos los intercambios de información se realizaban con facilidad mediante conexión directa usando señales digitales. Luego surgió la necesidad de tener equipos terminales en diferentes lugares y comunicarse entre ellos a la computadora central distante; por ejemplo en los bancos donde existen muchas terminales en las sucursales y el computador principal se encuentra en la oficina central.

Cuando fue posible comunicar las computadoras y transmitir información desde localidades remotas, las computadoras lograron descubrir su potencial de permitir procesos concurrentes desde puntos remotos mediante el uso de líneas telefónicas, y posteriormente otros medios como radiofrecuencia y fibra óptica. Actualmente miles de computadoras se comunican entre si formando grandes redes de datos.

En estos casos las distancias son consideradas, intercambios de información ya no se pueden realizar tan fácilmente como en el caso en el que el conmutador y las terminales están juntos.

En El Salvador la comunicación entre computadoras se da a bajas velocidades (menores de 1200 bps), debido a que las condiciones del medio de transmisión no son favorables.

En nuestro país la institución que se encarga de regular las comunicaciones es ANTEL, la cual ha sido creada inicialmente para la comunicación telefónica, por lo que sus líneas no están diseñadas para la transmisión de datos y presentan los

siguientes problemas:

- a) Ancho de banda limitado al canal de voz, (300 a 3400 Hz).
- b) Bajas velocidades de transmisión, menores a 9600 bps, típicamente 9600 bps.
- c) Degradación del cable.
- d) Fallas frecuentes en época de invierno por humedad, diafonía y ruido; provocados por la conductividad del agua penetrada a los cables y conductores.
- e) Poca disponibilidad de líneas ya que los cables se encuentran saturados.
- f) Cambio de calibre en conductores a través de la trayectoria, lo cual cambia las características de las líneas y producen desacople.

Debido a que ANTEL es una institución gubernamental, existen problemas de índole administrativo y operativo que agravan las fallas de las líneas, entre los que se pueden mencionar:

- a) Personal contratado algunas veces no por su capacidad sino por influencias, además poco entrenamiento a personas que trabajan directamente en el área de transmisión de datos.
- b) Poca motivación a sus empleados lo que conlleva a la realización de un trabajo sin interés.
- c) El mantenimiento preventivo a la planta externa no se lleva a cabo adecuadamente.
- d) El mantenimiento correctivo no es ejecutado inmediatamente debido al poco personal disponible y a la burocracia administrativa.
- e) No posee todo el equipo de mediciones necesario para

identificar, localizar y reparar rápidamente la falla.

Por último, la ejecución de proyectos, depende de los objetivos de la administración en turno, lo que provoca cierta incertidumbre en el avance tecnológico de la red.

Existe actualmente un incremento en el tráfico de información en bancos, asociaciones de ahorro y préstamo, empresas privadas y del estado, lo que demanda mayor velocidad de transmisión que sólo puede ser suplida por medio de nuevas alternativas que mejoren las redes existentes o bien que las hagan totalmente nuevas. Debido a esta demanda, han surgido empresas privadas dedicadas a la transmisión de datos. Esto ha sido posible porque ANTEL con su nueva política ha liberalizado los siguientes servicios: Sistema IBS para transmisión de datos y voz codificada, Telefonía móvil celular y Sistema de radiobúsqueda.

Fuera del servicio tradicional de voz, los servicios de datos, video, procesamiento de datos, video difundido, facsímil, video interactivo, teletex, videotex y correo electrónico, los cuales son adecuadamente transportados con transmisiones digitales. Algunos de estos servicios están siendo provistos por medio de transmisión analógica.

En el diseño de sistemas de transmisión de datos en primer lugar se deben tomar en cuenta las características de los diferentes medios de transmisión para determinar cual es el medio óptimo para cada situación, también los elementos y formas de transmisión digital (conversión análoga-digital, multicanalización, modulación digital, etc) y los aspectos generales de la transmisión de datos (probabilidad de error,

protocolo, interfaces, conceptos de redes, etc.). Luego es necesario hacer una comparación de equipo de comunicación existente (modems, puentes, DSU, etc.) para escoger los que cumplan con las necesidades de la red.

Se deben establecer todas las características que poseerá el sistema tales como: velocidad de transmisión, cantidad y tipo de equipo a comunicar, lugares principales, ubicación topográfica, servicios a integrar, etc.

En este trabajo el lector puede encontrar los aspectos teóricos y prácticos para el diseño de transmisión de datos independientes de la red de ANTEL.

CAPITULO I

MEDIOS DE TRANSMISION DIGITAL

1.1 Líneas de Transmisión y Cables.

Las líneas de transmisión pueden ser balanceadas o desbalanceadas con respecto a tierra. Los dos tipos básicos de líneas usadas para transmisión digital son las líneas simétricas, las cuales operan usualmente en el modo balanceado (Figura 1-1a), y la línea coaxial la cual siempre opera en el modo desbalanceado (Figura 1-1b).

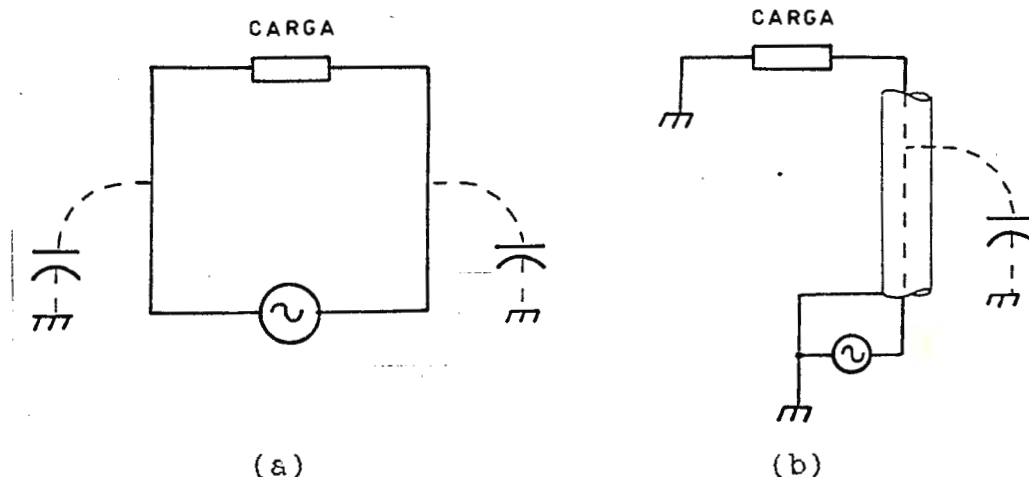


Figura 1-1.

Tipos de línea. (a) Línea simétrica balanceada. (b) Línea coaxial desbalanceada.

Los pares simétricos son hasta la actualidad, el medio de transmisión más común y con más años de utilización. El par simétrico consiste en dos alambres de cobre aislados con un diámetro típico entre 0.6 y 1 mm, que se encuentran retorcidos mutuamente a lo largo de su longitud (Figura 1-2). Esta forma

mutuamente a lo largo de su longitud (Figura 1-2). Esta forma retorcida es utilizada para disminuir la interferencia eléctrica entre otros pares cercanos. El blindaje de pares se usa además para proteger la señal contra esta interferencia, tanto para pares individuales como grupo de pares, separando la transmisión de la recepción.

Para la transmisión de datos se deben tomar en cuenta ciertas características de las líneas de transmisión que son descritos en la sección 1.1.1.

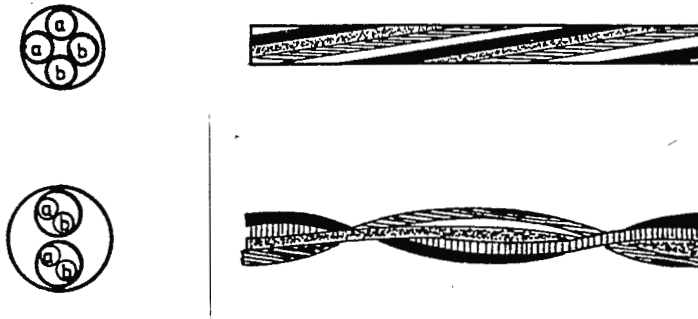


Figura 1-2.

Par simétrico retorcido.

Una línea coaxial (conocido también como par coaxial o simplemente como tubo) consiste básicamente de un conductor de cobre como núcleo, cubierto por un conductor externo hueco sólido o en forma de malla. Entre ambos conductores se encuentra un material aislante con una constante dieléctrica lo más baja posible, y todo este conjunto cubierto con una protección plástica [44]. En la Figura 1-3 se muestra un corte de un cable coaxial, donde se pueden apreciar cada una de las partes que lo conforman.

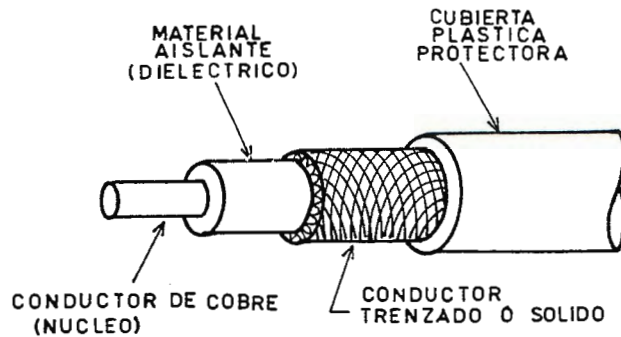


Figura 1-3.

Corte de un cable coaxial.

1.1.1 Problemas en la Transmisión.

Algunas líneas de transmisión presentan condiciones adversas a la transmisión, produciendo errores en la transmisión de datos; de los que se pueden mencionar los siguientes:

1.1.1.1 Diafonía.

La diafonía ("Crosstalk") se define como el acoplamiento de energía de un circuito a otro, resultando una forma de interferencia; puede ser de dos tipos:

a) Diafonía en el extremo contiguo ("Next"). Se refiere en el caso, en el cual la perturbación va en dirección opuesta a la señal perturbada.

b) Diafonía en el extremo distante ("Fext"). Se refiere al caso en el cual la perturbación, viaja en la misma dirección que la señal perturbada. (Ver Figura 1-4).

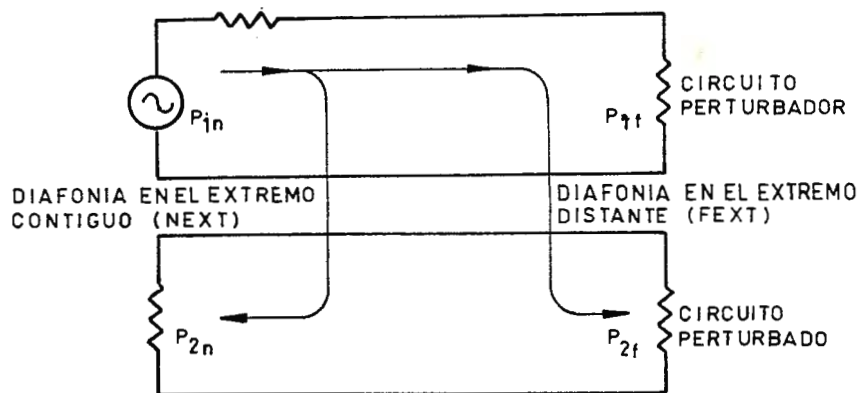


Figura 1-4.

Tipos de diafonía.

De los dos tipos de diafonía, la más común es la primera, ya que la señal perturbadora posee mayor potencia al ser acoplada a la señal perturbada (que en la recepción tiene un nivel más bajo), por lo que en transmisiones en direcciones contrarias se prefieren aisladas, en cables separados o en cables blindados para evitar la inducción en el extremo contiguo.

La diafonía, es usualmente medida y especificada por la relación de potencia entre el circuito perturbador y la potencia inducida en el circuito perturbado, así:

$$\text{Diafonía (NEXT)} = \frac{P_{2n}}{P_{1n}} \quad (1.1)$$

$$\text{Diafonía (FEXT)} = \frac{P_{2f}}{P_{1f}} \quad (1.2)$$

donde:

P_{1n} : Potencia transmitida por el circuito perturbador.

P_{1f} : Potencia recibida por el circuito perturbador.

P_{2n} : Potencia en el extremo contiguo en el circuito perturbado debido a la perturbación por diafonía.

P_{2f} : Potencia en el extremo distante en el circuito perturbado debido a la perturbación por diafonía.

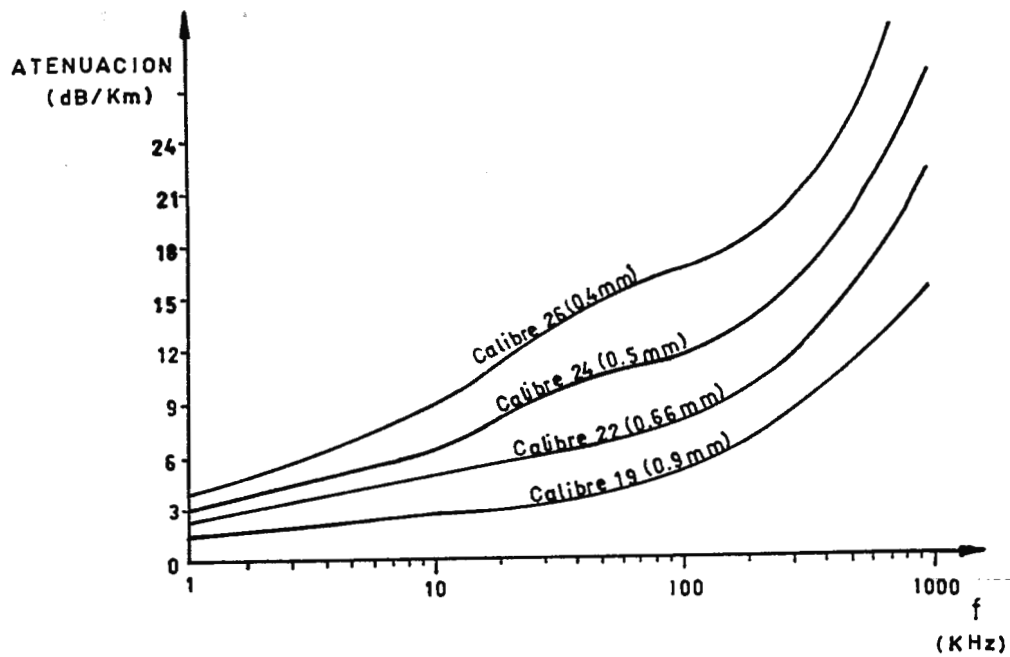
1.1.1.2 Atenuación.

Los sistemas de transmisión por cable, se caracterizan por grandes valores de atenuación de potencia a altas frecuencias que a bajas; esto se observa con mayor gravedad en los sistemas de transmisión por par simétrico que por par coaxial.[45]

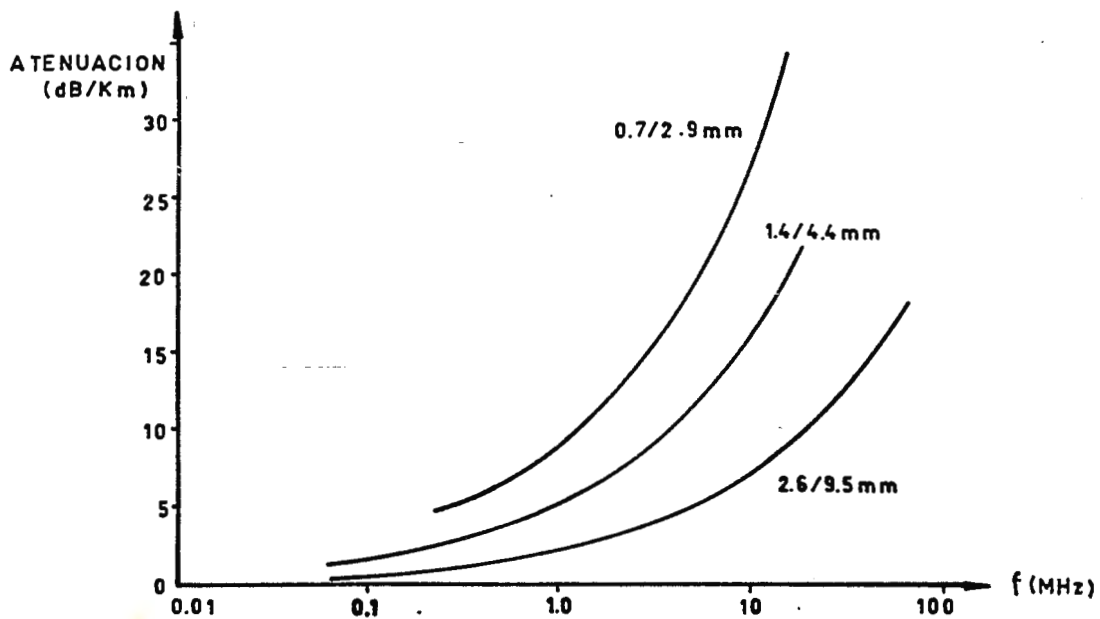
Los valores típicos de atenuación para cables con aislamiento de polietileno y para cable coaxial son mostrados en las Figuras 1-5 (a) y (b) respectivamente, donde se puede observar que la atenuación varía tanto por la frecuencia como por el calibre del conductor.

1.1.1.3 Retardo de Envolverte.

El tiempo requerido para la transmisión de una señal a través de una línea o cable es finito y por ello, produce un tiempo de retardo para la llegada de la señal a su destino, es decir, señales a diferentes frecuencias transmitidas en el mismo instante llegan a tiempos diferentes.



(a)



(b)

Figura 1-5.

Atenuación típica característica. (a) Par Simétrico. (b) Cable Coaxial.

1.1.1.4 Eco.

El eco produce en la transmisión interferencia entre los pulsos que son enviados en un mismo par de cables, ver Figura 1-6.

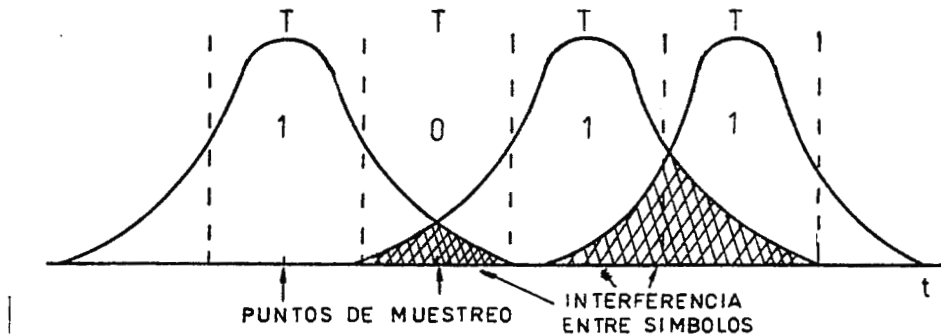


Figura 1-6.

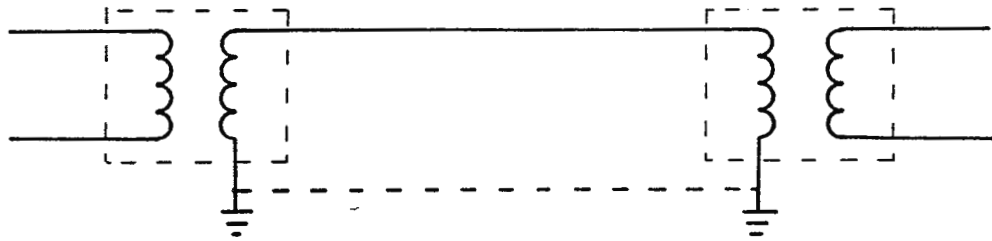
Interferencia entre símbolos en la transmisión digital.

Los pulsos son reflejados por las discontinuidades de la impedancia a lo largo de la línea de transmisión; la energía reflejada varía en dirección opuesta al flujo principal de los pulsos hasta que encuentra otra discontinuidad y es nuevamente reflejada y viaja en la dirección original produciendo una forma de interferencia entre símbolos, ver Figura 1-6. Además, el pulso original es atenuado aún más ya que no toda la energía llega al momento adecuado. Las técnicas de fabricación, la estructura del cable, empalmes y entradas de gas (para cables presurizados), contribuyen a las discontinuidades de la impedancia que produce la interferencia de eco.

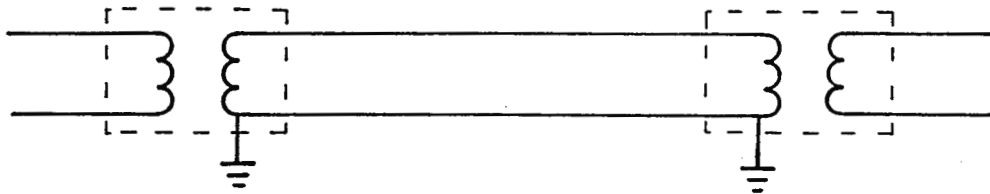
1.1.1.5 Desbalance.

Cables pobremente balanceados pueden causar distorsiones de pulso, son más susceptibles a la interferencia y ocasionan

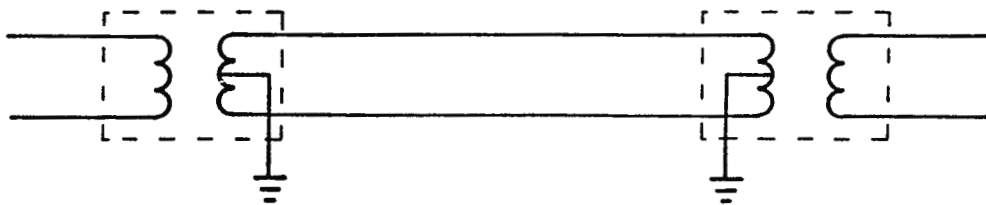
además una baja eficiencia. (Figura 1-7 a y b). Si el balance de un cable es pobre, éste actuará como antena, recogiendo e irradiando energía. Un cable bien balanceado como el que se presenta en la Figura 1-7c, no es susceptible a interferencias y el nivel de ruido es mas bien bajo.[35]



(a)



(b)



(c)

Figura 1-7.

Tipos de circuitos de transmisión. (a) Un solo cable desbalanceado con respecto a tierra. (b) Dos líneas desbalanceadas respecto a tierra. (c) Dos líneas balanceadas respecto a tierra.

1.1.1.6 Ruido.

El ruido es debido a varios factores: agitación térmica, interferencia de radiofrecuencia, diafonía, etc.

El ruido transiente o gaussiano es aquel que puede ser considerado aleatorio y como resultado de muchos traslapes de pulsos de voltaje o corriente, tal como el movimiento aleatorio de electrones libres que crea ruido térmico en un resistor.

Existen cuatro tipos mayores de ruido transiente, los cuales son:[45]

a) Impulso de ruido: Consiste en picos irregulares de ruido de relativa alta amplitud (Figura 1-8), que tienden a ocurrir en grupos esporádicos o en sucesiones. No es muy ofensivo para las conversaciones (líneas de canales de voz), pero si lo es para sistemas digitales (incrementan el rango de error), ya que puede causar la pérdida de la sincronización y de información. Puede ser por causas naturales (iluminación), humanas (sistemas de ignición, líneas de potencia) y por redes telefónicas conmutadas (marcación, relés e interruptores electromecánicos).

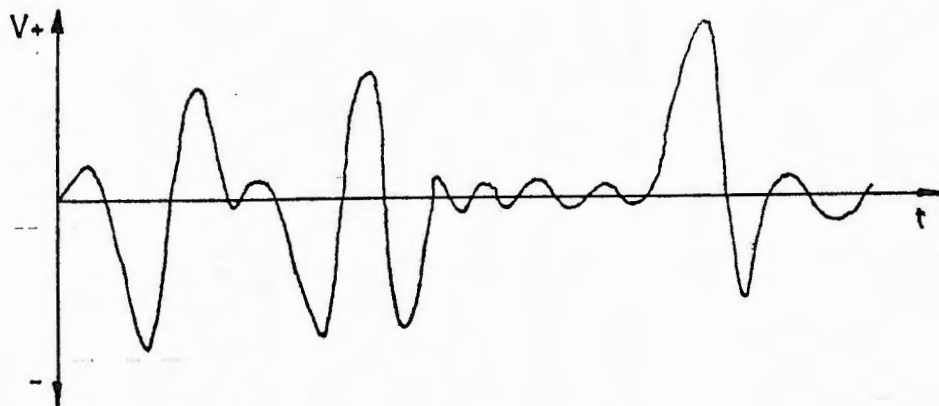


Figura 1-8.

Impulso de ruido.

b) Golpes de Ganancia: Son repentinos aumentos o decrementos en el nivel de la señal, que produce cambios menores a 12 dB en el nivel de la señal recibida, (Figura 1-9). Pueden durar de 4 ms hasta horas. En telefonía no deben ser detectados más de ocho golpes de ganancia que excedan 3 dB del nivel nominal de la señal recibida en un intervalo de 15 minutos.

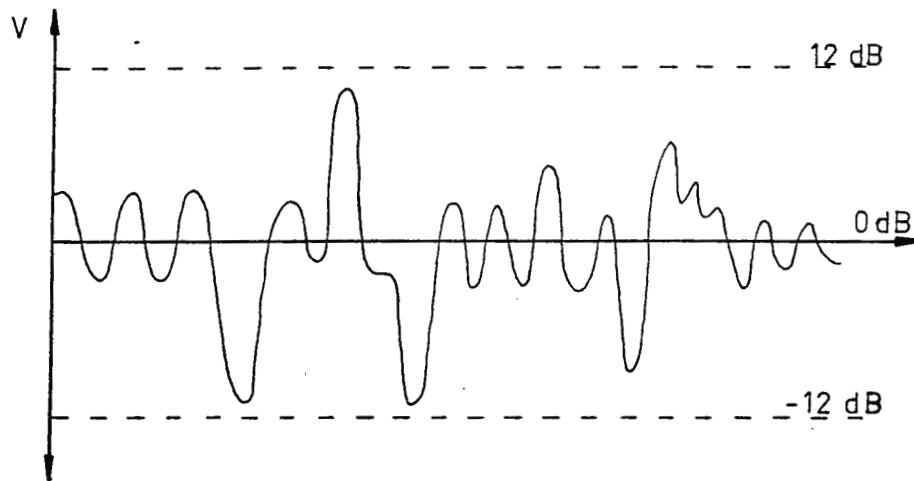


Figura 1-9.

Golpes de Ganancia.

c) Caídas: Pueden ser comparados como severos golpes de ganancia, definidos como decrementos de la señal mayores de 12 dB y con una duración de 4 ms (Figura 1-10). Debido a las caídas puede perderse la sincronización y pueden perderse gran cantidad de datos mientras se trata de resincronizar o de ecualizar automáticamente.

d) Golpes de Fase: Es un cambio repentino de la fase de la señal recibida, la cual tiene una duración mayor de 4 ms. Puede

ser que aparezcan datos falsos en las modulaciones PSK y FSK.(1) Los golpes de fase son ocasionados por los cambios y variaciones de la fuente de alimentación, y por la utilización de líneas de transmisión con diferentes tiempos de propagación.

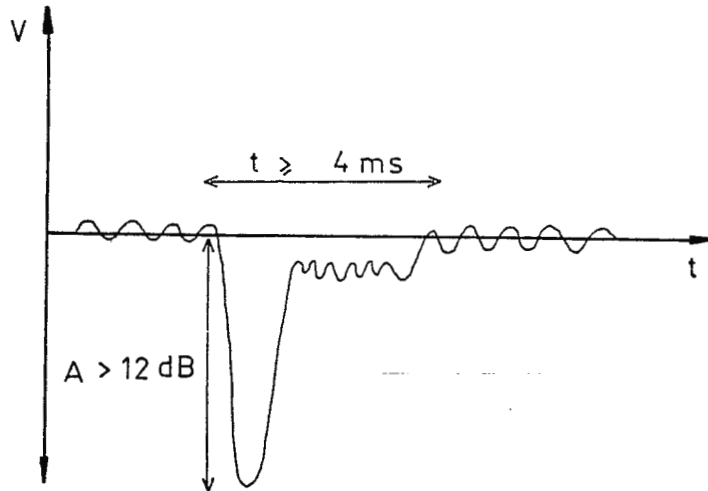


Figura 1-10.

Caídas.

1.1.2 Recomendación M1020. Características de los circuitos internacionales arrendados de calidad especial con acondicionamiento especial en la anchura de banda.

Para conocer el estado de una línea y poder determinar si presenta las condiciones necesarias para una adecuada transmisión de datos, se efectúa la prueba M1020. Esta es una recomendación del CCITT que consiste en una serie de medidas, las cuales se comparan con los límites suministrados por la misma recomendación y se determina si la línea es aceptable para la transmisión. Esos límites son los siguientes:

(1) PSK y FSK son técnicas de modulación digital explicadas en la sección 2.5.

a) El nivel relativo de recepción para circuitos de 4 hilos no debe ser inferior a -13 dBr.

b) Los saltos de amplitud de más de ± 2 dB durante cualquier período de 15 minutos no debe exceder de 10.

c) El límite provisional de ruido aleatorio para circuitos arrendados con distancias superiores de 10000 km es de -38 dBm_{0p}. No obstante, en circuitos más cortos el ruido aleatorio será mucho menor.

d) Para el ruido impulsivo se tiene que en un período de 15 minutos no podrán producirse más de 18 impulsos de ruido con crestas superiores a -21 dBm₀.

e) Para las fluctuaciones de fase, los valores no deberán exceder normalmente de 10° cresta a cresta; sin embargo cuando no pueda cumplirse ese límite se podrá admitir hasta 15° cresta a cresta.

f) Si una sección de circuito se encamina por un sistema PCM, la señal irá acompañada de un ruido de cuantificación; la relación mínima señal a ruido de cuantificación normalmente esperada es de 22 dB.

g) El error de frecuencia introducido por el circuito no podrá ser superior a ± 5 Hz. Se espera que en la práctica el error se mantendrá dentro de límites más estrechos.

1.1.3 Parámetros de las Líneas de Transmisión.

Una línea de transmisión está formada por resistencias e inductancias en serie, las cuales forman la impedancia serie de la línea, y por una conductancia y capacitancia paralelas que forman la admitancia paralela de la línea [38]. Al tomar una

longitud diferencial de la línea se observa que ésta puede ser representada como un filtro (Figura 1-11).

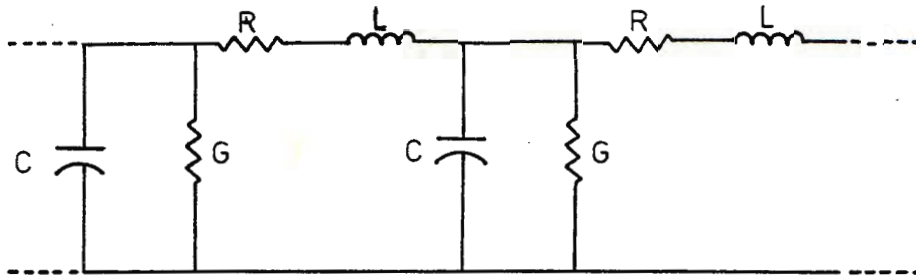


Figura 1-11.

Distribución de las constantes primarias de una línea de transmisión.

Los parámetros R , L , G y C son conocidos como las constantes primarias de la línea; donde R representa la resistencia o imperfección del conductor y depende de la frecuencia debido al efecto pelicular (2), G representa las pérdidas dieléctricas del medio aislante, que para los dieléctricos actuales es despreciable. La inductancia L , es en su mayor parte independiente de la frecuencia para líneas abiertas pero tiende a decrementar con el aumento de la frecuencia para cables con pantalla, de igual manera, la capacitancia C es bastante independiente de la frecuencia.

Haciendo referencia a la Figura 1-12 la inductancia y la capacitancia primaria por unidad de longitud están dadas aproximadamente por:

(2) Ver apéndice A para mayor información.

$$L \approx \frac{\mu}{\pi} \ln\left(\frac{2D}{d}\right) \quad \text{H/m} \quad (1.3)$$

$$C \approx \frac{\pi \epsilon}{\ln\left(\frac{2D}{d}\right)} \quad \text{F/m} \quad (1.4)$$

donde:

μ : Permeabilidad del medio (H/m).

ϵ : Permitividad del medio (F/m).

D : Distancia entre los conductores.

d : Diámetro del conductor.

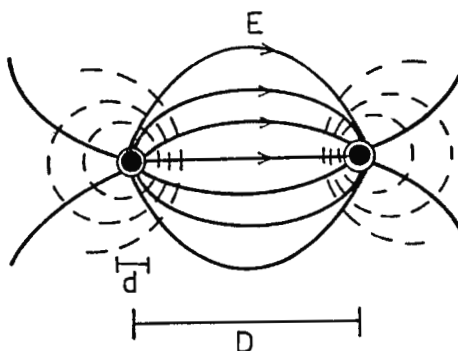


Figura 1-12.

Cable simétrico.

Para el cable coaxial (Figura 1-13), la inductancia y la capacitancia vienen dadas por:

$$L \approx \frac{\mu_0 \mu_r}{2\pi} \ln \frac{r_a}{r_i} \quad \text{H/m} \quad (1.5)$$

$$C \approx \frac{2\pi \epsilon_0 \epsilon}{\ln \frac{r_a}{r_i}} \quad \text{F/m} \quad (1.6)$$

donde:

μ_0 : Permeabilidad del vacío (1.257×10^{-8} H/cm).

μ_r : Permeabilidad relativa. Es igual a la unidad para materiales no magnéticos como el cobre.

ϵ_0 : Constante dieléctrica del vacío (0.0886×10^{-2} F/cm).

ϵ_r : Constante dieléctrica resultante por el aislamiento entre los conductores interno y externo.

D : Radio interno del conductor externo (mm).

d : Radio del conductor interno (mm).

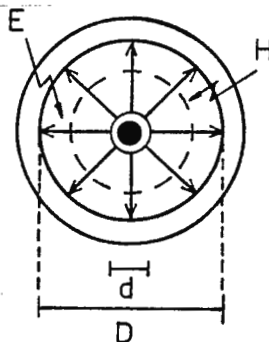


Figura 1-13.

Cable coaxial.

La característica más útil de una línea, es la impedancia característica, y puede ser calculada por medio de los parámetros primarios de la línea:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad \Omega \quad (1.7)$$

donde $\omega = 2\pi f$ y f es la frecuencia de operación.

Para $\omega=0$ (DC) la impedancia característica es:

$$Z_0 = \sqrt{R/G} \quad \Omega \quad (1.8)$$

Para bajas frecuencias ($\omega L \ll R$); G puede ser despreciada para líneas con buen aislante:

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{R}{j\omega C}} = \sqrt{\frac{R}{2\omega C}} - j\sqrt{\frac{R}{2\omega C}} \quad \Omega \quad (1.9)$$

En la ecuación 1.9 se puede observar que a bajas frecuencias la impedancia característica se comporta en forma capacitiva y que tanto la resistencia como la reactancia capacitiva disminuyen con el incremento de la frecuencia.

Para altas frecuencias ($\omega L \gg R$ y $\omega C \gg R$) y despreciando G :

$$Z_0 \approx \sqrt{L/C} \quad \Omega \quad (1.10)$$

De lo anterior puede observarse que la impedancia característica es puramente resistiva en los valores límites e independiente de la frecuencia; entre esos límites Z_0 es compleja y dependiente de la frecuencia y para la mayoría de las líneas ésta es capacitiva.

Si se sustituyen los valores L y C en la ecuación (1.7) la impedancia característica se obtiene por:

Cable Simétrico:

$$Z_0 = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln\left(\frac{2D}{d}\right) \quad \Omega \quad (1.11)$$

Cable Coaxial:

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln\left(\frac{r_a}{r_i}\right) \quad \Omega \quad (1.12)$$

En la Figura 1-14 se muestra el comportamiento de la impedancia característica en función de la frecuencia.

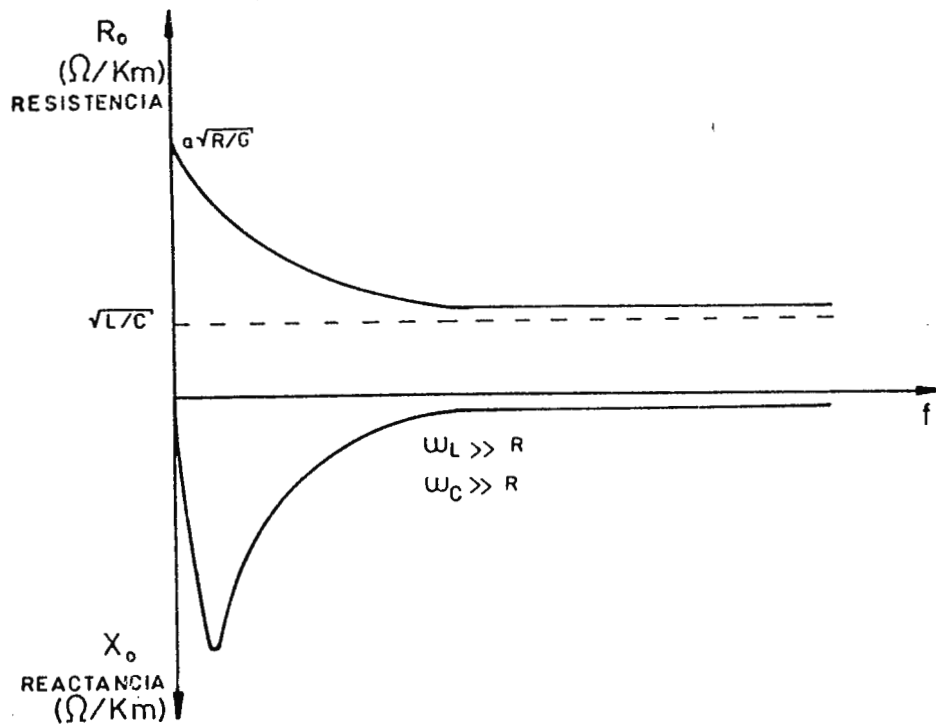


Figura 1-14.

Comportamiento de la impedancia Característica.

La velocidad a la cual una señal puede viajar a través de una línea y la cantidad de atenuación que ésta experimenta, depende de la constante de propagación de la línea (γ). Esta constante de propagación está formada por la constante de atenuación (α) y por la constante de fase (β) de la siguiente manera:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (1.13)$$

Y estas a su vez dependen de las 4 principales características eléctricas de la línea así:

$$\alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (1.14)$$

A baja frecuencia ($\omega L \ll R$), las constantes de fase y de atenuación son proporcionales a ω y están dadas por:

$$\alpha = \beta = \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} \quad (1.15)$$

Para altas frecuencias ($\omega L \gg R$), la atenuación se hace constante (Figura 1-15a), mientras que la constante de fase tiene una dependencia lineal de la frecuencia (Figura 1-15b) y están dadas por:

$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{Np/km} \quad (1.16)$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad \text{rad/km} \quad (1.17)$$

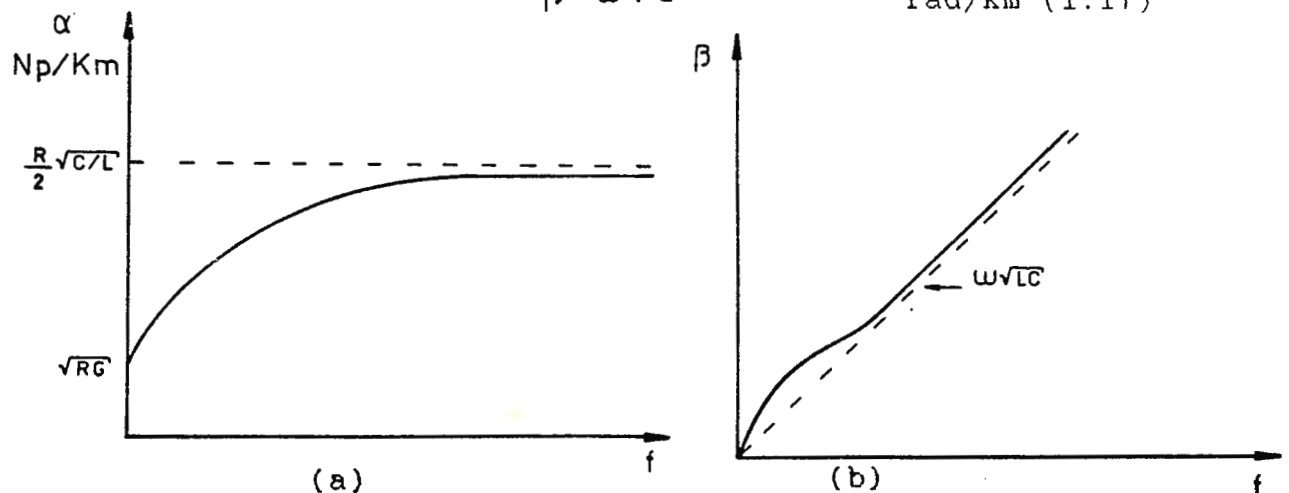


Figura 1-15.

Comportamiento en frecuencia de los componentes de la constante de propagación. (a) Constante de Atenuación (b) Constante de Fase.

1.2 Distribución del Espectro de Frecuencias.

El espectro electromagnético está constituido por varios tipos de ondas electromagnéticas que tienen la misma naturaleza y se propagan en el vacío con la misma rapidez difiriendo sólo en su frecuencia y, por lo tanto, en su longitud de onda. No hay límites reconocidos superior e inferior en las escalas de frecuencia o de longitud de onda.

Los nombres de las diferentes regiones del espectro se asocian con las técnicas experimentales para producir y detectar las ondas en cuestión. En la Figura 1-16 se muestra el espectro electromagnético con las denominaciones usuales para cada banda de frecuencia. Estas denominaciones no tienen límites muy bien definidos; así el espectro de radio se encuentra desde frecuencias de 10 kHz hasta los 300 GHz e incluye las bandas de VHF y UHF, donde se realizan las emisiones de televisión. En esta misma figura se presenta esta sección del espectro en forma ampliada y con información general sobre el uso de cada banda. Más allá de esa frecuencia están otros componentes del espectro como son: rayos infrarrojos, luz visible, rayos ultravioleta, rayos X, etc.

Las atribuciones de frecuencias las efectúa la UIT en conferencias administrativas mundiales de radiocomunicación. La banda de frecuencia asignada a una estación es la banda de frecuencias en el interior de la cual se autoriza la emisión de una estación determinada. En la Tabla 1-1 se resumen los servicios correspondientes a la región 2 (los servicios se dividen en tres regiones) a la cual pertenece El Salvador.

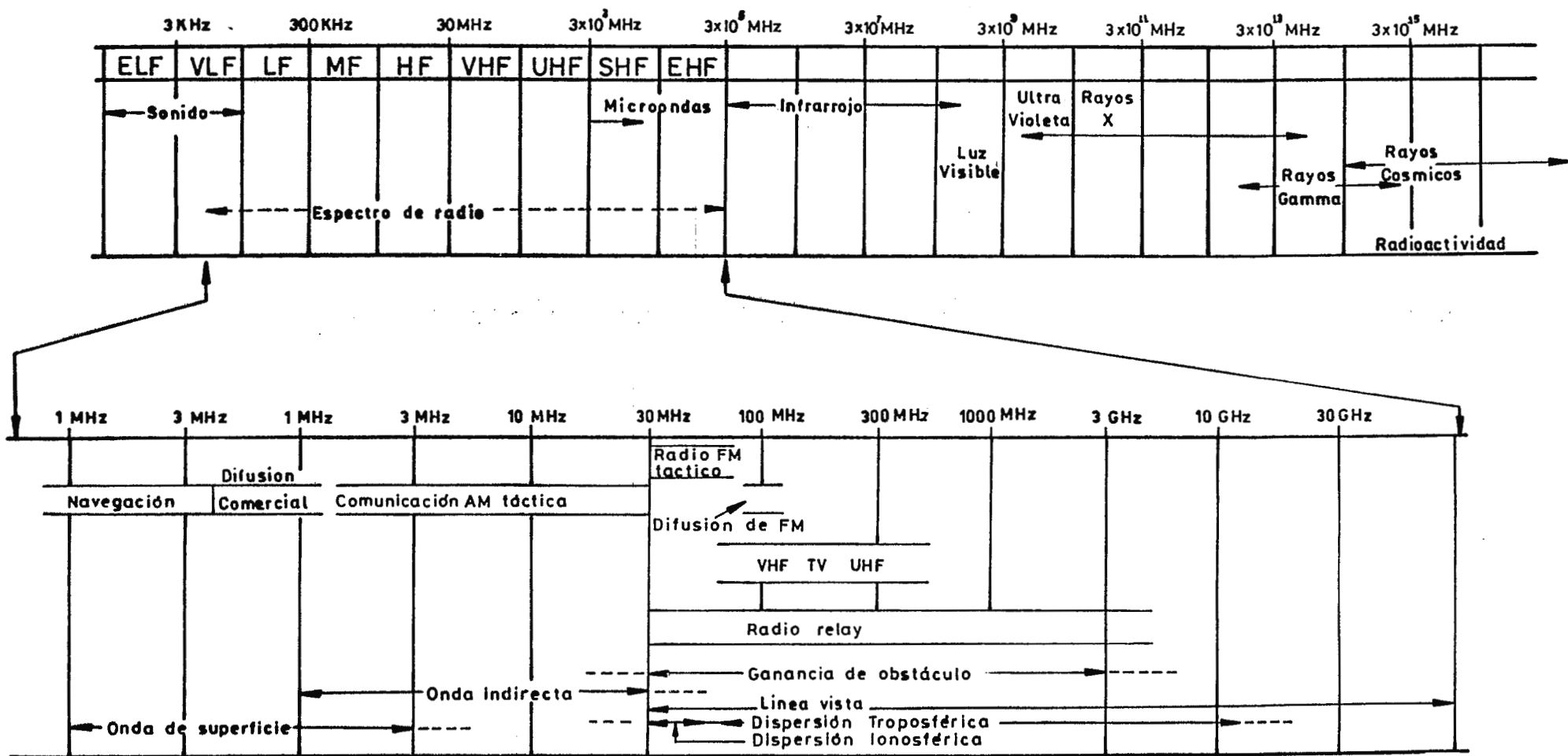


Figura 1-16.
Espectro electromagnético.

1.3 Radio Frecuencia.

El espectro de frecuencia es muy amplio, como se ha mostrado anteriormente, pero es de interés sólo las secciones que comprenden VHF, UHF, microondas y ondas milimétricas que abarcan el espectro desde 30 MHz hasta los 100 GHz.

La radiocomunicación puede definirse como la comunicación entre puntos distantes por medio de ondas radioeléctricas, que son ondas electromagnéticas que se propagan por el espacio sin guía artificial.[17]

La técnica de radiocomunicación consiste en superponer la información que se desea transmitir a una onda electromagnética que se propaga en el espacio, llamada portadora. La información se extrae de la onda portadora en el receptor que recoge una fracción de energía radioeléctrica transmitida. Para tal propagación se requieren elementos de acoplamiento entre los equipos de transmisión, recepción y el medio; tales elementos son las antenas, que son estudiadas en la sección 1.4.

El ruido, la interferencia y la atenuación son factores que limitan la calidad del enlace por radio y se estudian en la sección 1.3.1. La potencia de la señal útil, del ruido y de la señal interferente en el receptor son parámetros que dependen de varios factores que varían en función de la frecuencia, ancho de banda, localidad de recepción, horas del día, estación del año, etc.

1.3.1 Radioenlace con Línea Vista.

Es el modo predominante para las frecuencias utilizadas en microondas, está limitado en distancia por la curvatura de la

tierra, los obstáculos a lo largo de la ruta y las pérdidas por el espacio libre. Una distancia promedio para dicho enlace es de 40 a 50 Kms. En la Figura 1-17 se muestra una configuración de dicho enlace.[45]

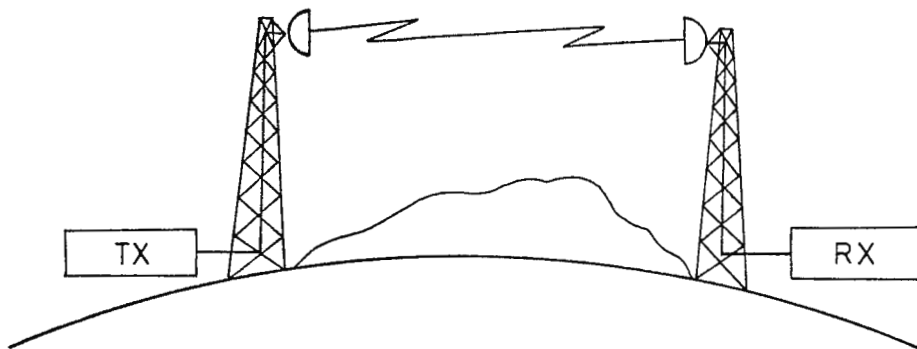


Figura 1-17.

Configuración de radioenlace con línea vista.

1.3.1.1 Pérdidas en el Espacio Libre.

Las pérdidas en el espacio libre pueden ser representadas por las siguientes fórmulas:

Para microondas:

$$\begin{array}{l} \text{ATENUACION} \\ \text{EN dB} \end{array} = 32.44 + 20\log f + 20\log D \quad (1.18)$$

Para ondas milimétricas [15]:

$$\begin{array}{l} \text{ATENUACION} \\ \text{EN dB} \end{array} = 92.45 + 20\log F + 20\log D + a + b + c + d + e \quad (1.19)$$

donde:

- f : Frecuencia de operación en MHz.
- D : Longitud de la trayectoria en Km.
- F : Frecuencia en GHz.
- a : Pérdidas (dB) debidas al vapor de agua.
- b : Pérdidas (dB) debidas a la neblina.

c : Pérdidas (dB) debidas al oxígeno.

d : La suma de pérdidas debidas a la absorción por otros gases.

e : Pérdidas (dB) debidas a la lluvia.

Estas fórmulas indican las pérdidas en decibeles (3), tomando en cuenta que las antenas tanto de transmisión como de recepción son isotrópicas.

Existen gráficas, como la mostrada en la Figura 1-18 donde se puede encontrar directamente la atenuación en dB/Km debida a la lluvia, neblina, oxígeno y vapor de agua; sólo se deben tomar las características de la región, como por ejemplo el grado de precipitación para la lluvia, para ubicarse en la curva correspondiente.

1.3.1.2 Efectos del Terreno.

Los obstáculos a lo largo de la línea vista pueden causar que la señal propagada sea reflejada o difractada. La difracción depende de la superficie sobre la cual ocurre, para superficies suaves se tiene el máximo y para árboles y montañas se produce el efecto "knife edge" que es el mínimo. [45]

1.3.1.2.1 Reflexión.

El grado de interferencia en la antena receptora por la señal reflejada depende del nivel relativo de la señal en el punto de recepción y de las fases de las señales directa y reflejada (Figura 1-19).

(3) Ver apéndice B.

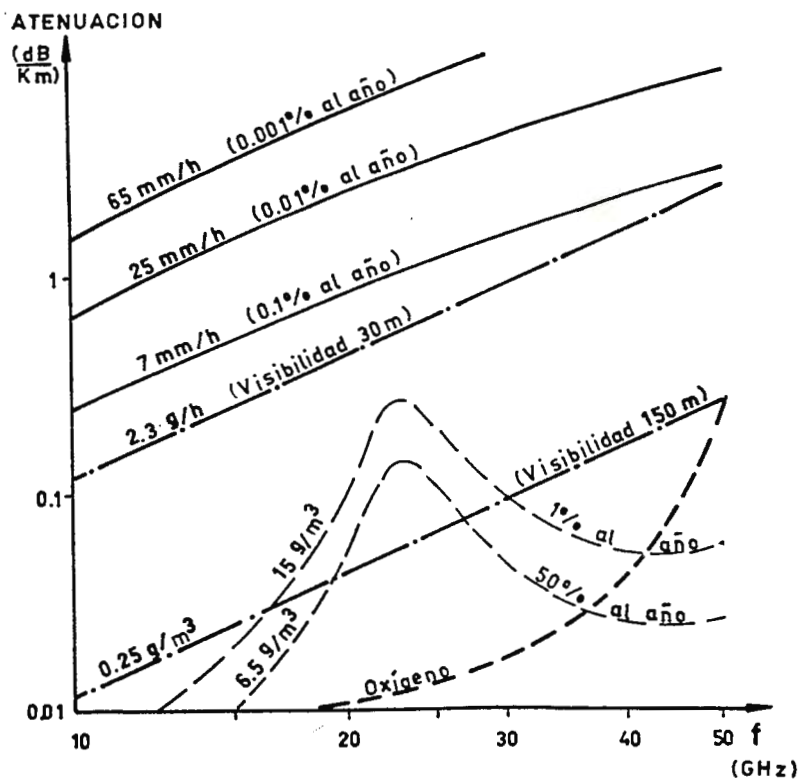


Figura 1-18.

Atenuación debida a lluvia, neblina, oxígeno y vapor de agua para una trayectoria de microondas.

El coeficiente de reflexión R es dado por:

$$R = \varphi e^{j\theta} \quad (1.20)$$

donde:

φ : Cambio en amplitud de la señal reflejada.

θ : Desplazamiento de fase de la señal reflejada.

Las cuales dependen de:

a) Longitud de onda de la señal de radio. Un ciclo ocurre en t segundos, el número de ciclos en un segundo se define como frecuencia, la cual es $f = 1/T$ (Hz); la onda genera f ciclos en

un segundo y cubre una distancia de m metros en un segundo, la longitud de onda que es la distancia recorrida en un ciclo está definida como:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1.21)$$

donde:

c : Velocidad de la luz en el vacío (3×10^8 m/s).

f : Frecuencia de la señal en Hz.

b) Angulo de incidencia. Como se muestra en la Figura 1-19 el rayo emitido por el transmisor se divide en dos partes, el rayo directo r (que va en dirección exacta hacia el receptor) y el rayo incidente r_1 el cual tiene una inclinación tal, que incide sobre la superficie terrestre, con un ángulo ψ y es reflejado con ese mismo ángulo hacia el espacio. Al ángulo que forma el rayo r_1 al incidir sobre la tierra, es el que se llama: ángulo de incidencia.

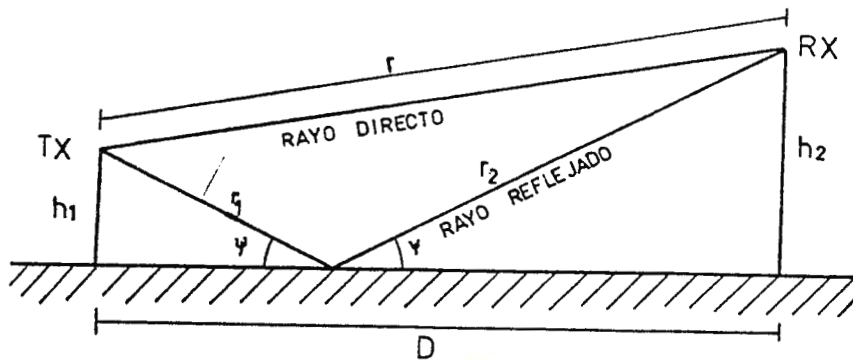


Figura 1-19.

Geometría de propagación.

c) Polarización. La polarización de una onda está definida por la dirección del vector campo eléctrico en relación a la dirección de propagación.

Se dice que una onda está polarizada verticalmente cuando el vector campo eléctrico es vertical, y está polarizada horizontalmente cuando éste es paralelo a la superficie de la tierra.

Existe un caso particular para el valor de R y es cuando R es igual a -1, debido a que la onda reflejada es de igual magnitud que la onda incidente pero de fase opuesta.

Cuando la superficie de reflexión es plana, por ejemplo: llanos, lagos, represas, etc. la curvatura de la superficie terrestre se desprecia y la geometría de los rayos es la de la Figura 1-19.

La diferencia de trayectoria, entre las señales directa y reflejada está dada por:

$$\delta = (r_1 + r_2) - r \approx \frac{4h_1h_2}{D} \quad (1.22)$$

donde:

h_1 : Altura del transmisor (m).

h_2 : Altura del receptor (m).

D : Distancia de separación entre el transmisor y el receptor (m).

r : Trayectoria del rayo directo (m).

r_1 : Trayectoria del rayo incidente (m).

r_2 : trayectoria del rayo reflejado (m).

El cambio de fase τ , experimentado por la señal reflejada (ver Figura 1-20) en relación a la señal directa es la suma de la fase debida a la diferencia de trayectoria dada por δ y a la fase ϕ , debida a la reflexión.

$$\gamma = \frac{2\pi\delta}{\lambda} + \phi \quad (1.23)$$

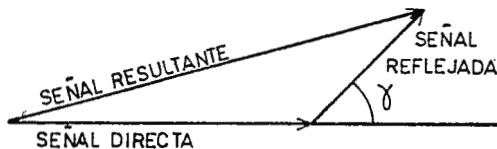


Figura 1-20.

Cambio de Fase.

El desplazamiento de fase ϕ , debido a la reflexión está usualmente alrededor de 180° sobre superficies planas para trayectorias con microondas. Para este caso la señal recibida mínima o nula ocurre cuando la diferencia de trayectoria es un múltiplo par de media longitud de onda, es decir:

$$\delta_{\min} = 2n \left(\frac{\lambda}{2} \right) \quad \text{m} \quad (1.24)$$

donde:

n : Números enteros.

λ : Longitud de onda de la portadora (m).

El máximo o pico para este caso, ocurre cuando la diferencia de trayectorias es un múltiplo impar de la semilongitud de onda.

$$\delta_{\max} = (2n+1) \left(\frac{\lambda}{2} \right) \quad \text{m} \quad (1.25)$$

1.3.1.3 Efectos Atmosféricos.

Las ondas de radio viajan en líneas rectas en el vacío, pero son refractadas cuando lo hacen a través de la atmósfera, eso es

causado por los cambios en el índices de refracción (n), el cual disminuye con la altitud (produciendo que la onda de radio sea inclinada hacia abajo) y se define como la razón entre la velocidad de propagación en el vacío y el medio de interés.

El índice de refracción (n) varía del valor 1 para el vacío aproximadamente 0.0003 cerca de la superficie terrestre. Ya que la variación es muy pequeña, es más conveniente usar un parámetro que indique el exceso sobre la unidad del índice de refracción (expresado en millonésima) y llamado refractividad de radio (N), que está definido como:

$$\Gamma_n = 17.3 \sqrt{\frac{n d_1 d_2}{f D}} \quad (1.26)$$

donde:

n : índice de refracción.

Para frecuencias de microondas la refractividad N está dada por:

$$N = (n - 1) 10^6 \quad (1.27)$$

donde:

P : Presión atmosférica (milibars).

W : Presión parcial del vapor de agua (milibars).

T : Temperatura absoluta ($^{\circ}K$).

Para tomar en cuenta la refracción atmosférica es conveniente reemplazar el radio verdadero de la tierra " a " por un radio efectivo de la tierra " ae " y reemplazar la atmósfera actual con una atmósfera uniforme en la cual la onda de radio viaja en línea recta. La razón entre el radio efectivo y el verdadero es

conocido como factor K.

$$N = \frac{77.6p}{T} + \frac{3.73 \times 10^5 W}{T^2} \quad (1.28)$$

El valor de $K = 4/3$ es usado comunmente en los análisis de propagación. Un índice de refracción que se decrementa uniformemente con la altitud resulta en $K = 4/3$ y es llamado refracción estándar.

1.3.1.3.1 Propagación Irregular.

Las condiciones climáticas pueden producir variaciones en el índice de refracción con la altura que difiere significativamente del valor promedio. La refracción atmosférica y el factor K correspondiente pueden ser negativos, cero o positivos. La refracción estándar que se muestra en la Figura 1-21 es la condición promedio resultante de una atmósfera adecuada. Las otras condiciones de refracción son consideradas como propagación anormal y se encuentran resumidas en la Figura 1-22.

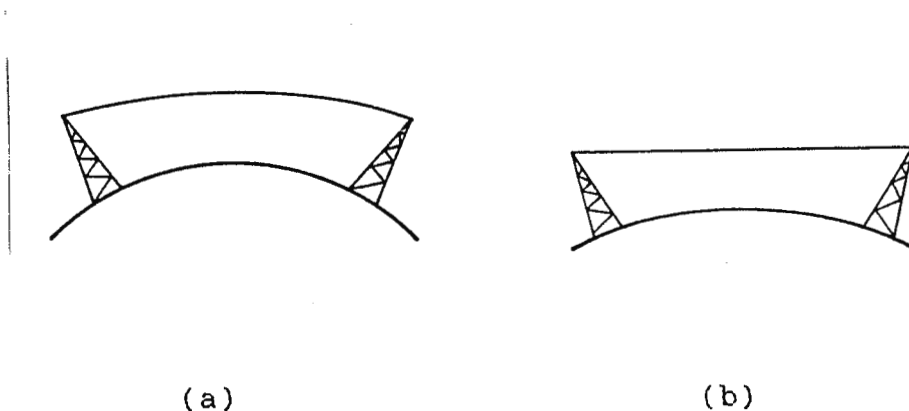


Figura 1-21.

Refracción estándar. (a) Tierra Verdadera. (b) Tierra efectiva ($a_e = 4/3a$).

TIPO DE PROPAGACION	TIERRA VERDADERA	TIERRA EFECTIVA	CAUSAS
Sub-refracción $0 < k < 1$ incremento de n con la altitud.		 $a_e < a$	<ul style="list-style-type: none"> - Neblina - Ráfagas de aire frío sobre la tierra caliente.
Super-refracción $2 < k < \infty$ disminución de n más rápido de lo normal al aumen- tar la altitud.		 $a_e = \infty$	<ul style="list-style-type: none"> - Aumento de la -- temperatura con la altitud. - Decremento de la humedad. - Ambas causas.
Ducting $k < 0$ n decremента con el aumento de la altura en propor- ción lineal.		 $a_e < 0$	<ul style="list-style-type: none"> - Aumento de la -- temperatura con la altitud. - Decremento de la humedad. - Ambas causas.

Figura 1-22.

Tipos de propagación anormal.

1.3.1.3.2 Absorción Atmosférica.

La absorción atmosférica se vuelve un factor importante para frecuencias mayores de 10 GHz, los gases atmosféricos que más contribuyen a la atenuación son el vapor de agua y el oxígeno. Los valores máximos de absorción ocurren a cerca de 22.3 y 187 GHz para el vapor de agua y cerca de 60 y 120 GHz para el oxígeno (Figura 1-23). Mientras la absorción por el oxígeno es bastante constante, la absorción debido al vapor de agua varía de acuerdo a la humedad del aire.

La curva mostrada es para humedad absoluta de 7.5 g/m³. Para las ondas milimétricas la absorción atmosférica se vuelve un serio problema. Para obtener la máxima propagación las frecuencias alrededor de los picos de absorción deben de ser evitadas. Como se puede ver en la Figura 1-23 existen ciertas bandas que poseen relativamente baja atenuación y en el rango de ondas milimétricas las primeras dos ventanas están centradas aproximadamente a 36 y 85 GHz.

1.3.1.3.3 Atenuación por Lluvia.

La atenuación debida a la lluvia y a la bruma o neblina puede ser la mayor causa de pérdidas especialmente para frecuencias arriba de 10 GHz más aún en ondas milimétricas.

La lluvia y neblina causan dispersión en las ondas de radio, lo que provoca pérdidas de potencia. El grado de atenuación de un enlace de línea vista es una función de la frecuencia de radio, cantidad de lluvia y distribución de ésta a lo largo de la ruta. La Figura 1-24 muestra las curvas de atenuación para las diferentes razones de precipitación.

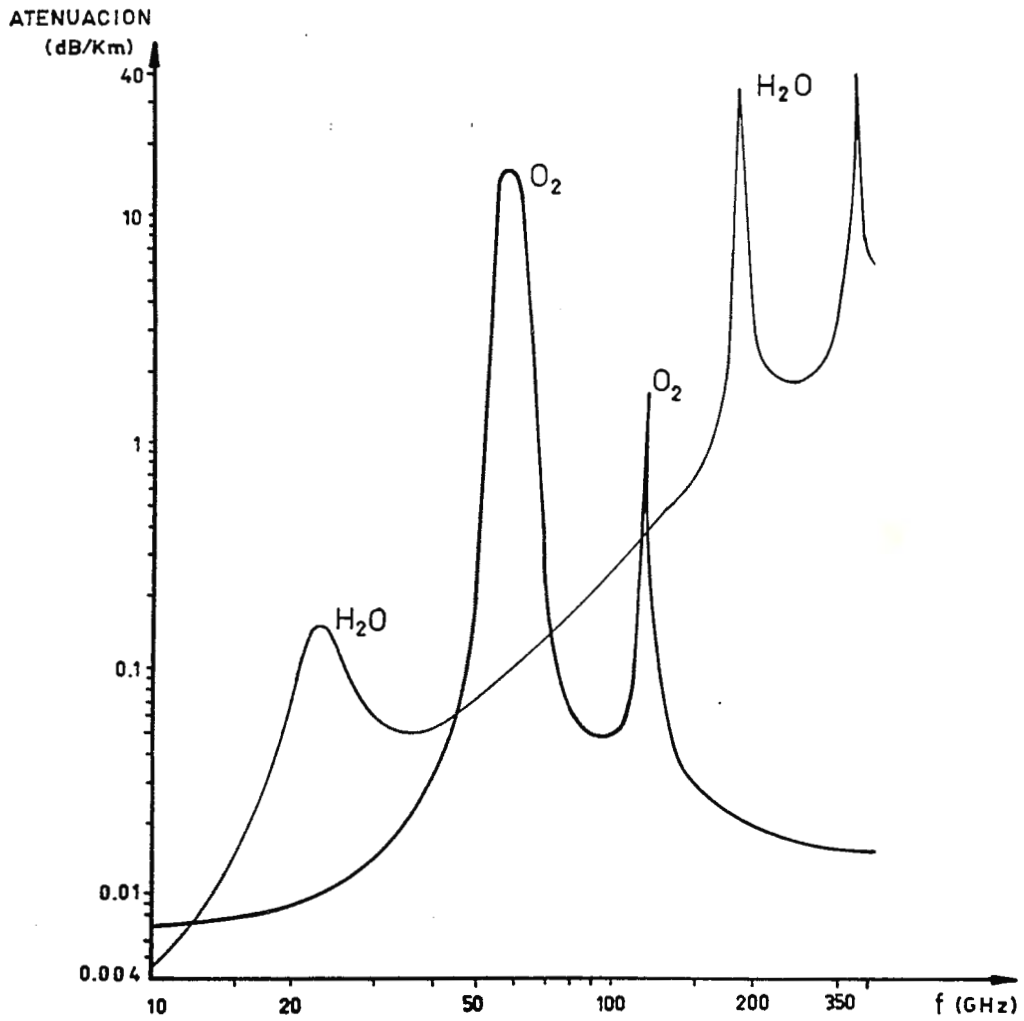


Figura 1-23.

Absorción por el vapor de agua y oxígeno.

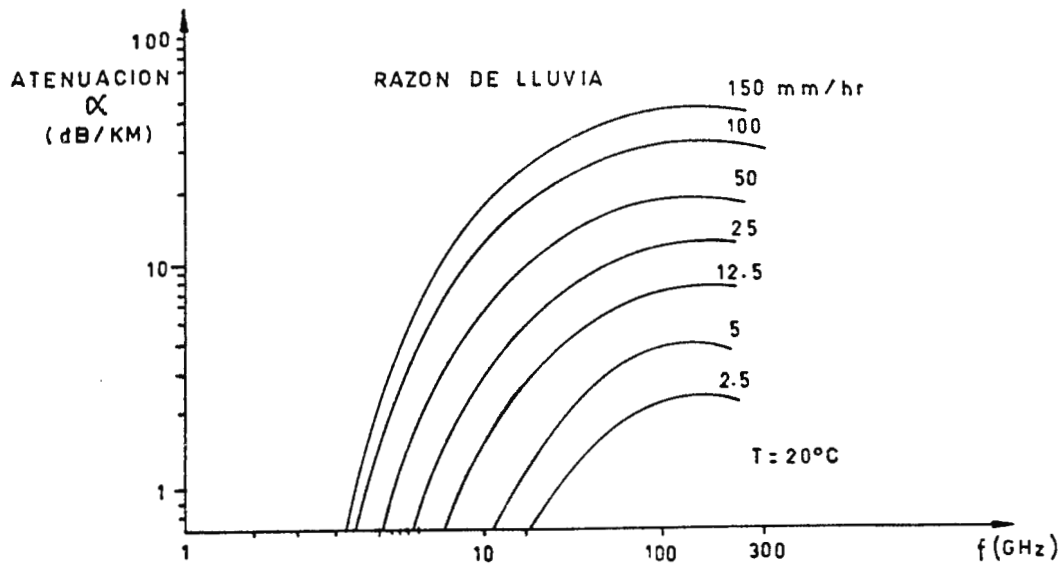


Figura 1-24.

Valores calculados para la atenuación por lluvia.

1.3.1.4 Zona de Fresnel.

Las zonas de Fresnel son elipsoides concéntricos, la primera de ellas es en la que el lugar geométrico los puntos para los cuales la suma de distancias entre el transmisor y el receptor y un punto en el elipsoide es exactamente media longitud de onda más larga que la trayectoria directa entre el transmisor y el receptor. Las n-ésimas zonas de Fresnel consisten en los conjuntos de puntos en los cuales la diferencia es n-semilongitudes de onda.

El radio de la n-ésima zona de Fresnel para una distancia dada a lo largo de una trayectoria es:

$$K = \frac{d_1 d_2}{D} \quad (1.29)$$

donde:

d_1 : Distancia del transmisor a un punto dado en la ruta (km).

d_2 : Distancia del receptor al mismo punto en la ruta (km).

f : Frecuencia (GHz).

D : Longitud de la ruta (km) ($D = d_1 + d_2$).

n : Número de la zona de Fresnel.

La Figura 1-25 presenta las tres primeras zonas de Fresnel para una ruta de línea vista de longitud $D = 40$ km y frecuencia $f = 8$ GHz. La distancia h muestra el espacio libre entre la ruta de línea vista y el obstáculo más alto del terreno.

Usando la teoría de difracción de Fresnel los efectos del espacio libre sobre las pérdidas en la transmisión pueden ser calculadas como se muestran en la Figura 1-26. Se presentan tres casos para diferentes valores de coeficiente de reflexión

(determinados por las diferencias en la irregularidad del terreno).

ELEVACION (m)

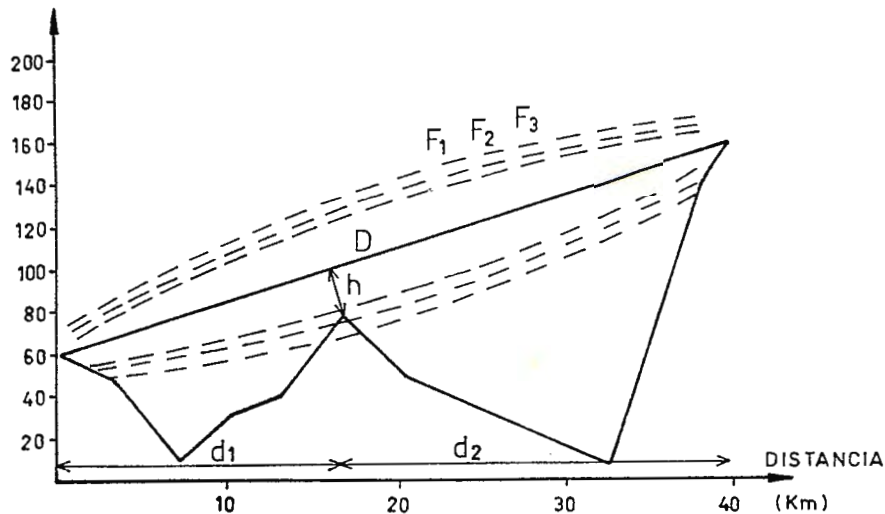


Figura 1-25.

Zonas de Fresnel para $f = 8$ GHz trayectoria de línea vista de 40 Km.

La curva $R = 0$ representa el caso de difracción de "Knife edge" donde las pérdidas a un ángulo mínimo (espacio libre igual a cero) es igual a 6 dB. La curva $R = -1$ ilustra la difracción en una superficie suave, la cual produce una pérdida máxima de 20 dB. En la práctica, la mayoría de rutas de microondas tienen una magnitud de 0.2 a 0.4 de coeficiente de reflexión, así como la curva $R = -0.3$ representa una ruta común. Para la mayoría de rutas, la atenuación de la señal se vuelve pequeña con un espacio libre de 0.6 veces el radio de la primera zona de Fresnel. El espacio libre produce interferencia constructiva en las zonas de Fresnel impares, ya que la señal retrasada está en fase con la señal directa, mientras que para las zonas pares se produce una interferencia destructiva, ya que la señal retrasada está fuera de fase con la señal directa por un múltiplo de media longitud de onda.

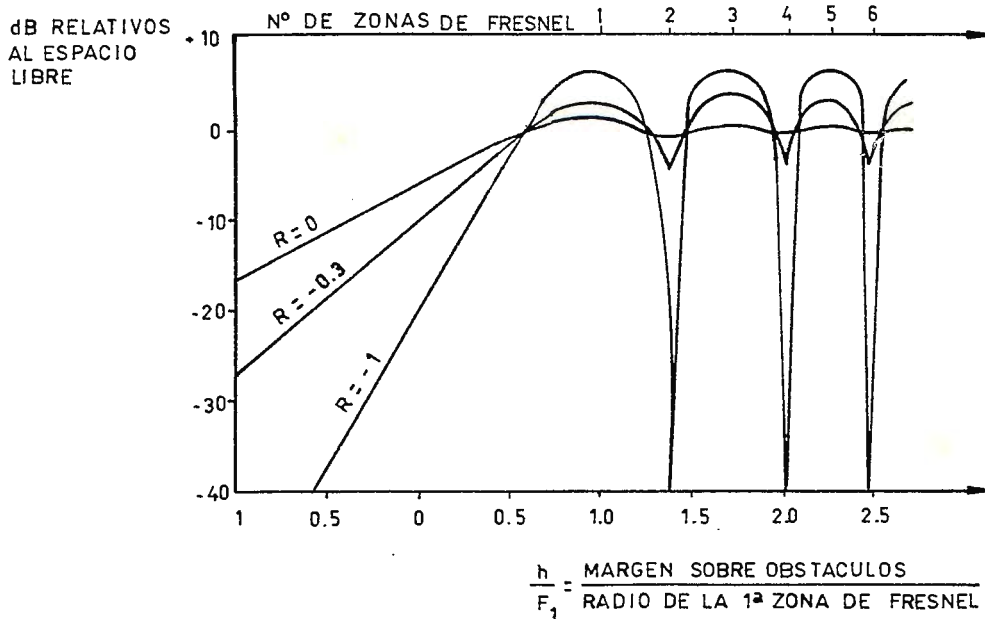


Figura 1-26.

Atenuación contra espacio libre de ruta.

Como se indica en la Figura 1-26 la separación entre picos y valles adyacentes decrece con el aumento entre los obstáculos y la primera zona de Fresnel, pero las diferencias de la potencia de la señal disminuyen a mayores zonas de Fresnel.

Para la mayoría de trayectorias, la atenuación de la señal se vuelve pequeña para un margen sobre obstáculos de 0.6 veces el radio de la primera zona de Fresnel.

1.3.1.5 Perfil de Trayectoria.

Los perfiles de trayectoria sirven para determinar la altura de las torres. Son obtenidos de mapas topográficos con escala 1:50000 o menos. Para enlaces de línea vista menores de 70 Km una línea recta debe ser dibujada conectando los dos puntos

terminales y se debe tomar especial cuidado con los obstáculos a lo largo de la trayectoria.

Estos perfiles deben ser trazados en un papel graficador especial que represente a la tierra como curva y el rayo de transmisión como una línea recta, o en un papel rectilíneo que represente a la tierra como plana y el rayo como una línea curva (este papel es preferido).

Con el uso de papel rectilíneo se requiere el cálculo de la curvatura de la tierra en un número de puntos a lo largo de la trayectoria especialmente en los obstáculos. Este valor de curvatura se le suma a la altura del obstáculo para determinar el punto de la gráfica. Se calcula con la siguiente ecuación:

$$h = \frac{d_1 d_2}{12.76} \quad \text{m} \quad (1.30)$$

donde:

d_1 : Distancia de un punto terminal al punto que ha de ser calculado y que en la Figura 1-27 es de aproximadamente 17 Km.

d_2 : Distancia del mismo punto al otro punto terminal. En la Figura 1-27 d_2 es igual a 23 Km.

Con esos valores se obtiene un h de 30.6 m. Este valor se suma a la altura del obstáculo (h_0), que es aproximadamente de 70 m, para ubicar el punto en 100.6 m.

El efecto de la refracción en la atmósfera de la tierra se puede obtener añadiendo el factor K donde:

$$h = \frac{d_1 d_2}{12.76K} \quad \text{m} \quad (1.31)$$

Para el ejemplo anterior si tomamos un $K=2/3$ se obtiene un h igual 45.96 m.

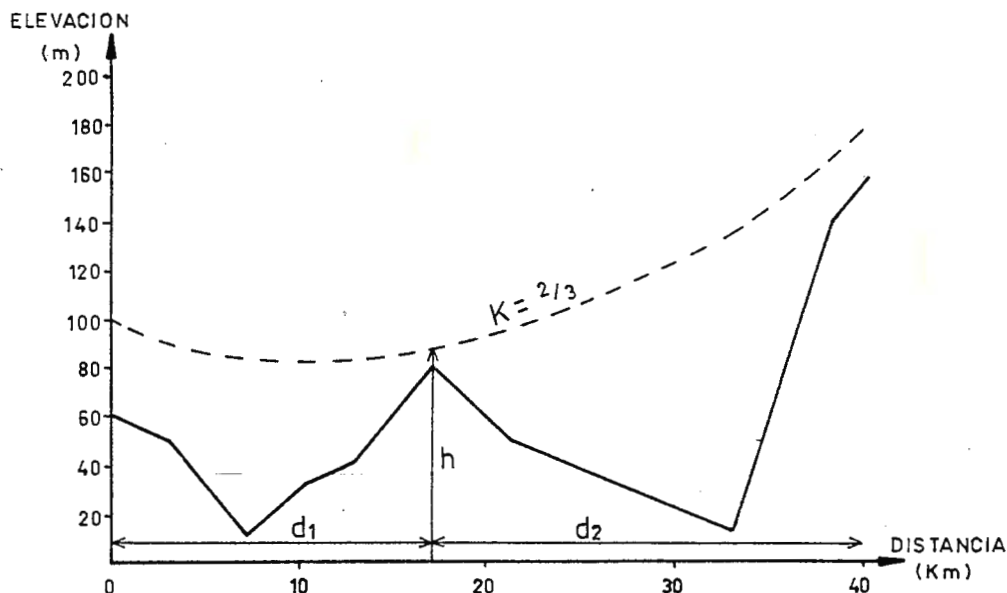


Figura 1-27.

Perfil de ruta de línea vista graficada en papel lineal.

La curvatura de la tierra puede ser calculada y graficada en los puntos seleccionados que representan el margen libre de obstáculos requerido abajo de la línea recta entre las antenas; cuando se unen estos puntos forman una parábola suave donde la curvatura es determinada por el valor de K .

El margen libre de obstáculos deberá ser abastecido con árboles (espacio nominal 15 metros) y con el crecimiento de dichos árboles (espacio nominal 3 metros) y en ausencia de árboles, para pequeña vegetación (espacio nominal 3 metros).

1.3.1.6 Planes de Frecuencia.

Usualmente para designar los canales para una banda en particular se separan las frecuencias de transmisión y

recepción, colocando todos los canales de transmisión en una mitad de la banda y todos los de recepción en la otra banda. Dentro de cada mitad de la banda, los canales adyacentes deben ser espaciados lo suficiente para evitar interferencias.

Un esquema común usado para incrementar la discriminación entre canales adyacentes es alternar la polarización vertical y horizontal con lo que se logra un aislamiento de 20 dB o más.

La Figura 1-28 muestra un arreglo de canales de radio frecuencia para modulación QPSK (4) a 140 Mb/s operando en la banda de 10.7 a 11.7 GHz.

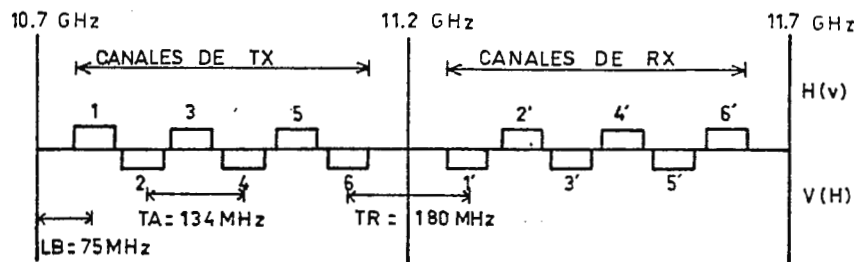


Figura 1-28.

Arreglo de canales.

La banda primero es separada en mitades para acomodar las frecuencias de recepción y transmisión. El espaciamiento recomendado es el siguiente:

a) LB, para límite de banda; que para el ejemplo de la Figura 1-28 es de 75 MHz.

b) TA, para canales de transmisión adyacentes; en la Figura 1-28 entre el 2o. y 4o. canal es de 134 MHz.

(4) Ver sección 2.5.

c) TR, para canales de transmisión y recepción adyacentes; que en el ejemplo de la Figura 1-28 entre el canal 6 y el 1' tiene un valor de 180 MHz. También tienen polarización opuesta en forma alternada entre vertical (v) y horizontal (h).

1.3.1.7 Interferencia.

Esta puede ocurrir desde fuentes internas y externas y el diseñador debe tomar en cuenta su frecuencia, potencia, direccionamiento y polarización.

Para minimizar los efectos de la interferencia (diafonía, incremento en la probabilidad de error), se debe tener una buena selección del lugar, el uso de antenas diseñadas adecuadamente y un plan de frecuencias correcto.

Las fuentes internas de interferencia son clasificadas como:

a) Sobrealcance ("Overreach"), el cual puede ocurrir cuando el radioenlace en tandem está colocado a lo largo de una línea recta. Este tipo de interferencia se vuelve significativo cuando la energía transmitida de A (Figura 1-29a) alcanza a D (lo cual puede ocurrir en condiciones de super-refractividad); este problema puede ser reducido alternando los enlaces para evitar una secuencia de líneas rectas.

b) Estación adyacente, y

c) Interferencia indirecta; estas últimas son una función de los parámetros de las antenas (como el lóbulo de radiación) esto se puede reducir usando antenas con mejor directividad, con polarizaciones opuestas y con paredes de blindaje (Figura 1-29b y 1-29c).

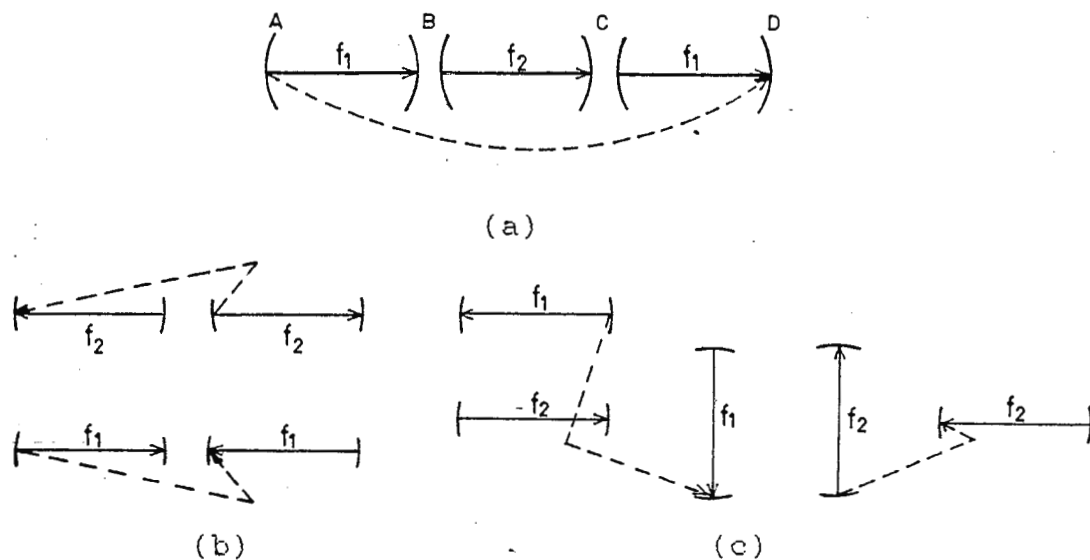


Figura 1-29.

Interferencia interna. (a) Sobrealcance. (b) Estación adyacente. (c) Indirecta.

Fuentes externas de interferencia son los radares, satélites y otros sistemas operando y que alcanzan a los receptores.

Los radares propagan energía a altos niveles en los 360° y son por lo tanto fuentes significativas de interferencia para receptores de microondas, aquí es recomendable usar filtros para minimizar la interferencia.

Ciertas bandas de frecuencia (por ejemplo 4 GHz), son compartidas entre sistemas de línea vista y de satélite y debido a la gran potencia usada por los transmisores de satélite los receptores de línea vista son susceptibles a interferencias aún a distancias más allá del horizonte, por lo tanto es necesario tener información sobre sistemas existentes lo cual incluye

potencia de transmisión, frecuencia, distancia y discriminación de antena.

El efecto de interferencia en radio frecuencia depende del nivel de la señal de interferencia y de si la señal es canal adyacente o es cocanal.

Una interferencia cocanal tiene la misma radiofrecuencia nominal que la del canal deseado (Figura 1-30a) y viene dada por el uso múltiple de la misma frecuencia sin el aislamiento adecuado entre enlaces.

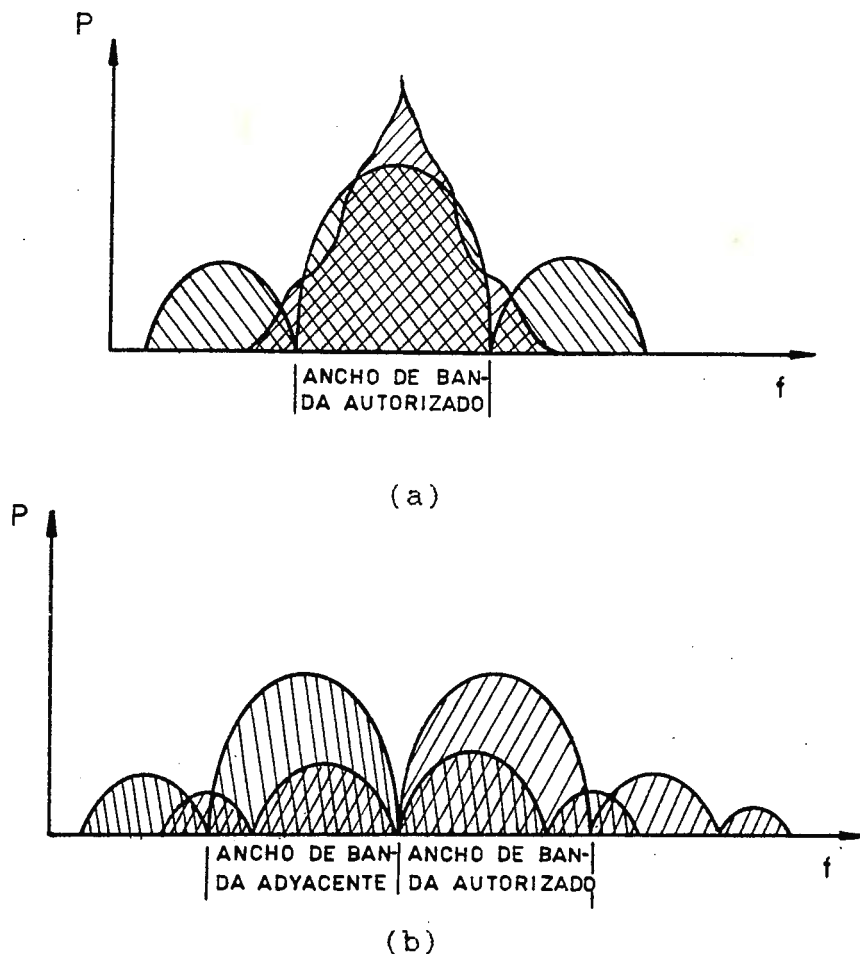


Figura 1-30.

Interferencia de radio frecuencia. (a) Cocanal. (b) Canal adyacente.

La interferencia de canal adyacente resulta de los componentes traslapados de un espectro de transmisión en los canales adyacentes (Figura 1-30b); la protección contra este tipo de interferencia requiere un control del espectro de transmisión, filtros dentro de los receptores y polarización ortogonal de los canales adyacentes.

1.3.1.8 Margen de desvanecimiento (Fading).[4]

En algunas rutas la fuente más frecuente de outage en un sistema de radio por microondas viene dada por el desvanecimiento multitrayectoria. La Figura 1-31 muestra un modelo simple de multitrayectoria como resultado de la refracción atmosférica. Como se indica en el modelo, se involucran dos rayos: el rayo primario y un rayo secundario retrasado. Si el rayo secundario llega fuera de fase con respecto al rayo primario, la señal compuesta está atenuada. La cantidad de atenuación es dependiente de la magnitud y la fase del rayo secundario.

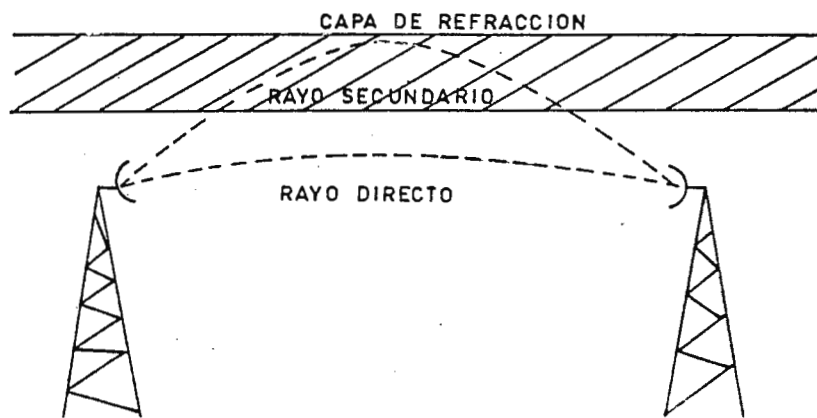


Figura 1-31.

Modelo de dos rayos de propagación multitrayectoria.

Frecuentemente sólo ocurren cantidades nominales de desvanecimiento las cuales pueden ser superadas aumentando la potencia de la señal transmitida en una cantidad llamada margen de desvanecimiento; este margen puede ser obtenido como la diferencia entre la potencia umbral de recepción (P_u), (que es un dato dado por el fabricante); y la potencia de recepción calculada.

La potencia de recepción calculada se determina por la siguiente ecuación:

$$P_r = P_t - L_{w1} - L_{f1} + G_{a1} - L_{fs} + G_{a2} - L_{f2} - L_{w2} \quad (1.32)$$

donde:

P_t : potencia de transmisión en dBm.

L_w : pérdidas en la línea de transmisión en dBm.

G_a : ganancia de la antena transmisora o receptora.

L_{fs} : pérdidas en el espacio libre, que son calculadas por la ecuación (1.18) si son microondas y por la ecuación (1.19) para ondas milimétricas.

Los subíndices 1 y 2 sirven para indicar la sección del sistema en un momento dado, por ejemplo tomando la Figura 1-17 como modelo, se puede denominar sección 1 a la parte transmisora y sección 2 a la parte receptora.

Las pérdidas en el filtro y la línea de transmisión de cada sección son pequeñas y se pueden considerar como 3 dB, así:

$$L_{w1} + L_{f1} = L_{w2} + L_{f2} = 3 \text{ dB}$$

esa asunción simplifica la ecuación (1.32) quedando como:

$$Pr = Pt + G\alpha_1 - Lfs + G\alpha_2 - 6dB \quad (1.33)$$

1.4 Antenas.

En los sistemas de radio, la onda electromagnética viaja desde el transmisor al receptor a través del espacio, y las antenas son utilizadas en ambos extremos con el propósito de acoplar el transmisor y el receptor al medio de enlace (el espacio). Muchas de las características de las antenas son idénticas para las funciones de transmisión y recepción, y con frecuencia, la misma antena es utilizada para ambas funciones.

1.4.1 El radiador isotrópico.

La palabra isotrópico significa igual en todas direcciones; por lo que un radiador isotrópico es aquel que irradia de igual forma en todas las direcciones (Figura 1-32).

Las antenas reales radian más en ciertas direcciones que en otras por lo que no pueden ser consideradas isotrópicas.

El concepto del radiador isotrópico es muy útil ya que proporciona un estándar con el cual las antenas reales pueden ser comparadas. Además ya que este es un radiador ideal, es asumido sin pérdidas y su eficiencia es la unidad.

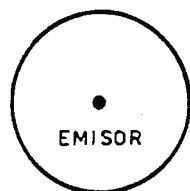


Figura 1-32.

Patrón de radiación del radiador isotrópico.

1.4.2 Parámetros de las Antenas.[38]

1.4.2.1 Impedancia.

La impedancia Z_A de una antena es una cantidad compleja:

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (1.34)$$

La parte reactiva X_A resulta de los campos reactivos circundantes a la antena y como toda reactancia, la energía es almacenada en estos campos y regresada a la fuente. Siempre que sea posible, la reactancia será sintonizada de tal manera que la antena presente a la línea de transmisión una resistencia R_A de carga, puramente resistiva, la cual está dada por:

$$R_A = R_{rad} + R_p \quad (1.35)$$

Algunos valores típicos son 50, 75 y 150 Ω .

La resistencia R_{rad} es una resistencia ficticia llamada resistencia de radiación, en la cual, si circulara la corriente efectiva de la antena, en la transmisión disiparía la misma cantidad de potencia que fuera radiada. Una cierta cantidad de potencia será disipada en la antena en forma de calor y la potencia disipada en R_p , cuando circula la misma corriente que en R_{rad} , proporciona la potencia perdida en la antena. Los valores de R_{rad} oscilan entre 5 y 600 Ω mientras que para R_p propablemente no es mayor de 1 Ω .

1.4.2.2 Rendimiento.

Las resistencias de pérdida y de radiación, son de mayor utilidad en las antenas de alambres, en las que la corriente efectiva es fácilmente identificada y la resistencia de pérdida es principalmente la resistencia del alambre de la antena. Para

este tipo de antena, la potencia total suministrada a ésta es $I_{ef}^2 \cdot R_a$ y la potencia radiada es $I_{ef}^2 \cdot R_{rad}$, por lo que el rendimiento de la antena es:

$$\eta_A = \frac{I_{ef}^2 \cdot R_{rad}}{I_{ef}^2 (R_{rad} + R_p)} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_p} = \frac{R_{rad}}{R_A} \quad (1.36)$$

Algunos valores típicos del rendimiento son entre 55 a 80 %.

De la ecuación (1.36), se puede derivar la definición de rendimiento: es la relación entre la potencia de radiación y la potencia total aplicada a la antena, en la cual se toma en cuenta también la potencia de pérdida proporcionada por la resistencia R_p además de la potencia de radiación. Esta definición, es válida para una antena transmisora ya que para una antena receptora se define como la relación entre la potencia que llega a la carga de la antena y la potencia que absorbe esta misma carga, pero sin pérdida ($R_p = 0$).

1.4.2.3 Ganancia de la Antena.

La ganancia de una antena está definida como la razón de la intensidad máxima de radiación en una dirección dada con la máxima intensidad de radiación producida por una antena de referencia sin pérdidas (isotrópica), a la cual se le ha alimentado con la misma potencia de entrada. En coordenadas angulares, la ganancia se expresa:

$$G(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_i} \quad (1.37)$$

donde:

$P(\theta, \phi)$: es la potencia por unidad de ángulo sólido en función de coordenadas angulares.

Pi : Potencia de la antena isotr3pica.

En la mayor3a de las antenas, la ganancia muestra un punto m3ximo (Gm) que muchas veces es referido como la ganancia de la antena, pero 3sta es solamente una ganancia en el sentido que la antena concentra la potencia en una direcci3n m3xima, no incrementa la potencia total radiada.

1.4.2.4 Directividad.

La directividad est3 muy relacionada con la ganancia de potencia. Esta es la raz3n entre la m3xima intensidad de radiaci3n y la intensidad de radiaci3n promedio.

La ganancia y la directividad est3n relacionadas de la siguiente forma:

$$D(\theta, \phi) = \frac{G(\theta, \phi)}{\eta_A} \quad (1.38)$$

El valor m3ximo de $D(\theta, \phi)$ es denominado directividad o ganancia directiva que est3 dada por:

$$D_M = \frac{G_M}{\eta_A} \quad (1.39)$$

En la Figura 1-33 se muestra la funci3n de ganancia, donde la longitud de la l3nea desde el origen a cualquier punto en la superficie de la figura, proporciona la ganancia en direcci3n del punto. La ganancia m3xima Gm es mostrada, as3 como tambi3n la ganancia $G(\theta_1, \phi_1)$ en la direcci3n (θ_1, ϕ_1) .

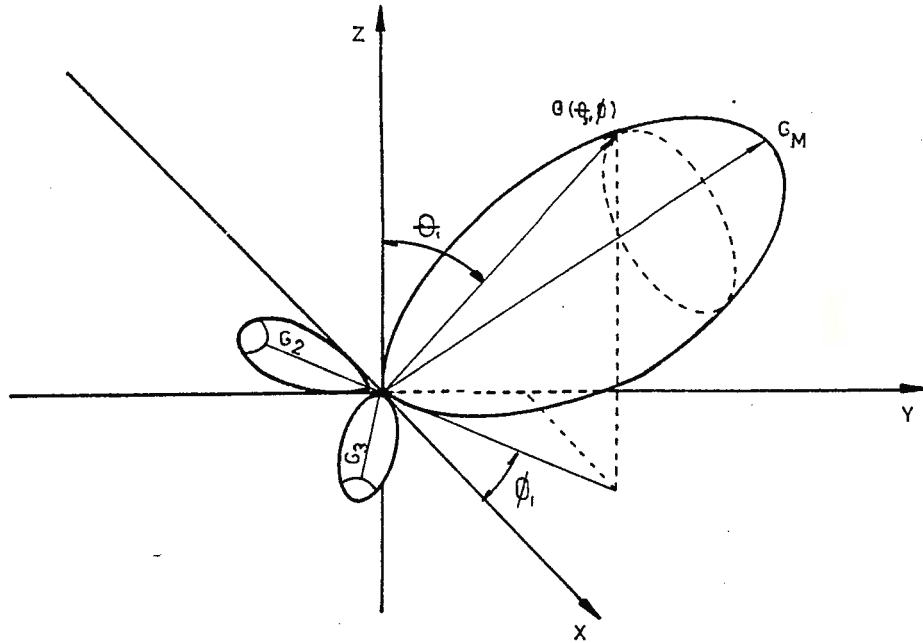


Figura 1-33.

Función de ganancia $G(\theta, \phi)$.

1.4.2.5 Area Efectiva.

Una antena receptora, presenta una superficie efectiva o área efectiva en la cual colecta la energía electromagnética de la onda incidente.

El área efectiva es la relación entre la máxima potencia recibida y la densidad de potencia.[39]

El área tiene un valor máximo A_{ef} que es conocido como el área efectiva de la antena que es proporcional a G_m .

Si la ganancia de antena (G_m) es medida en condiciones de transmisión se llama G_T y su área efectiva en condiciones de recepción está dada por:

$$A_{ef} = \frac{\lambda^2 G_T}{4\pi} \quad (1.40)$$

1.4.2.6 Ancho de Banda.

Desde el punto de vista de su operación y de aplicación la antena modifica el concepto de ancho de banda, ya que algunas antenas están diseñadas para operar a una sola frecuencia, mientras que otras operan en un ancho de banda amplio. El ancho de banda de operación de una antena puede limitar o modificar varios factores de ésta tales como cambiar de forma el patrón de radiación, aumentar los lóbulos laterales, pérdida de la ganancia, variación en las características de polarización e inclusive alteraciones en la impedancia.

Para las antenas con dimensiones menores a semilongitud de onda, el ancho de banda afecta más a la impedancia y en el caso de las antenas polarizadas circularmente, sus características de polarización son el punto limitante de su ancho de banda.

1.4.3 Antenas de VHF - UHF.

1.4.3.1 Antenas para enlaces Punto a Punto.

1.4.3.1.1 Antena Yagi-Uda.

Esta antena es ampliamente utilizada para propósitos generales a frecuencias de hasta por lo menos 900 MHz. Son de bajo costo y fáciles de instalar, tienen un razonable ancho de banda y proporcionan ganancias de hasta 17 dBi(5) o más si es utilizado un arreglo múltiple.

La antena Yagi-Uda proporciona una radiación unidireccional con lóbulos traseros y laterales moderadamente bajos. Está constituida por una serie de elementos los cuales son:

(5) Ver apéndice B.

- a) Elementos directores (dirigen el campo eléctrico).
- b) Elementos reflectores (reflejan el campo eléctrico);
los dos anteriores conocidos como elementos parásitos y,
- c) Elemento activo (radia el campo eléctrico).

En la Figura 1-34 se muestra la antena Yagi-Uda estándar la cual consta de 6 elementos. El número de elementos para este tipo de antena varía desde 3 a 18 para aumentar su ganancia.

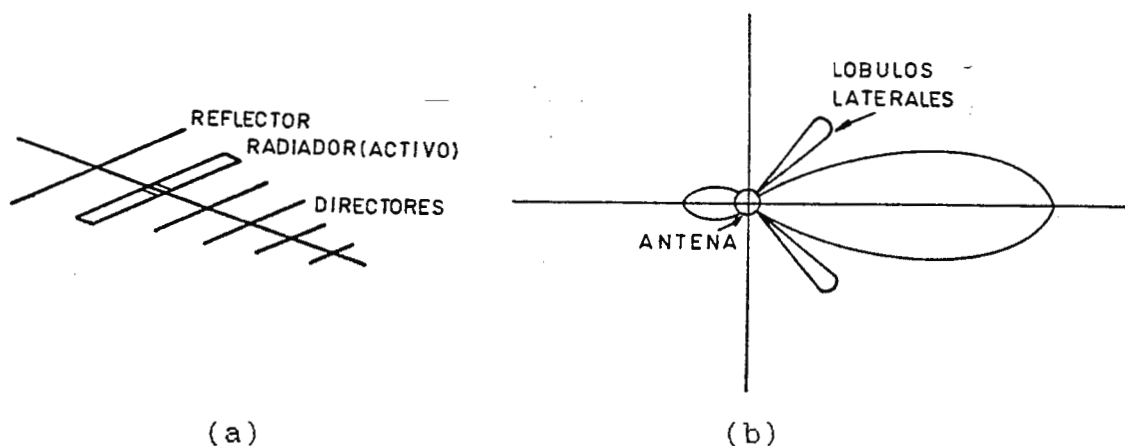


Figura 1-34.

Antena Yagi-Uda (a) Forma física. (b) Patrón de radiación.

Su ganancia está dada por:

$$G = 10 \log n \quad \text{dB} \quad (1.41)$$

donde:

n : Número de elementos por considerar.

1.4.3.1.2 Antena Logarítmica Periódica.

Este tipo de antena es ampliamente utilizada en aplicaciones en las cuales es necesario un amplio ancho de banda de frecuencia. La ganancia de una antena logarítmica periódica de VHF o UHF es aproximadamente 10 dBi pero se pueden obtener

ganancias mayores con arreglos de dos o más antenas. La desventaja que presenta este tipo de antenas es el tamaño de la estructura el cual es bastante grande para obtener una ganancia satisfactoria. Esto se debe al hecho de que solamente una pequeña parte de toda la estructura es activa a una frecuencia dada.

La antena logarítmica periódica es básicamente un arreglo de dipolos alimentados con una fase alterna alineada a lo largo del eje de radiación. La estructura de este tipo de antena se muestra en la Figura 1-35.

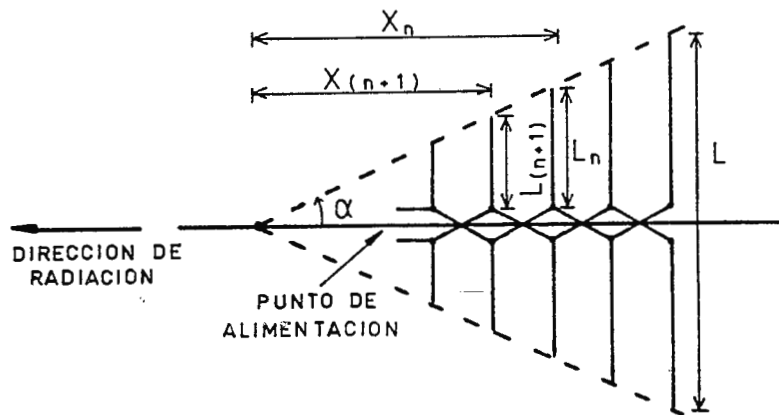


Figura 1-35.

Antena Logarítmica Periódica.

La longitud y el espaciamento de los elementos conforman una relación dada por:

$$\tau = \frac{L(n+1)}{L_n} = \frac{X(n+1)}{X_n} \quad (1.42)$$

El ángulo de divergencia está dado por:

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{L_n}{X_n}\right) \quad (1.43)$$

Si se desea obtener una alta eficiencia de la antena, el extremo abierto L debe ser mayor que media longitud de onda.

Este tipo de antena, posee una característica, que su impedancia es una función periódica del logaritmo de la frecuencia; de donde proviene su nombre. Es muy utilizada en estaciones bases y móviles, donde muchos canales deben de ser manejados con un solo sistema de antena con buenas características de directividad.

1.4.3.1.3 Antena Helicoidal.

Esta clase de antena es fácil de construir y de acoplar. El elemento radiador, es básicamente una bobina. Si el diámetro y la longitud son menores a una longitud de onda y es alimentada en el centro; toda la estructura se comportará como una antena dipolo; pero si el diámetro es aproximadamente la longitud de onda y es alimentado en un extremo con un plano reflector y la longitud es varias veces mayor que la longitud de onda, se obtiene una antena altamente direccionable (Figura 1-36). Esta clase de antena es bastante utilizada para recepción de satélites.

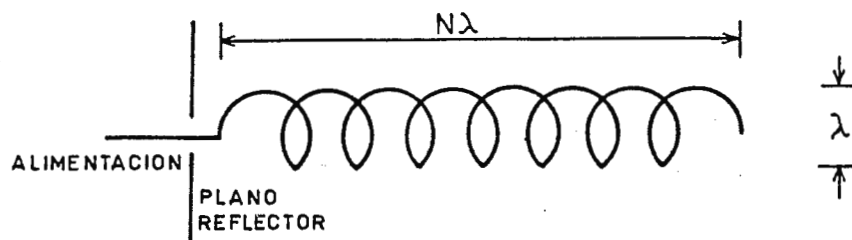


Figura 1-36.

Antena helicoidal.

1.4.3.2 Antenas para Estaciones Base.

1.4.3.2.1 Antena Discono.

Este tipo de antena es diseñada para radiar en forma omnidireccional en el plano horizontal con polarización vertical. Es una antena de banda ancha usualmente diseñada para ser alimentada directamente de una línea coaxial de 50 Ω .

La antena discono (Figura 1-37) es ideal para las estaciones bases para los sistemas urbanos de comunicación móvil.

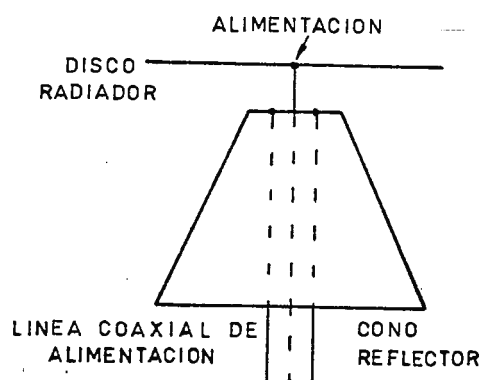


Figura 1-37.

Antena omnidireccional discono.

1.4.3.2.2 Dipolos en Poste.

Uno de los arreglos de este tipo de antena es mostrada en la Figura 1-38a, el cual proporciona una ganancia de aproximadamente 10 dBi en la dirección de transmisión pero solamente 4 dBi en la recepción.

En la Figura 1-38b, se muestra una solución en la cual los dipolos están colocados en pares y en fase. Sin embargo, la antena se vuelve relativamente cara.

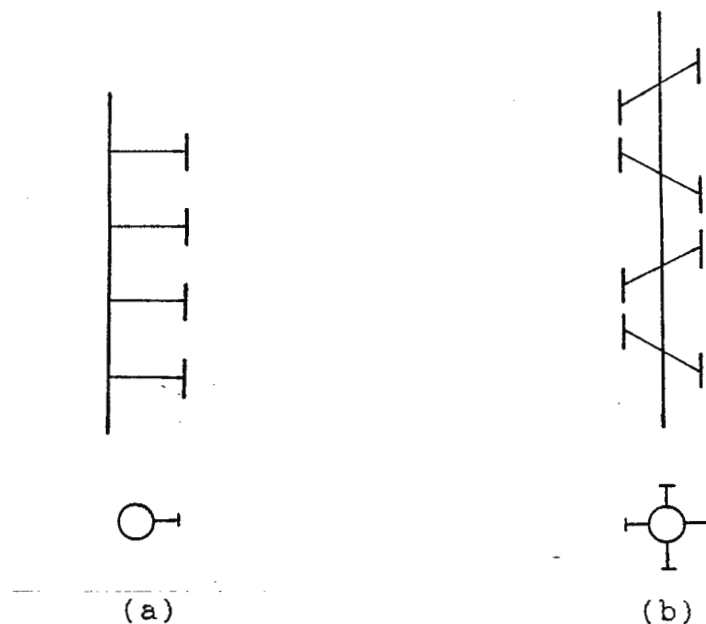


Figura 1-38.

Dipolos en poste.

1.4.4 Antenas para Microondas.

1.4.4.1 Bocinas.

Las antenas de bocinas son guías de onda con su parte terminal expandida en forma de embudo.

Las antenas de bocina se pueden clasificar según la dirección del campo eléctrico respecto a la apertura de radiación en:

a) Plano E. La radiación se incrementa con la apertura en la dirección del campo eléctrico (Figura 1-39a).

b) Plano H. El máximo de radiación es perpendicular al campo eléctrico (Figura 1-39b).

Estos dos tipos de bocinas son conocidos también como bocinas sectoriales.

c) Bocina Compuesta. La radiación es simultánea en ambos planos E y H (Figura 1-39c). Es conocida como bocina piramidal.

d) Bocina Cónica. La radiación se da en forma circular (Figura 1-39d).

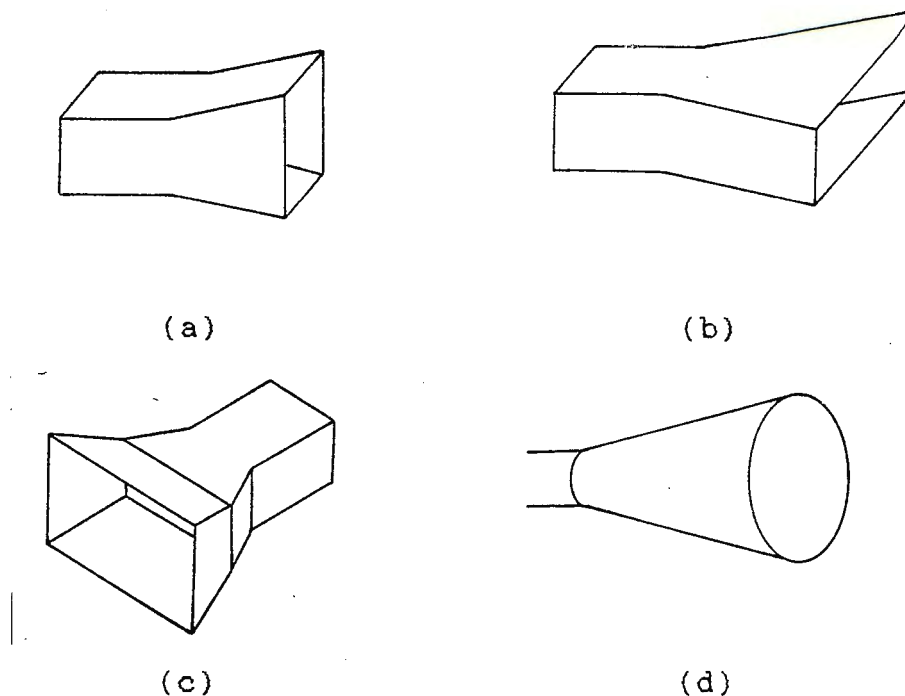


Figura 1-39.

Tipos de bocinas. (a) Sectoral de plano E. (b) Sectoral de plano H. (c) Compuesta. (d) Cónica.

Las antenas de bocina son utilizadas para disminuir las discontinuidades repentinas que se dan en la transición de la señal desde la guía de onda hacia el espacio, también son utilizadas como sistemas alimentadores para antenas de radar, satélite y en antenas de microondas terrestres.

1.4.4.2 Antena Parabólica.[20]

Es la más utilizada para microondas, la cual consiste de una antena principal (un dipolo o una bocina) situada en el punto focal de un reflector parabólico.

La directividad de la antena parabólica está en función de la directividad de la antena principal y de la relación entre la longitud focal y el diámetro del reflector f/D . Esta relación, conocida como el número de abertura, que determina la abertura angular del reflector 2ψ (Figura 1-40), el cual determina cuanta radiación es interceptada por el reflector.

Esta clase de antenas proporciona una alta ganancia la cual puede ser calculada así:

$$G(\text{dB}) = 10 \log \frac{4\pi\eta A_t}{\lambda^2} \quad (1.44)$$

donde:

η : Eficiencia de la antena (0.5 - 0.7).

A_t : Area de la antena.

λ : Longitud de onda. $\lambda = c/f$ $c = 3 \times 10^8$ m/s, f = frecuencia de operación.

El área de la antena se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$A_t = \frac{\pi D^2}{4} \quad (1.45)$$

donde:

D : Diámetro de la antena.

El reflector parabólico es muy utilizado para sistemas de comunicación con microondas de línea a vista punto a punto. Además es utilizado en radioastronomía.

Con frecuencia es también usado para enlaces de comunicación con microondas como el sistema BELL D-2, porque es compacto y simple en construcción mientras da una alta directividad de

parábola y también una alta eficiencia.

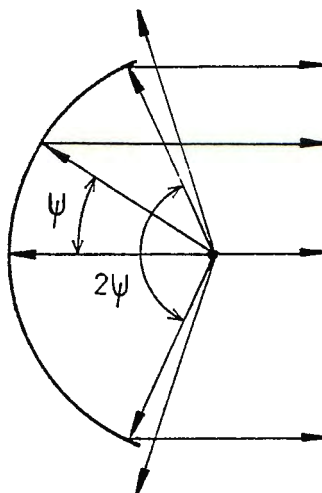


Figura 1-40.

Radiación interceptada por el reflector.

1.5 Fibra Optica.

1.5.1 Naturaleza de la Luz.[31]

Muchos de los fenómenos de la luz pueden ser explicados si se define que la luz es una onda electromagnética que posee una frecuencia muy alta de oscilación y una longitud de onda baja. Las frecuencias del espectro electromagnético son mostradas en la Figura 1-16. Se usa el término óptico para referirse a las frecuencias que corresponden a las fracciones de infrarrojo, visible y ultravioleta en el espectro.

Las longitudes de ondas para la luz visible van desde $0.4 \mu\text{m}$ (color azul) hasta los $0.7 \mu\text{m}$ (color rojo).

Las fibras ópticas no son buenos transmisores de la luz en esa región, ya que atenúan las ondas a tal grado que sólo son posibles enlaces cortos. Las pérdidas en la región ultravioleta

son también grandes. Sin embargo en la región infrarroja existen dos secciones donde el vidrio es muy eficiente. Eso ocurre a longitudes de onda cercanas a los $0.85 \mu\text{m}$ y en el intervalo de 1.1 a $1.6 \mu\text{m}$. Cerca de $0.85 \mu\text{m}$ la atenuación es pequeña y las fuentes de luz y detectores están ampliamente desarrollados, pero la mayor eficiencia en la transmisión ocurre a longitudes mayores.

Las frecuencias y la longitud de onda están relacionadas por la siguiente ecuación :

$$f_{(\text{Hz})} = \frac{c}{\lambda} \quad (1.46)$$

donde:

c : Velocidad de la luz en el vacío (3×10^8 m/s).

λ : Longitud de onda (μm).

1.5.2 Aspectos Generales de las Fibras Ópticas.

Los sistemas con fibra óptica ofrecen un amplio ancho de banda (con lo que se aumenta el número de canales disponibles), libre de interferencias externas y utilizan materia prima abundante. Una fibra óptica es una guía de onda, dieléctrica, hecha de vidrio o plástico, la conforman tres partes: el núcleo, el revestimiento y el forro o envoltura (Figura 1-41).

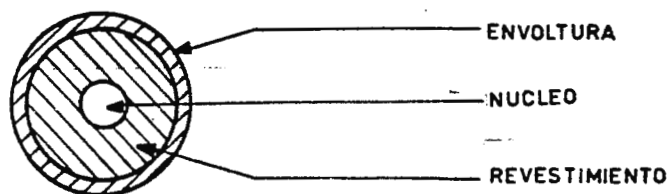


Figura 1-41.

Construcción de una fibra óptica.

Los principales elementos de la comunicación a través de un tramo de fibra óptica están representados en la Figura 1-42.

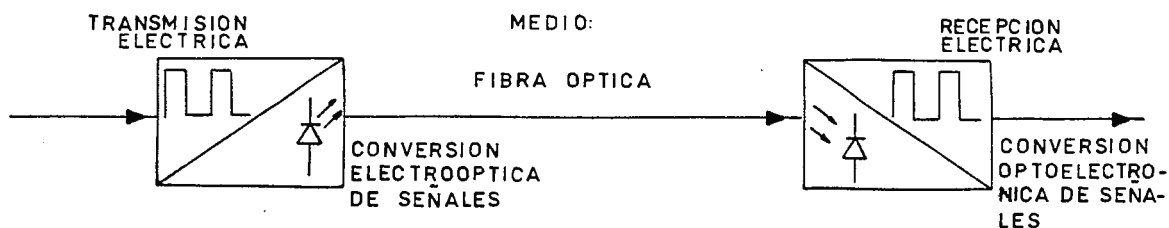


Figura 1-42.

Elementos de la transmisión óptica.

Para la transmisión con ayuda de ondas luminicas, las señales eléctricas deben ser convertidas en señales luminicas y éstas nuevamente en eléctricas para su recepción. Tarea asumida por componentes semiconductores como emisores y detectores optoelectrónicos en ambos extremos de la fibra.

1.5.3 Ventajas respecto a los otros medios de Transmisión.[42]

a) Atenuación de línea muy escasa.

La potencia luminica disminuye a la mitad después de 15 Km lo que significa que los amplificadores para la reactivación de la señal sólo son necesarios a distancias mucho mayores o que se puede prescindir totalmente de ellos.

b) Significativa mayor capacidad de Transmisión.

Teóricamente son posibles tasas de transmisión en el orden de magnitudes superiores a 10 Gbits/s. Esta capacidad puede ser aumentada utilizando varias ondas portadoras con diferentes longitudes de ondas luminicas.

c) Considerable reducción de volumen y peso del cable.

Un diámetro de fibra muy pequeño, con capa sintética

protectora de 0.25 hasta 0.5 mm de espesor contra 10 mm en pares coaxiales de cobre, y un peso de cable reducido con una flexibilidad mecánica considerablemente mayor, brindan una serie de ventajas para transporte, tendido y espacio necesario en tramos de líneas de cable.

d) Ninguna conductividad eléctrica.

Debido a ello no son necesarias disposiciones de puesta a tierra y protección contra rayos (exceptuando para la protección metálica).

e) Ninguna interacción de las ondas lumínicas con campos y ondas electromagnéticas fuera de la fibra.

Las fibras tienen excelente rechazo para interferencias electromagnéticas (EMI) y de radiofrecuencia (IRF). Las IRF son causadas por estaciones de radio y televisión, radares y otras señales originadas en equipos electrónicos. Las EMI incluyen esas fuentes de radiación y aquellas causadas por fenómenos naturales. Por ser las fibras aislantes no recogen o propagan pulsos electromagnéticos.

f) Medio de Bajo costo.

Las fibras están hechas con dióxido de silicio como material básico, el cual es muy abundante; otras fibras son hechas de plástico transparente, otro material de fácil adquisición.

Pero su economía viene dada más que por su costo por metro, por la gran capacidad de transmitir información y por ser de diámetro pequeño y ligeras en relación a los cables; lo que facilita su instalación.

g) Menos afectada por el medio ambiente.

La corrosión debida al agua o químicos es menos severa para el vidrio que para el cobre. Sin embargo el agua no debe de penetrar al vidrio y para aplicaciones submarinas las fibras deben ser encapsuladas dentro de cables que las protejan.

Pueden soportar temperaturas extremas antes de deteriorarse, valores de alrededor de 800 °C no afectan a la fibra de vidrio pero si a otros componentes como el revestimiento plástico, el cual puede fundirse dejándola sin protección. Cables de fibra con rangos de operación de -25 a +65 °C están disponibles comercialmente a precios moderados.

Su bajo costo, pequeño tamaño y la seguridad resultante de la transmisión no radiante de línea, hace a las fibras atractivas para la transferencia de información o datos sobre cualquier distancia. Sin embargo existen ciertas desventajas que vale la pena mencionar (aunque no eliminan sus múltiples ventajas):

- a) Tecnología poco conocida en nuestro medio.
- b) Dificultad en los empalmes y aún más en las derivaciones.
- c) Las interfaces necesarias son considerablemente más caras que las interfaces eléctricas.

1.5.4 Tipos de Fibras.

Según la forma de transmisión la fibra se clasifica en fibras monomodo, multimodo y multimodo con índice gradual.

1.5.4.1 Fibras Monomodo.

Se denomina fibra monomodo cuando sólo existe un modo de propagación, como se observa en la Figura 1-43a. En este tipo de

fibra el diámetro del núcleo es sólo pocas veces la longitud de onda de la luz transmitida y sólo un rayo o modo será propagado.

1.5.4.2 Fibras Multimodo.

Se llama fibra multimodo cuando utiliza varios modos de propagación (se llaman modos de propagación o simplemente modos a los diferentes ángulos de entrada del rayo de luz a la fibra), como puede observarse en la Figura 1-43b. Para este tipo de fibras, el diámetro del núcleo es varias veces la longitud de onda de la luz a ser transmitida, si se toma un valor de $\lambda = 0.8 \mu\text{m}$, el diámetro del núcleo debe ser $50 \mu\text{m}$; el grosor del revestimiento debe ser mayor que el radio del núcleo, $37.5 \mu\text{m}$ para este caso. Como se observa en la Figura 1.43b para la fibra multimodo, el rayo de luz a lo largo de ésta rebota en la interface del núcleo y el revestimiento.

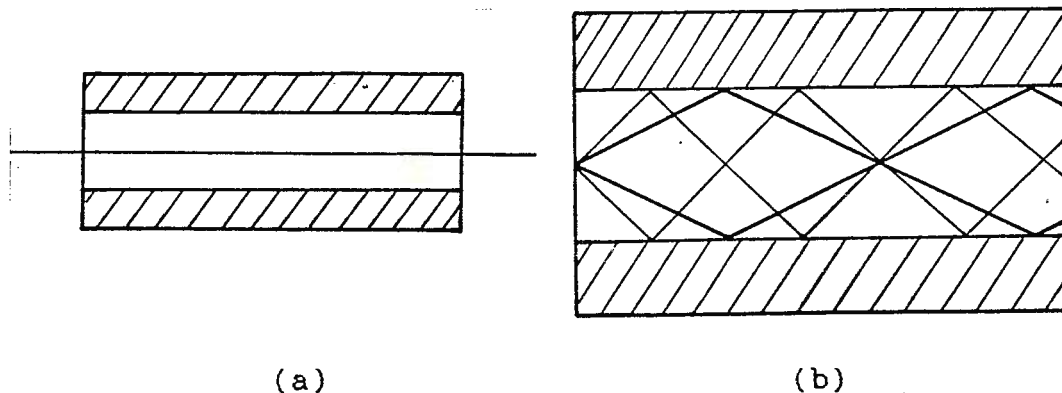


Figura 1-43.

Comportamiento de las fibras. (a) Monomodo. (b) Multimodo.

Una de las principales diferencias entre las fibras monomodo y multimodo es que en estas últimas la mayor cantidad de la potencia total viaja en el núcleo, mientras que en las primeras

una gran parte de la potencia es propagada al revestimiento cerca del núcleo, así cuando la longitud de onda se vuelve lo suficientemente amplia para causar propagación en las monomodo alrededor del 20 % de la potencia es llevada por el revestimiento, y si la longitud de onda se duplica, en el revestimiento viajará más del 50 % de la potencia.

Las fibras monomodo y multimodo que se han descrito poseen índice de refracción en escalón, es decir que el valor del índice es único para todo el núcleo. Este tipo de fibras tienen desventaja por su escaso ancho de banda, esto es debido a la dispersión de retardo modal, la cual es producida por la interferencia constructiva y destructiva que los rayos sufren entre ellos al salir de una fibra multimodo. El efecto será más prolongado tanto más larga sea la fibra. Este comportamiento es comparable como un filtro pasa bajo (FPB) donde el ancho de banda será menor al ser más larga la fibra, impidiendo la transmisión de banda ancha.

1.5.4.3 Fibras Multimodo con Índice Gradual.

Una forma de solucionar este efecto es utilizar fibras con índice gradual, el cual presenta el comportamiento que se muestra en la Figura 1-44a. La Figura 1-44b muestra la trayectoria que sigue la luz y en este caso es en forma de ondas sinusoidales en lugar de zig-zag como en la Figura 1-43b.

El índice de variación es descrito por:

$$n(r) = n_1 \sqrt{1 - 2(r/a)^2 \Delta} \quad (1.47a)$$

$$n(r) = n_1 \sqrt{1 - 2\Delta} = n_2 \quad (1.47b)$$

donde:

n_1 : Índice de refracción a lo largo del eje del núcleo.

n_2 : Índice de refracción del revestimiento.

a : Radio del núcleo.

v : Parámetro que describe la variación del índice de refracción.

Δ : Cambio en el índice de refracción fraccional (Típicamente es del orden de 0.01).

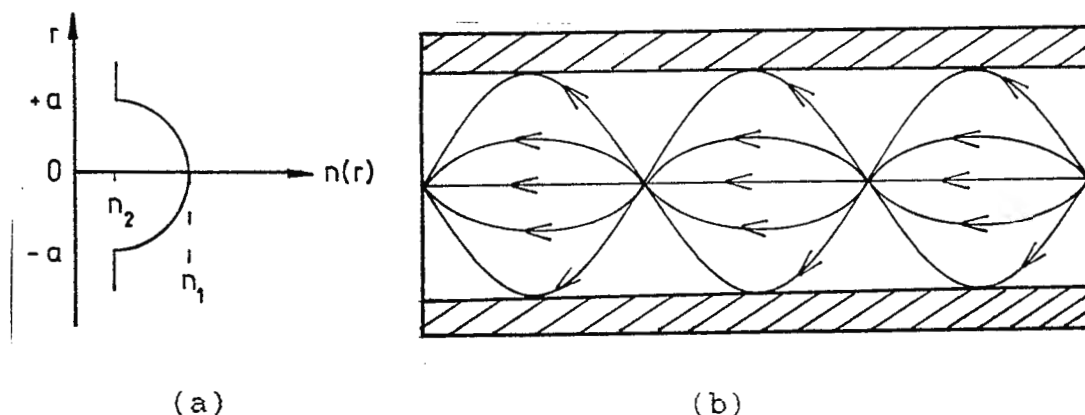


Figura 1-44.

Fibra con índice gradual de refracción.

1.5.5 Características.

1.5.5.1 Ancho de Banda.

Las limitaciones en el ancho de banda para sistemas con fibra, provienen de dos fuentes principales: la dispersión de retardo modal y la dispersión del material.

La dispersión de retardo modal afecta principalmente a las fibras multimodo y la dispersión del material surge de las variaciones en la velocidad de la luz a través de la fibra con

la longitud de onda de dicha luz.

A una onda típica de $0.8 \mu\text{m}$, la variación del retraso es aproximadamente 100 pseg/nm/Km , así si el ancho del espectro emitido es de 50 nm , los pulsos de la fuente se dispersarán 5 nseg/Km . Esto limita la modulación-ancho de banda alrededor de $50 - 100 \text{ MHz/Km}$.

1.5.5.2 Atenuación.[35]

La pérdida en la potencia de la señal cuando la luz viaja por la fibra es llamada atenuación, la cual es afectada principalmente por los cuatro factores siguientes:

a) Pérdidas por la radiación de la luz propagada.

Estas vienen dadas por las imperfecciones microscópicas en la fibra, tal como residuos de agua en el vidrio; existe un límite por debajo del cual estas pérdidas no pueden ser reducidas, no importando cuan perfecto sea el vidrio de la fibra, debido a las irregularidades en la estructura molecular del vidrio. Este límite es llamado Dispersión de Rayleigh, que para fibras disponibles comercialmente tienen valores de pérdidas de 3.5 dB/Km a $0.8 \mu\text{m}$ y de 0.7 a 1.5 dB/Km para 1.3 a $1.5 \mu\text{m}$. En la Figura 1-45 se muestra el espectro de atenuación de la fibra óptica.

b) Pérdidas por Absorción.

La absorción se refiere a la conversión de la potencia en el rayo de luz a calor en algunos materiales o imperfecciones, las cuales son parcial o completamente opacos. Esta propiedad es útil como en el caso de la envoltura de la fibra para cuidar que la luz no escape del cable, pero es un problema cuando ocurre

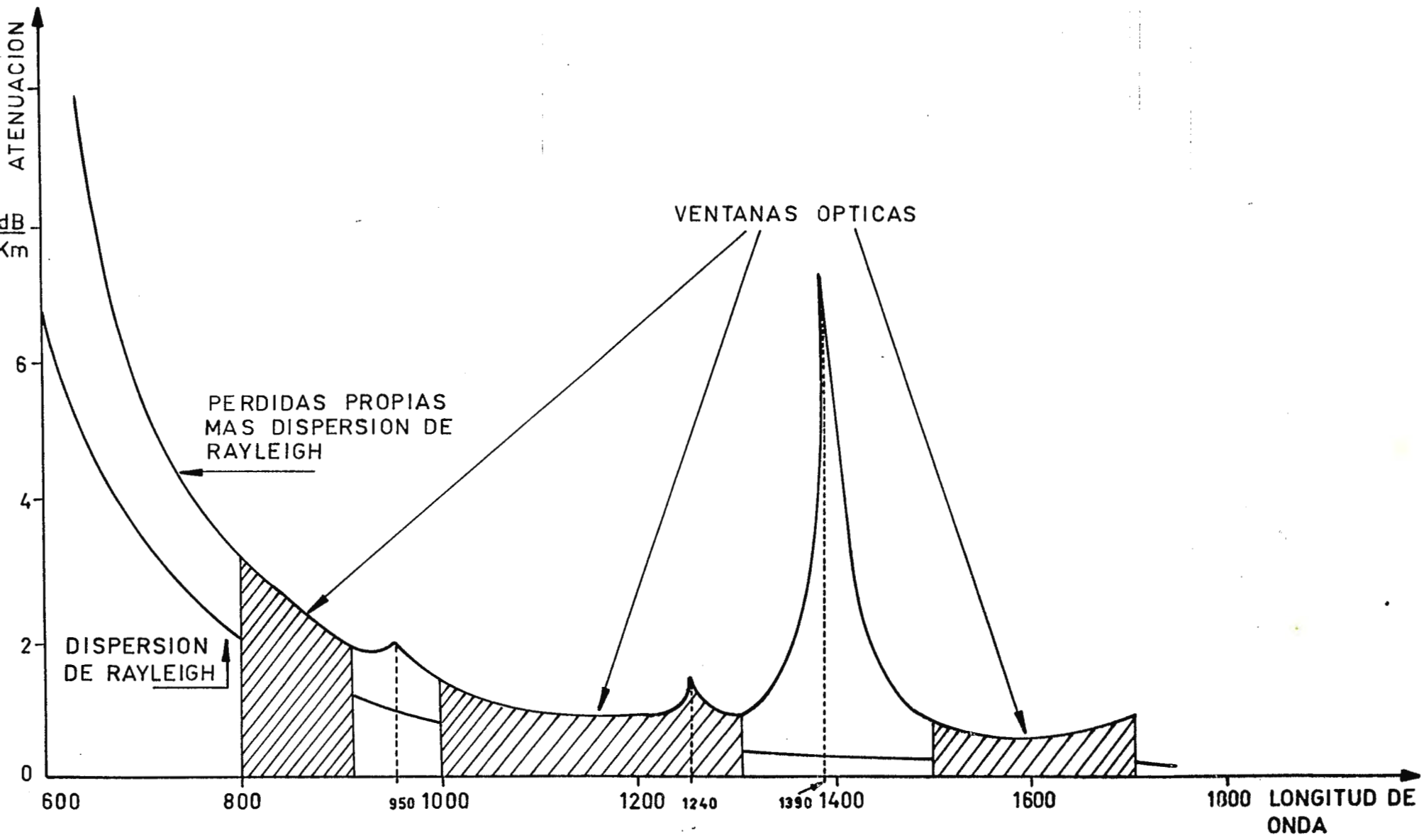


Figura 1-45.

Espectro de atenuación de la fibra óptica.

como una imperfección de la fibra. Los sistemas transmiten a 0.8, 1.3 y 1.5 μm donde se presentan reducciones en la curva de absorción de la luz.

c) Pérdidas por conexiones.

Este tipo de pérdidas son inevitables y representan una gran fuente de pérdidas para los sistemas ópticos; además de las conexiones por instalación, conexiones de reparación serán necesarias por roturas en las fibras. El efecto completo de la conexión no es obtenido hasta que las partes son alineadas correctamente. Los extremos de las fibras deberán estar paralelos dentro de 1° o menos y el núcleo deberá ser concéntrico con el revestimiento en 0.5 μm .

d) Pérdidas por Curvatura.

Al viajar la luz alrededor de la curva, en la parte exterior deberá viajar más rápido para mantener una fase constante a través de la onda. A medida que el radio de la curvatura se decrementa, puede llegar al punto donde parte de la onda viajará (o deberá hacerlo) más rápido que la velocidad local de la luz (algo imposible). A ese punto, la luz se pierde de la guía de onda. Si se opera a 1.3 y 1.5 μm en fibras de modo simple, la curvatura de fabricación no provoca aumentos apreciables en la atenuación.

Una baja atenuación de las fibras es más importante para un sistema de transmisión que una potencia lumínica altamente acoplada, debido a que a lo largo de las fibras la potencia lumínica "P" disminuye de acuerdo a la ecuación:

$$P(L) = P(0) 10^{\frac{-\alpha L}{10 \text{ dB}}} \quad (1.48)$$

donde:

L : Longitud de la fibra.

$P(o)$: Potencia lumínica acoplada.

α : Coeficiente de atenuación.

$P(L)$: Potencia lumínica.

En consecuencia la potencia lumínica disponible al final de la fibra (para el receptor), depende linealmente de la potencia lumínica acoplada y exponencialmente del coeficiente de atenuación de la fibra.

La Figura 1-45 muestra la atenuación o el coeficiente de atenuación en relación a la longitud de onda lumínica. Nótese la caída abrupta hacia grandes longitudes de onda debido a que las pérdidas son causadas por dispersión de la luz.

Los valores de atenuación más bajos se encuentran en longitudes alrededor de 1300 a 1600 nm, y por tanto, son las más apropiadas para la transmisión óptica a través de grandes distancias, (evitando las regiones cercanas a 1400 nm donde se experimentan valores máximos de atenuación).

En la Figura 1-46 [42] se presenta la relación entre las tasas de bit bajas y la posible longitud de tramo, calculada teóricamente. Al ser tasas bajas, la longitud de tramo está limitada únicamente por la potencia lumínica acoplada por el emisor, por la atenuación de las fibras y por la potencia lumínica necesaria por el receptor.

La longitud en tramos posible disminuye al principio lentamente respecto a tasas de bit mayores, puesto que los fotoreceptores de anchos de banda mayores son más ruidosos y por

ello requieren mayor potencia luminica.

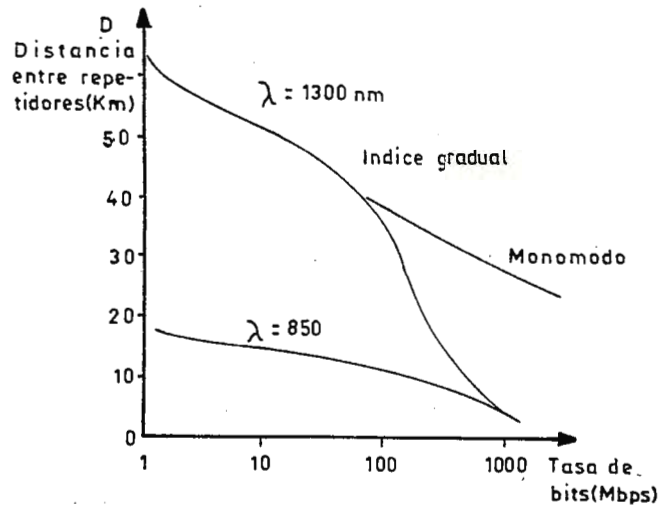


Figura 1-46.

Distancias entre amplificadores posibles y tasas de bit en sistemas de transmisión por fibra.

1.5.6 Fuentes de luz.[31]

Los rayos ópticos generados por las fuentes de luz sirven de portadores de información. En la mayoría de los sistemas, la información es puesta en el rayo mediante la modulación de la corriente de entrada de la fuente.

Las fuentes más comunes son los diodos emisores de luz (LED) y los diodos láser (LD).

1.5.6.1 Diodos emisores de luz (LED).

Es una unión semiconductor PN (Figura 1-47a), que emite luz cuando lo atraviesa una corriente eléctrica (Figura 1-47b).

En la Tabla 1-2 se muestran diferentes materiales semiconductores y sus respectivas longitudes de onda.

1.5.6.1.1 Modulación.

El diodo es modulado por la fuente de corriente, la cual simplemente lleva al led del estado encendido al apagado y viceversa; esto es modulación digital, la cual está representada en la Figura 1-49.

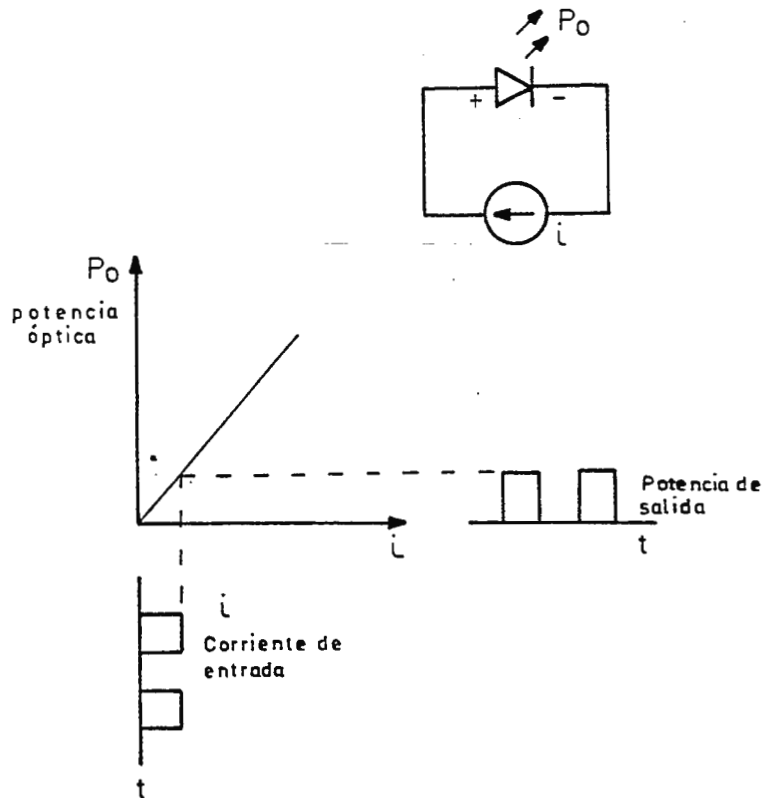


Figura 1-49.

Modulación digital de un LED.

Una modulación analógica, que se muestra en la Figura 1-50, requiere una corriente DC constante para mantener la corriente total en sentido directo todo el tiempo. Sin la corriente DC, el diodo estaría en reversa en la porción negativa de la señal de corriente y por consiguiente se apagaría.

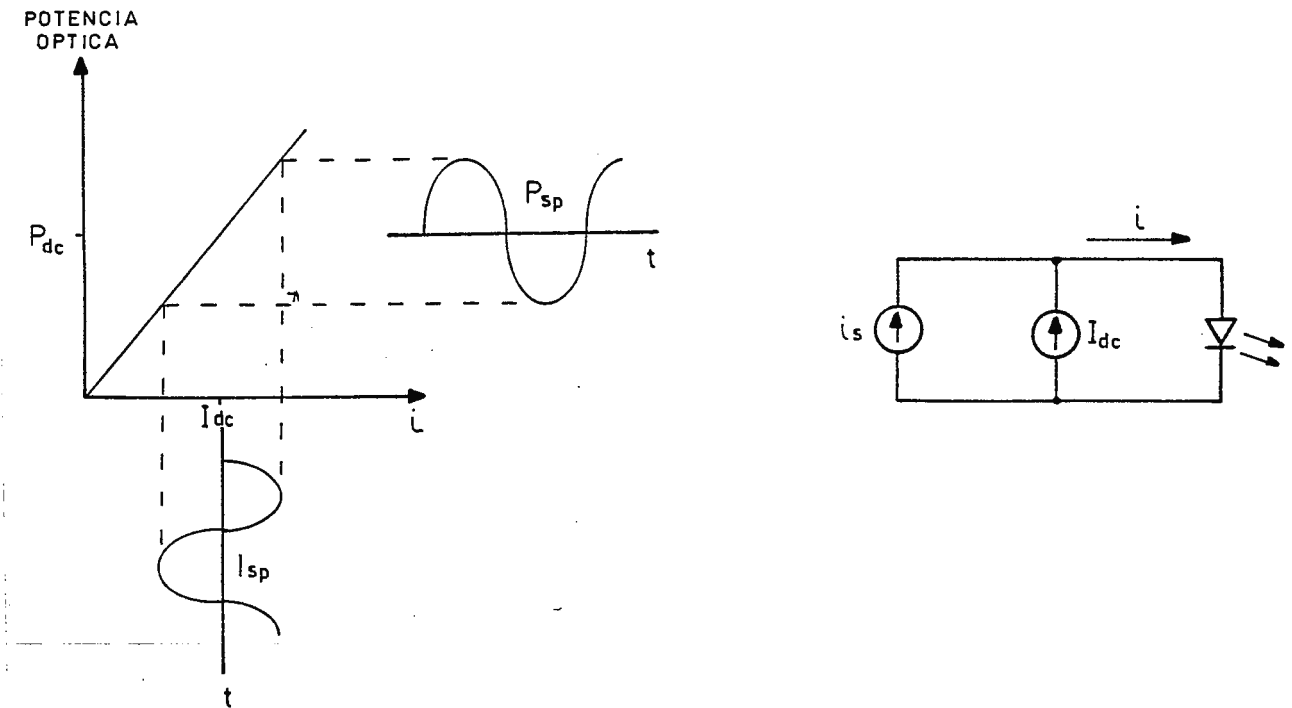


Figura 1-50.

Modulación analógica de un LED.

1.5.6.1.2 Tiempo de subida.

El tiempo de subida t_s de la fuente, es el tiempo que le toma a la salida cambiar del 10% al 90% de su valor final cuando la entrada es un cambio brusco.

El tiempo de subida t_s y el ancho de banda eléctrico están relacionados por:

$$f_{3dB} = \frac{0.35}{t_s} \quad (1.49)$$

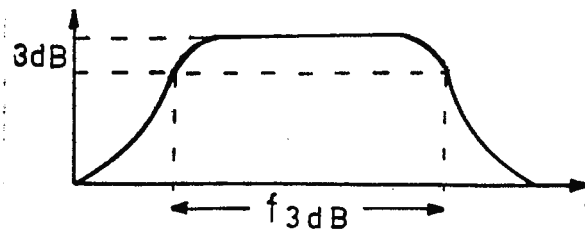


Figura 1-51.

Relación tiempo de subida-ancho de banda.

Un rango de tiempo de subida típico de un LED va desde pocos nanosegundos a 250 ns.

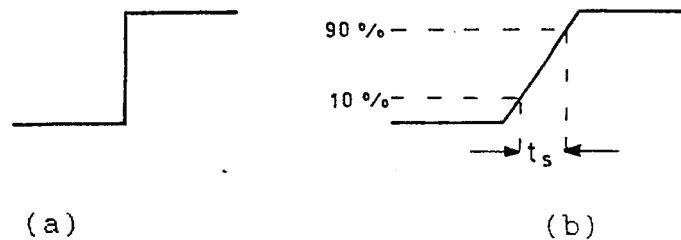


Figura 1-52.

Tiempo de subida de una fuente óptica. (a) Forma de onda de la corriente de entrada. (b) Forma de onda de la potencia de salida.

1.5.6.1.3 Patrón de radiación.

La eficiencia de acoplamiento depende grandemente del patrón de radiación del emisor.

Los emisores planos tienen un patrón de radiación denominado Lambertiano, el cual se muestra en la Figura 1-53.

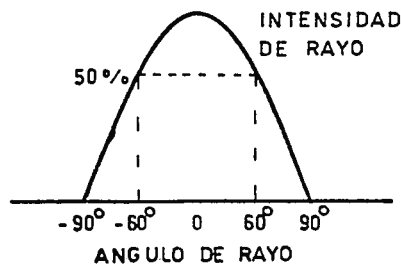


Figura 1-53.

Patrón Lambertiano de Radiación.

La superficie emisora es uniformemente brillante, pero su área de proyección disminuye como el $\cos(\theta)$ cuando el ángulo de

visión cambia; causando la distribución de potencia Lambertiana. Una gran cantidad de la potencia generada por la superficie emisora será descartada ya que el ángulo de aceptación es sólo de 14° .

Los emisores de ranura (Edge emitters), concentran su radiación; por lo que presentan una mejor eficiencia en el acoplamiento. El rayo es Lambertiano en el plano paralelo, pero diverge más lentamente en el plano perpendicular. Los LEDs de ranura tienen velocidades alrededor de 500 Mbps y han sido desarrollados para usarse con fibras monomodo o modo simple.

1.5.6.1.4 Vida útil.

La vida útil del LED es el tiempo en el cual la potencia se reduce a la mitad de su valor inicial. Una vida útil de 11 años es común para LEDs de buena calidad y utilizados dentro de los límites de voltaje, corriente, potencia y temperatura. Rangos de temperatura de -65° a 125° son tolerables, fuera de ellos se experimenta un decremento de $0.012 \text{ dB}/^\circ\text{C}$.

Pueden ser usados provechosamente en fibras multimodo de índice de escalón o gradual pero en diferentes regiones del espectro óptico. Los sistemas que usan fibras multimodo de índice de escalón y fuentes LED pertenecen a la primera ventana (0.8 a $0.9 \mu\text{m}$).

1.5.6.2 Diodos Láser.

El diodo láser semiconductor es el más adecuado para comunicaciones con fibra, porque poseen un mejor acoplamiento debido a su patrón de radiación (Figura 1-54). En sistemas

grandes y de gran capacidad, combinan perfectamente con fibras monomodo y multimodo de índice gradual.

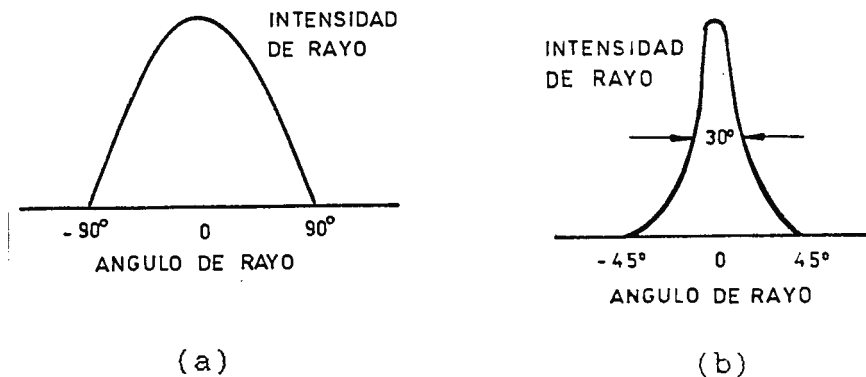


Figura 1-54.

Radiación asimétrica de un emisor de ranura. (a) Plano paralelo. (b) Plano perpendicular.

La potencia óptica de salida contra corriente de entrada en directa se presenta en la siguiente gráfica para un diodo láser típico.

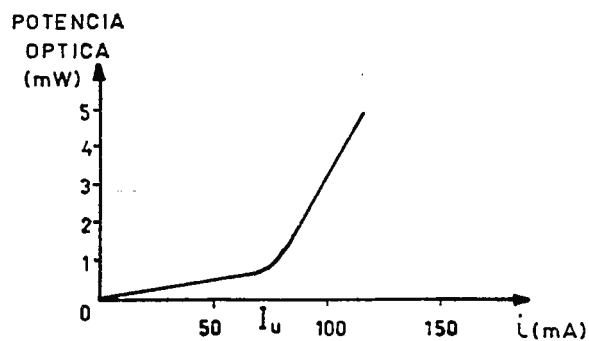


Figura 1-55.

Relación corriente potencia del diodo láser.

La corriente de umbral (I_u), es 75 mA para este caso. Esta corriente va de 30 a 250 mA para la mayoría de diodos y los

voltajes del orden de 1.2 a 2 V. La corriente en directa se incrementa rápidamente con el voltaje, como lo muestra la Figura 1-56.

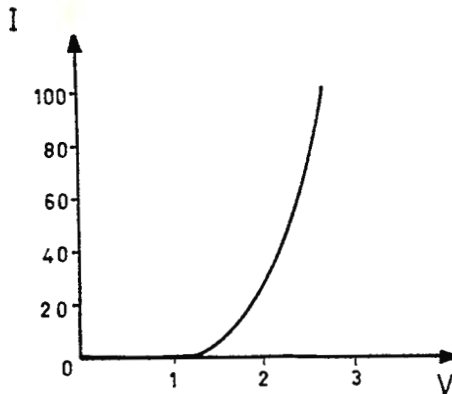


Figura 1-56.

Característica típica de voltaje-corriente para un diodo láser.

La potencia de salida de los láser operando bajo onda continua es de 1 a 10 mW típicamente.

Los diodos láser son mucho más sensibles a la temperatura que los LEDs; cuando la temperatura se incrementa la corriente de umbral se vuelve mayor (aumentando 1.5% por °C). Si la corriente se mantiene constante y existe un incremento en la temperatura la potencia de salida experimentará una disminución. Para solventar ese problema se puede enfriar termoeléctricamente el diodo o variar el valor de la corriente para compensar el cambio de umbral.

1.5.6.2.1 Modulación.

Las modulaciones digitales y analógicas del diodo láser se observan en las Figuras 1-57 y 1-58 respectivamente.

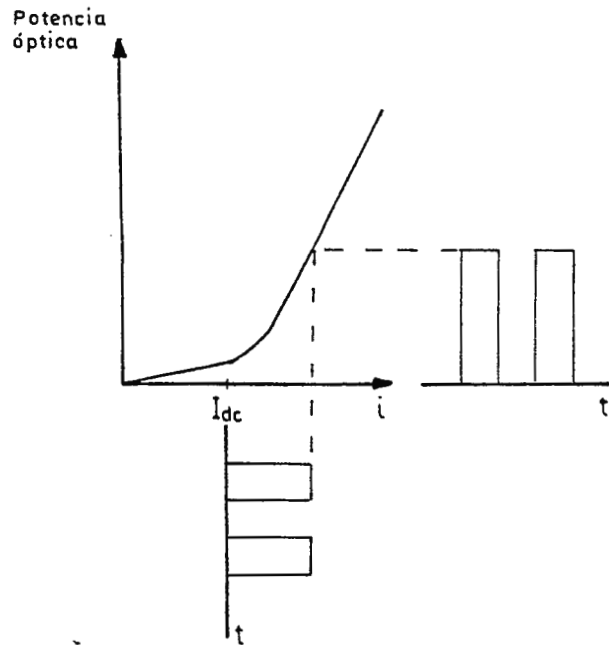


Figura 1-57.

Modulación digital de un diodo láser.

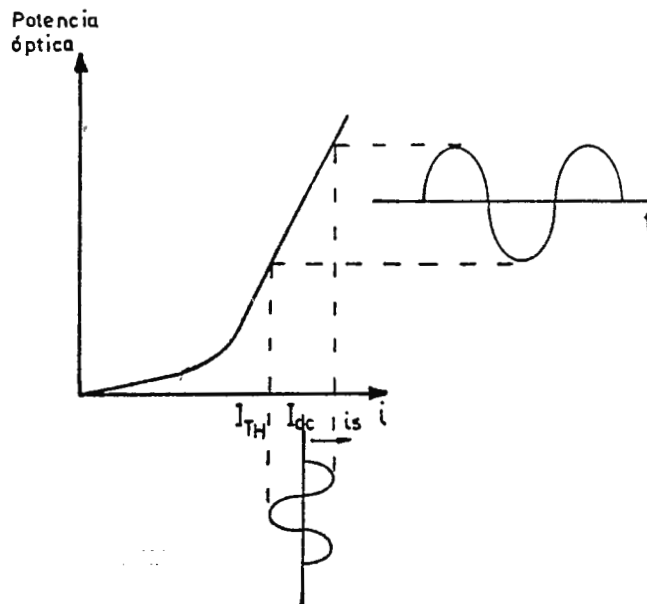


Figura 1-58.

Modulación analógica de un diodo láser.

La corriente continua (I_{dc}) debe mantenerse constante y controlar su valor ya que varía con la temperatura y con el tiempo (años).

Para ambas modulaciones se tiene el circuito equivalente representado en la Figura 1-59.

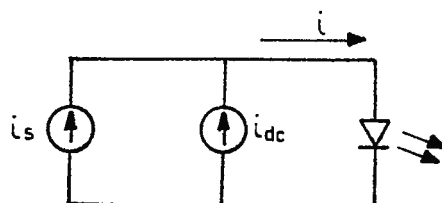


Figura 1-59.

Circuito con diodo láser.

1.5.6.2.2 Tiempo de subida.

El tiempo de subida está entre 0.1 y 1 ns por lo que pueden ser modulados análogamente a frecuencias tan altas como varios miles de MHz.

1.5.6.2.3 Vida útil.

La vida útil de los diodos láser comerciales de buena calidad puede esperarse que sea mayor de 10,000 horas, a una temperatura de +70 °C.

1.5.6.2.3 Patrón de radiación.

El patrón de radiación de los diodos láser no es simétrico, (Figura 1-60), y la luz está contenida dentro de una región angular muy pequeña, haciendo el acoplamiento de la fibra más fácil y eficiente.

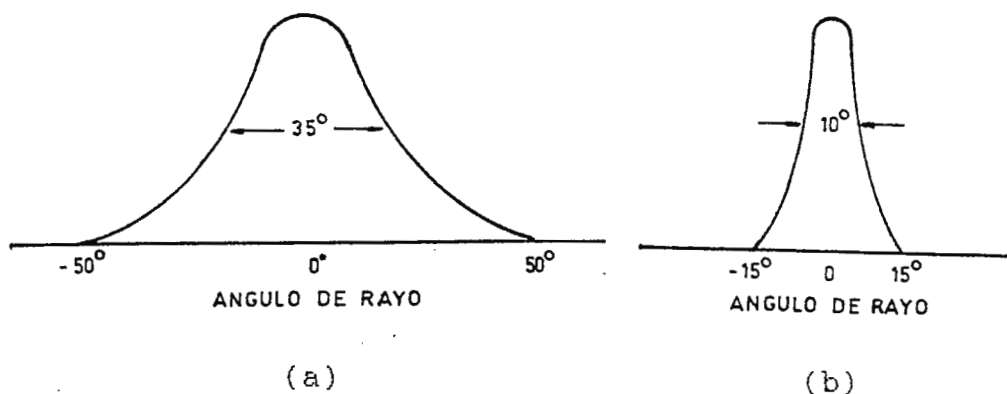


Figura 1-60.

Patrón de radiación para un diodo láser. (a) Plano perpendicular. (b) Plano paralelo.

1.5.6.3 Resumen de fuentes de luz.

La Tabla 1.3 resume algunas características de las dos fuentes de luz estudiadas.

Tabla 1-3. Características típicas de las fuentes LED y diodos Láser.

PROPIEDAD	LED	BIODO LASER
Ancho espectral (nm)	20-100	1-5
Tiempo de subida (ns)	2-250	0.1-1
Ancho de banda de modulación (MHz)	< 300	2000
Eficiencia de acople	Muy bajo	Moderado
Compatibilidad de fibras	Multimodo escalón y gradual	Multimodo gradual monomodo
Sensibilidad a temperatura	Bajo	Alto
Complejidad de circuito	Simple	Complejo
Vida útil (horas)	10E5	10E4 - 10E5
Costo	Bajo	Alto
Uso principal	Rutas moderadas Razón de datos moderado	Rutas largas Razón de datos altos

1.5.7 Detectores de luz.

Se tratará el tipo de fotodetectores más común como es el de efecto fotoeléctrico interno. Los portadores de carga libre (electrones y huecos) son generados por absorción de fotones entrantes. El fotodiodo de unión PN, el PIN y el de avalancha son basados en este efecto.

Los factores importantes de los detectores son:

a) Factor de respuesta (φ). Es la razón de la corriente de salida del detector a la potencia óptica de entrada.

$$\varphi = \frac{i}{p} \quad \text{A/W} \quad (1.50)$$

o también puede ser:

$$\varphi = \frac{v}{p} \quad \text{V/W} \quad (1.51)$$

donde:

i : Corriente de salida.

v : Voltaje de salida.

p : Potencia óptica de entrada.

b) Tiempo de subida. A igual que en las fuentes de luz tiene un comportamiento como el mostrado en la Figura 1-52, con la diferencia que la señal de entrada es potencia y la señal de salida es corriente.

El ancho de banda de modulación a 3 dB del detector está dado por la ecuación (1.49).

c) Espectro de respuesta. Se refiere a la curva del factor de respuesta del detector con la longitud de onda.

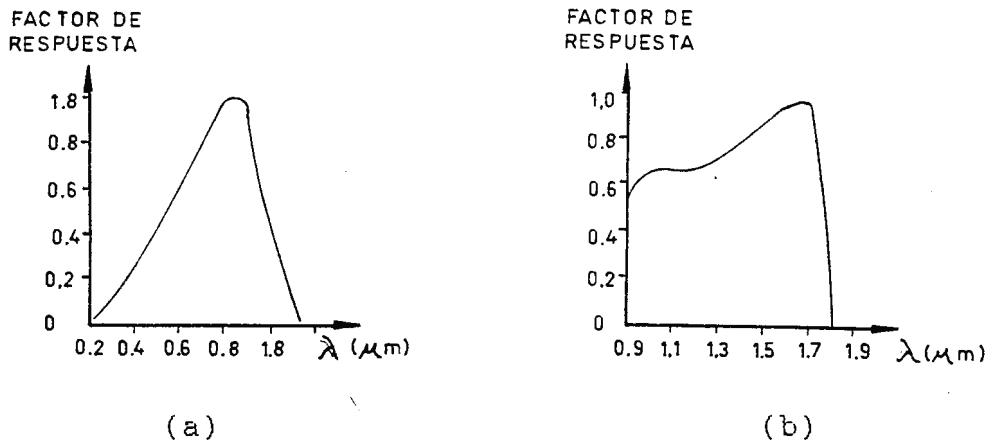


Figura 1-61.

Curvas de respuesta. (a) Para un fotodiodo PIN de silicio. (b) Para un fotodiodo PIN de InGaAs.

1.5.7.1 Fotodiodo semiconductor.

Los fotodiodos de unión semiconductor son pequeños, ligeros, sensibles, rápidos y pueden operar con sólo unos pocos voltios de alimentación.

1.5.7.1.1 Diodo PN.

El diodo PN se muestra en la Figura 1-62.

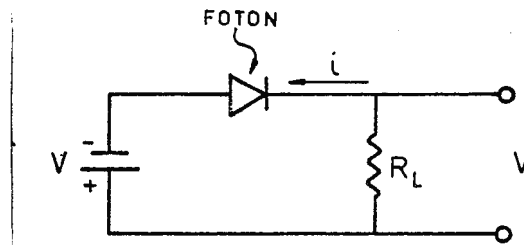


Figura 1-62.

Diodo PN.

Cuando el diodo está en reversa la barrera de potencial entre las regiones PN se incrementa, los electrones y huecos libres no

pueden saltar la barrera, por lo tanto no circula corriente, (Figura 1-63a).

Si no existen cargas libres su resistencia es alta, resultando que casi toda la caída de voltaje a través del diodo aparezca en la unión. Cuando un fotón es absorbido por la región P o N un par electrón-hueco es creado, estas cargas libres se mueven muy lentamente creando una corriente de fuga.

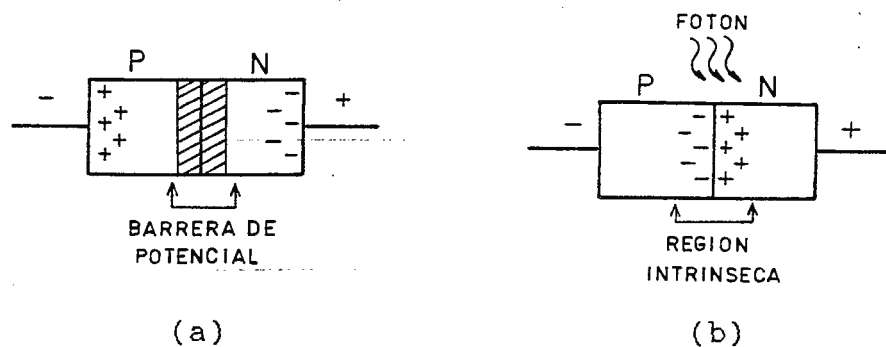


Figura 1-63.

Diodo polarizado en reversa.

Los diodos PN tienen un tiempo de subida (t_s) típico del orden de los microsegundos, haciéndolos no recomendables para sistemas de altas razones de cambio.

1.5.7.1.2 Fotodiodo PIN.

Los fotodiodos PIN son los detectores más comunes de los sistemas con fibra, tienen una amplia región de semiconductor intrínseco entre las regiones P y N, (Figura 1-64), que no posee cargas libres por lo que su resistencia es grande. Existe una gran probabilidad que los fotones sean absorbidos en esa región más que en las regiones P o N, lo que aumenta la eficiencia y la velocidad respecto al fotodiodo PN.

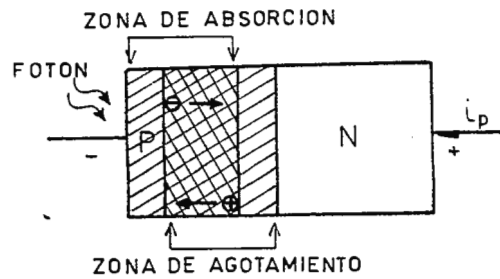


Figura 1-64.

Fotodiodo PIN.

Cuando el diodo está en reversa (sin llegar a dañarlo), está en el modo fotoconductor, donde la corriente de salida es proporcional a la potencia óptica, esta es la región de trabajo para los sistemas con fibra.

Cuando no está en reversa, está en el modo fotovoltaico, donde la potencia óptica resulta de un voltaje directo; es el modo básico para celdas solares.

Aunque no exista potencia óptica, una pequeña corriente reversa fluye a través del diodo, la cual es llamada I_D (dark current) y tiene valores desde fracciones de nanoamperios a más de cientos de nanoamperios. Los detectores de silicio tienen los valores más bajos de I_D ; los de InGaAs tienen valores grandes de I_D y los de germanio poseen los máximos.

Un circuito de receptor PIN se muestra en la Figura 1-65, siendo su ecuación característica la siguiente:

$$V_B + V_d + i_d R_L = 0 \quad (1.52)$$

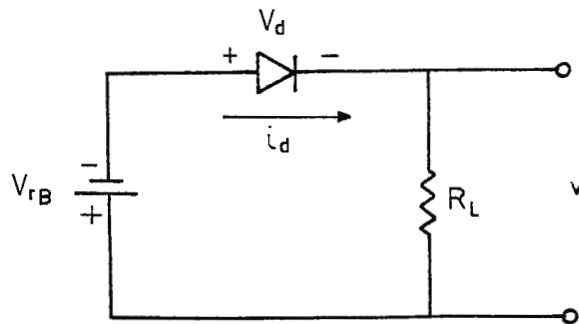


Figura 1-65.

Circuito de receptor PIN.

En la Figura 1-66, se muestra la función de transferencia del circuito de la Figura 1-65, cuando se usa una R_L de $1\text{ M}\Omega$.

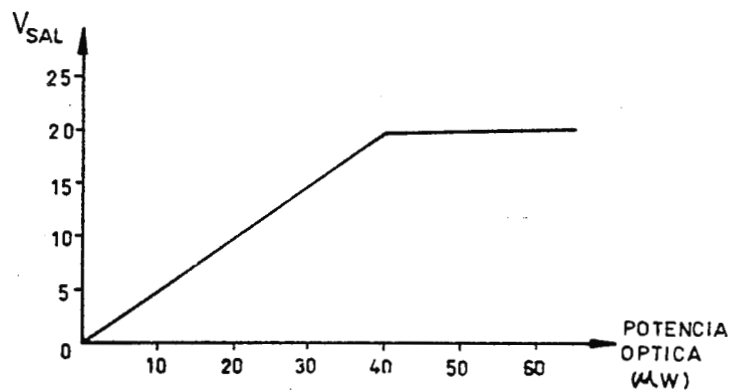


Figura 1-66.

Función de transferencia para un $\ell = 0.5\text{ A/W}$.

Cuando la potencia óptica se vuelve muy alta (mayor de $40\ \mu\text{W}$) el diodo opera en el modo fotovoltaico y la característica de transferencia se vuelve no lineal.

Se puede aumentar la potencia máxima si se disminuye el valor de R_L y también se aumentaría el rango dinámico, pero como contraparte la respuesta en voltaje disminuye.

$$P_{\text{máx}} = \frac{V_B}{\phi R_L} \quad \text{W} \quad (1.53)$$

La velocidad de respuesta está limitada por el tiempo de transición (t_t), que es el tiempo que toma a las cargas libres atravesar la región intrínseca; los altos voltajes en reversa reducen el t_t pero la capacitancia C_d , sigue limitándolo. C_d es principalmente la capacitancia de la unión formada por los estratos P y N separadas por la región intrínseca aislante; C_d también incluye la capacitancia de la empaquetadura. El circuito del diodo sería el siguiente.

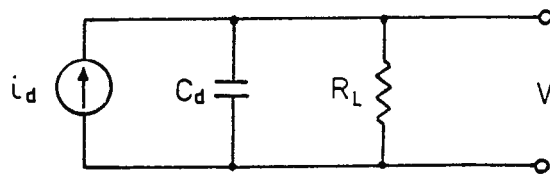


Figura 1-67.

Circuito equivalente de un fotodiodo PIN.

El tiempo de subida t_s depende de la constante de tiempo del circuito ($R_L C_d$) según la ecuación (1.54).

$$t_s = 2.19 R_L C_d \quad (1.54)$$

Los fotodiodos diseñados para aplicaciones de alta velocidad tienen C_d de pocos picofaradios o menos.

La velocidad de respuesta está limitada por el tiempo de transición o por el de subida, el que sea mayor. Los tiempos de subida limitados por el de transición tienen rangos de 0.5 a 10 ns para los diodos PIN rápidos.

El voltaje del diodo disminuye cuando la potencia óptica aumenta, esto es porque si hay más corriente circulando, se aumenta la caída a través de R_L y disminuye el voltaje para el diodo. Este problema se puede solucionar por realimentación, para lograr un equilibrio entre la constante de tiempo $R_L C_d$ y el valor requerido para la velocidad de respuesta.

1.5.7.1.3 Fotodiodo de avalancha.

Posee ganancia interna lo que aumenta su factor de respuesta respecto a los dispositivos anteriores.

La corriente de avalancha se produce así: un fotón es absorbido por la región de agotamiento (depletion) creando un par electrón-hueco (Figura 1-68). Las fuerzas eléctricas en la región de agotamiento causan que esas cargas se aceleren ganando energía cinética. Cuando estas cargas chocan con átomos neutrales crean pares adicionales de electrón-hueco. Una carga acelerada puede crear varias cargas secundarias las cuales a su vez pueden acelerarse y crear aún más pares electrón-hueco; dando como resultado el proceso de multiplicación en avalancha.

En la Figura 1-68 se representan las capas de un diodo de avalancha.

Los tiempos de transición límites para estos diodos están dados con tiempos de subida tan bajos como pocas decenas de nanosegundos, t_s menores que 10 picosegundos están siendo alcanzados con materiales de silicio y germanio.

Poseen excelente linealidad sobre potencias ópticas del rango de fracciones de nanowatts hasta varios microwatts. Su ganancia es dependiente de la temperatura, generalmente decrecientándose

cuando la temperatura aumenta.

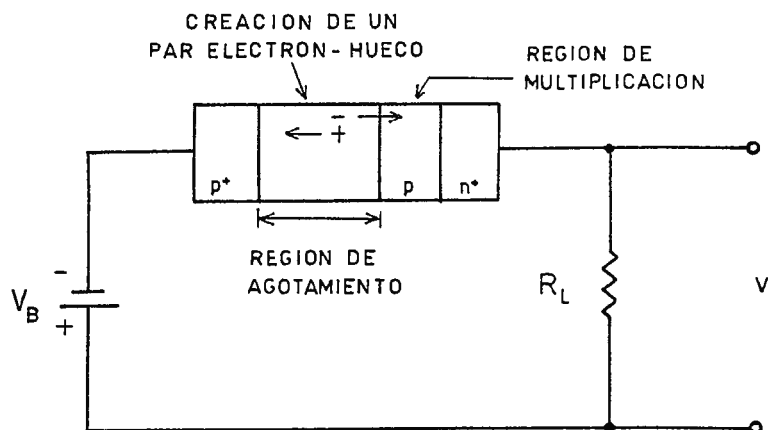


Figura 1-68.

Fotodiodo de avalancha.

1.5.7.2 Resumen de los detectores de luz.

La Tabla 1.4 resume algunas características típicas de los fotodetectores de unión.

Tabla 1-4. Características típicas de fotodetectores de unión.

MATERIAL	ESTRUCTURA	t_s (ns)	λ (nm)	ϕ (A/W)	I_D (nA)	GANANCIA
Silicio	PIN	0.5	300 - 1100	0.5	1	1
Germanio	PIN	0.1	500 - 1800	0.7	200	1
InGaAs	PIN	0.3	1000 - 1700	0.6	10	1
Silicio	Avalancha	0.5	400 - 1000	77	15	150
Germanio	Avalancha	1.0	1000 - 1600	30	700	50

1.5.7.3 Resumen de la sección de Fibra Optica.

Alguna de la información contenida en las secciones anteriores con respecto a fuentes, fibras y detectores, están

resumidas en la Figura 1-69.

	TIPO	LONGITUD DE ONDA (um)									
		0.6	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
FUENTES	1- LED	GaAs									

		AlGaAs					InGaAs				
FUENTES	2- DIODO LASER	*****									

		InGaAsP									
FUENTES	2- DIODO LASER	*****									

FIBRA	1- ESCALON	3dB/Km		vidrio				< 1 dB/Km*			

FIBRA	2- GRADUAL	PCS** 10 dB/Km									

FIBRA	3- MONOMO-DO	500 dB/Km plástico									

DETECTORES	1- PIN	silicio									

		germanio									
DETECTORES	2- AVALANCHA	*****									

		*****					InGaAs				

----- ----- ----- ----- ----- ----- ----- ----- ----- -----											
		0.6	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
----- ----- ----- ----- ----- ----- ----- ----- ----- -----											

*Dispersión mínima.

**PCS: Plastic-Cladded Silica, uno de los materiales de los que se hacen las fibras

Figura 1-69.

Componentes de un sistema óptico.

CAPITULO II

TRANSMISION DIGITAL

2.1 Conversión Análoga/Digital Digital/Análoga.

2.1.1 Modulación por Pulsos Codificados (PCM).

La modulación por pulsos codificados (PCM), es una modulación digital en la que el mensaje se representa por medio de un grupo codificado de pulsos digitales. La recuperación de la información transmitida no depende de la altura, anchura o energía de los pulsos, sino de la presencia o ausencia de éstos. El sistema PCM tiende a ser menos susceptible a la interferencia y al ruido. Es además bastante fácil regenerar los pulsos transmitidos, por lo que el sistema PCM produce excelentes resultados en la comunicación de larga distancia.

La técnica PCM convierte una señal analógica a digital por medio de 3 procesos separados: muestreo, cuantización y codificación.[45]

a) Muestreo.

La señal analógica de entrada $f(t)$ se limita en ancho de banda por medio de un filtro pasa bajo (FPB) con frecuencia de corte F hertz (Figura 2-1a); y luego es muestreada para obtener valores instantáneos de amplitud (señal PAM) a intervalos regularmente espaciados (Figura 2-1b) y a una frecuencia de muestreo f_s , que está determinada por el teorema de muestreo de Nyquist ($f_s \geq 2F$); después que la señal de entrada ha sido muestreada (señal PAM), es necesario mantener el valor instantáneo detectado (Figura 2-1c) durante el tiempo requerido

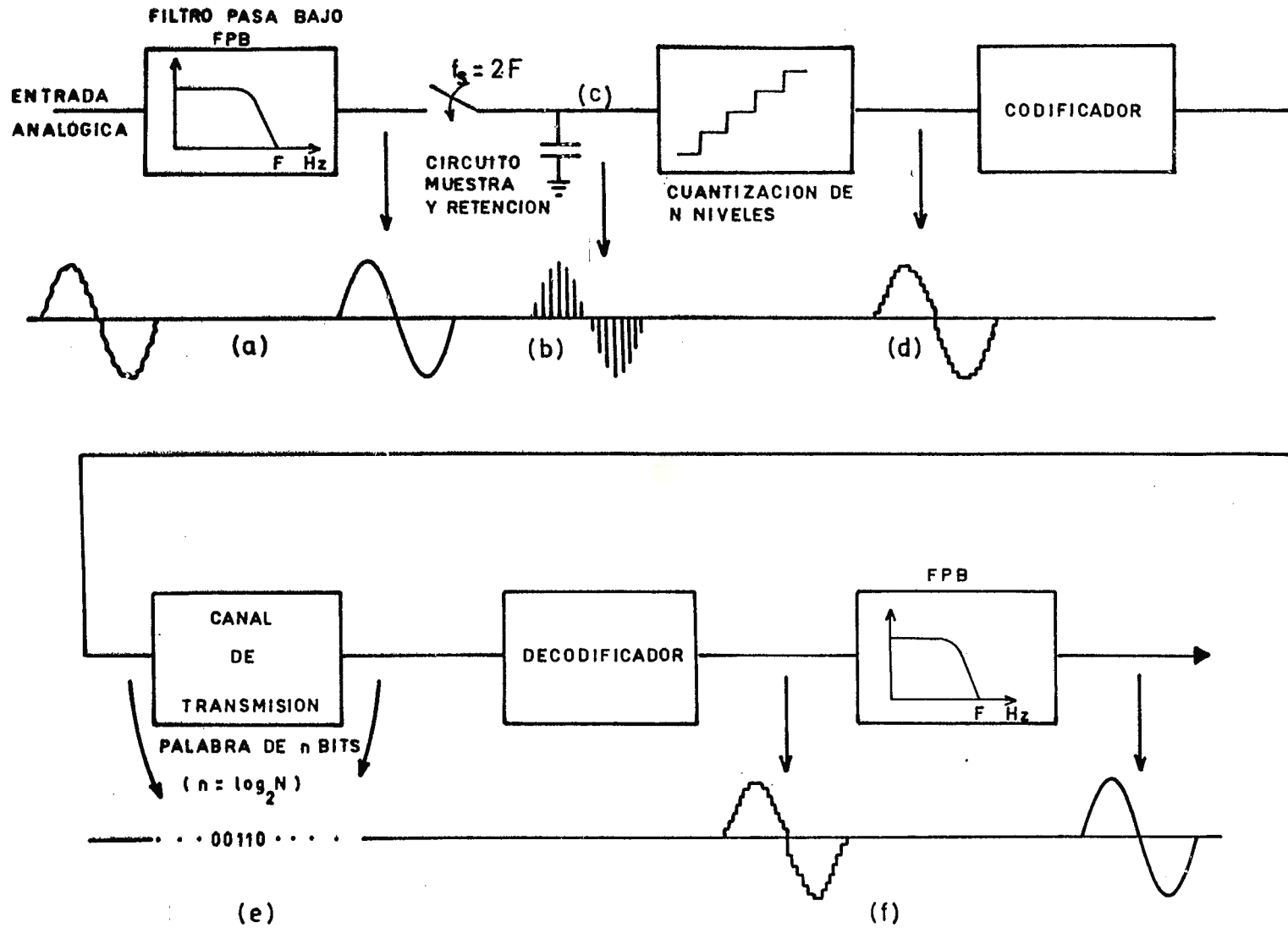


Figura2-1.

Diagrama a bloques del sistema PCM.

para efectuar a continuación el proceso de cuantificación-codificación. (Figura 2-1d). La cuantificación convierte las muestras en niveles discretos y en este proceso se produce un error respecto a la señal de entrada (error de cuantificación). La señal cuantificada es luego convertida en palabra binaria o código digital apropiado. Este código es transmitido por el canal de transmisión (Figura 2-1e) y luego, en el receptor, es decodificada nuevamente en niveles de amplitud y posteriormente filtrado por un FPB de ancho de banda F hertz; obteniéndose la señal originalmente muestreada, (Figura 2-1f).

b) Cuantificación.

La señal muestreada (PAM) sigue siendo todavía una representación analógica de la señal de entrada. Sin embargo, las muestras pueden transmitirse y procesarse en forma digital con mucha más facilidad. El primer paso para su transformación es la cuantificación.

La cuantificación, consiste en aproximar cada una de las amplitudes de la señal PAM a valores discretos específicos.

En la Figura 2-2 se muestra el principio de la cuantificación, en la cual se puede observar que para cada muestra se determina un intervalo en el que queda incluida.

c) Codificación.

Aquí se asigna a cada uno de los niveles cuantificados un código que lo represente. En la Figura 2-2 se muestra el proceso de cuantificación-codificación [47]; en el cual la señal PAM es cuantificada y luego los valores de la amplitud de cada muestra

son pasados a un código, obteniéndose la modulación por pulsos codificados. Aunque la separación de los niveles que se muestra en la Figura 2-2 son uniformes (cuantificación lineal), con frecuencia, en la práctica dicha separación no es uniforme (cuantificación no lineal), con el objeto de mejorar el comportamiento del sistema respecto al ruido. En particular, el espaciamiento de los niveles se hace menor en los niveles bajos y mayor en los niveles altos.

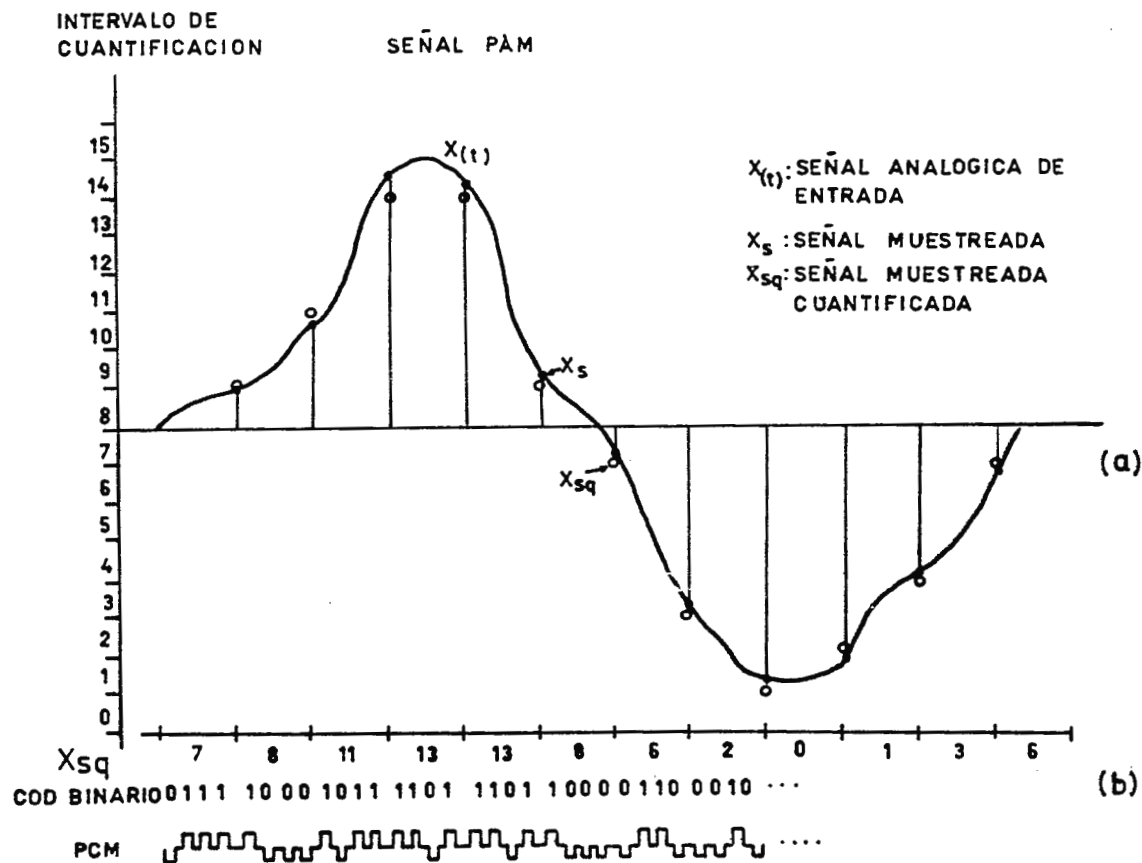


Figura 2-2.

Proceso de cuantificación-codificación.

En la Figura 2-3 se muestra el problema que se tiene cuando el espaciamiento entre los niveles menores es igual al de los mayores. En dicha figura puede observarse que con la cuantificación lineal, los valores cuantizados de los niveles más bajos son más deformados, ocurriendo lo contrario con la cuantificación no lineal.

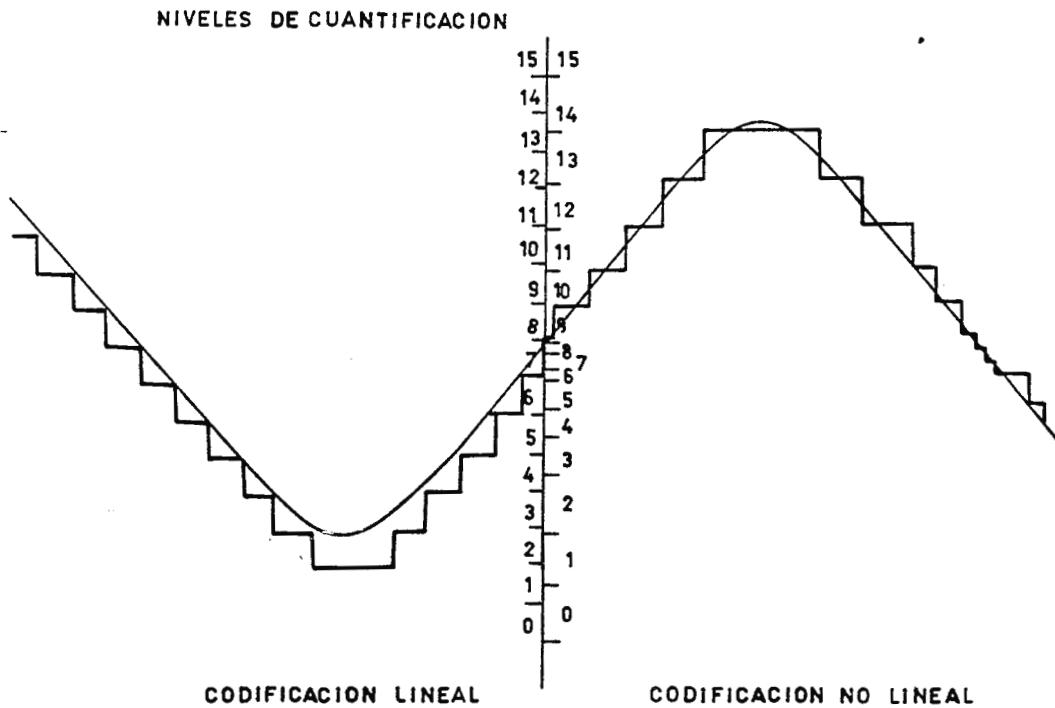


Figura 2-3.

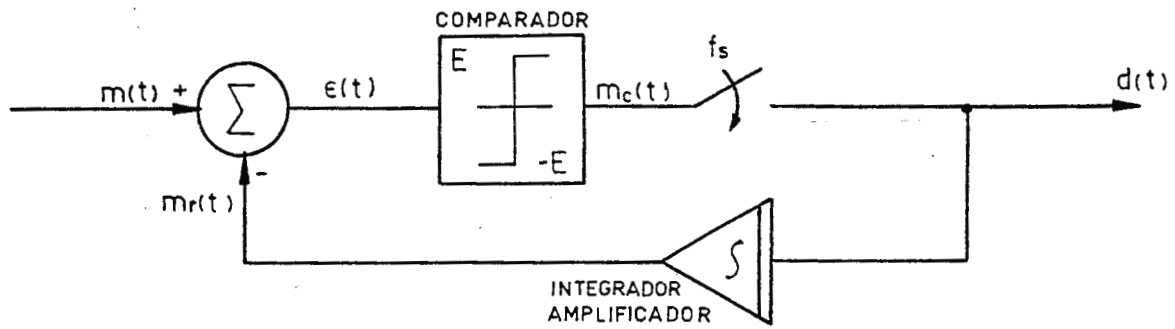
Efecto de la codificación no lineal.

2.1.2 Modulación Delta (DM).[24]

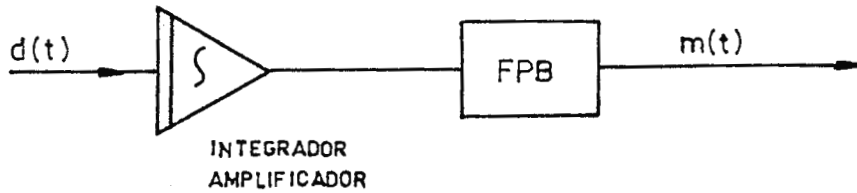
La modulación delta, es otra técnica de digitalización; ésta se basa en la repetición de muestras. Puede ser considerada como un caso especial de DPCM que usa solamente un bit por muestra de la señal de error $e(t)$ (Figura 2-4a), este bit indica solamente la polaridad de la señal de error y así muestra si la señal se

ha incrementado o decrementado con respecto a la muestra anterior.

La Figura 2-4a muestra un modulador delta básico que consta de un comparador y un muestreador en trayectoria directa, y de un integrador amplificador en la trayectoria de retroalimentación.



(a)



(b)

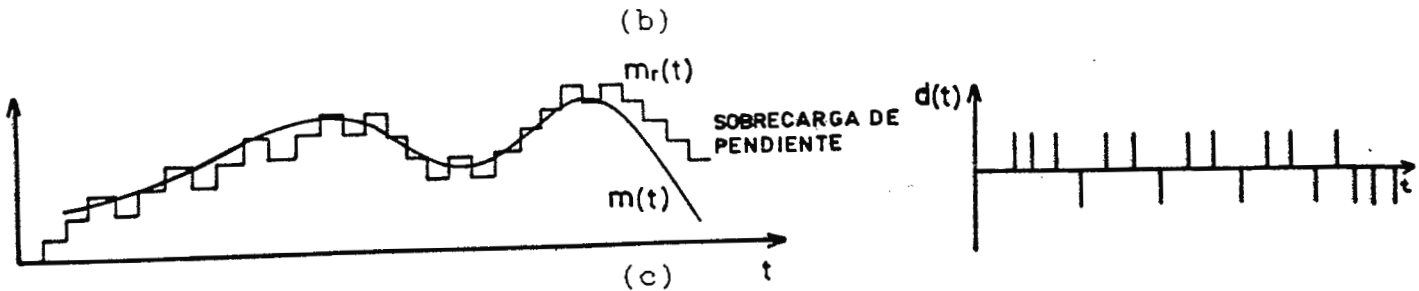


Figura 2-4.

Modulación delta. (a) Modulador. (b) Demulador. (c) Señales de entrada, realimentación y salida.

La señal analógica $m(t)$ se compara con la señal de retroalimentación $m_r(t)$. La señal de error $e(t) = m(t) - m_r(t)$, se aplica a un comparador. Si $e(t)$ es positiva, la salida del comparador será una señal constante de amplitud $+E$, y si $e(t)$ es negativa, la salida del comparador será $-E$.

La salida del comparador se muestrea a un índice de f_s muestras/segundo, donde f_s es típicamente mucho mayor que el índice de Nyquist. El muestreador produce así una serie de pulsos $d(t)$ que consta de pulsos positivos cuando $m(t) > m_r(t)$ y de pulsos negativos cuando $m(t) < m_r(t)$. El tren de pulsos $d(t)$ es el tren de pulsos modulados en delta (Figura 2-4b).

2.1.3 Modulación por Pulsos Codificados Diferencial (DPCM).[21]

Esta técnica combina la estrategia para comparación de realimentación y la cuantificación multinivel. Ya que el rango de la señal diferencia $m(t) - m_r(t)$ es menor que el rango de las muestras individuales de amplitud, para codificar la señal diferencia es necesario menos cantidad de bits.

La forma más simple de generar las muestras diferencia es almacenar las muestras de entrada en un circuito de muestra y retención y usar un restador analógico para medir el cambio. Luego el cambio de señal es cuantificado y codificado para ser transmitido. La Figura 2-5 muestra un diagrama a bloques de DPCM.

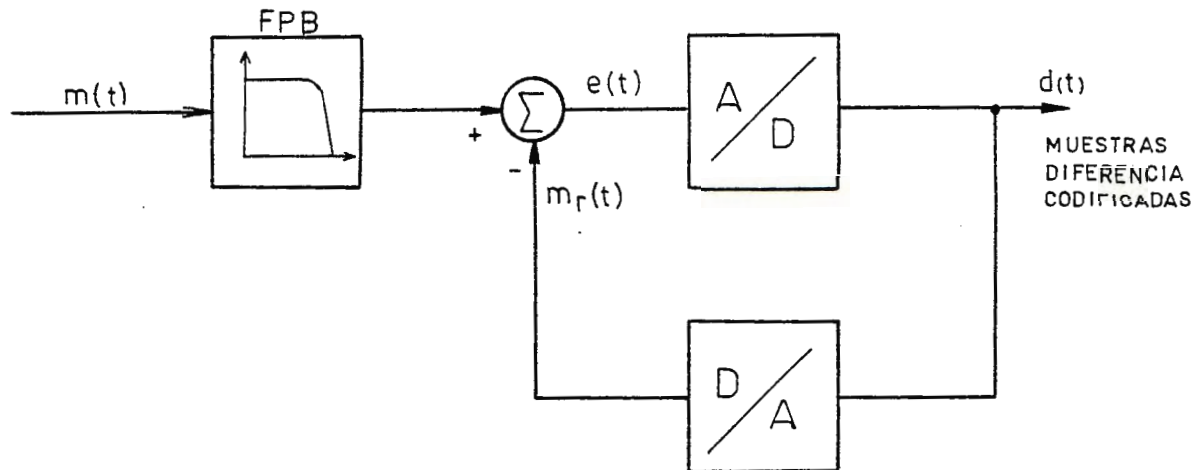


Figura 2-5.

Diagrama funcional a bloques de DPCM.

2.2 Multicanalización.

Las técnicas de multicanalización permiten la transmisión de varias señales a través de un mismo medio de transmisión. Existen varias técnicas de multicanalización en las que se pueden mencionar: multicanalización por división de frecuencia (FDM) y multicanalización por división de tiempo (TDM).

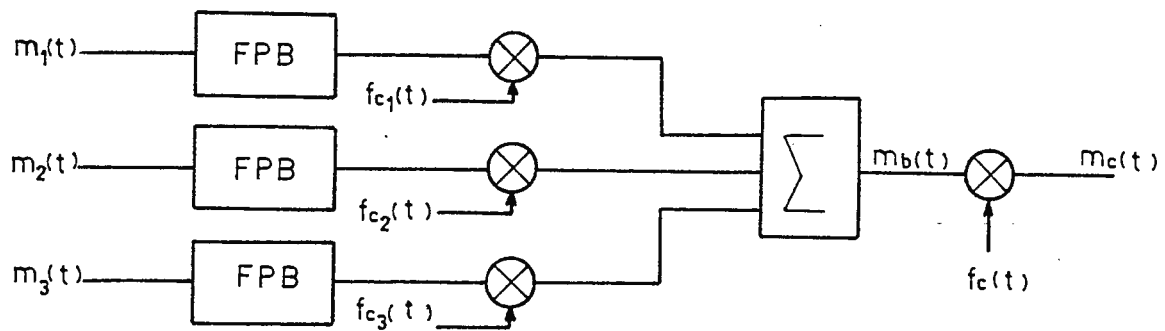
2.2.1 Multicanalización por División de Frecuencia (FDM).

Este tipo de multicanalización es posible de realizar cuando el ancho de banda útil del medio sobrepasa el ancho de banda requerido por las señales que van a ser transmitidas.[24]

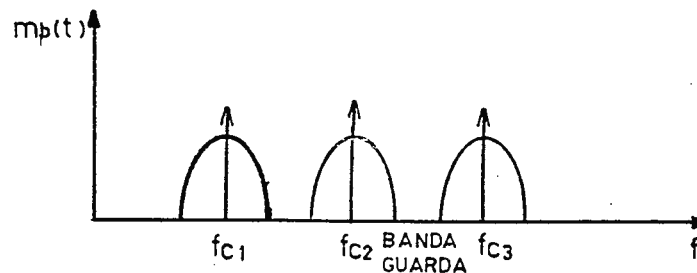
Se pueden transmitir varias señales simultáneamente; cada una de ellas modulan frecuencias portadoras diferentes (AM, FM, PSK, etc.). (6)

(6) Ver sección 2.5

Las frecuencias portadoras están lo suficientemente separadas de manera que los anchos de banda de las señales no se traslapan, luego estas son sumadas para producir la señal compuesta $m_c(t)$. En la Figura 2-6 se muestra el principio de la FDM. Cada señal modulada requiere de un cierto ancho de banda centrado en su frecuencia portadora, (Figura 2-6b).



(a)



(b)

Figura 2-6.

Multicanalización por división de frecuencia FDM. (a) Transmisor
(b) Espectro de banda base.

2.2.2 Multicanalización por División de Tiempo (TDM).

2.2.2.1 TDM Síncrono.

Esta técnica permite la transmisión de varios mensajes en un mismo canal; dividiendo el dominio del tiempo en intervalos, uno

para cada mensaje.

2.2.2.1.1 TDM con un convertidor A/D - D/A.

Las señales que van a ser multicanalizadas deben tener un mismo ancho de banda, o bien, el muestreo debe realizarse a una velocidad determinada por el mayor ancho de banda.

Las diferentes señales de entrada (limitadas en ancho de banda por FPB), son muestreadas en forma secuencial en el transmisor, por medio de un interruptor (este tipo de interruptor en la práctica es de tipo electrónico). El interruptor (Figura 2-7a) efectúa una revolución completa en $T_s = 1/f_s = 1/2B$, extrayendo una muestra de cada entrada. En la salida del conmutador se obtiene una onda modulada en amplitud de pulsos (PAM) que contiene las muestras individuales del mensaje entrelazadas en forma periódica en el tiempo, que puede observarse en la Figura 2-7b).

Para transmisión digital, esta señal PAM es convertida a digital (sistema PCM). En la recepción es convertida nuevamente a señal PAM, para que luego cada muestra sea distribuida al receptor correspondiente.

Si hay M entradas, el espaciamiento entre pulsos es $T_s/M = 1/Mf_s$, mientras que el espaciamiento entre muestras sucesivas de una misma entrada cualquiera es T_s (Figura 2-7b), que para el canal de voz (64 Kbps) es de 125 μ s. A un conjunto de pulsos formado de una muestra de cada entrada se le llama cuadro, estructura o ciclo de muestreo.

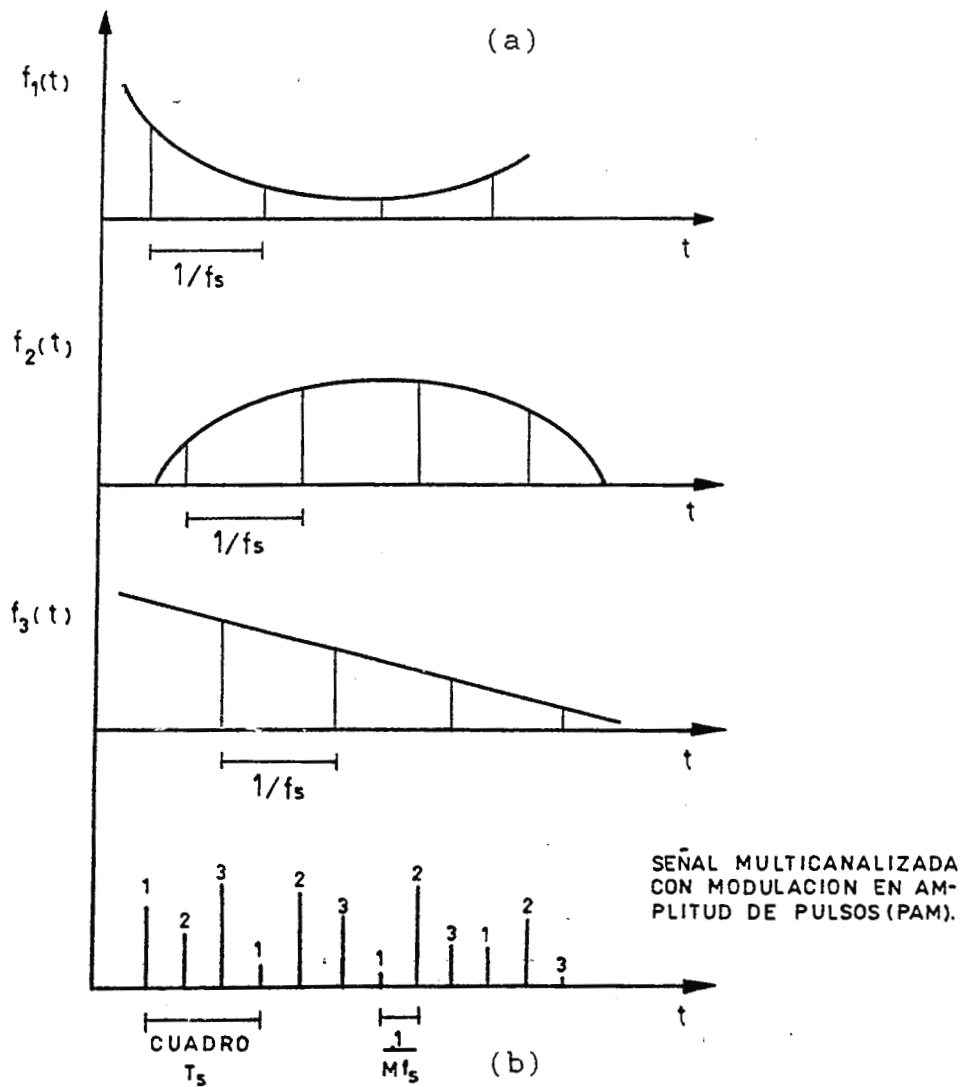
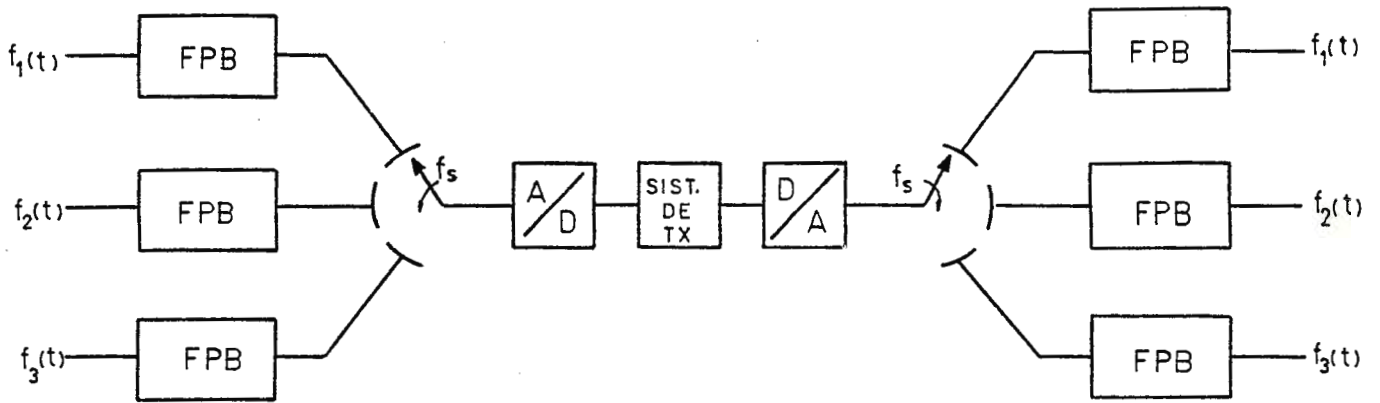


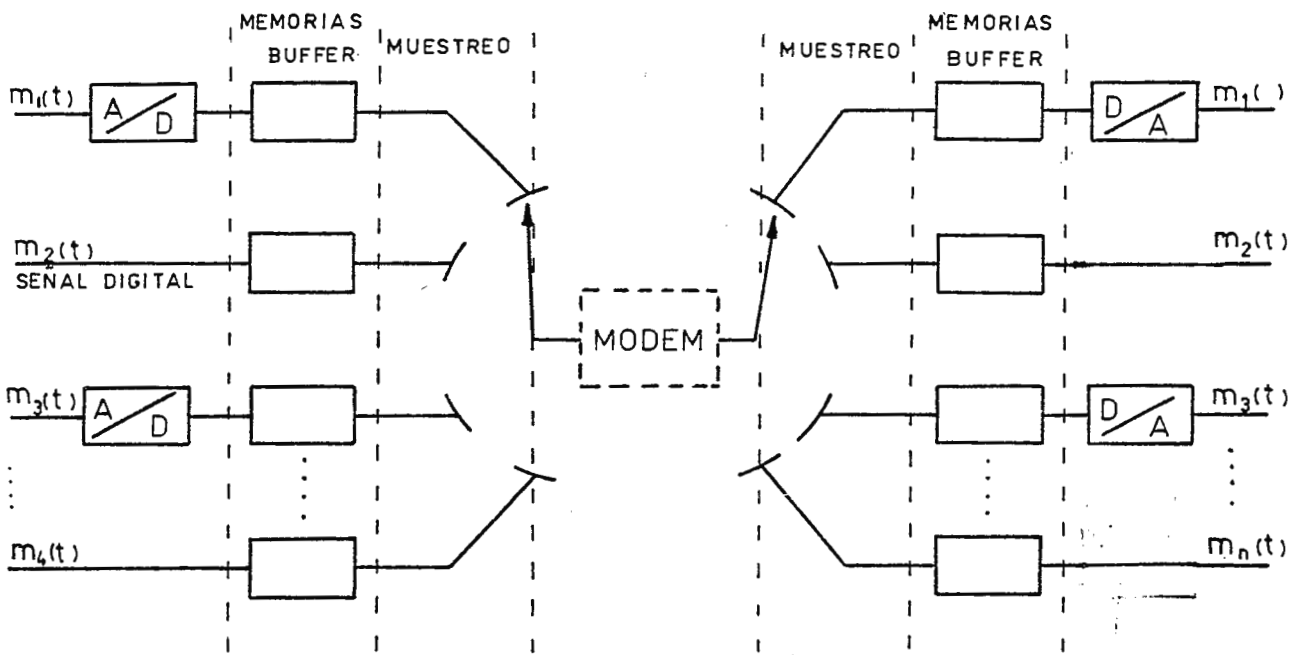
Figura 2-7.

Sistema de multicanalización por división del tiempo (TDM).

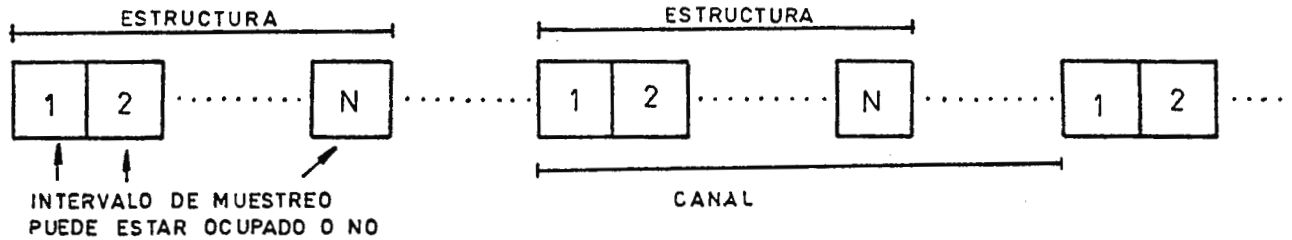
(a) Diagrama a bloques. (b) Formas de onda.

2.2.2.1.2 TDM por Paquetes.[47]

Las señales de entrada pueden ser digitales o analógicas. Las señales analógicas son convertidas a digital y luego las señales digitales son brevemente guardadas en memorias buffer. Cada memoria es típicamente de un bit o un caracter de longitud. Los buffers son muestreados secuencialmente para formar un flujo de datos digitales $m_c(t)$ (Figura 2-8).



(a)



(b)

Figura 2-8.

Multicanalización por división de tiempo síncrono. (a) Diagrama a bloques. (b) Estructura de transmisión.

La operación de muestreo es lo suficientemente rápida que cada memoria buffer es vaciada antes de que otro dato llegue. Así que la velocidad de $mc(t)$ debe ser por lo menos igual a la suma de las velocidades de las señales de entrada.

La señal digital $mc(t)$ puede ser transmitida directamente, o puede ser pasada a través de un MODEM (7) para que así sea transmitida una señal analógica en lugar de una señal digital.

Los datos transmitidos pueden tener un formato como el de la Figura 2-8b. Los datos son organizados en estructuras, cada estructura contiene un ciclo del intervalo de muestreo. En cada estructura uno o más intervalos de muestreo son dedicados a fuente de datos. La longitud del intervalo de tiempo es igual a la longitud de la memoria buffer de transmisión, generalmente de un bit o un caracter.

2.2.2.2 TDM Asíncrono.

2.2.2.2.1 Multicanalización por división de tiempo estadístico (STDM).

En el TDM sincrónico, a cada canal le es asignado un período de tiempo fijo. Los cuadros son transmitidos continuamente entre el multicanalizador y el demulticanalizador independientemente que en uno o más canales haya o no información a transmitir, por lo que dichos espacios son llenados con caracteres de inactividad llamados "idle". Ya que la mayoría de las terminales de datos no operan continuamente, la actividad promedio tiende a ser baja comparada con la disponibilidad del ancho de banda de

(7) Ver sección 4.1.

transmisión. En la Figura 2-9 se muestra un mejoramiento en la eficiencia de transmisión que puede llevarse a cabo con el uso de STDM por medio de una mejor utilización del ancho de banda de transmisión; transmitiendo solamente las terminales con actividad, pudiendo así aumentar el número de puertos o terminales a transmitir.

En la multicanalización estadística, los datos que llegan son colocados en un buffer que ha sido dinámicamente asignado para cada canal activo. Esta memoria semiconductora es utilizada para almacenar y manejar los datos que ya han sido recibidos pero no procesados.

La memoria posee un sistema de control de flujo que no permite que la memoria se llene; además si la memoria disponible para el almacenamiento de datos está siendo usada, la nueva información no puede entrar hasta que la previa haya sido desplazada. Esto puede controlarse de dos maneras:

a) Sectorización del buffer. Cada canal tiene su propia localización de memoria. Cuando se llena la de un canal, por no poder ser atendido se suspende sólo ese canal sin afectar a otros; pero con la posibilidad de tener espacios de memoria no usados en canales de baja velocidad o poco uso. Si la memoria 1 se llena, se inhibe la comunicación del canal 1, pero podría ser que la memoria 4 esté vacía; por lo que provoca un desperdicio de memoria y en la rapidez de envío de información.

b) Control de Flujo. Este controla la velocidad de transmisión y recepción en la memoria; almacena información, hasta un nivel máximo para que no se produzca saturación de las

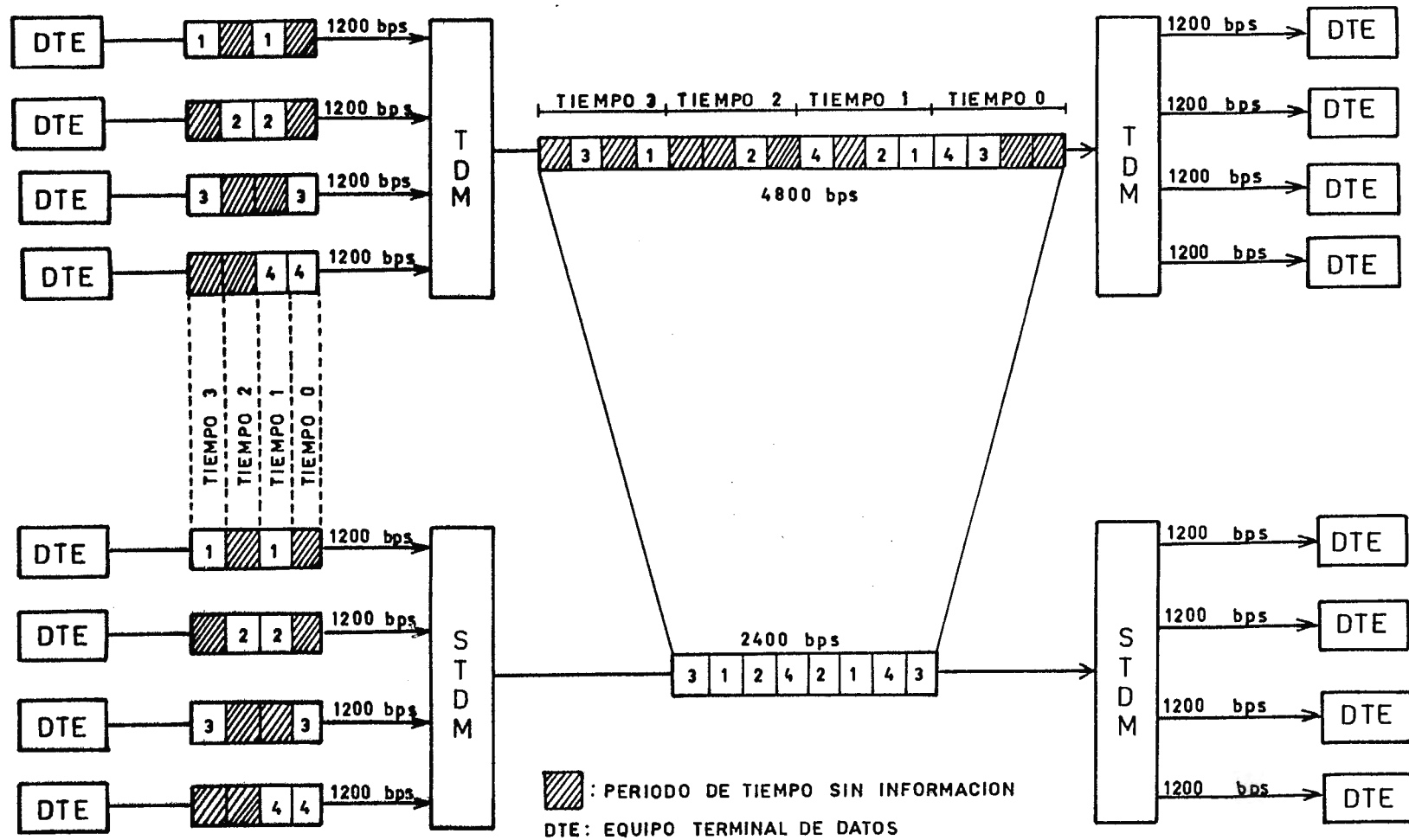


Figura 2-9.

Comparación entre TDM sincrónico y TDM estadístico para un mismo número de DTE.

memorias buffer en ambos lados de comunicación. Todos los canales comparten la misma memoria, cuando hay peligro de saturación, el control de flujo envía un carácter especial llamado X-OFF y luego, una vez restablecido el envío normal de datos envía la señal X-ON.

El control de flujo es iniciado si el buffer alcanza un alto porcentaje de utilización; típicamente 80 % y es removido cuando la utilización baja a 60 %.

El multicanalizador estadístico tiene la ventaja de que pueden utilizarse canales con velocidades mayores al canal de transmisión; ya que puede guardarlo en la memoria para luego transmitirlo a la velocidad adecuada.

2.2.2.3 Jerarquías de Multicanalización por División de Tiempo (TDM).[45]

Haciendo uso del TDM síncrono han sido desarrolladas dos jerarquías de multicanalización recomendados por la "American Telephone and Telegraph Company" (AT&T), que es utilizado en Estados Unidos y Japón; y por el Comité Consultivo Internacional para la Telefonía y Telegrafía (CCITT), el cual es usado en el resto del mundo.

2.2.2.3.1 Jerarquía Digital según Recomendaciones del CCITT.

Esta se basa en los estándares internacionales de PCM de bajo nivel, de 2.048 Mbps; multicanaliza 32 canales de 64 Kbps cada uno, dos de ellos se utilizan para señalización, control, supervisión, etc.

La jerarquía consiste en 5 niveles de multicanalización que se muestran en la Figura 2-10a. En la Tabla 2-1 se muestran las

características de operación a varios niveles.

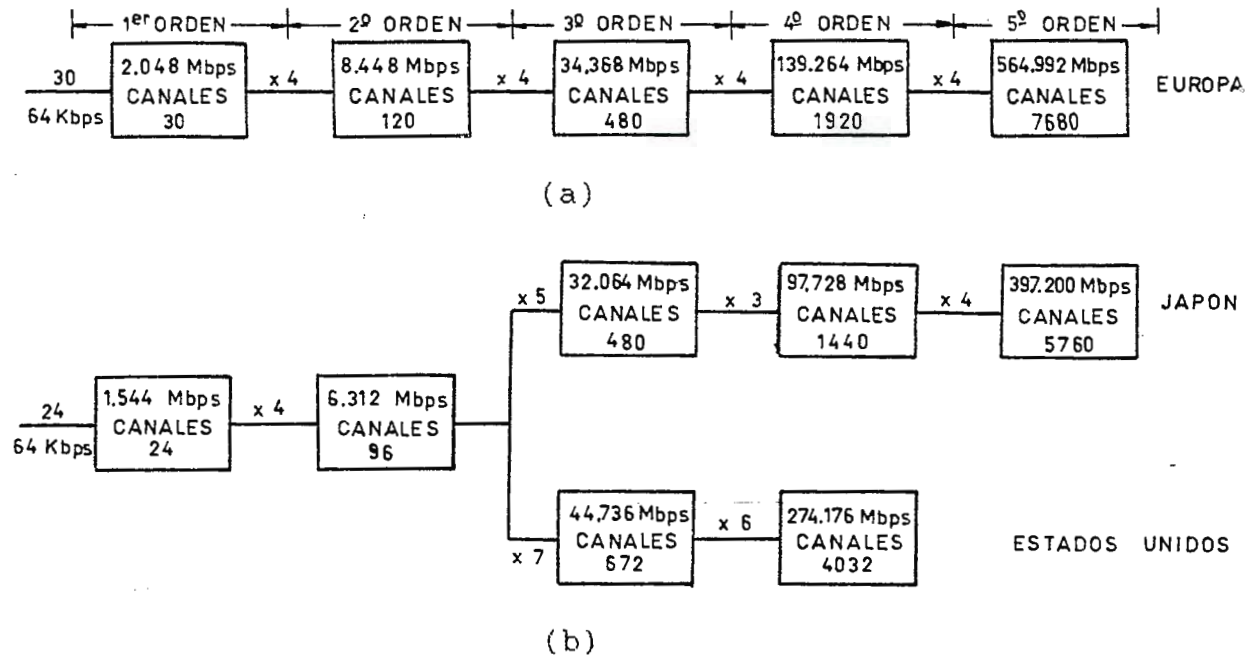


Figura 2-10.

Jerarquía TDM/PCM. (a) Recomendada por CCITT. (b) Propuesta por AT&T.

2.2.2.3.2 Jerarquía digital propuesta por AT&T.

En la Figura 2-10b se puede observar la configuración de esta jerarquía donde el multicanalizador está diseñado para manejar 24 canales a una velocidad de 64 kbps. El sistema global, consta de varias combinaciones de subsistemas. En los niveles superiores de la jerarquía, no todas las entradas deben proceder de un multicanalizador de nivel inferior.

En la Tabla 2-2, se muestran las características de operación de los niveles.[49]

Tabla 2-1. Especificaciones para el sistema TDM/PCM recomendado por CCITT.

NIVEL	VELOCIDAD (Mbps)	MUX	CAPACIDAD DEL SISTEMA CANALES DE 64 Kbps	MEDIO DE TRANSMISION	CODIGO DE TRANSMISION	ESPACIAMIENTO DE LOS REGENERADORES (KM)
E1	2.048	E1	30	PAR SIMETRICO	HDB3	1.8
				FIBRA OPTICA	HDB3	-
E2	8.448	4(E1)	120	MICROONDAS	HDB3	-
				DIGITAL		
E3	34.368	4(E2)	480	CABLE COAXIAL	4B/3T	4.1
				FIBRA OPTICA	5B6B	-
				MICROONDAS		-
				DIGITAL		
E4	139.269	4(E3)	1920	CABLE COAXIAL	4B/3T	-
				2.6/9.5		
				FIBRA OPTICA	5B6B	-
				MICROONDAS	CM1	-
E5	564.992	4(E4)	7680	DIGITAL		
				CABLE COAXIAL	AMI	1.55
				2.6/9.5		
				FIBRA OPTICA	5B6B	-

Tabla 2-2. Especificaciones para el sistema TDM/PCM AT&T.

NIVEL	VELOCIDAD (Mbps)	MUX	CANALES DE 64 Kbps	FONOVISION	TV	MEDIO DE TRANSMISION	ESPACIAMIENTO DE LOS REGENERADORES (KM)	LONGITUD MAXIMA NIVEL (MILLAS)	RAZON DE ERROR DEL NIVEL
T1	1.554	T1	24	-	-	PAR DE CONDUCTORES	1	50	10E-6
T2	6.312	4(T1)	96	1	-	COAXIAL	2.5	500	10E-7
T3	44.736	7(T2)	672	7	1	COAXIAL	"	"	"
T4	274.176	6(T3)	4032	42	6	COAXIAL	1	500	10E-6
T5	560.160	2(T4)	8064	84	12	COAXIAL	1	500	4E-7
MT4	18500	58(T4)	233000	2436	348	GUIA DE ONDA DE 60 MM CIRCULAR.	25	4000	10E-8

2.2.3 Diferencia entre concentración y multicanalización.

En los multicanalizadores la capacidad del canal de salida debe ser igual a la suma de las capacidades de los canales de entrada, sin embargo como se observa en la Figura 2-9, en la multicanalización las terminales no transmiten datos todo el tiempo por lo que existen intervalos que son desperdiciados y no se utiliza toda la capacidad del canal de salida. En consecuencia es a menudo posible usar un canal de salida con menor capacidad que la suma de los canales de entrada. A este arreglo se le llama Concentración. Para que no se den problemas de pérdida de datos cuando una terminal repentinamente comienza a transmitir a su máxima capacidad se provee siempre a los concentradores de memorias buffer.

Este principio básico es usado en los multiplexores estadísticos.

2.3 Sincronización.

En la detección sincronizada, o coherente, es necesario lograr sincronización en tres niveles diferentes:[60]

- a) Sincronización de portadora.
- b) Sincronización de bit.
- c) Sincronización de palabra.

Para la detección no coherente, se necesitan sólo el segundo y el tercer nivel.

2.3.1 Sincronización de Portadora.[24]

En la sincronización de portadora, se debe lograr sincronismo dentro de una fracción de ciclo, y ya que la duración de un

ciclo de portadora es $1/f_c \ll T_0$, el problema es grave. Cuando la portadora está presente, la coherencia se puede obtener por el cierre en la componente portadora con un lazo de cierre de fase.

Si no está presente una componente portadora; existen dos alternativas que se pueden emplear para obtener la coherencia: la elevación al cuadrado y los lazos costas.

2.3.2 Sincronización de Bit.

Los tres métodos generales con los que se puede obtener la sincronización de bits son:

a) Derivación de un estándar primario o secundario por ejemplo el transmisor y el receptor encadenados a una fuente maestra de temporización.

b) Transmisión de una señal de sincronización independiente (reloj piloto).

c) Auto-sincronización, donde la información de temporización se extrae de la misma señal recibida (Figura 2-11).

El primer método es adecuado para grandes volúmenes de datos y para sistemas de comunicación de alta velocidad por su alto costo. En el segundo método, parte de la capacidad del canal se usa para transmitir información de temporización o sincronización y es adecuado cuando la capacidad disponible es grande en comparación con el índice de datos. El tercer método es muy eficiente para la extracción de temporización o recuperación de reloj, ya que la temporización se deriva de la misma señal digital.

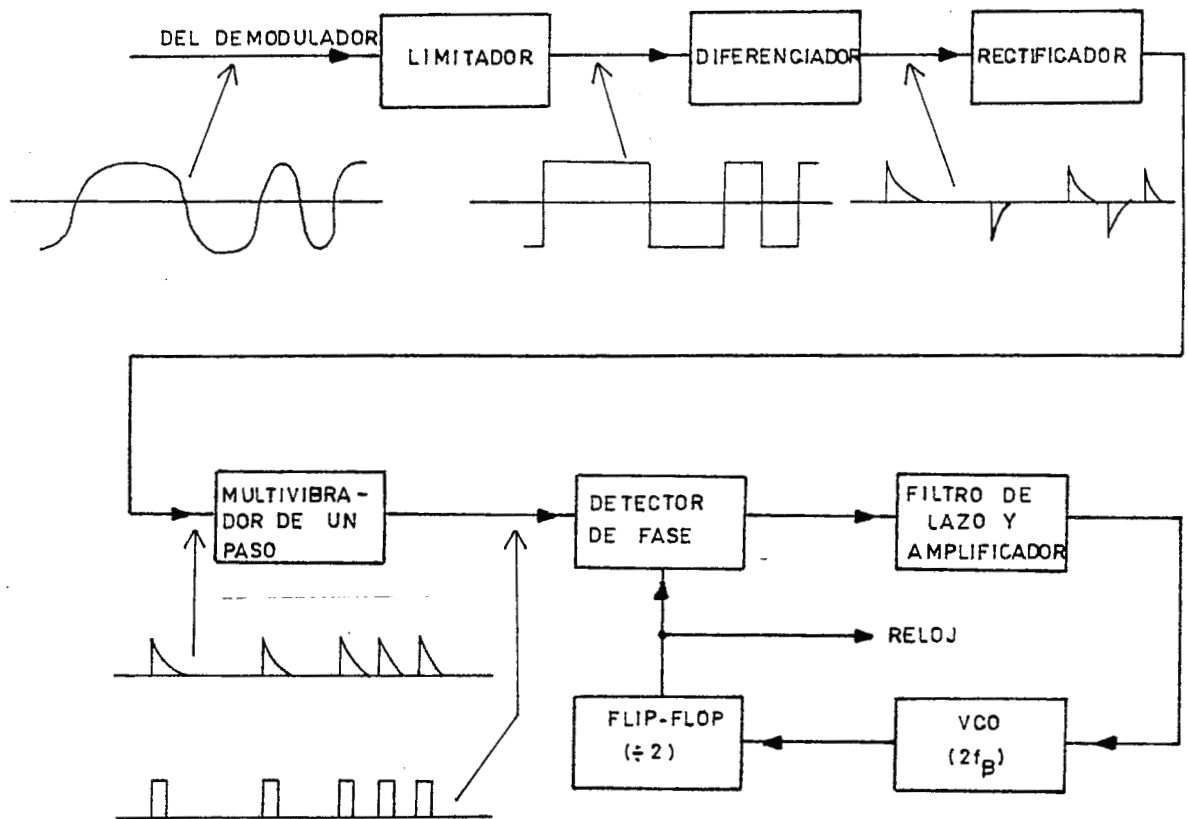


Figura 2-11.

Diagrama a bloques de un sistema auto-sincronizado.

2.3.3 Sincronización de Palabras.

Los mismos principios utilizados para la sincronización de bits pueden aplicarse a la sincronización de palabras.

El tercer método implica la utilización de códigos de autosincronización. Estos códigos que consisten de secuencias de UNOS y CEROS en el caso binario, deben ser tales que ninguna variación de cualquier secuencia arbitraria produzca otra palabra codificada. Si este fuera el caso, la correcta alineación de las palabras codificadas se efectuaría en el receptor por comparación de todas las posibles variaciones en el

tiempo de una secuencia digital recibida, con todas las palabras codificadas que estén en el diccionario del código (suponiendo que esté disponible en el receptor) y escogiendo la variación y palabra codificada que tenga la máxima correlación. Para las palabras codificadas largas esto podría tomar mucho tiempo, además la construcción de buenos códigos no es un trabajo sencillo.

Cuando se emplea una señal separada de sincronización, se puede transmitir una señal por un canal separado del que se emplee para la transmisión de datos. Si se emplea la primera alternativa, la forma de onda sincronizadora que se emplee debe tener un poco de correlación cruzada con sus propias permutaciones cíclicas. La otra alternativa se realiza a menudo por la inserción de una secuencia conocida, a la que se hace referencia como en prefijo, delante de cada palabra de dato.

2.4 Códigos de Línea.

Las consideraciones para escoger los códigos de línea son: requerimientos de sincronización, ancho de banda disponible (en especial a bajas frecuencias), niveles de ruido, niveles de interferencia, probabilidad de errores y espectro de los códigos. Los códigos de línea deben por lo general cumplir los siguientes requisitos:

- a) Un nivel constante de DC a través del trayecto de transmisión.
- b) Una forma favorable del espectro de energía.
- c) Un contenido adecuado de información para sincronización.
- d) Detección de error.

2.4.1 Codificación por Nivel.[23]

Conceptualmente la forma más sencilla de obtener un código de línea es usar un nivel de señal diferente para codificar cada símbolo transmitido. Sobre una línea de transmisión es más eficiente en términos de potencia media el codificar los datos con una diferencia equivalente en niveles pero simétricamente balanceada alrededor de 0 voltios.

A los códigos desbalanceados comunmente se les llama Unipolares y a los balanceados se les conoce como Polares. En la Figura 2-12 se muestra un ejemplo de estas señales.

Si el nivel de cada señal se mantiene en toda la duración del intervalo se le llama sin retorno a cero (NRZ), como en las señales de la Figura 2-12. En caso contrario se les llama con retorno a cero (RZ).

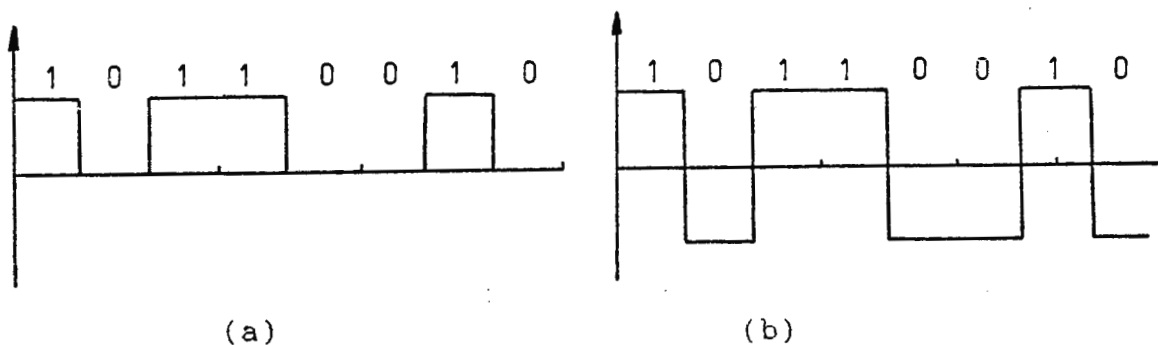


Figura 2-12.

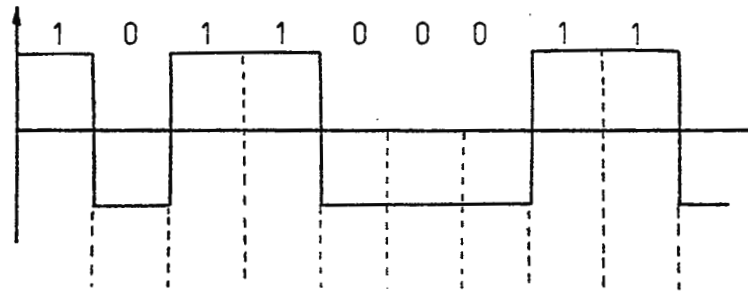
Códigos de Línea. (a) Unipolar. (b) Polar.

2.4.2 Código Sin Retorno a Cero (NRZ).[47]

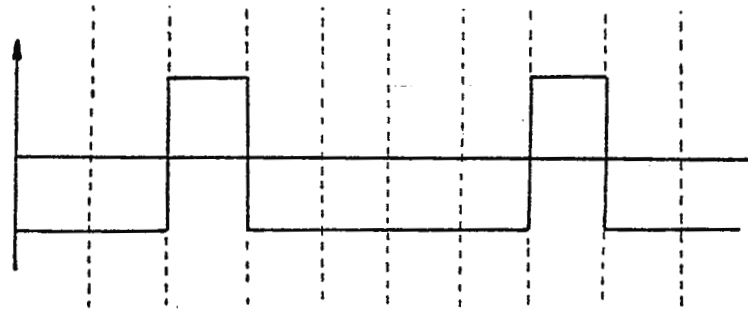
Para el código NRZ existen varias versiones, una es la normal llamada NRZ-L y mostrada en la Figura 2-13a. Las otras son:

a) NRZ-M, que se forma según las siguientes reglas, si el dato es "1" existe transición al principio del intervalo y si el

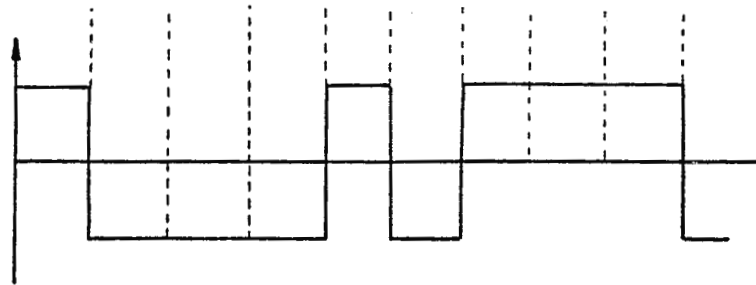
dato es "0" no existe transición. La Figura 2-13b muestra un ejemplo de este tipo de codificación.



(a)



(b)



(c)

Figura 2-13.

Código NRZ. (a) NRZ-L. (b) NRZ-M. (c) NRZ-S.

b) NRZ-S, sus reglas son el inverso que para NRZ-M ya que cuando el dato es un "1" no existe transición pero si el dato es un "0" existe transición al principio del intervalo. Se muestra un ejemplo en la Figura 2-13c.

El espectro de frecuencia de un código NRZ no es cero a frecuencia cero (ver Figura 2-21), sin embargo la mayoría de los enlaces no dejan pasar señales de DC debido a que están acoplados por transformadores o capacitores que eliminan la DC. La eliminación de los componentes de bajas frecuencias causa que series de unos y ceros disminuyan gradualmente en amplitud con lo que en el receptor se puede perder la información de sincronización y la referencia de amplitud necesaria para la discriminación óptima entre el nivel "1" y el nivel "0".

La existencia de bajas frecuencias en señales aleatorias de datos es la razón principal porque los modems son necesarios para comunicaciones de datos sobre redes telefónicas analógicas (por las que no pasa corriente continua). Es también la razón por la que la codificación NRZ no se usa para transmisiones a gran distancia.

2.4.3 Codificación Bipolar AMI.[4]

La codificación bipolar es un código RZ ya que sus niveles son positivo, negativo y cero, y no se mantienen durante todo el intervalo sino sólo durante una fracción de él.

AMI son las siglas de "Alternate Mark Inversion"; el proceso de conversión interpreta cada pulso binario como una marca positiva o negativa en forma alternada, mientras la condición de cero lógico se transmite como tal.

Los códigos bipolares, como se puede ver en la Figura 2-14, tienen un nivel de voltaje promedio igual a cero lo que elimina las componentes de DC en el espectro de la señal, satisfaciendo así los requisitos de los códigos expresados anteriormente (ver

Figura 2-21).

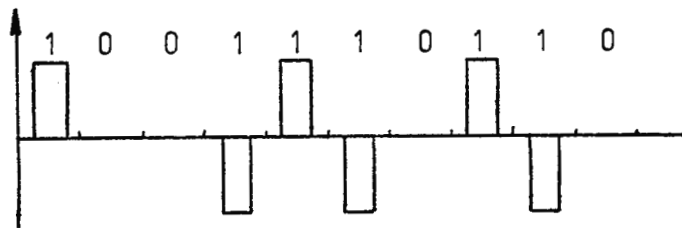


Figura 2-14.

Codificación Bipolar AMI.

Debido a que los códigos bipolares usan polaridades alternas para codificar los "1", una serie de "1s" tiene una fuerte componente de sincronización, sin embargo una serie de ceros no; por lo tanto deberán ser excluidos de la fuente. Una serie de 14 ceros es la mayor que puede ocurrir para una señal de 8 bits después del último "1".

La señal bipolar ofrece una mejora en inmunidad a la interferencia por diafonía con respecto a la unipolar. También debido a su forma de codificación, ofrece la oportunidad de monitorear la calidad de la línea ya que la detección de 2 pulsos sucesivos con la misma polaridad implica un error. Esta condición de error es conocida como violación bipolar.

2.4.4 Codificación "Binary N Zero Substitution" (BNZS).[22]

La mayor limitación de un código bipolar es la dependencia en una mínima densidad de "1s" para mantener la sincronización. El código BNZS aumenta el código bipolar básico reemplazando todas las series de N ceros con un código especial de longitud N que contiene varios pulsos que a propósito producen "violación

bipolar". Así la densidad de pulsos es incrementada mientras que el dato original es obtenido mediante el reconocimiento de las violaciones bipolares y su reemplazo por N ceros en el receptor.

Se describirá, como ejemplo, el algoritmo de sustitución de 3 ceros (B3ZS), donde por cada serie de 3 ceros se codifica con 00V ó BOV.

Tabla 2-3. Algoritmo para código B3ZS.

POLARIDAD DEL PULSO PRECEDENTE	NUMERO DE PULSOS BIPOLARES DESDE LA ULTIMA VIOLACION	
	IMPAR	PAR
-	00-	+0+
+	00+	-0-
	(00V)	(BOV)

El código 00V consiste en 2 intervalos de bit sin pulso (00) seguidos de un pulso de violación (V). El código BOV consiste de un pulso que guarda la alternatividad bipolar (B) seguido de un no pulso (0) y finalizando con un pulso de violación (V). Nótese que en ambas substituciones las (V) ocurren en el bit final, así su posición es fácilmente identificable. La decisión de substituir por 00V ó BOV es basada en el número de pulsos B entre las violaciones. La Tabla 2-3 resume ésta condición.

Se incluye a continuación un ejemplo para mayor aclaración. Ejemplo: Determinar el código de línea B3ZS para la siguiente serie de datos "101000110000000010001".

Solución:

La secuencia dependerá de si han sucedido un número par o impar de pulsos desde la última violación. Se considerarán ambos casos.

1 0 1 0 0 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 1

1. (impar) + 0 - 0 0 - + - + 0 + - 0 - 0 0 + 0 0 + -

2. (par) + 0 - + 0 + - + - 0 - + 0 + 0 0 - 0 0 - +

Otro algoritmo del código BNZS es el B6ZS, el cual produce violaciones en el segundo y quinto lugar de bit de la secuencia de sustitución. La Tabla 2-4. resume el algoritmo.

Tabla 2-4. Algoritmo de código B6ZS.

POLARIDAD DEL PULSO QUE PRECEDE A LOS CEROS SUSTITUIDOS	SUSTITUCION
-	0-+0+-
+	0+-0-+

Ejemplo: Encontrar el código B6ZS para la secuencia "1000000101100000000000000001".

Solución:

Existen 2 posibilidades dependiendo del valor que toma el primer "1".

1 0 0 0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1

(-) - 0 - + 0 + - + 0 - + 0 + - 0 - + 0 + - 0 - + 0 0 0 -

(+) + 0 + - 0 - + - 0 + - 0 - + 0 + - 0 - + 0 + - 0 0 0 +

2.4.5 Código HDB-n.[23]

Existe otra recomendación para el formato de codificación BNZS, llamado Codificación Bipolar de Alta Densidad (HDB). El código HDB-n no admite un número mayor de n ceros consecutivos y por ejemplo el código HDB-3, de amplio uso no admite más de 3 ceros consecutivos, colocando un impulso en lugar del cuarto cero. Este impulso es de tal polaridad que conforma una

violación. Para conservar una componente de DC nula se deben transmitir tantas violaciones positivas como negativas en forma alternada. El algoritmo de codificación es básicamente el mismo que el del código B3ZS, descrito anteriormente. La Tabla 2-5 presenta el algoritmo básico. Nótese que para mantener la alternancia de las violaciones se obliga a colocar un pulso de relleno cuando el pulso que precede a la violación no tiene su misma polaridad.

La presencia de errores ocasionales puede ser detectada observando la alternancia de las violaciones, ya que la introducción de un simple error causará una discontinuidad en la secuencia de alternancia de dichas violaciones. Estos simples errores causarán más de un error en la señal codificada. El factor de multiplicación puede valer hasta 2, aunque un valor más común está en el rango de 1.1 a 1.7 para HDB-3.

Tabla 2-5. Algoritmo de código HDB3.

POLARIDAD DEL PULSO PRECEDENTE	NUMERO DE UNOS DESDE LA LA ULTIMA SUSTITUCION	
	IMPAR	PAR
-	000-	+00+
+	000+	-00-

2.4.6 Código "Pair Select Ternary" (PST).[4]

El proceso de codificación PST comienza agrupando los datos binarios de entrada en palabras de 2 bits. Estas palabras son traducidas a 2 dígitos ternarios (0,+,-) para su transmisión. Ya que existen 9 códigos ternarios de 2 dígitos pero sólo 4 códigos binarios de 2 dígitos hay flexibilidad para la selección de los

códigos. El más usado es el mostrado en la Tabla 2-6.

Ejemplo: Codificar en PST la secuencia siguiente "01001110101100".

Solución:

Hay 2 soluciones posibles dependiendo del modo al comienzo de la secuencia.

	0 1	0 0	1 1	1 0	1 0	1 1	0 0
(Modo +)	0 +	- +	+ -	- 0	+ 0	+ -	- +
(Modo -)	0 -	- +	+ -	+ 0	- 0	+ -	- +

Tabla 2-6. Código PST.

ENTRADA BINARIA	MODO +	MODO -
00	- +	- +
01	0 +	0 -
10	+ 0	- 0
11	+ -	+ -

Algo importante de hacer notar es que los códigos bipolar y BNZS tienen el mismo ancho de banda que el PST pero difieren en los niveles de energía. Los códigos PST y BNZS tienen mayores niveles que el bipolar. Estos altos niveles de energía tienen el inconveniente de aumentar la interferencia por diafonía en cables multipares.

2.4.7 Codificación Ternaria.[23]

Las codificaciones PST y bipolar usan un código ternario para transmitir datos binarios, pero ellos no logran un buen aprovechamiento en la tasa de información transmitida. En el código 4B3T el codificador convierte grupos de 4 bits en grupos de 3 dígitos ternarios.

La Tabla 2-7 presenta una posible forma de codificación. Las

palabras ternarias en la columna de en medio están balanceadas en su contenido DC. Las palabras de la primera y tercera columna se eligen para mantener el balance de DC. Si se transmiten más pulsos positivos que negativos se selecciona la columna 1 y cuando hay más pulsos negativos se elige la columna 3. La palabra 000 no es usada y por ello, es posible mantener un fuerte contenido de sincronización.

Tabla 2-7. Algoritmo para código 4B3T.

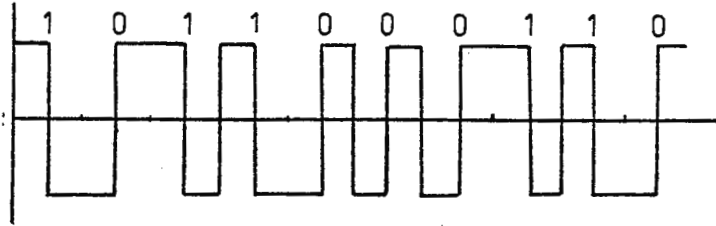
PALABRA BINARIA	PALABRA TERNARIA (DISPARIDAD ACUMULADA)		
	-	0	+
0000	- - -		+ + +
0001	- - 0		+ + 0
0010	- 0 -		+ 0 +
0011	0 - -		0 + +
0100	- - +		+ + -
0101	- + -		+ - +
0110	+ - -		- + +
0111	- 0 0		+ 0 0
1000	0 - 0		0 + 0
1001	0 0 -		0 0 +
1010		0 + -	
1011		0 - +	
1100		+ 0 -	
1101		- 0 +	
1110		+ - 0	
1111		- + 0	

2.4.8 Bifase Digital.[47]

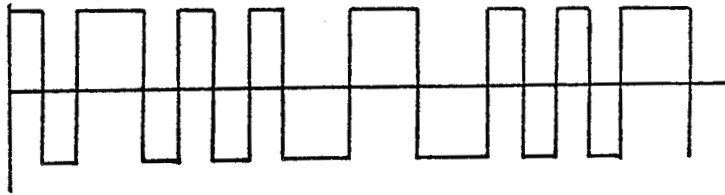
El término bifase es usado para designar los códigos Bifase-L (Manchester), Bifase-M y Bifase-S. El esquema bifásico tiene varias ventajas respecto a otros códigos. Una de ellas es la sincronización debido a la transición predecible durante cada intervalo del bit. Para el código Manchester hay una transición

en la mitad del intervalo mientras que para el bifase M y S hay siempre una transición al principio del intervalo.

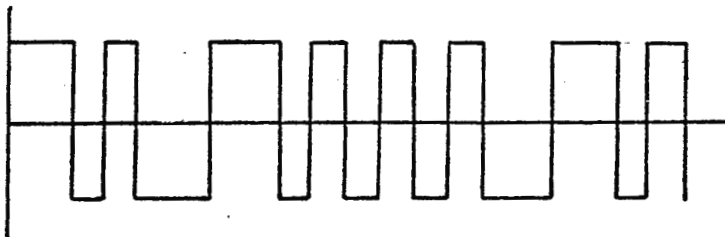
Otra ventaja es que no posee componente de DC y que se pueden detectar errores por el monitoreo de la ausencia de transiciones esperadas. La Figura 2-15 muestra este tipo de codificación.



(a)



(b)



(c)

Figura 2-15.

Códigos bifásicos. (a) Manchester. (b) Bifase-M. (c) Bifase-S.

Las reglas que siguen estos códigos son las siguientes:

a) Código Manchester, si el dato es "1" existe transición de alto a bajo en la mitad del intervalo mientras que si el dato es "0" existe transición de bajo a alto en la mitad del intervalo.

b) Código Bifase-M, (siempre hay una transición al inicio del intervalo), si el dato "1", transición en la mitad del intervalo mientras que si el dato es "0", no existe transición en la mitad del intervalo.

c) Código Bifase-S, (siempre hay una transición al inicio del intervalo), si el dato es "1" no existe transición en la mitad del intervalo mientras que si el dato es "0" hay transición a la mitad del intervalo.

2.4.9 Codificación Diferencial.[47]

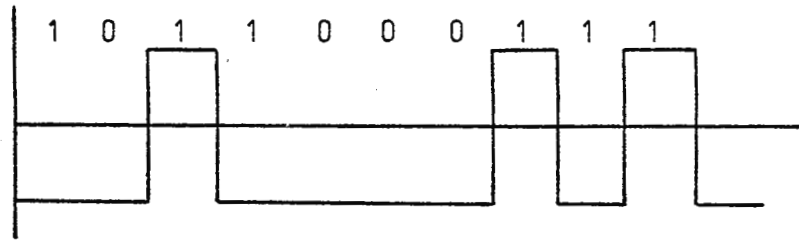
Una limitación de las señales NRZ y bifase digital es que la señal "1" es exactamente el negativo de la señal "0" y para muchos medios de transmisión es imposible determinar una polaridad absoluta o referencia de fase, por tanto el decodificador puede decodificar todos los "1s" como "0s" y viceversa. Para evitar este inconveniente se adopta la siguiente regla de codificación:

a) Si un cambio en la forma de onda ocurre, se decodificará un "1".

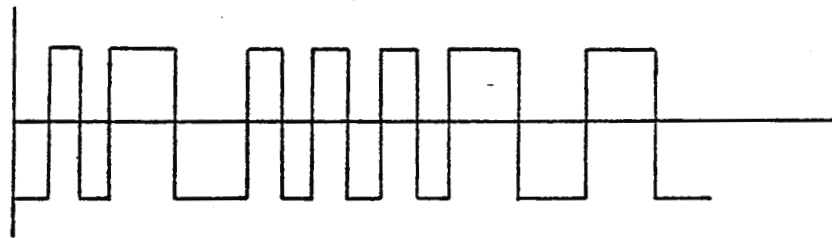
b) Si no ocurre cambio, se decodificará un "0".

En la Figura 2-16 se presenta una codificación diferencial para un código NRZ y para el código Manchester. Este tipo de codificación no cambia el espectro pero duplica la razón de error ya que si el detector comete un error en estimar el estado

de un intervalo, también cometerá un error en el siguiente intervalo.



(a)



(b)

Figura 2-16.

Codificación Diferencial. (a) Código NRZ. (b) Código Manchester.

2.4.10 Código mB/nB.[23]

Es un código utilizado en fibra óptica, en las versiones 5B/6B y 6B/8B, para velocidades de transmisión de 34 Mbps y 140 Mbps. Se utiliza para introducir redundancia y eliminar secuencias peligrosas que no permitan la reconstrucción del reloj. Siempre $n > m$ y de binario a binario.

Ejemplo: Para código 3B/4B la señal entrante es la representada en la Figura 2-17a y la resultante la mostrada en la Figura 2-18b. $m < n$ $m = 3$ y $n = 4$ por lo tanto $3 < 4$ cumple la condición.

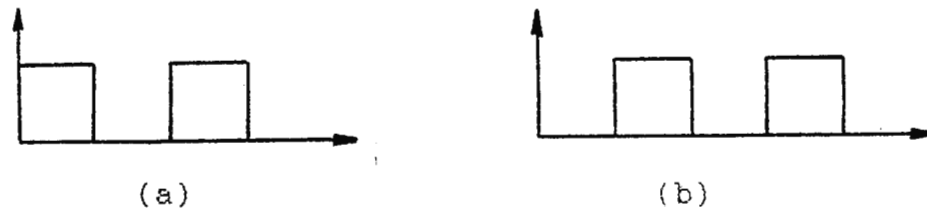


Figura 2-17.

Código mB/nB.

2.4.11 Código "Code Mark Inversion" (CMI).[23]

CMI codifica los "1s" como un nivel NRZ opuesto al nivel del "1" previo, los "0s" son codificados como una onda cuadrada de medio ciclo. No hay energía de DC en la señal y la abundancia de transiciones como en el bifase provoca que no exista ambigüedad entre los "1s" y "0s". La Figura 2-18 muestra una señal CMI.

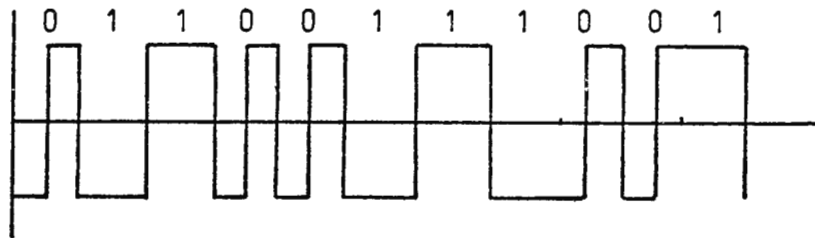


Figura 2-18.

Código CMI.

2.4.12 Código mBnN.[23]

En este código m bits binarios se sustituyen por n bits de N niveles. El nuevo sistema debe cumplir $2^m \leq N^n$ para poder reproducir los diferentes códigos originales. El sistema consigue reducir la velocidad de transmisión con lo que requiere menor ancho de banda. Se utiliza para la transmisión de radio enlaces digitales. En la Figura 2-19 se muestra el ejemplo de

5B34.

Comprobando que $2^m \leq N^n$:

Si $m = 5$, $n = 3$ y $N = 4$, entonces 2^5 deberá ser menor o a lo sumo igual que 4^3 .

$2^5 = 32$ y $4^3 = 64$ por lo tanto $32 \leq 64$ cumple la condición.

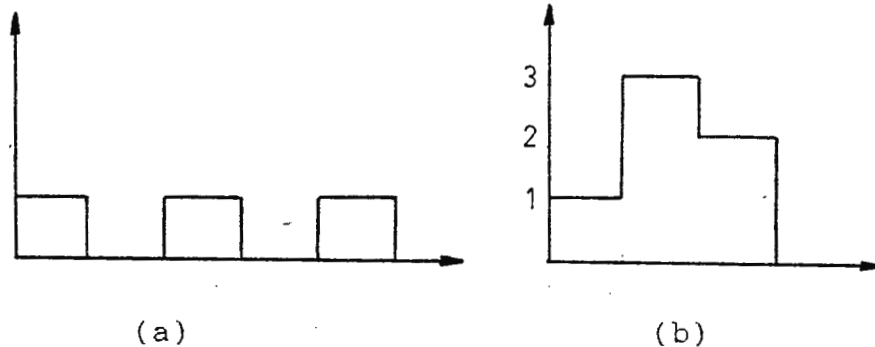


Figura 2-19.

Codificación 5B34.

2.4.13 Código de Miller.[46]

Es una alternativa a la técnica bifase llamada también modulación de retraso. Existe por lo menos una transición cada 2 bits y no más de 1 por bit. Esta codificación tiene capacidad de sincronización y requiere menor ancho de banda que el bifase. Sus reglas son las siguientes:

a) Si el dato es "0" no existe transición si es seguido de un "1" y si es seguido de un "0", hay transición al final del intervalo.

b) Si el dato es "1", hay transición en la mitad del intervalo.

La Figura 2-20 muestra un ejemplo de código Miller.

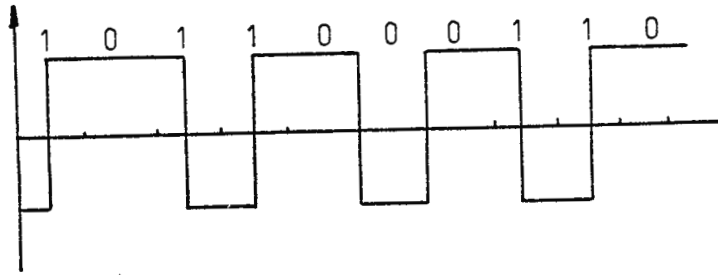


Figura 2-20.

Código de Miller.

2.4.14 Ventajas de los Códigos para Supervisión.

La introducción de ruido y los consecuentes errores, producirán dentro del sistema:

a) Una violación entre la señal regenerada y la estructura de codificación. Por ejemplo, si el código es AMI un error causará 2 marcas consecutivas de la misma polaridad.

b) Un cambio en el nivel medio de DC de la señal debido a un número desigual de marcas con polaridad opuesta.

c) Un cambio en el espectro de energía de la señal de línea.

d) Degradaciones en la amplitud y forma del pulso de la señal de línea.

Los cambios en las características de la señal de transmisión pueden ser detectados e interpretados como una indicación de error. Los problemas del tipo (a) son detectados por medio de circuitos lógicos mientras los del tipo (b) y (c), por métodos analógicos de detección.

La Figura 2-21 [46] muestra el espectro de energía para los códigos NRZ, Bipolar, Bifase y Miller para una comparación.

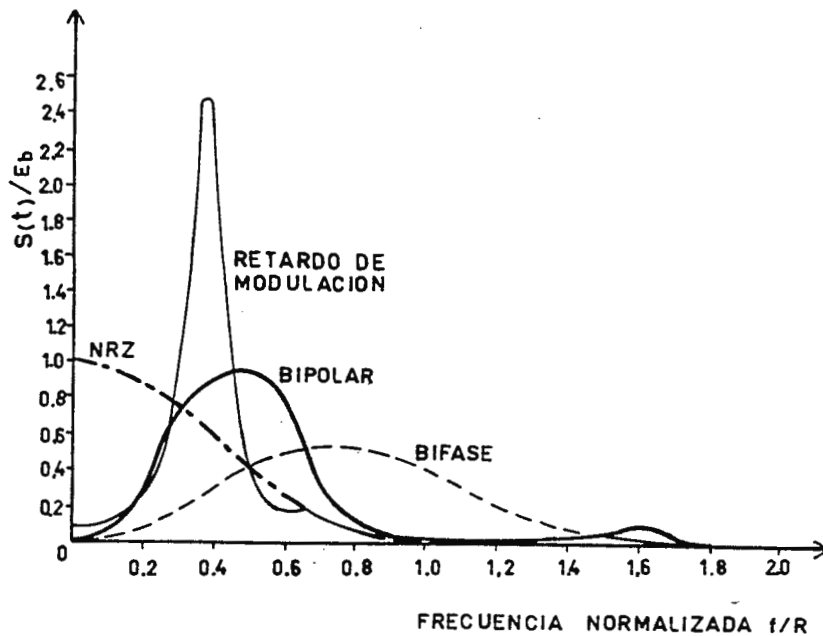


Figura 2-21.

Espectro de energía para códigos NRZ, bipolar, bifase y Miller.

2.5 Modulación Digital.

Las formas básicas de modulación son: la modulación por variación de amplitud (ASK), desplazamiento de frecuencia (FSK) y desplazamiento de fase (PSK). Estas técnicas de modulación pueden ser clasificadas por los símbolos transmitidos, los cuales tienen un grupo discreto de valores (M) y ocurren a intervalos regularmente espaciados (T). La selección de una técnica de modulación para una aplicación específica, depende en general del comportamiento de error, la eficiencia del ancho de banda y la complejidad de su realización.

Las técnicas de modulación binaria proporcionan un buen comportamiento de error, pero no tienen una buena eficiencia en el ancho de banda.

2.5.1 Comportamiento de Error.[45]

El comportamiento de error es una función de la relación señal-ruido (S/N). Una de las relaciones más adecuadas para la comparación de las técnicas de modulación es la relación de energía por bit con la densidad de ruido (E_b/N_0).

La relación S/N se puede expresar en función de la relación E_b/N_0 así:

$$S/N = \frac{E_s/T}{N_0 B} = 2 \log_2 M \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \quad (2.1)$$

donde:

E_s : Energía por símbolo o por señal.

N_0 : Densidad de ruido.

B : Mínimo ancho de banda ($B = 1/2T$).

Una ecuación más práctica es:

$$S/N = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{R}{B_N} \quad (2.2)$$

donde:

B : Ancho de banda del receptor.

R : Velocidad de transmisión.

2.5.2 Modulación por Variación de Amplitud (ASK).

En este tipo de modulación, la amplitud de la portadora es variada entre dos niveles predeterminados en correspondencia con la señal binaria de datos. En su forma más simple, la portadora está encendida o apagada cada T segundos para representar los unos (1) y los ceros (0), por lo que esta forma de ASK también es conocida como Modulación de Encendido y Apagado (OOK). Como

es mostrado en la Figura 2-22, el "1" enciende la amplitud de la portadora A y el "0" la apaga.

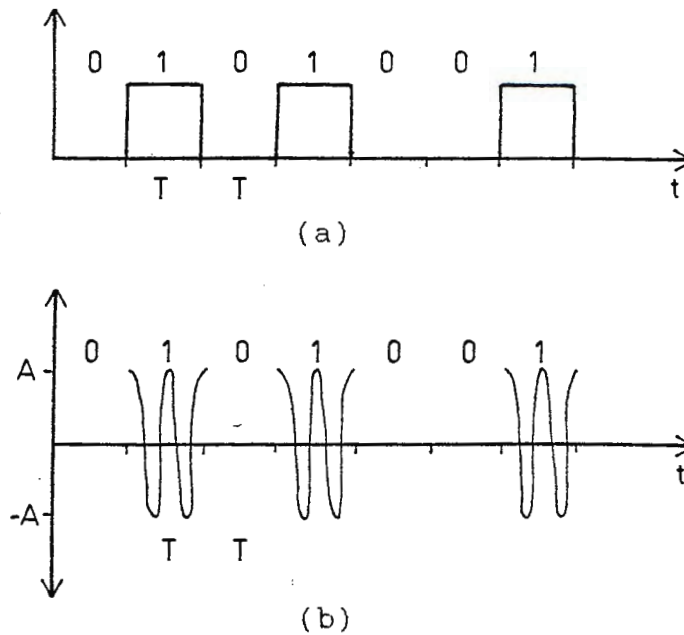


Figura 2-22.

Señal de modulación por encendido y apagado (OOK). (a) Señal binaria. (b) Señal modulada.

La forma más general de ASK es la doble banda lateral (DSB) que es representado por:

$$f_c(t) = \frac{A}{2} [1 + m(t)] \cos \omega_c t \quad (2.3)$$

donde:

$m(t)$: Señal moduladora (que para el caso de OOK tomaría los valores 1 y -1).

ω_c : Frecuencia de la portadora.

Ya que la portadora no contiene información alguna, la eficiencia de potencia puede mejorarse suprimiendo la portadora y transmitiendo las bandas laterales. Obteniéndose una

modulación en doble banda lateral con portadora suprimida (DSB-SC):

$$f_c(t) = A m(t) \cos \omega_c t \quad (2.4)$$

donde:

$m(t)$: 1 ó 0 sobre intervalos de T segundos de duración.

El efecto de la multiplicación de $\cos(\omega_c t)$ es simplemente el corrimiento del espectro original de la señal (la señal de banda base) hasta la frecuencia ω_c (Figura 2-23), con bandas laterales simétricamente distribuidas alrededor de ésta. En la Figura 2-23, puede observarse que con un ancho de banda inicial de banda base $2\pi B$ rad/s (B Hz), el ancho de banda AM o de transmisión es el doble; es decir $\pm 2\pi B$ rad/s o $\pm B$ Hz, dando un ancho de banda de $2B$ Hz.

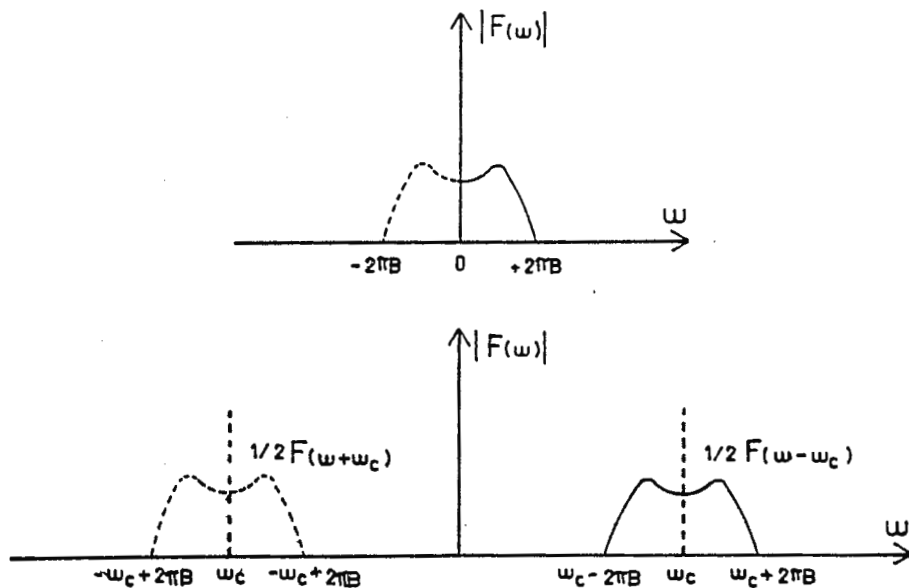


Figura 2-23.

Espectro de amplitud de la onda modulada en amplitud.

2.5.3 Modulación por Corrimiento de Frecuencia (FSK).

En este tipo de modulación, la frecuencia de la portadora varía de acuerdo con la señal moduladora.

En la transmisión binaria la portadora asume una frecuencia (f_1) para el "1" y otra frecuencia (f_0) para el "0" (Figura 2-24); donde generalmente f_1 y $f_0 \gg 1/T$.

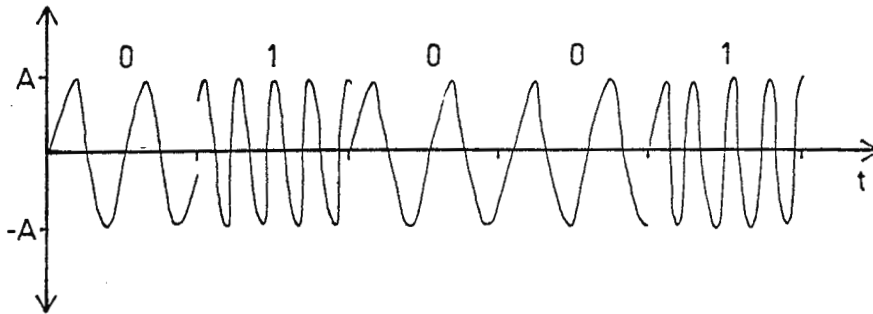


Figura 2-24.

Onda de FSK.

La señal modulada por FSK se puede representar por:

$$f_{c1}(t) = A \cos \omega_1 t \quad \text{para el binario 1}$$

$$f_{c0}(t) = A \cos \omega_0 t \quad \text{para el binario 0}$$

Una representación alternativa de la onda de FSK consiste en hacer $f_1 = f_c - \Delta f$ y $f_0 = f_c + \Delta f$. Las dos frecuencias difieren en $2 \Delta f$ Hz, por lo tanto:

$$f_{c1} = A \cos(\omega_c - \Delta \omega) t$$

$$f_{c0}(t) = A \cos(\omega_c + \Delta \omega) t$$

por lo que:

$$f_c(t) = A \cos(\omega_c - \Delta \omega_c) t \quad -T/2 \leq t \leq T/2$$

La frecuencia se desvía entonces $\pm \Delta f$ alrededor de f_c , donde

Δf se denomina Desviación de Frecuencia.

El ancho de banda de transmisión (B_T) requerido puede estimarse en dos casos extremos [40]:

a) Si $\Delta f \gg B$, el ancho de banda tiende a $2 \Delta f$. Así pues, si se usa una gran separación entre los tonos en el sistema FSK, el ancho de banda es esencialmente el mismo que esa separación. Es virtualmente independiente del ancho de banda de la señal de banda base binaria. Esto es fundamentalmente distinto del caso de AM.

b) Si $\Delta f \ll B$, el ancho de banda tiende a $2B$. En este caso, incluso aunque los tonos se elijan muy poco espaciados, el ancho de banda mínimo es aún el requerido para la transmisión de OOK (AM); ahora el ancho de banda está determinado por la señal de banda base (Figura 2-25).

$$B = \begin{cases} 2 \Delta f & \Delta f \gg B \\ 2 B & \Delta f \ll B \end{cases}$$

El primer caso se llama comúnmente FM de banda ancha, y el segundo FM de banda angosta.

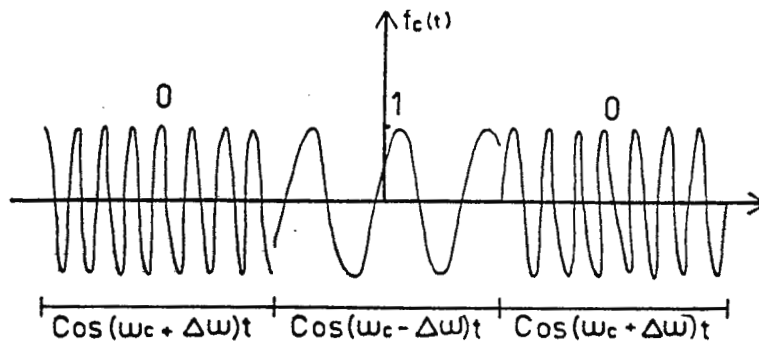


Figura 2-25.

Señal periódica FSK.

Es común denotar la dependencia del ancho de banda de transmisión de las magnitudes relativas; de la desviación de frecuencia Δf y del ancho de banda B de la banda base, definiendo el parámetro m , (índice de modulación) como el cociente entre los dos. Por lo que:

$$m = \frac{\Delta f}{B} \quad (2.5)$$

Entonces, el ancho de banda de transmisión se puede expresar así:

$$\begin{aligned} B_T &= 2\Delta f + 2B \\ &= 2B(1+m) \end{aligned} \quad (2.6)$$

Para $m \gg 1$ corresponde a FSK de banda ancha, para $m \ll 1$ a FSK de banda angosta. Para $m > 1$ la modulación FSK requiere más ancho de banda de transmisión que ASK.

2.5.4 Modulación por Desplazamiento de Fase (PSK).

En este caso, se tiene que la señal modulada por desplazamiento de fase está dada por:

$$\begin{aligned} f_c(t) &= \pm A \cos(\omega_c t) \\ &= A \cos(\omega_c t + \phi_j) \quad \phi_j = 0 \text{ ó } \pi \end{aligned} \quad (2.7)$$

Para la transmisión binaria, la fase de la portadora es desplazada 180° para representar un "1" o un "0".

La forma de onda de PSK es mostrada en la Figura 2-26, donde el reloj de los datos y las frecuencias de la portadora deben ser múltiplos exactos uno del otro.

Las señales PSK tienen la misma característica de doble banda lateral que OOK por lo que el espectro está centrado a ω_c con un

ancho de banda igual al doble que el de la señal de banda base.

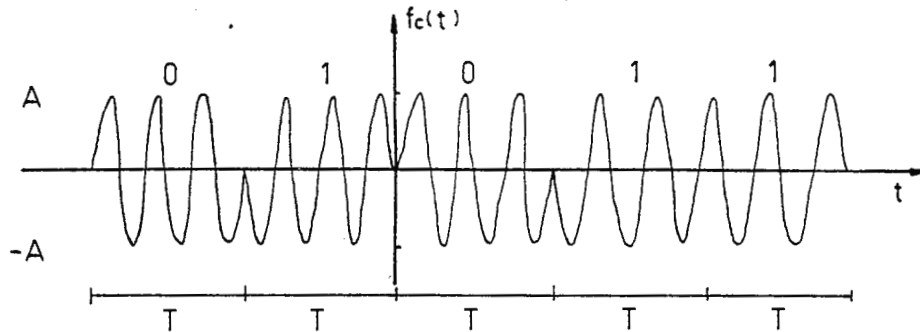


Figura 2-26.

Señal de PSK.

2.5.5 Comparación de los Sistemas de Modulación Binarios.[45]

En la selección de un sistema de modulación, en el que se requiere un comportamiento específico con respecto al error; se debe tomar en cuenta la potencia de transmisión, así como también el ancho de banda del canal. Para medir la eficiencia de potencia, la relación energía por bit-densidad de ruido (E_b/N_0) es muy utilizada; mientras que para medir la eficiencia espectral, es utilizada la relación velocidad de transmisión-ancho de banda de transmisión. Otros factores que pueden influir en la selección de una técnica de modulación son: el desvanecimiento, la interferencia, complejidad y costo de instalación.

El tipo de detección o demodulación, también es otro factor importante en la selección de un sistema de modulación digital. Existen esencialmente dos métodos comunes de demodulación:

a) Detección sincrona o coherente, que consiste en la multiplicación de la señal que llega por la frecuencia de la portadora, la que se genera localmente en el receptor, y a

continuación la señal multiplicada resultante se hace pasar por un FPB. El procedimiento de detección síncrona se esquematiza en la Figura 2-27a.

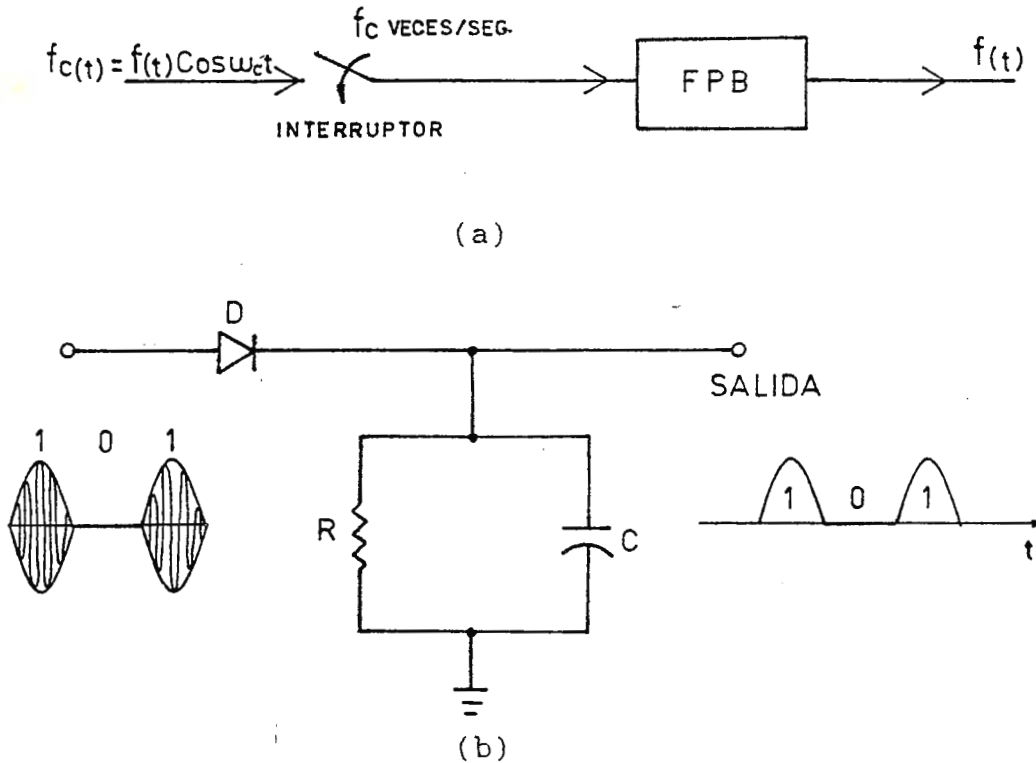


Figura 2-27.

Métodos de detección. (a) Coherente. (b) No coherente.

b) Detección de envolvente, ésta evita los problemas de tiempo y de fase de la detección síncrona. En este método, la señal de alta frecuencia que llega se hace pasar a través de un dispositivo no lineal y un FPB. Una forma común del detector de envolvente es mostrado en la Figura 2-27b; donde el diodo es el dispositivo no lineal. Tal como su nombre lo indica, la salida del detector de envolvente representa la envolvente de la onda de alta frecuencia que llega. La constante de tiempo RC es lo

suficientemente grande como para retener la amplitud de la entrada durante muchos ciclos de la portadora, aunque es bastante pequeña, en comparación con un período binario, como para descargarse cuando la señal binaria cambia.

La detección coherente es utilizada para la modulación por corrimiento de fase (PSK); la detección no coherente es usada en los sistemas ASK y FSK.

La Figura 2-28 muestra la probabilidad de error para los sistemas ASK, FSK y PSK para ambos métodos de detección coherente y no coherente. Como puede observarse, la técnica PSK tiene ventaja en su desempeño de 3 dB sobre las otras técnicas de modulación (ASK y FSK) en sus ambos métodos de detección. Además se puede observar que la diferencia entre la detección coherente y no coherente de cada una de las técnicas de modulación es en el orden de 1 dB para cuando la probabilidad de error $P(e) \leq 10^{-5}$.

En términos de realización, la selección de un sistema con detección coherente depende principalmente de su complejidad y el costo respecto a la detección no coherente. Generalmente la mayor complejidad en la detección coherente no se justifica para el pequeño mejoramiento en el comportamiento de error que se obtiene.

La realización de sistemas ASK es simple pero no es común utilizarlo ya que su comportamiento de error es relativamente pobre y susceptible al desvanecimiento y a las no linealidades; mientras que FSK no coherente es comúnmente utilizado para bajas velocidades y PSK coherente es utilizado en aplicaciones con

rangos de velocidades más altas.

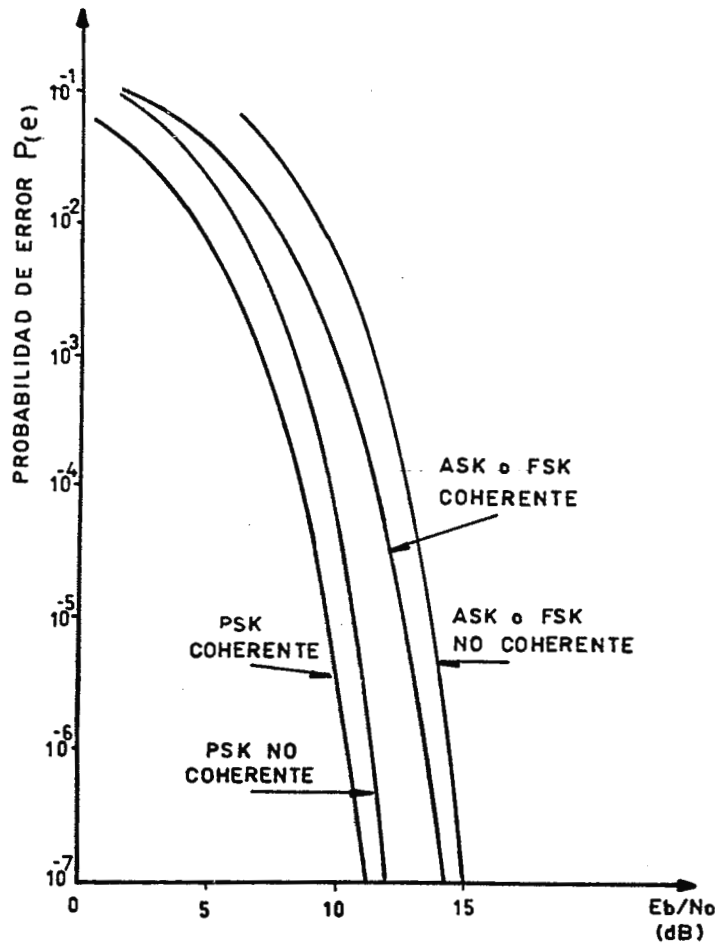


Figura 2-28.

Comportamiento de error de los sistemas binarios de modulación.

Ninguna de estas técnicas de modulación digital es particularmente eficiente en la utilización del ancho de banda, por lo que para obtener una mayor eficiencia en éste, son utilizados los esquemas multisimbólicos (M-naria).

2.5.6 Modulación Multisimbólica.

Hasta este momento se han considerado solamente sistemas de modulación digital en los que sólo puede ser transmitida una de

las dos señales posibles durante cada intervalo de señalización. En muchas aplicaciones, un sistema de transmisión resulta más económico si en un determinado ancho de banda es enviado mayor número de bits por segundo; lo que conlleva a la modulación M-naria en la que se transmite una de M posibles señales durante cada intervalo de tiempo. En general, las técnicas de multifase y multinivel, así como su combinación se aplican para reducir el ancho de banda. Los esquemas de multifrecuencia, por el contrario, suelen producir mayores anchos de banda y como contrapartida una mejor inmunidad al ruido.

2.5.6.1 FSK Multisimbólica (MFSK).

La modulación FSK multisimbólica permite enviar M posibles frecuencias que son seleccionadas de un grupo de señales de igual energía:

$$S_n(t) = A \cos(\omega_n t) \quad 0 < t \leq T \quad (2.8)$$

donde:

n : 1, 2, ... M.

T : Longitud del símbolo.

Este grupo de señales M-naria deben satisfacer las condiciones de ortogonalidad y para ello, la mínima separación de frecuencia requerida es:

$$\Delta\omega = \frac{\pi}{T} \quad (2.9)$$

De esta forma se puede obtener el mínimo ancho de banda del grupo de señales, así como el mínimo ancho de banda de

transmisión:

$$B \cong \frac{M}{2T} \quad (2.10)$$

$$B_T \cong 2B \cong \frac{M}{T} \quad (2.11)$$

En la Figura 2-29, se muestra el comportamiento de error en función de la relación E_b/N_0 para varios valores de M . Aquí se puede observar que para una probabilidad de error fija la relación E_b/N_0 se reduce al aumentar M . Esto hace que esta clase de sistemas utilice menos potencia para transmisión y sean menos susceptibles al ruido.

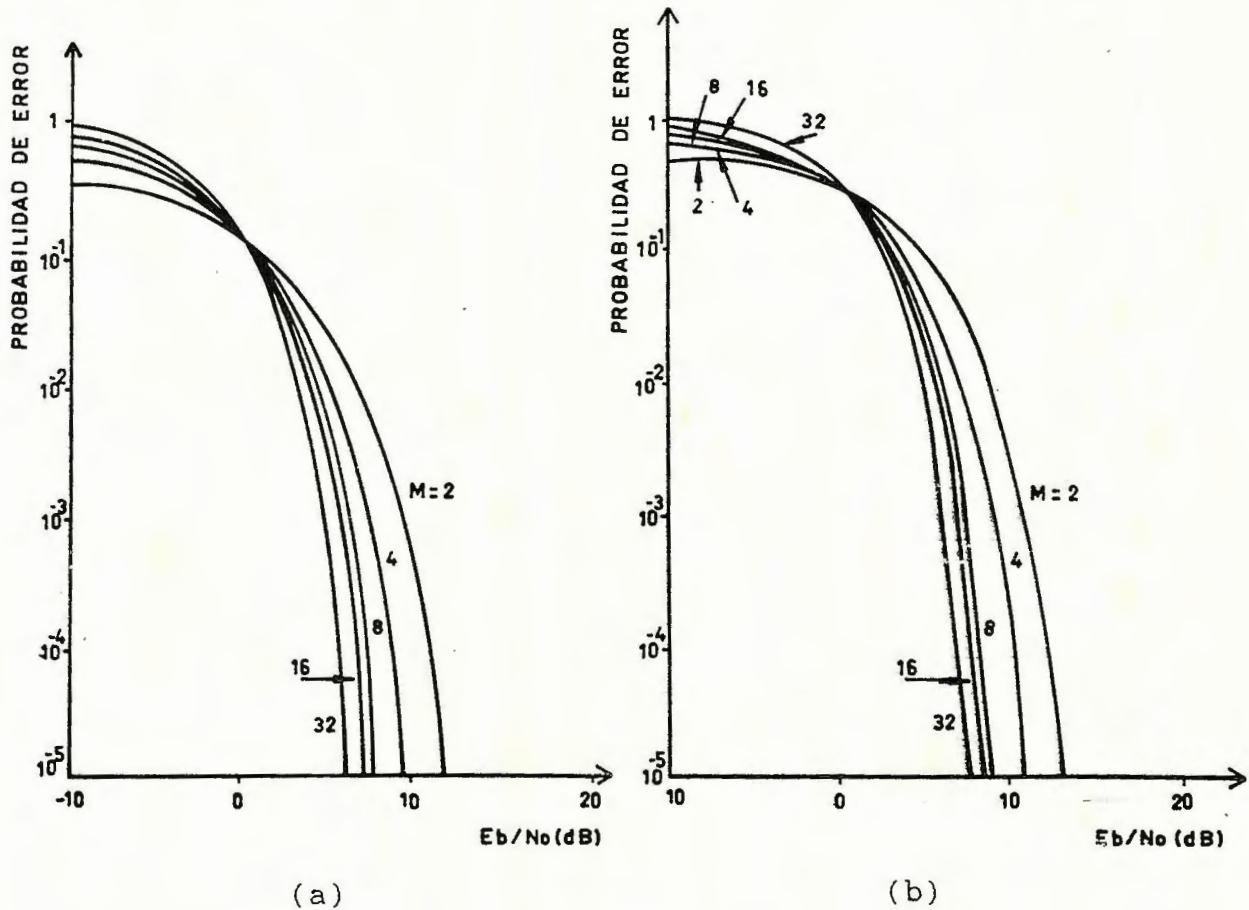


Figura 2-29.

Comportamiento de error. (a) Señal MFSK, detección coherente.
 (b) MFSK detección no coherente.

2.5.6.2 PSK Multisimbólica (MPSK).

La señal PSK M-naria puede ser representada por un grupo de señales:

$$S_n(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_n) \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.12)$$

donde los M símbolos son representados como un grupo uniformemente espaciado de ángulos de fase.

$$\theta_n = \frac{2(n-1)\pi}{M} \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (2.13)$$

La separación entre fases adyacentes de la portadora es $2\pi/M$; para BPSK la separación es π ; para 4-PSK la separación es $\pi/2$ y para 8-PSK la separación es $\pi/4$. Como se muestra en la Figura 2-30 cada señal tiene igual amplitud (A), resultando una señal conocida como constelación. El umbral de decisión en el receptor está ubicado entre las fases θ_n así que las decisiones correctas son hechas si la fase recibida está dentro de $\pm \pi/M$ de la fase transmitida.

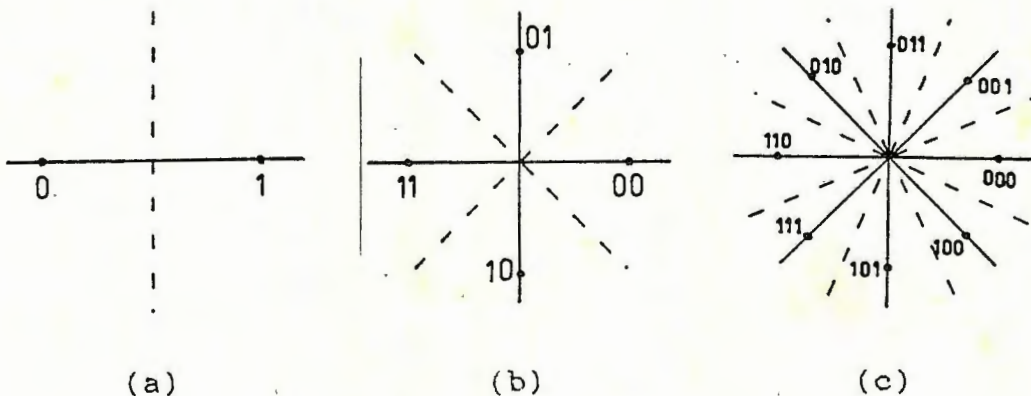


Figura 2-30.

PSK multisimbólica. (a) $M = 2$. (b) $M = 4$. (c) $M = 8$.

Otra forma conveniente de PSK M-naria es proporcionada por la representación de la señal en cuadratura.

La señal puede ser dada por:

$$S_n(t) = A[p_n \cos \omega_c t + q_n \sin \omega_c t] \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.14)$$

donde:

$$p_n = \cos(\theta_n)$$

$$q_n = \sin(\theta_n)$$

Para el caso BPSK los ángulos de fase de la señal son 0 y π que representados en cuadratura son: $(p_n, q_n) = (1, 0), (-1, 0)$. Ya que $\cos(\omega_c t)$ y $\sin(\omega_c t)$ son ortogonales en el diagrama fasorial, se dice que están en cuadratura.

El coeficiente p_n está representado en el eje horizontal y es llamado enfase o señal I, el coeficiente q_n es representado en el eje vertical y es llamado cuadratura o señal Q.

2.5.6.3 Modulación de Amplitud en Cuadratura (QAM).

El principio de la modulación en cuadratura puede ser realizado para incluir la modulación por fase y por amplitud. En la modulación QPSK los componentes I y Q no son independientes; sus valores son forzados a mantener una señal de envolvente constante, la cual es la característica fundamental de PSK. Si los componentes Q e I se hacen independientes, el resultado es la QAM; en el cual la constelación de las señales son rectangulares (excepto para el caso de dos niveles, en el cual es idéntico a 4-PSK). La Figura 2-31 compara las constelaciones para PSK y QAM con $M = 16$.



Figura 2-31.

Comparación de PSK y QAM. (a) 16-QAM. (b) 16 PSK.

2.5.6.4 Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura Equilibrada (OFFSET QPSK, OQPSK).[45]

Es una técnica de modulación aplicada a canales no lineales. Esta técnica posee el mismo diagrama fasorial que la QPSK por lo que puede ser representado por la ecuación (2.14).

La diferencia entre ambas técnicas de modulación está en el alineamiento de las señales en-fase (I) y en cuadratura (Q) (Figura 2-32). En OQPSK el flujo de bits es equilibrado en tiempo por un bit con período T_b ; con QPSK las transiciones de las señales I y Q coinciden. Esta diferencia en el alineamiento de la señal en cuadratura produce características diferentes en los cambios de fase de la portadora. El cambio de fase en QPSK puede ser de 0° , $\pm 90^\circ$, ó 180° con cada intervalo de símbolo ($2T_b$) dependiendo de los coeficientes p_n , q_n . En cambio en OQPSK los coeficientes no pueden cambiar de estado simultáneamente, esta característica elimina el cambio de fase de 180° , resultando sólo cambios de 0° y $\pm 90^\circ$. Esta característica indica que las emisiones fuera de banda pueden ser suprimidas si las

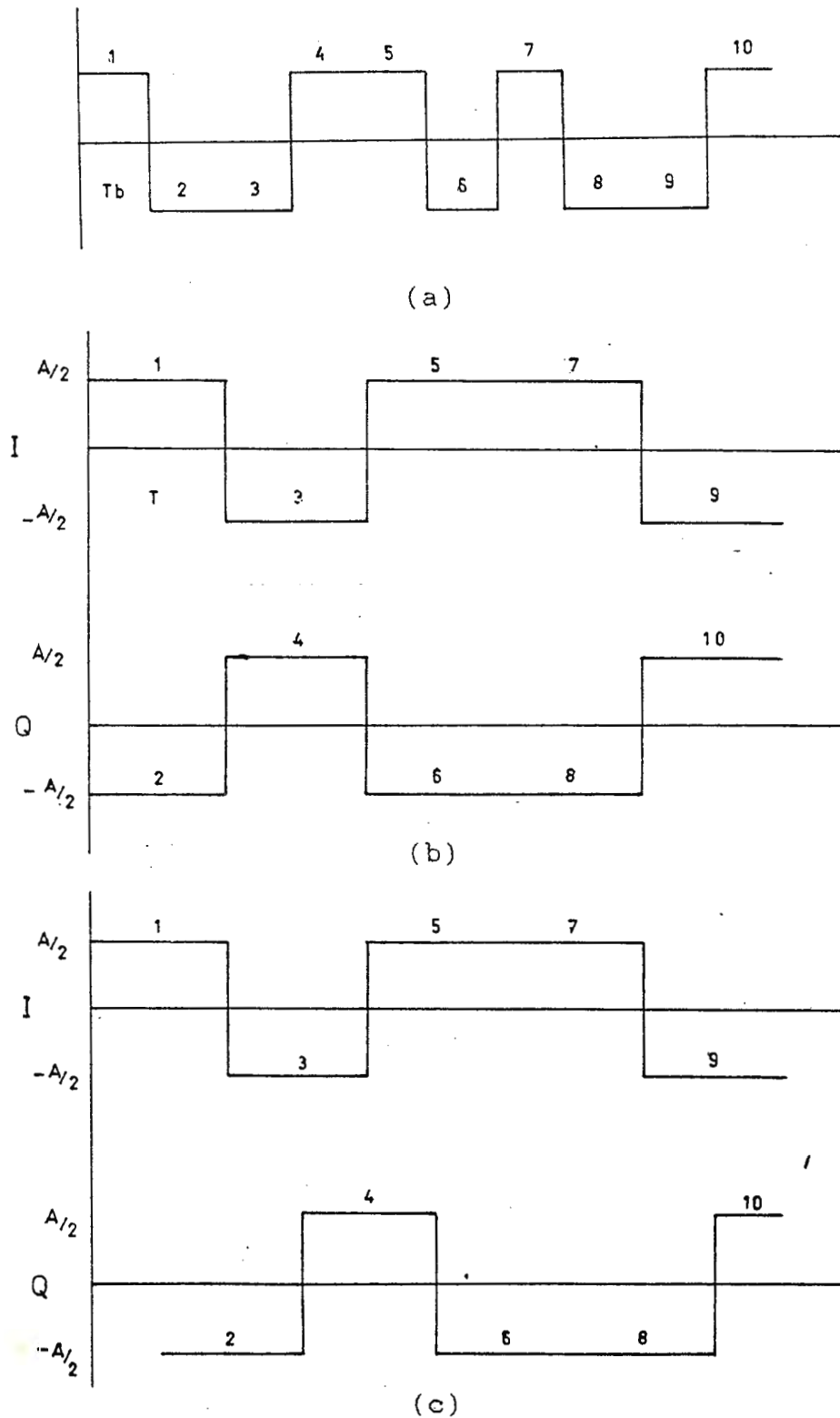


Figura 2-32.

Relación de las señales I y Q en QPSK y OQPSK. (a) Datos de entrada. (b) Datos I y Q QPSK. (c) Datos I y Q OQPSK.

transiciones de fase son eliminadas por completo.

El comportamiento de error de OQPSK es idéntico a QPSK, ya que al equilibrar el flujo de bits no cambia la ortogonalidad de las señales I y Q; así también la densidad espectral de potencia para OQPSK es igual que para QPSK.

CAPITULO III
TRANSMISION DE DATOS

3.1 Probabilidad de Error.

Sea un sistema de transmisión digital como el mostrado en la Figura 3-1.

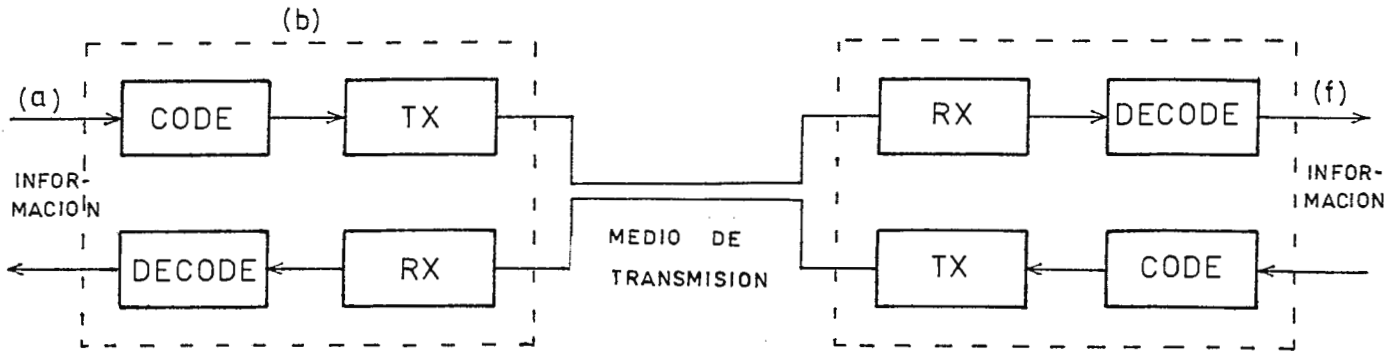


Figura 3-1.

Esquema de un sistema de transmisión.

La fuente de información, puede ser variada tal como: FAX, datos, video digitalizado, voz digitalizada, supervisión y control. El canal de comunicación está constituido por uno de los siguientes medios: cable simétrico, cable coaxial, fibra óptica o radio frecuencia (UHF, microondas), el cual puede ser afectado por diversos factores entre los cuales están la alimentación, el ruido, la diafonía, interferencia, desacople, etc, que involucran una interpretación errónea de la señal recibida, por los errores introducidos durante la transmisión como se observa en la Figura 3-2.

La señal de información (Figura 3-2a) entra al codificador de la Figura 3-1, obteniéndose la señal de la Figura 3-2b, que es

la señal que se transmite. En el medio de transmisión la información es afectada por señales indeseables como lo es el ruido (Figura 3-2c), obteniéndose en el receptor (Figura 3-1), una señal compuesta de información más ruido (Figura 3-2d). Esta señal puede tener niveles diferentes que la información original, produciendo errores en la detección. En la Figura 3-2f se puede observar que el sexto bit ha sido interpretado erróneamente ya que en el momento de la detección la señal de entrada al receptor tiene un nivel diferente al original.

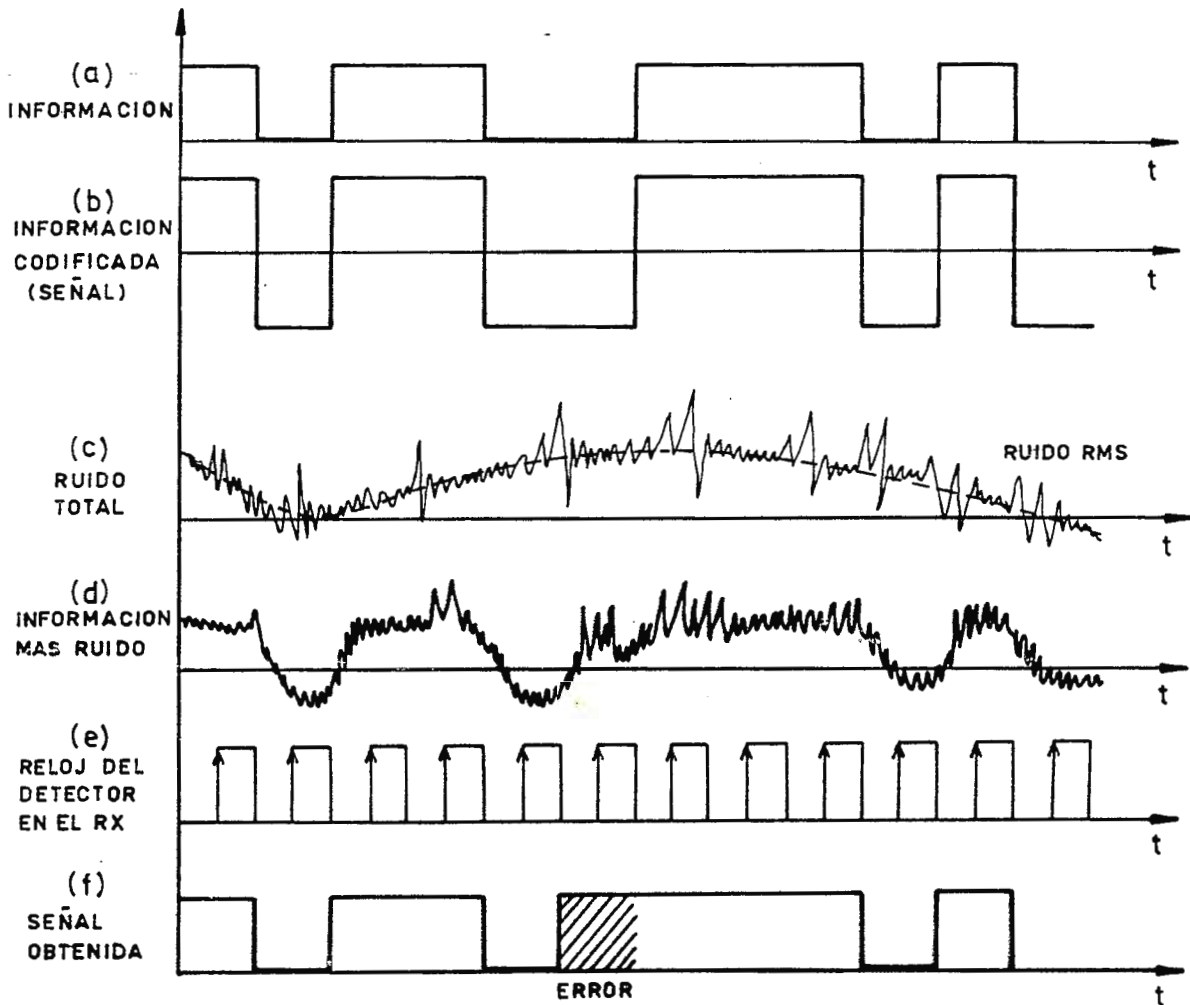


Figura 3-2.

Influencia del ruido en la transmisión digital.

Los errores de transmisión ocurren con características estadísticas dependientes del medio; por ejemplo para cable y radiofrecuencia, el error se caracteriza por presentarse en cortos períodos y a altas tasas, contrastando con largos períodos libres de error.

La probabilidad de error también depende de los valores de voltaje de la señal codificada y de las fluctuaciones causadas por el ruido, así la energía requerida para producir un error es una función directa de la relación señal a ruido que se define como:

$$\text{SNR} = \frac{\text{Potencia de la Señal}}{\text{Potencia del Ruido}} \quad (3.1)$$

El valor aceptable de errores depende de la aplicación, usualmente menor que 10^{-3} , ver Figura 3-3. Por ejemplo, para la fibra óptica es de 10^{-9} , para microondas y cable simétrico es de 10^{-6} ; por lo tanto en la fibra óptica la probabilidad de que se den errores es menor que en los otros medios.

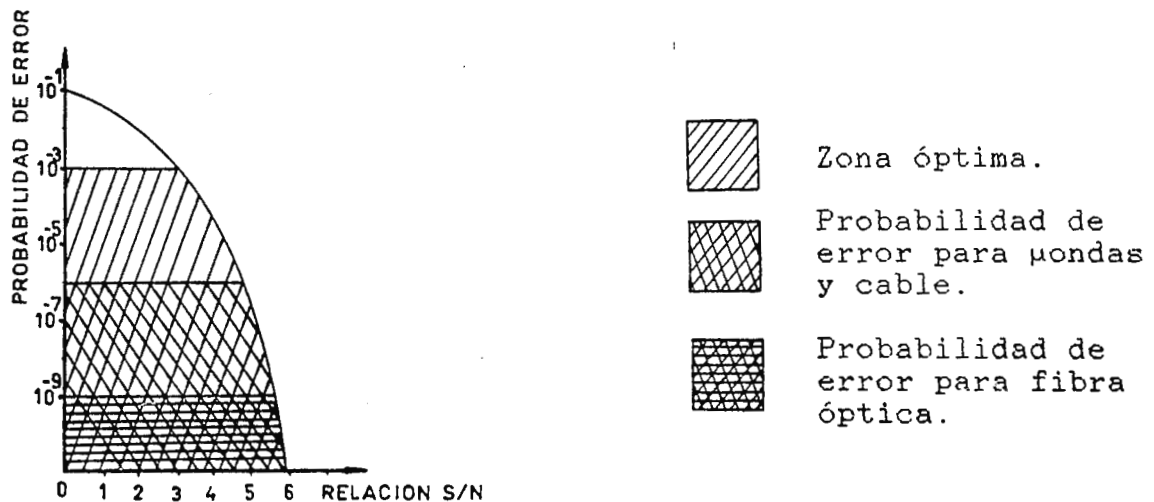


Figura 3-3.

Comportamiento de la probabilidad de error respecto relación S/N.

Existen varios parámetros para la medición de errores como los siguientes:

a) BER (razón de error de bits), relación de los bits erróneos respecto al total de bits transmitidos en un intervalo de medición.

b) EFS (segundos libres de error), porcentaje o probabilidad de intervalos de medición de segundos que están libres de error.

c) t1 (porcentaje de tiempo en que BER no excede a un umbral establecido), porcentaje de intervalos de medición específicos, por ejemplo 1 min, donde no se excede un nivel BER establecido, por ejemplo 10^{-6} .

d) EFB (bloque libre de error), porcentaje o probabilidad de bloques de datos que están libres de errores.

e) SEP (probabilidad de errores de símbolo) para la transmisión está dado por la relación de símbolos erróneos y el total de símbolos enviados.

Los parámetros antes mencionados están relacionados, pero dan diferentes resultados para un mismo enlace e intervalo de medida. Por ejemplo para un sistema con un BER determinado e igual a P, se tiene que la relación con EFS es:

$$\%EFS = 100(1 - p)^R \quad (3.2)$$

donde:

R : Velocidad de bits por segundo.

y la probabilidad de bloque erróneo está dada por:

$$P_{(ER)} = 1 - (1 - p)^n \quad (3.3)$$

donde:

n : número de bits por bloque.

$$P_{(ER)} \approx 1 - e^{-np} \quad \text{para } p \ll 1 \text{ y } n \gg 1$$

$$P_{(ER)} \approx np \quad \text{para un } np \ll 1$$

La relación entre la probabilidad de bloque erróneo, la probabilidad de error de bit y la probabilidad de segundos erróneos se resume de la siguiente forma:

a) Para un bloque de longitud 1, la probabilidad de error de bit es igual a la probabilidad de error de bloque.

b) Para un bloque de longitud igual a la razón de datos, la probabilidad de segundos erróneos es igual a la probabilidad de errores de bloque.

c) Finalmente al aumentar la longitud del bloque la probabilidad de error de bloque también aumenta.

El parámetro de error a escoger depende de los efectos del error en el usuario. Para las aplicaciones de datos EFS o EFB son los mejores parámetros para evaluar el efecto de los errores debido a que los datos son transmitidos en forma de bloques o mensajes.

El CCITT ha definido las siguientes características de error para las transmisiones digitales tomando como referencia un canal de 64 Kbps con una longitud de 27500 Km de conexión para servicios de voz y datos.

a) Para datos el %EFS debe ser mayor de 92%.

b) Para voz el BER debe ser menor de 10^{-6} para un porcentaje de EFS mayor del 90%.

c) El servicio se inhabilitará cuando el BER sea menor de 10^{-3} por un período mayor de 10 segundos.

Se sugiere hacer mediciones en períodos de un mes para la razón de errores; por ejemplo:

a) BER es menor que 10^{-6} para un porcentaje de EFS mayor de 0.8% en un sistema de radio (en cualquier mes).

b) BER es menor que 10^{-6} para un porcentaje de EFS mayor del 20% durante cualquier mes promedio en intervalos de 10 minutos para comunicación por satélite.

Para sistemas de varios enlaces, un modelo de acumulación de error es necesario. Si p es la probabilidad de error de bit por enlace y si asumimos una independencia estadística de errores de enlace a enlace se tiene:

$$P = P_{(\text{error en } n \text{ enlaces})} = 1/2[1 - (1 - 2p)^n] \quad (3.4)$$

$$\%EFS \approx 100 - n(100 - \%EFS) \quad (3.5)$$

$$\%T_1n \approx 100 - n(100 - \%T_1) \quad (3.6)$$

Muchos de los sistemas de transmisión experimentan errores en ráfagas o agrupaciones, lo que invalida el uso de los modelos aleatorios de error, por otro lado para sistemas con varios enlaces donde existe una gran probabilidad de errores o un gran número de enlaces, las ecuaciones anteriores no son aplicables, por tanto para ambos casos es necesario utilizar expresiones más exactas y que involucran otras variables.

Además de dimensionar la calidad de los sistemas digitales por medio de la razón de errores, también sirve para escoger el tipo de código de línea y el método de modulación digital.

Los códigos de línea polares como el código NRZ tiene un comportamiento tal que minimiza el ancho de banda del ruido y

maximiza la distancia entre repetidores. Como ningún otro tipo de señal bit a bit es mejor, se utiliza como comparación. Si se usan códigos de nivel asimétricos como el unipolar, la potencia de transmisión debe ser aumentada en un factor de 2 para mantener la misma distancia de error.

En la Figura 3-4 [4] se observa que para todas las relaciones señal a ruido la razón de error para el sistema unipolar es igual a la del sistema polar menos 3 dB en la relación señal a ruido.

Para señales bipolares, tal como el código AMI, la función error es básicamente la misma que para los códigos unipolares y se puede usar ésta para determinar la razón de error teórica de los sistemas bipolares.

La Figura 3-4 presenta las funciones de error para los tres tipos de códigos: polares, unipolares y bipolares.

Lo anterior se basa en el supuesto de la existencia de ruido blanco gaussiano (8), el ruido impulsivo es impredecible e inevitable.

3.2 Detección y Corrección de Errores.[44]

Se han desarrollado dos códigos básicos para tratar los errores: correctores y detectores.

3.2.1. Códigos Correctores de Error.

Estos incluyen suficiente información redundante junto con cada bloque de datos enviado, para que el receptor pueda

 (8) Ruido blanco gaussiano es un amplio rango del espectro de frecuencias ocupado por la señal a transmitir.

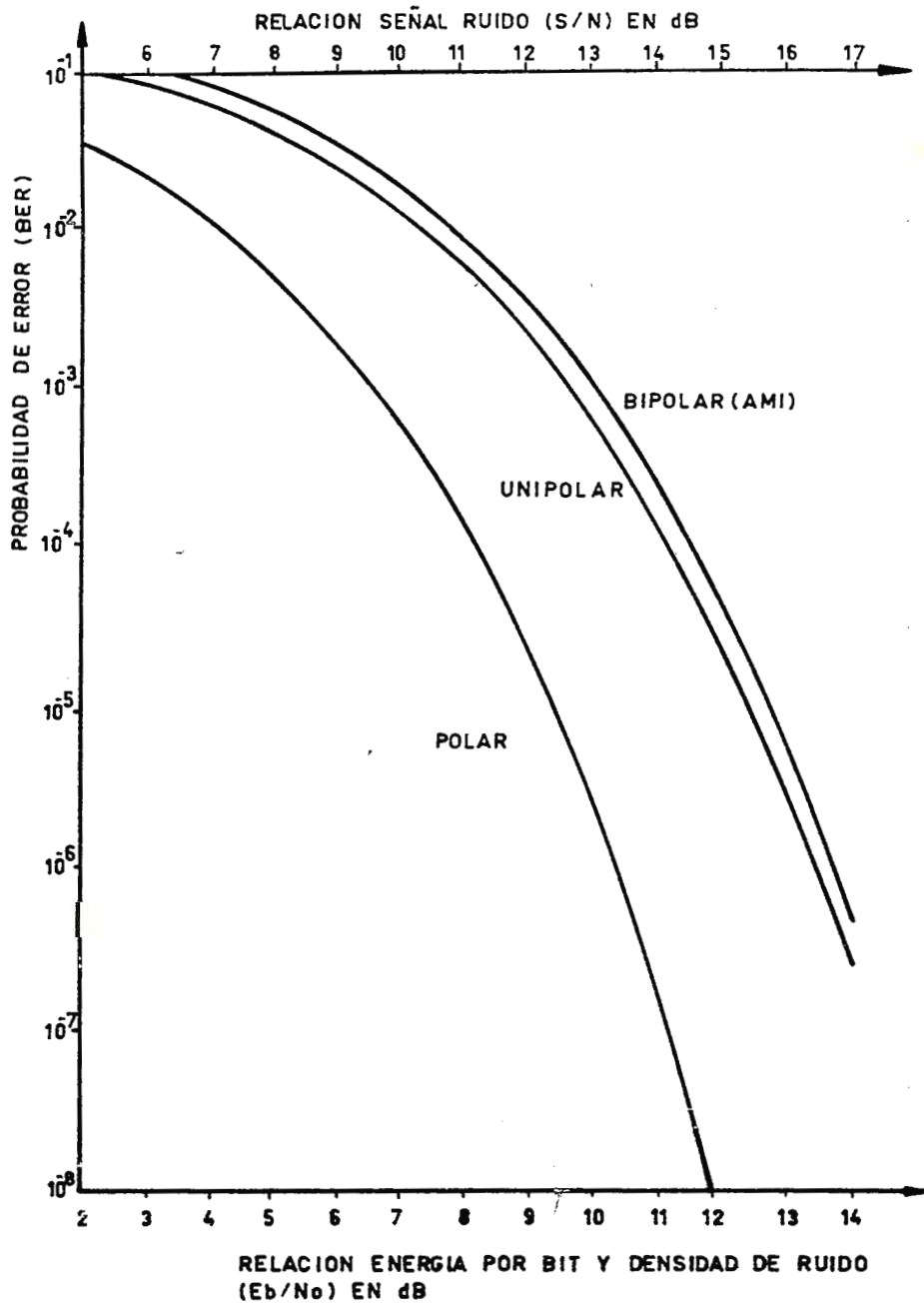


Figura 3-4.

Funciones de error para los códigos de línea polar, unipolar y bipolar.

reconstruir la información original aunque se haya modificado en la línea. Se utiliza en sistemas de transmisión donde la información no puede ser retransmitida como en el caso de las

pruebas espaciales, donde los grandes retrasos de tiempo requerirán una gran capacidad de almacenamiento, o cuando una fuente de transmisión es conectada a varios receptores donde la transmisión constituye un problema.

3.2.2. Códigos Detectores de Error.

Incluyen sólo la redundancia necesaria para que el receptor determine si ha ocurrido un error y pida retransmisión. Estos códigos son los que tienen el más amplio uso.

Normalmente una trama consiste de m bits de datos y r bits redundantes o de unificación haciendo una longitud total de $n = m + r$.

$$\text{REDUNDANCIA}\% = \frac{r}{m+r} \times 100 = \frac{r}{n} \times 100 \quad (3.7)$$

3.2.2.1 Bit de Paridad.

Es un sistema utilizado para métodos de transmisión de carácter a baja velocidad.

Para detectar errores, un bit de paridad puede ser añadido a los bits que conforman el carácter. Paridad par es obtenida cuando un bit es agregado a los caracteres que poseen un número impar de bits 1.

Ejemplo:

0	1	1	0	1	1
↑	↑	↑	↑	↑	↑
└──────────┘					
caracter					Bit de paridad

Si un bit es invertido durante la transmisión, la combinación resultará en un número impar de unos lo cual indicará error.

```

0 1 0 0 1      1
      ↑
      error

```

Errores dobles no serán detectados ya que la paridad par será aún obtenida en el detector.

```

1 1 0 0 1      1
  ↑   ↑
errores

```

Por lo anteriormente expuesto, el método de paridad no es suficiente para una eficiente detección de errores. Un aumento en la redundancia puede detectar mayores errores sin embargo, se reduce la eficiencia del sistema.

Usando bloques grandes divididos en varios caracteres, es posible, si se utiliza paridad de fila y columna el detectar todos los errores simples y además la mayoría de errores dobles y triples; además los errores simples pueden ser corregidos.

3.2.2.2 Caracter de Verificación de Bloque (BCC) y Verificación de Redundancia Longitudinal (LRC).

La transmisión de datos a velocidades de 2400 bps y más se hace agrupando en bloques la información. Las técnicas de detección de errores en bloques están basadas en transmitir al final de cada mensaje un bloque de caracteres de verificación (BCC).

El tamaño del bloque es típicamente de 256 caracteres y al final existen uno o dos caracteres de control llamados EOM (End Of Message indicator). Un ejemplo de lo anterior se presenta en la Figura 3-5.

Existen varios algoritmos para producir un BCC, el más básico es el LRC (longitudinal redundancy check) que no es más que una

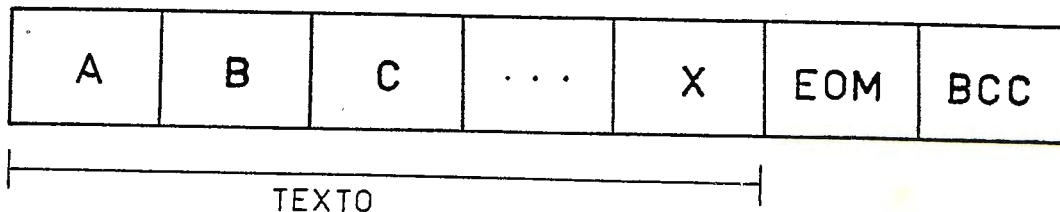


Figura 3-5.

Bloque de información.

extensión de la paridad en dos dimensiones. Se considerará el siguiente ejemplo con paridad impar; cada carácter tiene su bit de paridad.

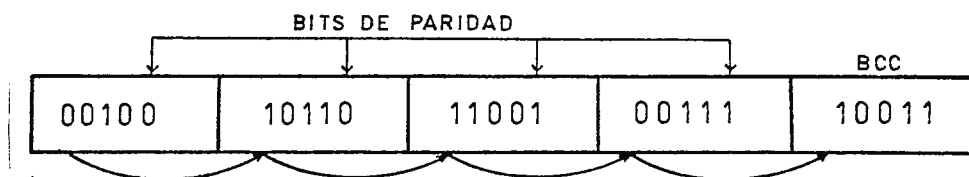


Figura 3-6.

Ejemplo para obtención de BCC.

Suponiendo que ocurren dos bits erróneos en el carácter dos (indicados por), se tiene entonces:

```

0 0 1 0 0
0 1   1
1 0 0 1 1
1 1 1 0 0
-----
1 1 0 0 1
    ↑ ↑
    errores

```

Se determina y detecta fácilmente la existencia de un error.

3.2.2.3 Código de Redundancia Cíclica.

Los códigos cíclicos son un juego de códigos, los cuales son efectivos en la detección de grupos de error. El uso de realimentación, con el cual una palabra transmitida es mucho más dependiente de la historia previa del mensaje, hace altamente improbable que una ráfaga de error produzca una palabra aceptable.

Los códigos de redundancia cíclica añaden varios bits (más de 25) al mensaje codificado.

La adición o sustracción usada para calcular el polinomio es llamada adición módulo 2 y es ejecutada por puertas lógicas OR-EXCLUSIVA. Su aritmética es la siguiente:

$$\begin{array}{ll} 0 \oplus 0 = 0 & 1 \oplus 0 = 1 \\ 0 \oplus 1 = 1 & 1 \oplus 1 = 0 \end{array}$$

Las palabras codificadas pueden ser definidas para este método, de la siguiente forma:

$M(x)$ = polinomio original constituido de m bits.

$G(x)$ = polinomio generador.

$T(x)$ = polinomio transmitido constituido de t bits.

$E(x)$ = polinomio error.

$R(x)$ = polinomio de residuo.

El mensaje codificado o $T(x)$ es obtenido en varios pasos. Primero $M(x)$ es desplazado " c " bits hacia la izquierda, donde c es el número de bits de verificación que serán añadidos, este mensaje desplazado se expresa como $M(x)X^c$.

Este $M(x)X^c$ es dividido entre $G(x)$; el residuo o $R(x)$ es conocido como el caracter de verificación de bloque (BCC) y es

añadido al mensaje desplazado para generar $T(x)$.

$$T(x) = M(x)X^c + R(x) \quad (3.8)$$

Ejemplo:

$$\text{Sea } M(x) = 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1 = (x^5 + x^3 + x^2 + 1)$$

$$\text{y el } G(x) = 1\ 1\ 0\ 0\ 1 = (x^4 + x^3 + 1)$$

$G(x)$ contiene cinco bits y es de cuarto grado, por lo tanto, $M(x)$ deberá ser desplazado por $c = 4$. El polinomio desplazado es el siguiente:

$$M(x)X^4 = (x^5 + x^3 + x^2 + 1)(x^4) = x^9 + x^7 + x^6 + x^4$$

Dividiendo este producto entre el $G(x)$ nos da como resultado:

$$\frac{M(x)X^4}{G(x)} = \frac{x^9 + x^7 + x^6 + x^4}{x^4 + x^3 + 1} = x^5 + x^4 + x^2 + \frac{x^2}{x^4 + x^3 + 1}$$

$Q(x)$ o cociente

donde $R(x) = x^2$.

Este residuo se añade al $M(x)X^c$ para dar el $T(x)$.

$$T(x) = x^9 + x^7 + x^6 + x^4 + x^2$$

Así, la palabra codificada transmitida es:

$$1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0$$

Si no hay error en el receptor, el mensaje no producirá residuo cuando se divida entre el mismo $G(x)$.

$$\frac{T(x)}{G(x)} = \frac{x^9 + x^7 + x^6 + x^4 + x^2}{x^4 + x^3 + 1} = x^5 + x^4 + x^2$$

y $R(x) = 0$ por lo tanto $E(x) = 0$ y no ha ocurrido error en la transmisión.

Los polinomios que se han convertido en normas internacionales son:

$$\text{CRC-12} = x^{12} + x^{11} + x^3 + x^2 + x + 1$$

$$\text{CRC-16} = x^{16} + x^{15} + x^2 + 1$$

$$\text{CRC-CCITT} = x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$$

$$\begin{aligned} \text{CRC-24} = & x^{24} + x^{23} + x^{17} + x^{16} + x^{15} + x^{13} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^9 + x^8 \\ & + x^5 + x^3 + 1 \end{aligned}$$

El CRC-12 es usado con caracteres de 6 bits de longitud y tiene una probabilidad del 99.95% de detectar grupos de error de 17 bits. Los CRC-16 y CRC-CCITT son usados con caracteres de 8 bits y detectan todos los errores simples y dobles, todos los errores con un número impar de bits, todas las ráfagas de error de 16 bits o menos, el 99.997% de los 17 bits y el 99.998% de los de 18 bits o más. Para mensajes mayores se usa el CRC-24 que permite $2^{24} - 1$ bits.

3.3 Protocolos.[47]

Protocolo es un conjunto de reglas, las cuales pueden ser definidas como un conjunto de convenciones que gobiernan el intercambio de datos entre dos entidades.

3.3.1 Elementos de un Protocolo.

Los elementos de un protocolo son:

a) Sintaxis, que incluye el formato de los datos, la codificación y los niveles de la señal.

b) Semántica, que incluye información de control para la coordinación y manejo de errores.

c) Sincronización, que incluye la igualación de velocidades y la secuencia.

3.3.2 Características de los Protocolos.

Los protocolos se caracterizan por ser directos o indirectos, monolíticos o estructurados, simétricos o no simétricos y por ser estándar o no estándar. Cada una de esas características se explica a continuación.

3.3.2.1 Directo/Indirecto: la comunicación entre dos unidades puede ser directa o indirecta. Si dos sistemas comparten un enlace punto a punto, las unidades de los sistemas se pueden comunicar directamente, esto es, los datos y la información de control pasan directamente entre las unidades sin la intervención de agentes activos. Si por el contrario los sistemas se conectan a través de una red conmutada las unidades dependen del funcionamiento de otras entidades para intercambiar datos; esto es una comunicación indirecta.

3.3.2.2 Monolítico o Estructurado: las tareas de comunicación entre unidades de diferentes sistemas son muy complejas para ser manejadas como una sola pieza. Por ejemplo considerese un paquete de correo electrónico corriendo entre dos computadoras conectadas por enlace HDLC (9) sincrónico. Para ser verdaderamente monolítico, el paquete necesitaría incluir toda la lógica HDLC. Una alternativa es usar diseños estructurados, donde en lugar de utilizar un único protocolo, existan una serie de protocolos estructurados jerárquicamente. Según el nivel del protocolo así serán las funciones a realizar, por ejemplo en los

(9) HDLC (High level Data Link Control), un protocolo de enlace de datos muy común desarrollado por la organización de normas internacionales.

niveles más bajos se ejecutarán funciones simples y los niveles más altos tendrán funciones más complicadas.

3.3.2.3 Simétrico/Asimétrico: si la comunicación se efectúa entre dos unidades iguales, se dirá que es un protocolo simétrico. La asimetría puede venir dada por la lógica de un intercambio particular de datos (por ejemplo procesos de "usuario" o "servidor") o por el deseo de mantener una de las unidades o sistemas lo más simples posibles.

3.3.2.4 Estándar/No estándar: un protocolo no estándar es aquel que ha sido diseñado para una situación específica de comunicación o, a lo sumo, para un modelo particular de computadora. Esto trae complicaciones ya que para un sistema con N diferentes fuentes de información que se deseen comunicar con M receptores se necesitaran $N \times M$ protocolos diferentes (no estándar), mientras que si todo el sistema comparte el mismo protocolo (estándar) sólo se necesitará uno para la comunicación.

La estandarización sirve para el entendimiento o compatibilidad entre unidades de diferentes marcas en el intercambio de información.

3.3.3 Funciones de los Protocolos.

Se considerarán a continuación un grupo de funciones que conforman las bases de todos los protocolos, sin embargo, no todos los protocolos tienen todas las funciones.

3.3.3.1 Segmentación y Reensamble: usualmente la transferencia puede ser caracterizada como una secuencia de bloques de datos de tamaño específico. Cuando la unidad envía datos en mensajes o en un flujo continuo, es necesario dividir los datos en bloques de cierto tamaño especificado. Este proceso es llamado segmentación o fragmentación (Figura 3-7).

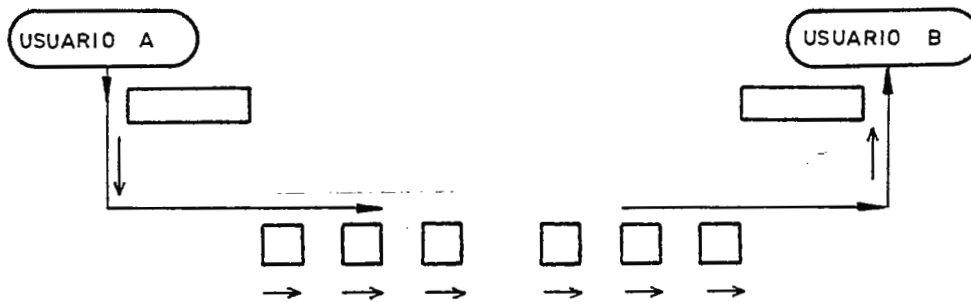


Figura 3-7.

Segmentación y Reensamble.

La contraparte de la segmentación es el reensamble. Al final los datos fragmentados deben ser reensamblados en mensajes como originalmente fueron enviados. La Figura 3-7, ilustra este proceso.

3.3.3.2 Encapsulamiento: cada protocolo contiene no sólo los datos, sino además, información de control. La adición de esta información de control a los datos, es conocida como encapsulamiento (Figura 3-8). Esta información cae dentro de las dos categorías generales siguientes:

a) Dirección, la dirección del transmisor y/o receptor debe ser indicada.

b) Código detector de error, una secuencia de verificación es a menudo incluida para la detección de errores.

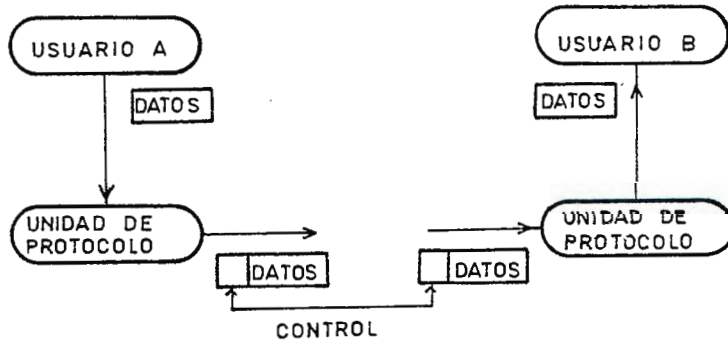


Figura 3-8.

Encapsulamiento.

3.3.3.3 Control de flujo: el control de flujo es una función ejecutada por la unidad receptora para limitar la velocidad o cantidad de los datos transmitidos.

La forma más simple de un control de flujo es el procedimiento de parada y espera en la cual cada mensaje o bloque de datos debe ser reconocido antes de que el próximo pueda ser enviado. Protocolos más eficientes involucran cierta forma de créditos dados por el transmisor, el cual es la cantidad de datos que pueden ser enviados sin un reconocimiento.

3.3.3.4 Control de conexión: la unidad puede transmitir datos hacia otra unidad sin una coordinación previa. Esto es conocido como transferencia de datos sin conexión. Un ejemplo de ese tipo son los datagramas. Sin embargo el modo más usado es transferencia de datos con conexión orientada, del cual el circuito virtual es un ejemplo.

La transferencia de datos con conexión orientada es preferida si las unidades o estaciones anticipan la longitud de los datos a intercambiar. Una asociación lógica o conexión es establecida

entre las unidades. Ocurren tres fases como se muestra en la Figura 3-9 y que son:

- a) Establecimiento de conexión.
- b) Transferencia de datos.
- c) Finalización de la conexión.

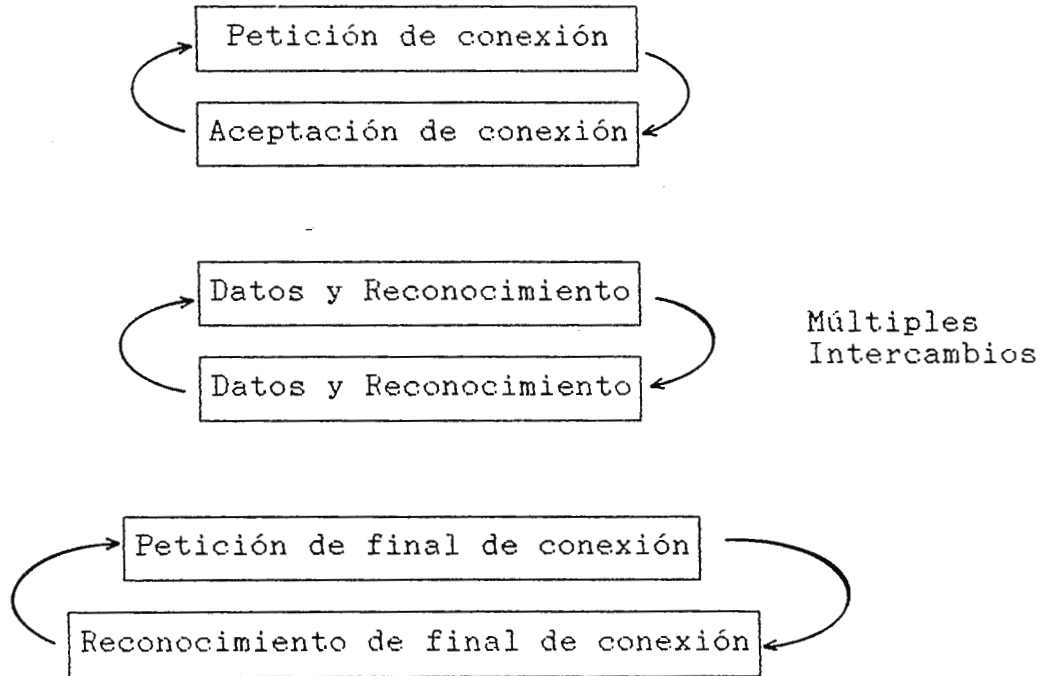


Figura 3-9.

Fases de la transferencia de datos de conexión orientada.

3.3.3.5 Control de error: ciertas técnicas son necesarias para protegerse contra la pérdida o daño de la información de control y los datos. La mayoría de las técnicas involucran la detección de errores, basados en una secuencia de verificación de trama y retransmisión. La retransmisión es a menudo activada por un contador, si la unidad transmisora no recibe un reconocimiento dentro de un período de tiempo especificado, la información es retransmitida.

3.3.3.6 Sincronización: es importante que los protocolos de comunicación entre dos unidades estén simultáneamente en un estado definido, por ejemplo: al inicio, en la verificación y en la finalización del envío de información (ya sea en mensajes, paquetes, etc.). A eso es llamado sincronización.

3.3.3.7 Secuencia: la secuencia es la función de un protocolo que identifica el orden en el cual las unidades pueden transmitir por ejemplo asignándoles un número. Esta función sólo se hace perceptible en el contexto de la transmisión de datos de conexión orientada. La secuencia sirve para tres propósitos principales.

a) Control de error.

b) Control de flujo.

c) Entrega ordenada (para funciones de reensamble), si dos unidades no están directamente conectadas existe el riesgo de que los datos no lleguen en el orden en que fueron enviados debido a que pueden dirigirse por diferentes rutas. En una transferencia de datos de conexión ordenada, generalmente se requiere que el orden sea mantenido. Si a cada bloque de datos se le asigna un único número de secuencia y los números son dados secuencialmente, será tarea simple para la unidad receptora el reordenar los bloques recibidos, reensamblarlos basándose en la secuencia numérica.

3.3.3.8 Servicios de transmisión: un protocolo debe proveer una variedad de servicios adicionales para las unidades que los usan. Entre esos servicios podemos mencionar:

a) Prioridad, ciertos mensajes tales como los mensajes de control pueden necesitar estar en la unidad de destino con un tiempo mínimo de retraso. Un ejemplo podría ser una petición de conexión cerrada. Así la prioridad puede ser asignada en base al tipo de mensaje.

b) Grado de servicio, ciertas clases de datos requerirán de una mínima eficiencia o de un límite de retraso máximo.

c) Seguridad, pueden ser llamados mecanismos de seguridad para restringir el acceso a cierta información.

3.3.3.9 Direccionamiento: para dos unidades que se comunican a través de un enlace diferente a un punto a punto, debe existir algo que identifique a cada una de ellas. Se realiza generalmente una diferencia entre nombres, direcciones y rutas. Un nombre especifica que es un objeto; una dirección especifica donde está; y una ruta indica como llegar. Otros libros hacen diferencia entre nombre local, que es con el cual una unidad es identificada dentro de su propio sistema y nombre global, con el que la unidad es conocida fuera de su propio sistema.

3.3.3.10 Multicanalización: se refiere a la multicanalización en la transferencia de datos dentro de la unidad, esto puede ser posible por la conexión simultánea múltiple o por la transferencia de diferentes fuentes a un mismo destino.

3.3.4 Resumen de Protocolos.

En el siguiente cuadro sinóptico se resumen las ideas principales expresadas en esta sección:

Protocolo

a) Elementos

Sintaxis.
Semántica.
Sincronización.

b) Características

Directo/indirecto.
Monolítico estructurado.
Simétrico/Asimétrico.
Estándar/No estándar.

c) Funciones

Segmentación y Reensamble.
Encapsulamiento.
Control de conexión.
Control de flujo.
Control de error.
Sincronización.
Secuencia.
Servicios de transmisión.
Direccionamiento.
Multiplexación.

3.3.5 Jerarquía de Protocolos según sistema OSI.[49]

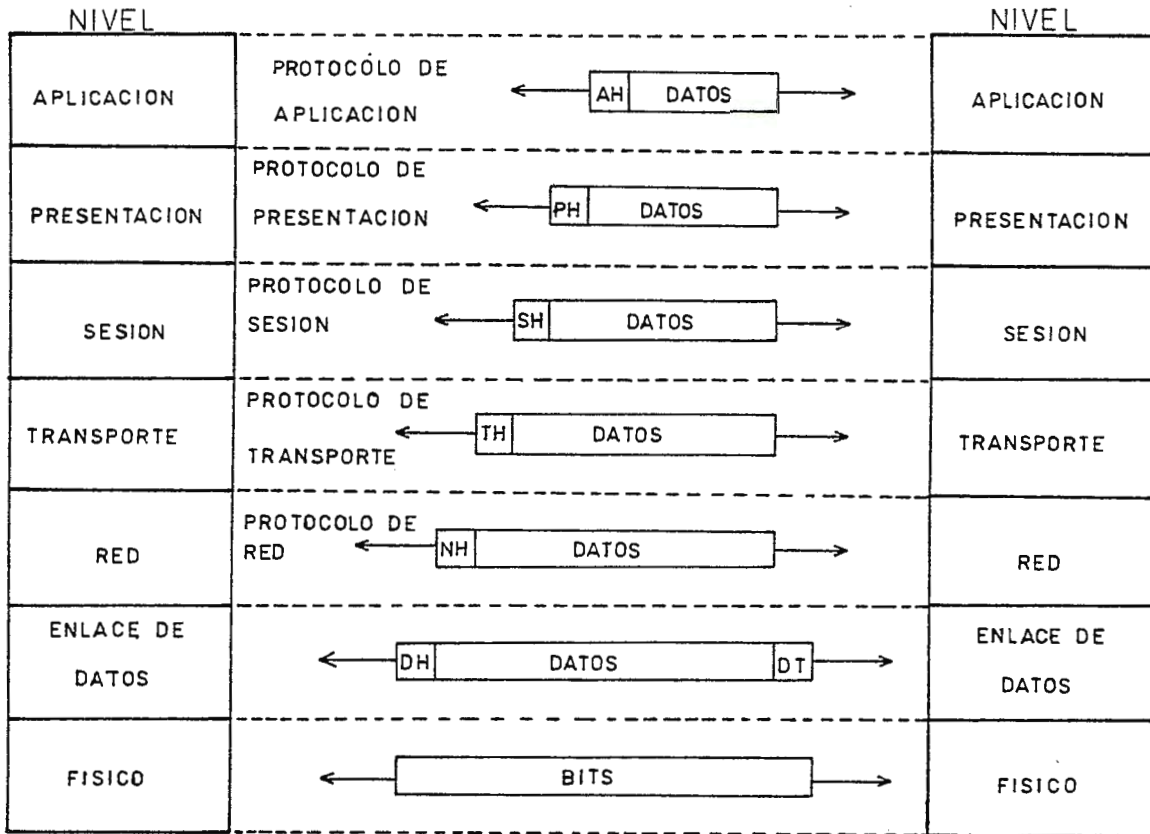


Figura 3-10.

Jerarquía de protocolos según sistema OSI.

3.4 Interfaces DTE-DCE.

Las interfaces tienen cuatro características importantes:

a) Mecánicas: tratan de la conexión entre el computador llamado también DTE (Data Terminal Equipment) y el modem, mux o cualquier otro equipo de comunicación llamado DCE (Data Communication Equipment). Típicamente las guías de señal y control están en un cable con conectores machos o hembras en cada punto terminal.

b) Eléctricas: se refiere a los niveles de voltaje y la sincronización de los cambios de voltaje. Ambos DTE y DCE deben

tener el mismo código, y usar los mismos niveles de voltaje para representar la misma cosa. Estas características determinan la velocidad de los datos y las distancias que se pueden alcanzar.

c) Funcionales: especifican las funciones que son ejecutadas, asignando un significado a los circuitos de intercambio. Las funciones pueden ser clasificadas en las cuatro categorías de datos, control, sincronización (reloj) y tierra.

d) Procedimiento: especifica la secuencia de los eventos para la transmisión de datos basada en las características funcionales de la interface.

Las interfaces pueden funcionar en transmisión balanceada y desbalanceada. En una transmisión desbalanceada, todos los circuitos comparten una tierra común; esto causa problemas en la interpretación de niveles de voltaje definidos para estados lógicos, sobre todo, cuando los circuitos transmisor y receptor se encuentran separados por distancias considerables donde el nivel correspondiente a tierra puede haber cambiado. En una transmisión balanceada, cada uno de los circuitos principales requieren de dos alambres sin una tierra común, superando los problemas de la transmisión desbalanceada ya que no se tiene una referencia a tierra.

3.4.1 RS-232C.

Conforma el estándar V.24 y especifica el tipo de conector mecánico y la designación de pines para cada señal.

Las especificaciones mecánicas son: un conector de 25 pines con un ancho de 47.04 ± 0.13 mm. En la parte superior tiene pines numerados del 1 al 13 (de izquierda a derecha) y en el

inferior numerados del 14 al 25, como se observa en la Figura 3-11.

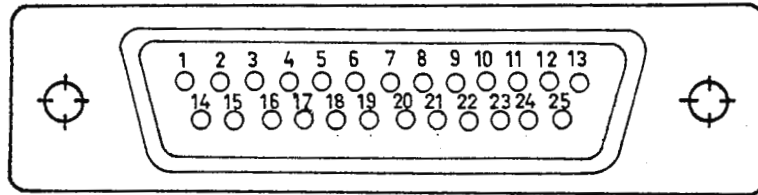


Figura 3-11.

Distribución de pines para el conector RS-232C.

3.4.1.1 Factores que Limitan la Utilización de la RS-232C.

a) Distancia: La capacitancia vista por el circuito no debe exceder los 2500 pf y como la capacitancia aumenta con la longitud del cable, lo limita a 15 m de cable típico. A velocidades bajas esta distancia puede ser aumentada.

b) Velocidad de datos (Data Rate): Siempre debido al problema de la capacitancia, la velocidad máxima deberá ser de 20 Kbps.

c) Ruido: Este puede distorsionar o cambiar las señales binarias y es aumentado por la longitud del cable ya que los cables largos son mejores antenas.

Se tienen también problemas de tierra en transmisiones desbalanceadas, en especial cuando son puntos lejanos y los niveles puedan haber cambiado por lo que ciertos valores pueden ser mal entendidos.

Para el 1 binario se tienen niveles menores de -3 v y el 0 binario es representado por los voltajes mayores de +4 v.

La Figura 3-12 presenta algunas de las señales principales de esta interface y la Tabla 3-1 comparará los pines de la RS-232C con los de la RS-449 y de la V.35, su localización y

nomenclatura.

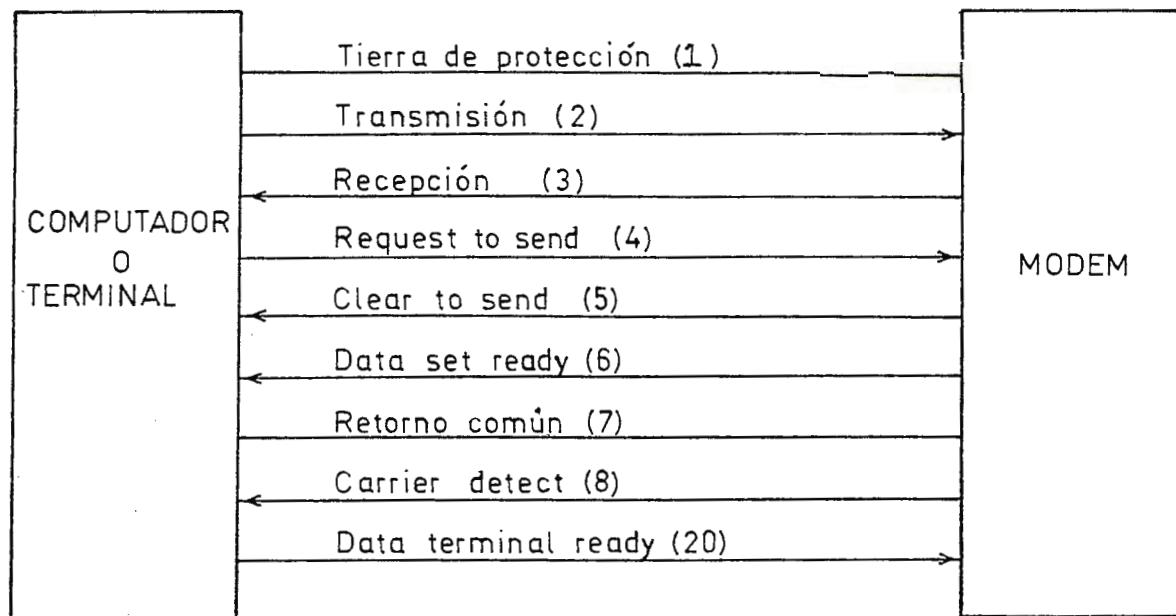


Figura 3-12.

Algunos circuitos principales de la interface RS-232C.

(Los números de los pines se dan en paréntesis).

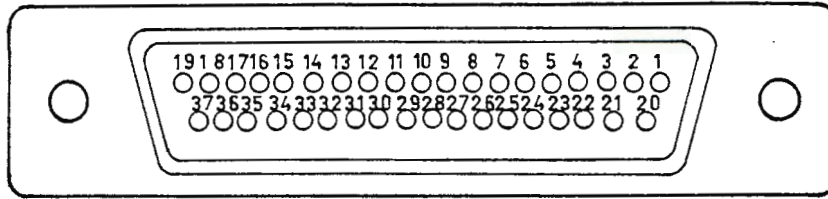
3.4.2 RS-449.

Tratando de superar los inconvenientes de la interface RS-232C, se creó un nuevo estándar; llamado RS-449 que posee tres normas en uno. Las características funcionales, mecánicas y de procedimiento están dadas por el RS-449 y las características eléctricas están dadas por el RS-423A y el RS-422A.

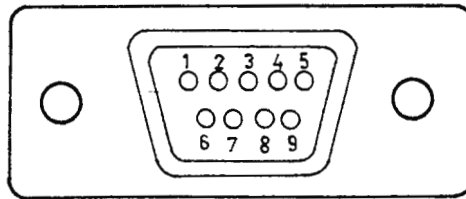
La interface está compuesta por un conector opcional de nueve pines que lleva las señales asociadas al canal secundario y uno básico de 37 pines que lleva todas las otras señales, el cual se muestra en la Figura 3-13.

Posee señales equivalentes a las del RS-232C pero con nombres diferentes (aunque idénticas funciones). Incluye además señales

adicionales para efectuar pruebas a los modem y un canal de "stand by".



(a)



(b)

Figura 3-13.

Distribución de pines para el conector RS-449. (a) Principal. (b) Secundario.

Las pruebas que se pueden efectuar son "local loopback" y "remote loopback", en tales casos la señal de "test mode" se encenderá para indicar a la DTE que se están efectuando pruebas y que una comunicación verdadera es imposible en ese momento.

En "stand by" la DCE recibe orden de la DTE para cambiar del medio normal de comunicación a otro alternativo.

El dispositivo DCE debe ser capaz de cambiar las características de la transmisión (velocidad, modo) del medio normal a las del medio alternativo.

3.4.2.1 RS-423A.

Define las características eléctricas de circuitos desbalanceados. Esta interface tiene un conector de 37 pines en un extremo y uno de 25 pines en el otro. Eléctricamente los niveles de voltaje e impedancias son similares con los del RS-232C, pero mientras que los circuitos receptores tienen una impedancia de entrada relativamente alta para el RS-232C (típicamente entre 3000 a 7000 Ω), los manejados por el RS-423A son diseñados para soportar cargas altas de corriente y típicamente operan con resistencias de entrada de los receptores de 400 Ω . Esto reduce los efectos de distorsión de señal por la capacitancia del cable y la tendencia a recoger ruido de fuentes externas.

Sus rangos de operación van desde 3 Kbps a distancias de 1 Km hasta 300 Kbps a distancias de 10 m.

Los niveles de voltaje para marca deben ser mayores de +4 v y para espacio menores de -4 v.

3.4.2.2 RS-422A.

Para circuitos balanceados los cuales presentan una propiedad llamada rechazo de ruido de modo común de alto nivel. La única limitación real es el voltaje de ruptura de las entradas del receptor.

Cuando una línea de transmisión es determinada por su impedancia característica desaparece el problema de la capacitancia y para la mayoría de cables es de 100 Ω .

Sus rangos de operación se dan desde 100 Kbps a 1200 m de distancia hasta 10 Mbps a 12 m.

Los niveles de voltaje para marca deben ser mayores de +0.2 v y para espacio, menores de -0.2 v.

3.4.3 V.35.

Interfaz usada para la transmisión de datos a velocidades de 48 Kbps por medio de circuitos en grupo primario 60 a 108 KHz.

Utiliza un conector de 34 pines designados con letras y no con números como se observa en la Figura 3-14. Sus funciones son similares a las del RS-232C y se encuentran indicadas en la Tabla 3-1.

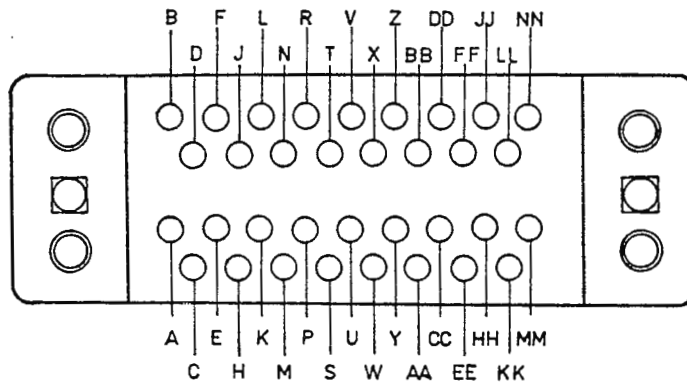


Figura 3-14.

Distribución de pines para interfaz V.35.

3.4.4 X.20, X.21.

Estas interfaces emplean conectores de 15 pines y pueden ser implementados como circuitos balanceados o desbalanceados, similar a 422A y 423A; y por lo tanto, los mismos niveles de velocidad/distancia pueden ser alcanzados. Usualmente se trabaja sólo en modo balanceado.

X.20 posee sólo un pin para transmisión, otro para recepción y algunas tierras. X.21 añade reloj (con lo que se hacen

Tabla 3-1. Comparación entre los pines de las interfaces RS-232C, RS-449 y V.35.

RS-232C			RS-449			V.35		
COD.	PIN	CIRCUITO	COD.	PIN	CIRCUITO	PIN	CIRCUITO	
AA	1	Tierra de protección	-	1		A	Tierra de protección	
AB	7	Tierra de señal	SG	19	Tierra de señal	B	Tierra de señal	
			SC	37	Envío común			
			RC	20	Recepción común			
BA	2	Transmisión datos	SD	4.22	Envío datos	P	Envío datos	
BB	3	Recepción datos	RD	6.24	Recepción datos	R	Recepción datos	
CA	4	Petición de envío	RS	7.25	Petición de envío	C	Petición de envío	
CB	5	Libre para envío	CS	9.27	Libre para envío	D	Libre para envío	
CC	6	Datos listos	DM	11.29	Modo datos	E	Datos listos	
CD	20	Terminal datos lista	TR	12.30	Terminal lista	H	Terminal datos lista	
CE	22	Indicador de ring	IC	15	Llamada	J	Indicador de ring	
CF	8	Detector de línea	RR	13.31	Receptor listo	F	Detector de línea	
CG	21	Calidad de señal	SQ	33	Calidad de señal			
CH	23	Velocidad DTE	SR	16	Velocidad de señal			
CI	18	Velocidad DCE	SI	2	Indicador de señal			
			IS	28	Terminal de servicio			
			NS	34	Nueva señal			
			SF	16	Frecuencia selección			
DA	24	Sincronización DTE	TT	17.35	Sincronización de terminal	U	Sincronización de terminal	
DB	15	Sincronización DCE	ST	5.23	Sincronización de envío	Y	Sincronización de envío	
DD	17	Sincronización de receptor	RT	8.26	Sincronización de receptor	V	Sincronización de receptor	
SBA	14	Transmisión datos	SSD	3	Envío datos	S	Envío datos	
SBB	16	Recepción datos	SRD	4	Recepción datos	T	Recepción datos	
SCA	19	Petición de envío	SRS	7	Petición de envío			
SCB	13	Libre para envío	SCS	8	Libre para envío			
SCF	12	Detector de línea	SRR	2	Receptor listo			
						W	Sincronización de terminal (S)	
						X	Sincronización de receptor (S)	
						AA	Sincronización de envío (S)	
			LL	10	Local loopback	K	Local test	
			RL	14	Remote loopback			
			TM	18	Test mode			
			SS	32	Selección standby			
			SB	36	Indicador de standby			

posibles las operaciones síncronas) y dos pines de control. Se emplean caracteres en lugar de circuitos individuales para ejecutar una función a través de la interfaz con lo que su capacidad para acomodar nuevas necesidades en el futuro es enorme. Fue concebida para circuitos conmutados.

La Figura 3-15 muestra las señales de línea usadas en X.21.

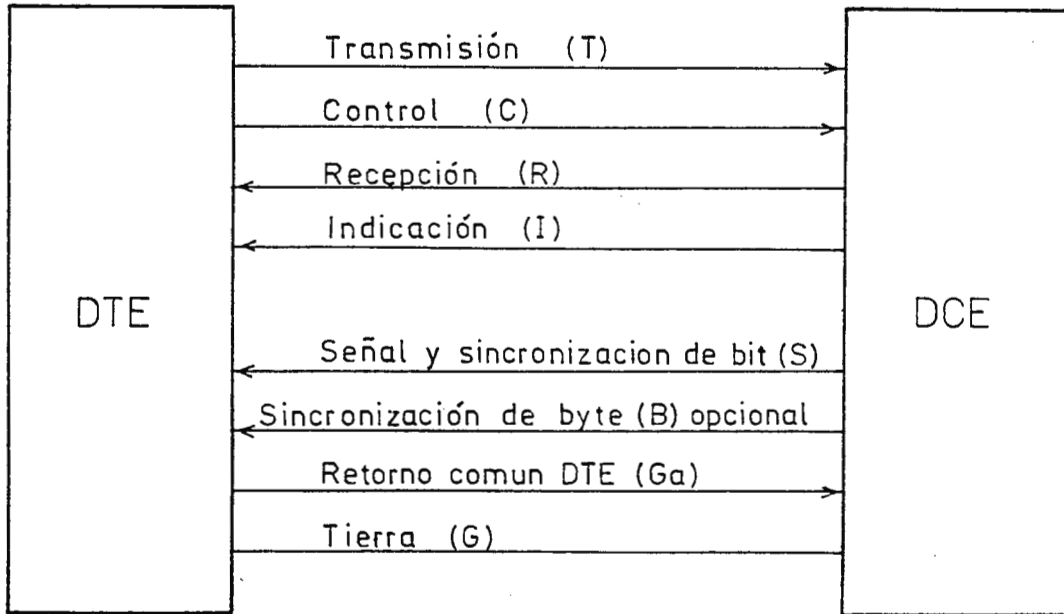


Figura 3-15.

Señales de línea para X.21.

3.4.5 V.36.

Compatible con V.35 pero recomendada por el CCITT para un reemplazo eventual de la misma. Su velocidad de aplicación internacional es de 48 Kbps sincrónica, mientras que para aplicaciones nacionales puede utilizarse a velocidades mayores tales como 56, 64 y 72 Kbps. Para el "0" lógico el voltaje debe estar entre +0.3 V y +6 V y para el "1" lógico el rango es de -0.3 V a -6 V.

Posee un conector de 34 pines como la interfaz V.35.

3.4.6 EIA 530.

Es una nueva interfaz del tipo balanceado (similar a la 449) con conector de 25 pines en lugar de 37 ó 9 pines característico de la RS449.

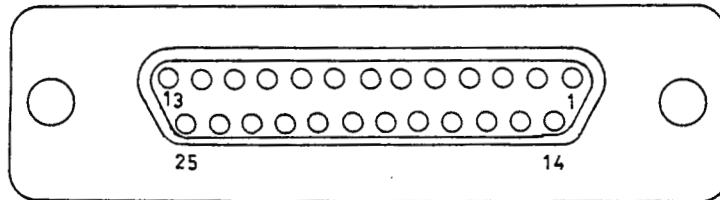


Figura 3-16.

Distribución de pines para conector EIA 530.

Asignación de pines.

- | | |
|---|---------------------------------------|
| 1- Shield | 13- (Return) clear to send. |
| 2- Transmisión de datos. | 14- (Return) transmitted data. |
| 3- Recepción de datos. | 15- Transmit signal element timing. |
| 4- Request to send. | 16- Received data(return) |
| 5- Clear to send. | 17- Receiver signal element timing. • |
| 6- DCE ready. | 18- Local loopback. |
| 7- Tierra de señal. | 19- (Return) request to send. |
| 8- Received line signal detector. | 20- DTE ready. |
| 9- (Return) receiver signal element timing. | 21- Remote loopback. |

- | | |
|---|--|
| 10- (Return) received line signal
detector. | 22- (Return) DCE ready. |
| 11- (Return) transmit signal element
timing. | 23- (Return) DTE ready. |
| 12- (Return) Transmit signal element
timing. | 24- Transmit signal
element timing. |
| | 25- Test mode. |

3.4.7 IEEE 488 Interface Programable. -

Este estándar define la interface digital para instrumentación programable. La interface transmite datos en formato byte-serial, bit-paralelo entre un grupo de instrumentos y componentes de sistema.

En general existen tres tipos de dispositivos conectados al bus GPIB:

a) El que habla: dispositivo configurado para colocar datos en el bus que serán transmitidos a uno o más dispositivos. Normalmente existe sólo un equipo que habla en un tiempo dado.

b) El que escucha: este equipo acepta datos del bus luego de una secuencia de comunicación determinada. El bus permite que más de un equipo que escucha pueda estar activado a un mismo tiempo.

c) El controlador: es el único dispositivo que puede activar la línea ATN (attention), la cual dice a todos los otros dispositivos que estén listos a aceptar los comandos.

Estructura del bus.

Consiste de 16 líneas activas divididas en tres grupos:

líneas de datos, líneas de control y líneas de protocolo.

Para el "0" lógico se tiene voltaje de +5 voltios y para el "1" lógico se pone tierra.

a) Líneas de datos.

Las líneas que van de DI01 a DI08, sirven para transferir datos, palabras de control o direcciones de los dispositivos. Los datos deberán ser del tipo binario o ASCII.

b) Líneas de control.

Estas líneas son usadas por el controlador para especificar como debe ser interpretado el dato en D10. Estas líneas son IFC, SRQ, REN, EOI.

c) Líneas de protocolo.

El bus de protocolo consiste en tres líneas usadas para el intercambio de datos a través de GPIB. Estas líneas son DAV, NRFD, NDAC.

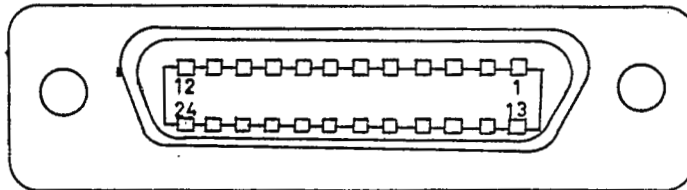


Figura 3-17.

Distribución de pines para conector IEEE 488.

Asignación de pines.

1- Data bit 1 (DI01).	13- Data bit 5 (DI05).
2- Data bit 2 (DI02).	14- Data bit 6 (DI06).
3- Data bit 3 (DI03).	15- Data bit 7 (DI07).
4- Data bit 4 (DI04).	16- Data bit 8 (DI08).

5- End of identity (EOI).	17- Remote enable (REN).
6- Data valid (DAV).	18- Ground.
7- Not ready for data (NRFD).	19- Ground.
8- No data accepted (NDAC).	20- Ground.
9- Interface clear (IFC).	21- Ground.
10- Service request (SRQ).	22- Ground.
11- Attention (ATN).	23- Ground.
12- Shield.	24- Logic ground.

3.5 Conceptos de Redes Locales y Redes conmutadas.[47]

La comunicación de datos, en su forma más simple se lleva a cabo entre dos equipos que están directamente acoplados por alguna forma de transmisión punto a punto. Sin embargo, con frecuencia no es práctico que dos equipos se encuentren conectados directamente en una forma punto a punto. Esto es debido a las causas siguientes:

a) Los dispositivos están muy separados; por lo cual resultaría extremadamente caro tender un enlace dedicado entre ambos equipos separados cientos de kilómetros.

b) Existe una serie de equipos que requieren enlazarse a muchos otros por lo que resulta impráctico proveer de una línea dedicada a cada equipo.

La solución a estos problemas es unir cada equipo a una red de comunicación. La Figura 3-18 ilustra este concepto en forma general. Los dispositivos que desean comunicarse (conocidos generalmente como estaciones) pueden ser computadores, terminales, teléfonos y otros equipos de comunicación. Cada estación está unida a la red por medio de un nodo.

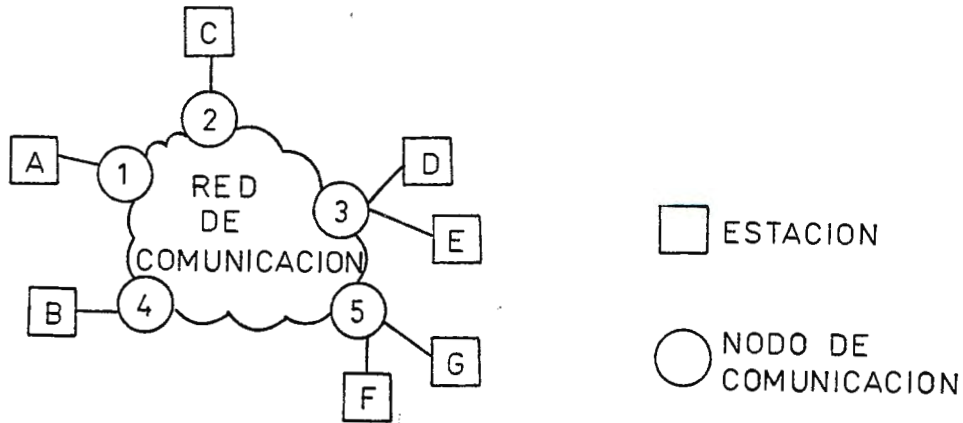


Figura 3-18.

Conexión por medio de una red de comunicación.

Las redes de comunicación pueden ser clasificadas basándose en la arquitectura y técnicas utilizadas para transferir los datos; los cuales pueden ser:

- 1) Redes difundidas.
 - a) Redes de radio paquetes.
 - b) Redes por satélite.
 - c) Redes locales.
- 2) Redes conmutadas.
 - a) Redes de circuitos conmutados.
 - b) Redes de mensaje conmutados.
 - c) Redes de paquetes conmutados.

3.5.1 Redes Difundidas.

En las redes difundidas no existen nodos de conmutación (Figura 3-19). En cada estación hay un transmisor-receptor que se comunica en un medio que es compartido por todas las estaciones por lo que solamente una estación puede transmitir a la vez.

3.5.1.1 Redes de Radio Paquetes y por Satélite.

Son dos tipos de redes difundidas similares (Figura 3-19a y b). En ambos casos la transmisión se hace por medio de antenas y todas las estaciones comparten el mismo canal o radiofrecuencia. En las redes de radio paquetes las estaciones están en el mismo rango de frecuencia y se transmiten directamente una con otra. Sin embargo en una red por satélite los datos no son transmitidos directamente; cada estación transmite al satélite y recibe de él.

3.5.1.2 Red Local.

La red local es otro tipo de red difundida, la cual es una red de comunicación que está destinada para áreas pequeñas, tales como un edificio o un pequeño grupo de ellos. En la Figura 3-19c se muestra un tipo de red local; la red de bus.

La naturaleza de la red local, está determinada principalmente por tres factores: medio de transmisión, topología y por los protocolos de control de acceso. Estos factores determinan en gran medida el tipo de datos que puede ser transmitido, la velocidad y la eficiencia de la comunicación y aún las aplicaciones de la red.

Basados en los factores, medio de transmisión y topología, se pueden definir tres tipos de redes locales: estrella, anillo y de bus o árbol.

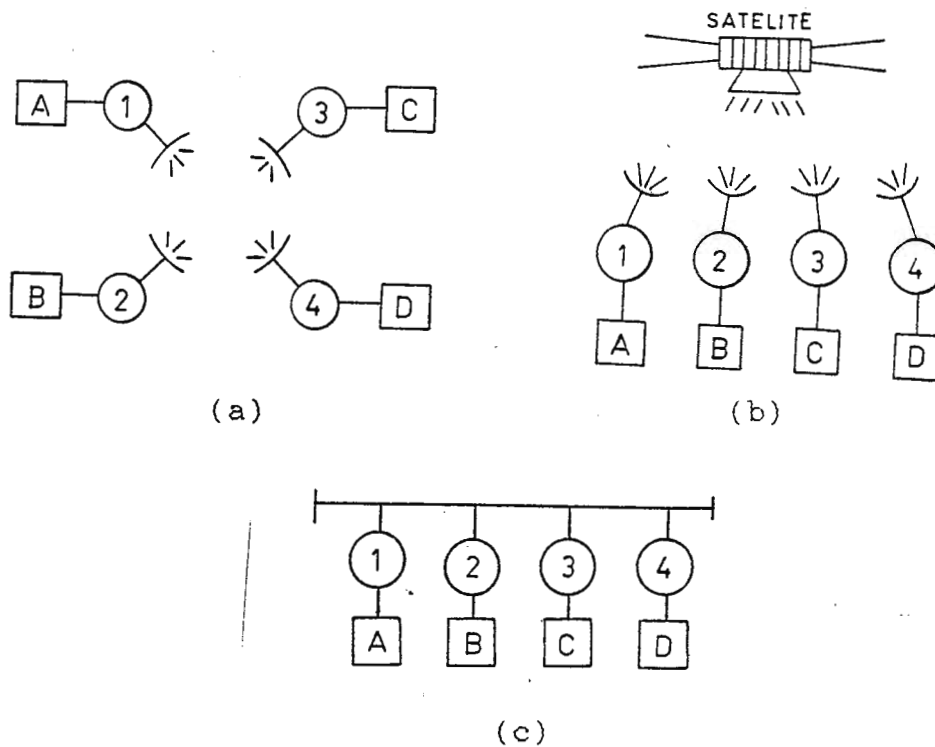


Figura 3-19.

Redes de comunicación difundidas. (a) Radio paquete.
 (b) Satélite. (c) Local.

a) Topología en estrella. En esta topología (Figura 3-20) se usa un elemento conmutador central que conecta todos los nodos de la red. El elemento central utiliza circuitos de conmutación para establecer un camino dedicado entre dos estaciones que desean comunicarse. Comúnmente para enlazar las estaciones a la central se utilizan pares simétricos; éste es adecuado para las necesidades de transmisión.

b) Topología en anillo. La Figura 3-21 muestra esta topología, la cual consiste en un lazo cerrado con cada nodo unido a un elemento repetidor. Los datos circulan en el anillo en una serie de enlaces punto a punto entre repetidores. Una

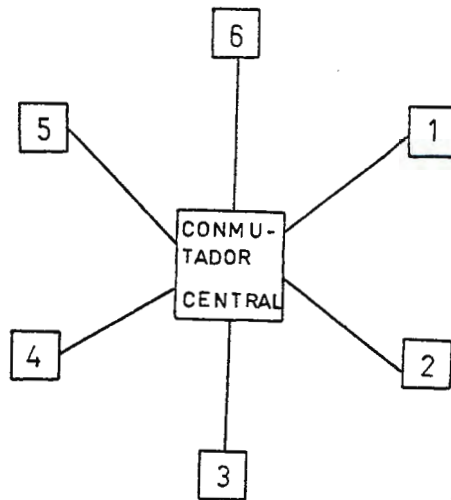


Figura 3-20.

Topología en estrella.

estación que desee transmitir debe esperar su turno para hacerlo y enviar así los datos en forma de paquetes conteniendo la dirección de la fuente y destino. El paquete continua circulando

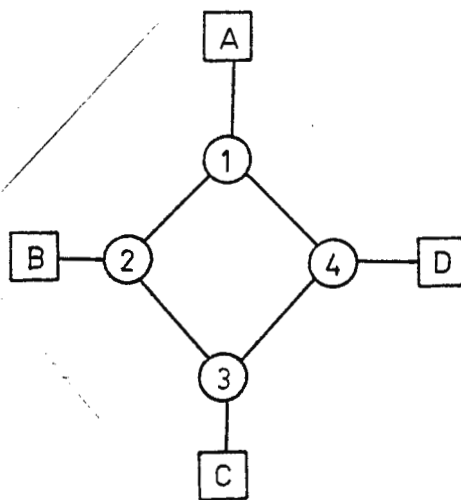


Figura 3-21.

Topología en anillo.

hasta que llega a la estación que lo envió. Este tipo de topología se puede utilizar en los enlaces de cable simétrico a velocidades hasta de 10 Mbps; y en cable coaxial y fibra óptica para transmitir a velocidades mayores.

c) Topología de bus o árbol. Esta topología (Figura 3-22) se caracteriza por el uso de un medio multipunto. La forma de bus es un caso especial de la topología de árbol, ya que en ésta solamente existe un tronco y no ramas. Debido a que todos los equipos comparten el mismo medio de transmisión, solamente un par de equipos pueden comunicarse a la vez. Al igual que la topología de anillo, ésta transmite paquetes de información con la dirección de la fuente y del destino.

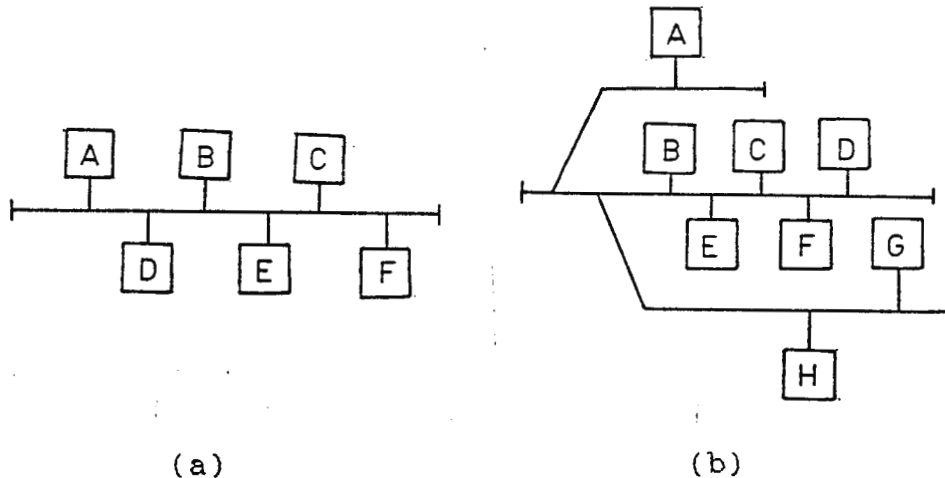


Figura 3-22.

Topología de redes locales. (a) Bus. (b) Árbol.

Las redes locales se pueden clasificar en tres categorías de acuerdo a su tecnología, aplicación y normas. Estas categorías son:

a) Redes de área local (LAN).

El término de red de área local es generalmente utilizado para referirse a redes locales de propósito general que pueden servir a una amplia variedad de equipos. Las LAN pueden trabajar con minicomputadoras, con computadores de gran capacidad (host), con terminales y periféricos. En la mayoría de los casos transportan además de datos; voz, video y gráficos. Las velocidades de transferencia de datos oscila entre 1 a 20 Mbps; por lo que son suficientemente altas para satisfacer las necesidades y proporcionar la capacidad suficiente para que gran número de equipos compartan la red.

b) Red local de alta velocidad (HSLN).

Este tipo de red proporciona una alta capacidad de velocidad en el rango de 50 a 100 Mbps. Existen dos aplicaciones para este tipo de red, en redes "backend" y "backbone". Una red local de alta velocidad "backend" es utilizada para proporcionar una alta eficiencia extremo a extremo entre dispositivos de alta velocidad y costo; tales como computadores principales (mainframes) y dispositivos de almacenamiento masivo. La red HSLN es utilizada en la topología de bus usando cable coaxial. Generalmente, es utilizada una interface de entrada/salida, la cual proporciona la unión de los dispositivos.

La red HSLN "backbone" proporciona una alta velocidad de los datos en el medio de transmisión. Proporciona un medio de interconexión de múltiples redes de área local (LAN). La topología utilizada en este tipo de red HSLN "backbone" es la de anillo, usando como medio de transmisión la fibra óptica.

c) Centrales digitales privadas (PBX).

Este tipo de red trabaja a bajas velocidades (2.4, 4.8 y 9.6 Kbps), pero garantiza el ancho de banda y no existen retrasos en la red una vez se ha efectuado una conexión. Es adecuada para el tráfico de voz y para el tráfico de datos entre terminales; y de las terminales con la computadora principal (host).

La Tabla 3-2 presenta un resumen de las características de estas clases de redes locales.

Tabla 3-2. Clases de redes locales.

	LAN	HSLN	PBX
MEDIO DE TRANSMISION	PAR SIMETRICO COAX. (AMBOS) FIBRA OPTICA	COAXIAL FIBRA OPTICA	PAR SIMETRICO
TOPOLOGIA	BUS-ARBOL-ANILLO	BUS-ANILLO	ESTRELLA
VELOCIDAD DE TRANSMISION	1-20 Mbps	50-100 Mbps	9.6-64 Kbps
DISTANCIA MAXIMA	25 Km	1 Km, 25 Km	1 Km
TECNICA DE CONMUTACION	PAQUETE	PAQUETE	CIRCUITO
NUMERO DE DISPOSITIVOS QUE PUEDE MANEJAR	CIENTOS-MILES	DECENAS-MILES	CIENTOS-MILES
COSTO INICIAL DE VENTA	\$500 - 5000	\$40000 - 50000	\$250 - 1000

Como se ha mencionado anteriormente las redes son clasificadas en términos de su arquitectura o estructura lógica y de la ejecución de sus arquitecturas.

El modelo más ampliamente usado de arquitectura de red es el modelo OSI (Open Systems Interconnection), que ha sido desarrollado por la Organización Internacional de Normas (ISO).

Las redes son organizadas en niveles (Figura 3-23) para reducir la complejidad del diseño. El propósito de cada nivel es

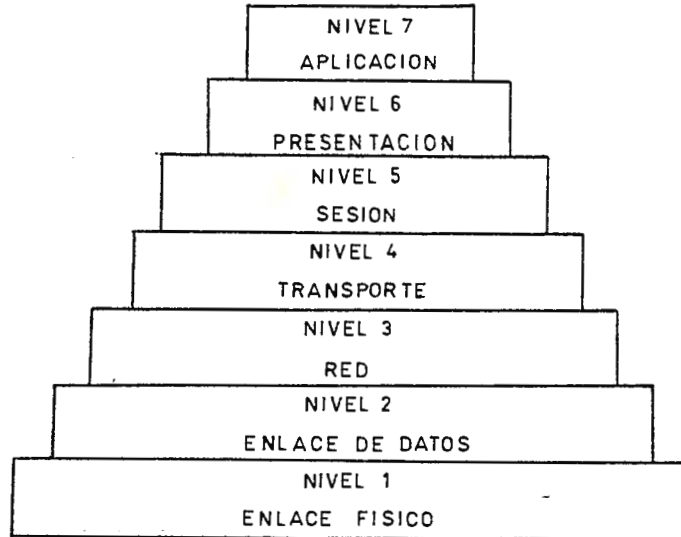


Figura 3-23.

Modelo OSI de interconexión de redes.

proporcionar ciertos servicios que faciliten el desempeño de los niveles superiores.

El modelo OSI tiene siete niveles que describen la estructura de la red, los cuales están representados en la Figura 3-23 y la Tabla 3-3 describe brevemente cada uno de ellos.

3.5.2 Redes Conmutadas.

Es una red de comunicacion conmutada (Figura 3-24), los datos son transmitidos desde la fuente hasta el destinatario a través de una serie de nodos intermedios. Estos nodos no interfieren en el contenido de los datos, ya que su propósito es proporcionar una adecuada conmutación que facilite que los datos se muevan de un nodo a otro y puedan alcanzar su destino.

Tabla 3-3. Niveles del modelo OSI.

NIVEL	FUNCION
1- ENLACE FISICO*	Se refiere a la transmisión de flujos de bits no estructurados sobre el medio físico.
2- ENLACE DE DATOS*	Proporciona una confiable transferencia de información a través del enlace físico; envía bloques de datos (frames) con la sincronización necesaria, control de error y flujo.
3- RED	Enruta los paquetes de información a través de múltiples redes.
4- TRANSPORTE	Proporciona confiabilidad, transparencia de datos entre los puntos terminales; recuperación en errores y control de flujo.
5- SESION	Proporciona el control de la estructura para la comunicación entre aplicaciones; establece, maneja y termina las conexiones entre aplicaciones de cooperación.
6- PRESENTACION	Proporciona independencia a los procesos de aplicación debido a las diferencias en la representación de los datos.
7- APLICACION	Funciones especializadas tales como transferencia de archivos, terminales virtuales, correo electrónico.

* Niveles del modelo OSI en los que básicamente se trabaja en esta tesis.

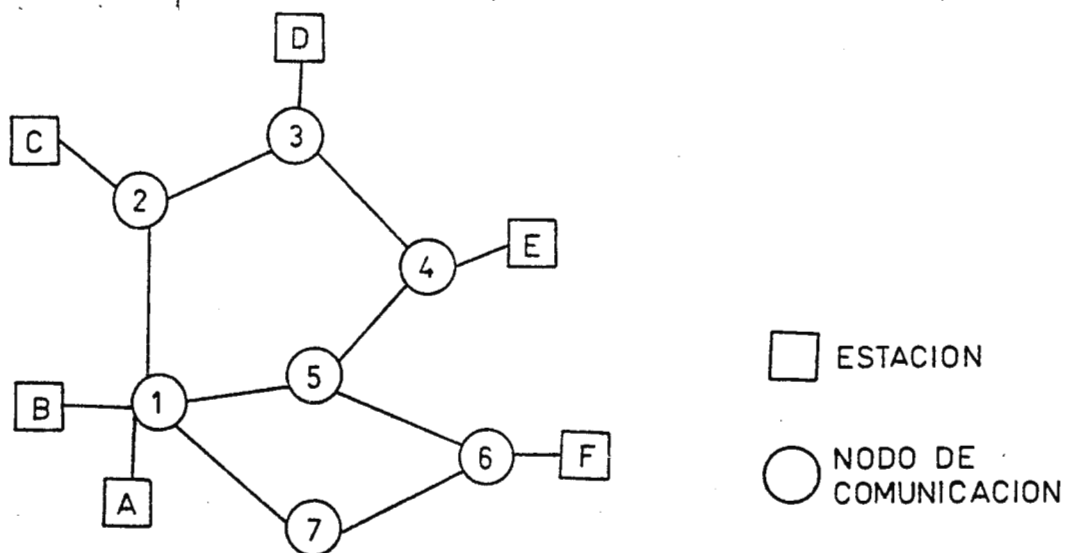
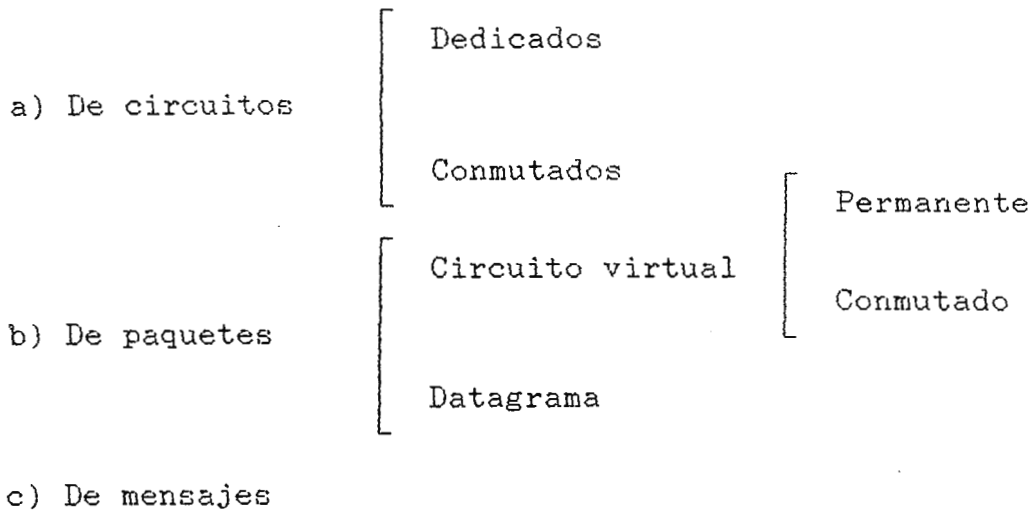


Figura 3-24.

Red conmutada general.

El siguiente cuadro resume los diferentes métodos de conmutación utilizados en redes públicas:



3.5.2.1 Redes de Circuitos Conmutados.

En este tipo de red es establecido el camino de conmutación dedicado entre dos estaciones a través de los nodos de la red. El ejemplo más común de este tipo de red es la red telefónica.

El camino queda establecido durante toda la llamada, se estén o no transmitiendo datos (por lo que este tipo de conmutación es un poco ineficiente). Los circuitos se establecen siguiendo los procedimientos convencionales de una llamada. Generalmente, en una conexión por conmutación de circuitos, el camino es completamente transparente como si fuera un circuito alquilado, aunque sólo permanece el tiempo necesario para completar la comunicación. La transparencia de la conexión permite la transmisión de datos en cualquier formato y utilizando cualquier código que acuerden los comunicantes. Una red de conmutación de circuitos permite tanto conexiones punto a punto como multipunto.

En la Figura 3-25 se muestra un ejemplo de conmutación de

circuitos. En términos de ejecución existe un retraso previo a la transferencia de datos por el establecimiento de la llamada; sin embargo una vez hecha, los datos no experimentan más retrasos que el retardo de propagación debido al medio de transmisión.

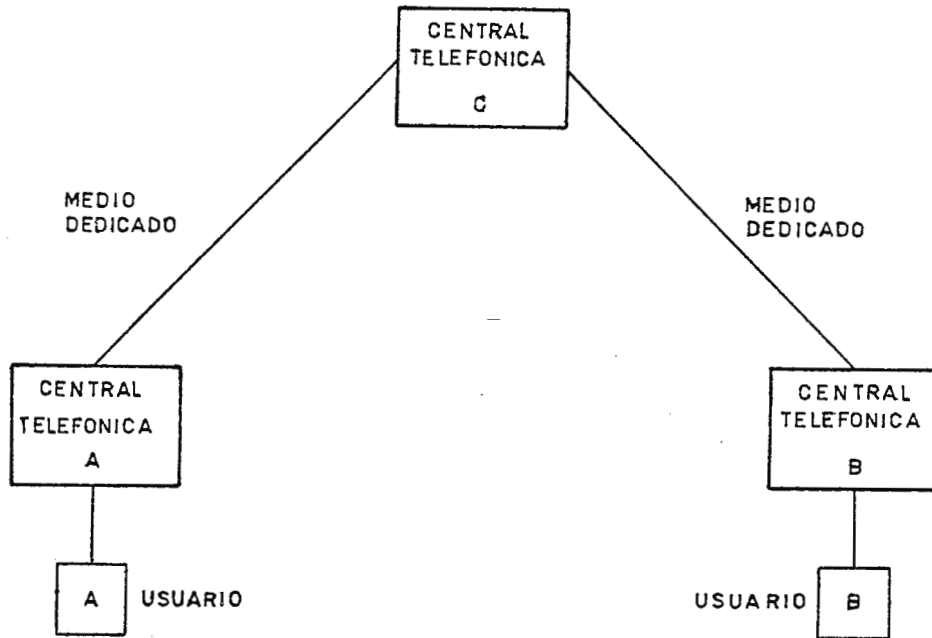


Figura 3-25.

Conmutación de circuitos.

3.5.2.2 Redes de Paquetes Conmutados.

En las redes de paquetes conmutadas, los datos son transmitidos en una secuencia de pequeños trozos de información llamados paquetes. Cada paquete atraviesa la red de un nodo a otro desde la fuente hasta su destino. En cada nodo, es recibido el paquete completo y es almacenado brevemente y luego transmitido al próximo nodo. Este tipo de red es utilizada en la comunicación de terminal a computadora, computadora a impresor, etc.

La conmutación de paquetes se beneficia de la multicanalización estadística de los medios de transmisión para minimizar los tiempos de reposo en los que no se transfiere información útil. El CCITT da las siguientes definiciones:

Conmutación de paquetes: La transmisión de datos por medio de paquetes con dirección, en donde un canal se ocupa durante la transmisión de un paquete. A continuación el canal está disponible para su uso por paquetes que sean transferidos entre otros equipos terminales de datos.

Como se muestra en la Figura 3-26 un mensaje se divide en paquetes 1, 2 y 3 y se envían a la red. Cada nodo A, B, C, D examina la dirección del paquete y determina a que nodo debe

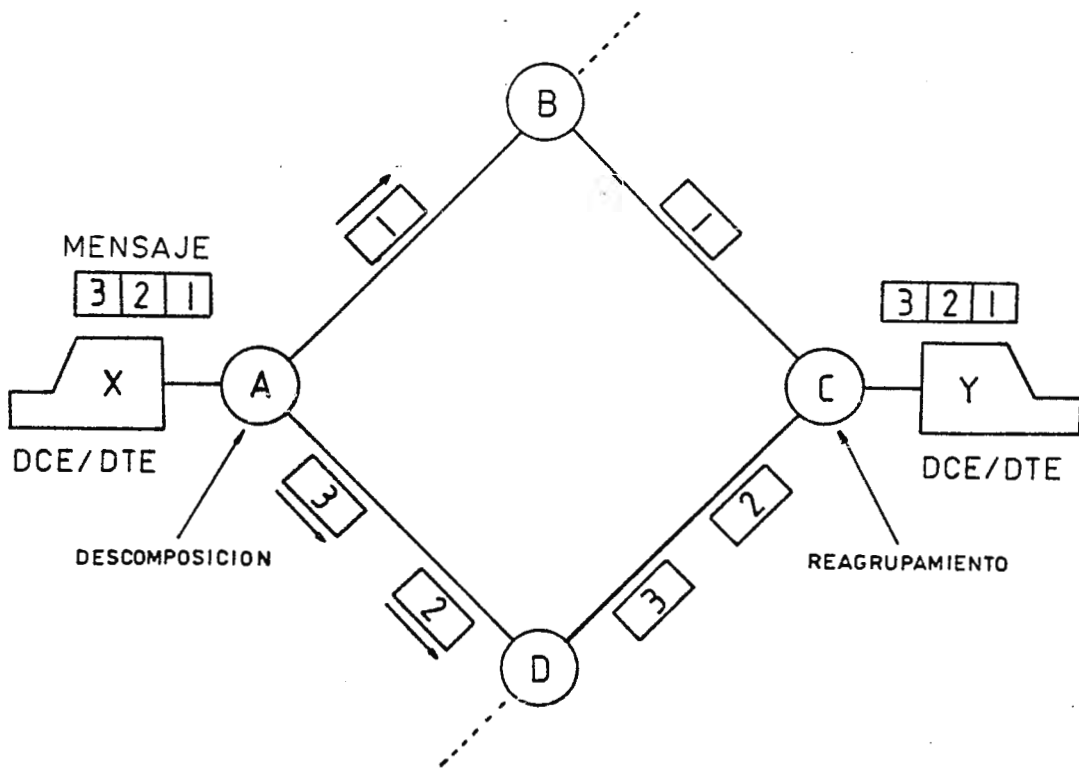


Figura 3-26.

Conmutación de paquetes para dos usuarios.

transmitirlo. Los paquetes pueden viajar por rutas distintas (como el paquete 1) debido a la disponibilidad de las mismas, fallos, etc.

Los paquetes recibidos en un nodo se entremezclan con otros en su ruta por la red hacia sus destinos. Este entremezclado se realiza en forma estadística, según los paquetes van estando disponibles. Con un buen diseño de la red se puede conseguir un aprovechamiento muy elevado de ancho de banda.

En el ejemplo de la Figura 3-27 cuatro usuarios intercambian paquetes que son multiplexados en la línea común que une los dos de red representados. En cada paquete se indican las identidades de origen y destino. DSE es un dispositivo que se encarga del intercambio de los datos.

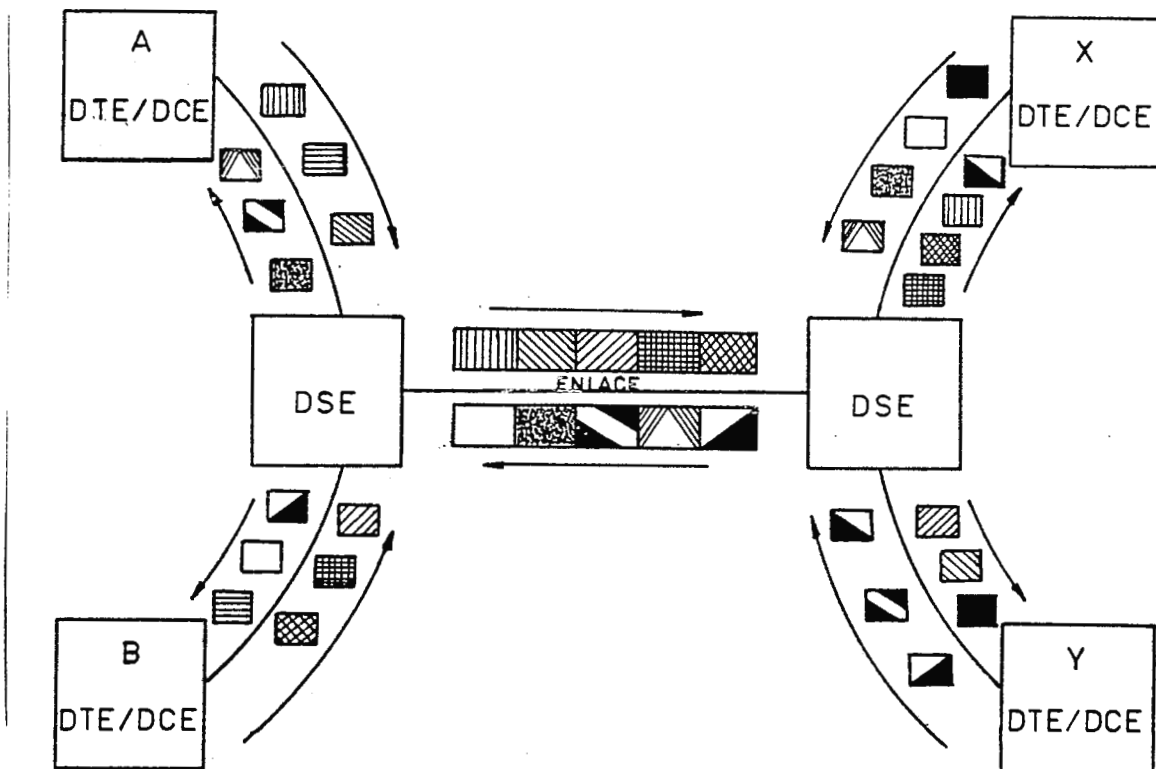


Figura 3-27.

Conmutación de paquetes para cuatro usuarios.

Paquete: Un grupo de dígitos binarios incluyendo datos y señales de control de llamada que se conmutan como un todo. Los datos, las señales de control de llamada y posible información de control de errores se organizan en un formato especificado.

Para la operación de redes de conmutación de paquetes se han definido dos modos básicos denominados Datagrama y Circuito Virtual que se definirán a continuación.

3.5.2.2.1 Circuito Virtual.

Se establece realmente la conexión entre los dos extremos de la comunicación, similar a la que se produce en una red de conmutación de circuitos. La diferencia es que dicha conexión no es física sino lógica lo que quiere decir que durante la conexión, la información que se transmita, al ir fragmentada en paquetes, podrá utilizar caminos diversos pero siempre conservando los extremos de la misma. Estos circuitos pueden ser permanentes o conmutados. El primer caso es similar a los circuitos fijos en la conmutación de circuitos. Los circuitos virtuales conmutados requieren una fase previa de conexión. Una vez que ésta se ha establecido los paquetes se encaminan automáticamente por uno o varias rutas indicando la dirección. En la Figura 3-28 se muestra un ejemplo.

3.5.2.2.1.1 Tamaño de los Paquetes.

El tamaño de los paquetes influye en la velocidad a la que se transmite un mensaje por la red. En cada nodo los paquetes se reciben y almacenan para que una vez comprobada la ausencia de errores sea retransmitido al nodo siguiente. En consecuencia,

cuanto mayor sea la longitud del paquete, mayor será el tiempo de espera hasta su retransmisión.

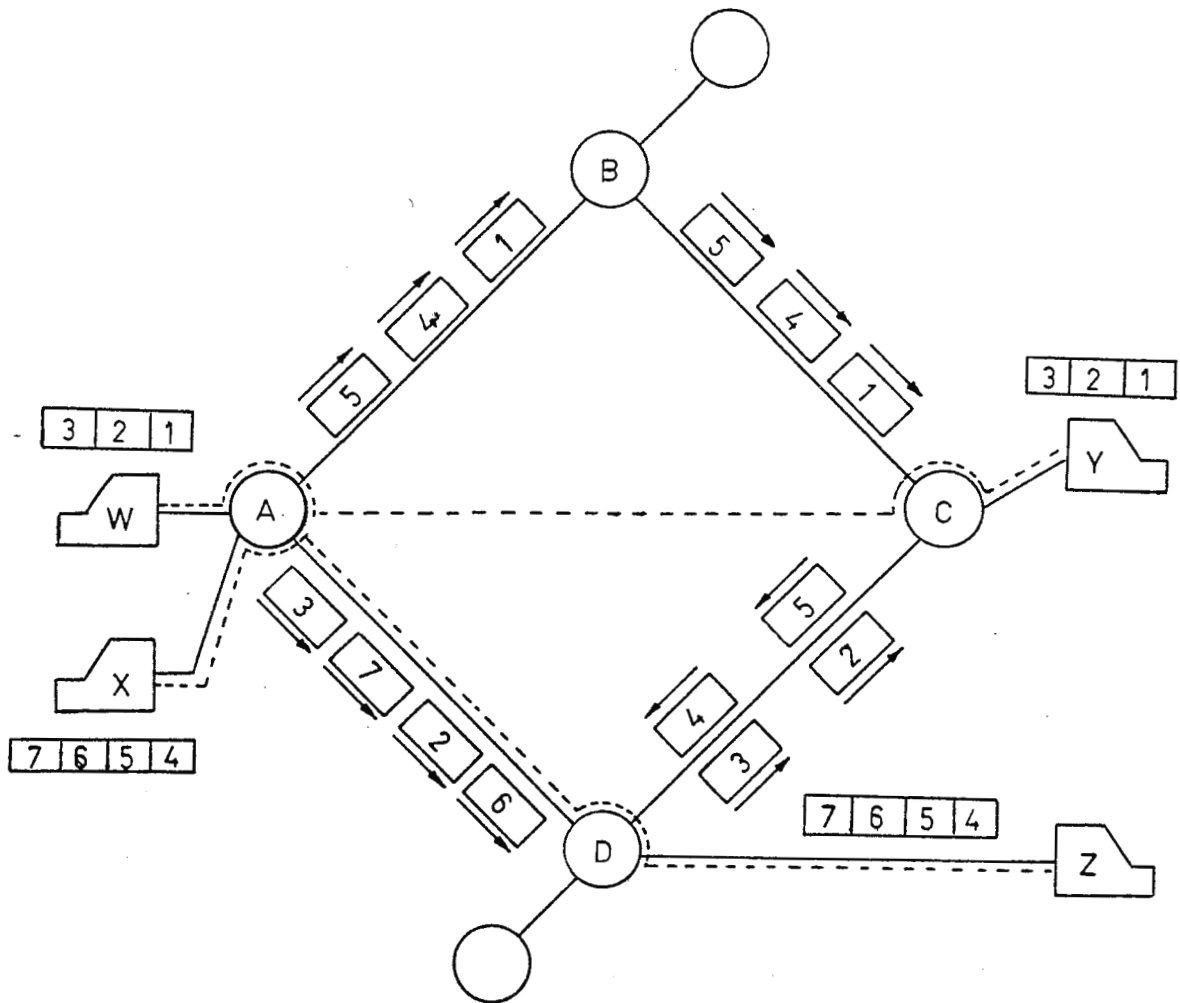


Figura 3-28.

Circuito virtual.

La duración total de la transmisión es menor cuando los paquetes son más cortos. Existen dos limitaciones importantes que impiden hacer los paquetes excesivamente pequeños, que son las siguientes:

a) El software es más complicado cuanto mayor sea el número de paquetes a manejar.

b) Si el mensaje se fragmenta demasiado, se produce una sobrecarga de información de control con respecto a la información útil.

Todo lo anterior implica que los paquetes deben tener una longitud de compromiso que no sea ni demasiado grande ni demasiado pequeña. El CCITT en su recomendación X.25 propone un máximo de 128 bytes.

3.5.2.2.2 Datagramas.

Muchos de los problemas y complejidades de las redes de conmutación de paquetes provienen de la necesidad de transmitir mensajes multipaquete, teniendo que entregar los paquetes al destino en la secuencia adecuada. Enviando los paquetes de forma aislada de modo que cada paquete viaje sin estar relacionado con ningún otro, los protocolos de red pueden ser relativamente simples. Esta es la forma de operación de los datagramas.

Un datagrama es un mensaje que se envía en un único paquete que incluye los datos y la información de control para su entrega. No existe relación entre datagramas y cada uno se encamina de forma independiente.

Una red de datagramas trabaja en lo que se llama "modo de conexión", dado que no se requiere el establecimiento previo de un circuito sea físico o virtual. Constituyen un método eficaz de transmitir pequeñas cantidades de información. Además requieren equipos terminales y software más sencillos. La Figura 3-29 muestra un ejemplo.

Los datagramas que vayan al mismo destino pueden llegar en orden diferente al de entrada en la red debido a las diferentes

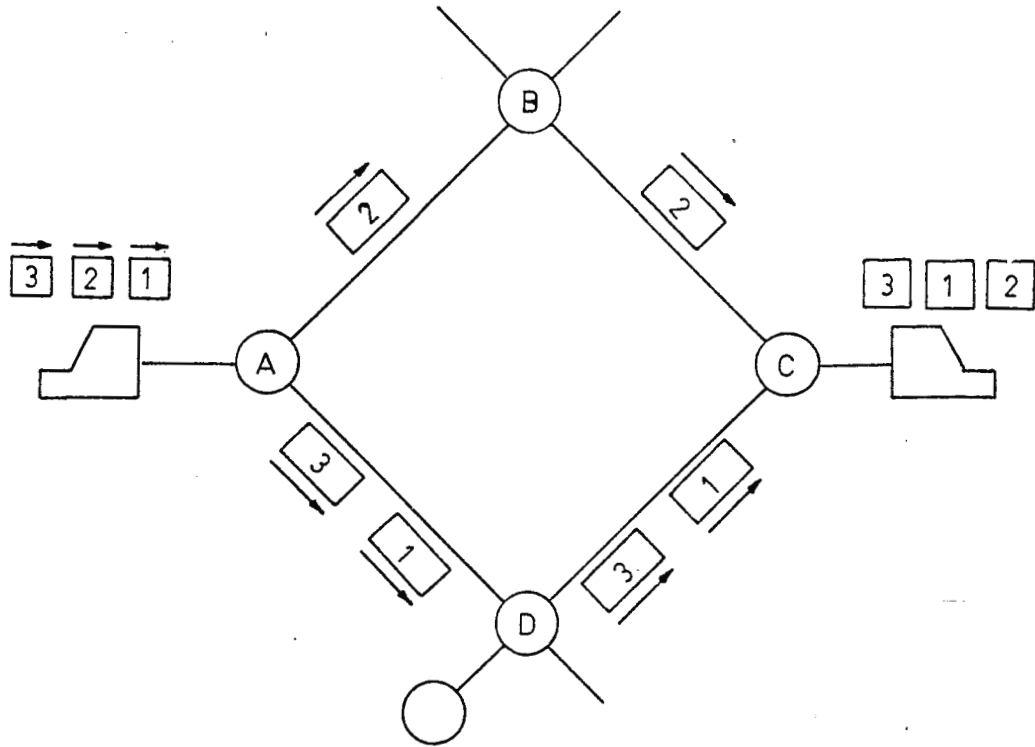


Figura 3-29.

Datagramas.

rutas y retrasos sufridos.

3.5.2.3 Redes de Mensaje Conmutadas

En este tipo de red no es necesario establecer una ruta dedicada entre dos estaciones. En otras palabras, si una estación envía un mensaje, esta añade al mensaje la dirección de destino. El mensaje es pasado através de la red de nodo a nodo. En cada nodo es recibido el mensaje completo y guardado brevemente y luego transmitido al proximo nodo.

En este tipo de red se da un retardo de tiempo en la transmisión en cada nodo igual al tamaño del mensaje.

Toda la información enviada por el emisor se configura en un único mensaje que incluye la identidad del destinatario. Este

mensaje se envía al centro de conmutación en donde es almacenado hasta que quede disponible un canal de salida hacia el siguiente centro de conmutación, desde donde volverá a retransmitirse hasta que alcance el destino deseado.

Las diferencias de la conmutación de mensajes y la de paquetes se dan a continuación.

a) Almacenamiento. La conmutación de mensajes generalmente almacena la información después de ser transmitida para poder recuperarla en un momento posterior, por el contrario en la de paquetes se destruye tan pronto es transmitida sin problemas.

Sin embargo a pesar de esas diferencias, algunos autores consideran la conmutación de mensajes un caso particular de la conmutación de paquetes. En la Figura 3-30 se muestra un esquema de este tipo de conmutación.

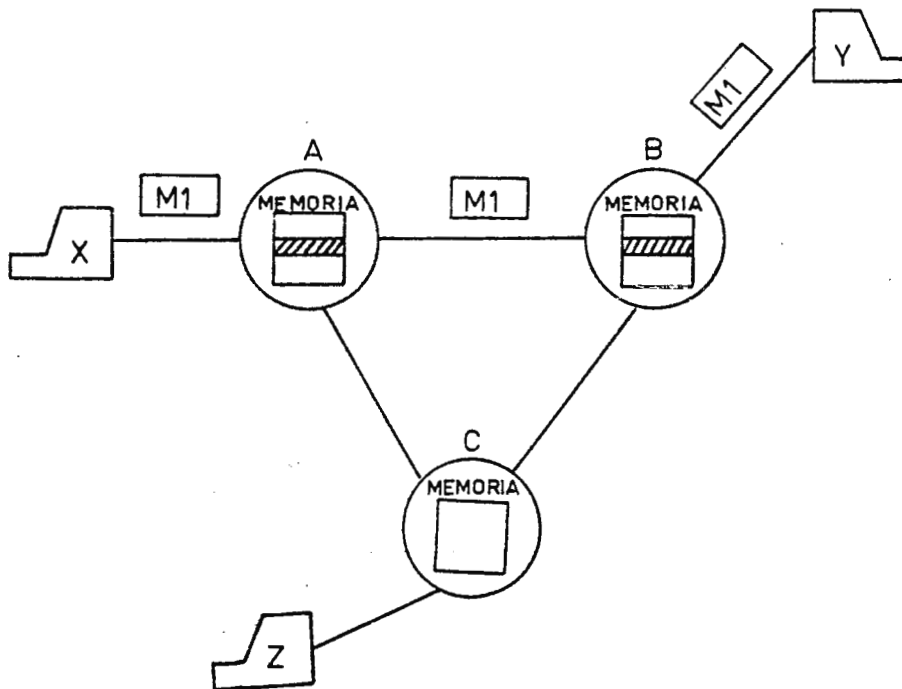


Figura 3-30.

Conmutación de mensajes.

b) Velocidad. Mientras la conmutación de paquetes entrega la información en fracciones de segundo, la de mensajes lo hace en fracciones de hora.

3.5.3 Comparación entre los Métodos de Conmutación.[47]

Para la conmutación de circuitos existe cierta cantidad de tiempo que pasa antes que el mensaje pueda ser enviado (Figura 3-31a). Este tiempo está formado por el retraso de propagación y el retraso de procesamiento en el cual incurre cada nodo durante la llamada de petición. No existe retraso en los nodos.

En la conmutación de mensajes no se requiere establecimiento de llamada y el retraso experimentado en este método está formado por el tiempo que le toma al mensaje estar completo en un nodo para luego ser retransmitido. Usualmente el retraso total es mayor que para la conmutación de circuitos (Figura 3-31b).

Para conmutación de paquetes por datagrama, tampoco se requiere establecimiento de llamada y a diferencia del de mensaje, cada paquete es retransmitido tan pronto como se recibe, es decir no espera por el mensaje completo (Figura 3-31c). Así la conmutación de circuitos por datagramas es siempre más rápida que la de mensajes.

La conmutación por paquete en circuito virtual, es similar a la conmutación de circuitos. Este tipo de conmutación usa un paquete de petición de llamada (Figura 3-31d) y una vez establecida, el mensaje es enviado en paquetes. Esta operación no puede ser más rápida que en la conmutación de circuitos ya

que la conmutación de paquetes requiere cierto retraso de nodo en cada nodo de la trayectoria. Peor aún, este retraso es variable y se incrementa cuando se incrementa la carga.

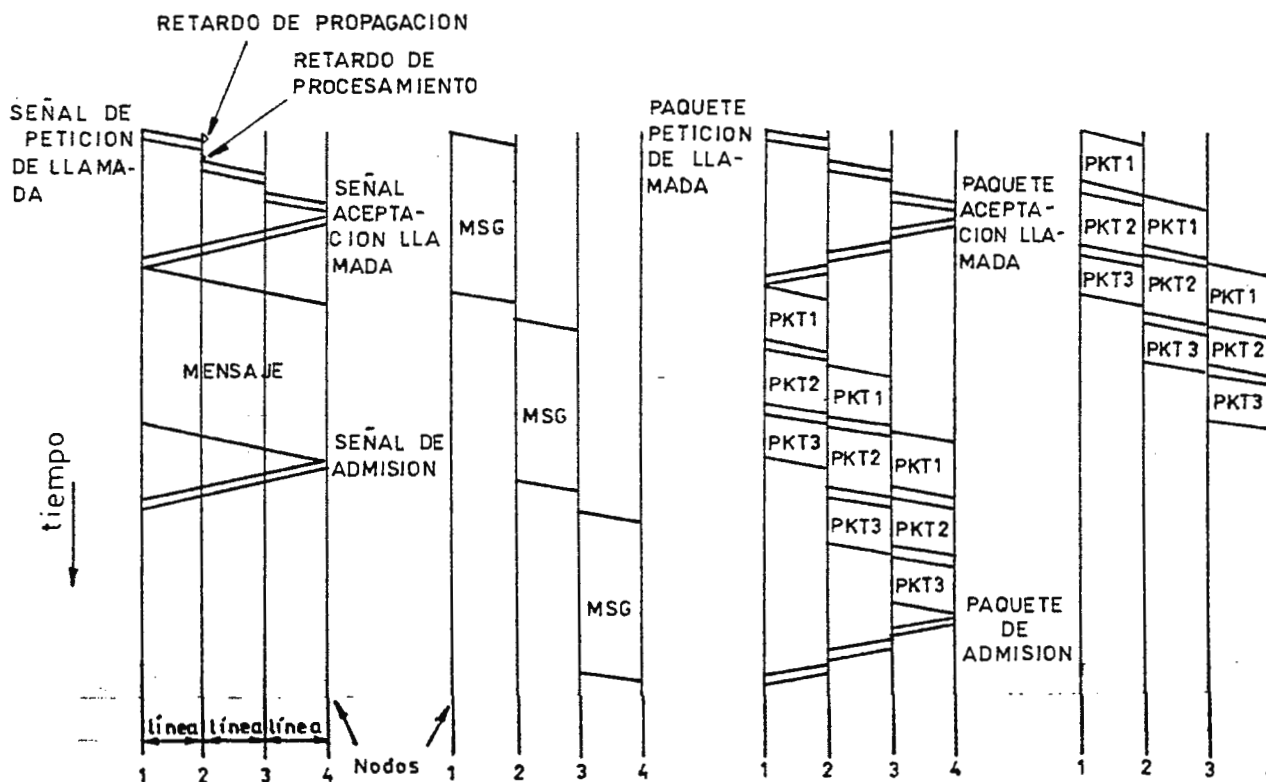


Figura 3-31.

Comportamiento en el tiempo de los métodos de conmutación.
 (a) Conmutación de Circuitos. (b) Conmutación de mensajes.
 (c) Conmutación de paquetes, datagramas. (d) Conmutación de paquetes, circuito virtual.

Por último se tienen las siguientes observaciones:

a) Para cargas ligeras o intermitentes la conmutación de circuitos es la más eficiente, mientras que para cargas más pesadas entre dos estaciones, el de conmutación de circuitos es el más efectivo en costos.

b) La conmutación de paquetes es preferida cuando existe un intercambio moderado entre varios circuitos y con un gran movimiento de datos.

c) La conmutación de circuitos con datagramas es adecuado para mensajes cortos y para flexibilidad mientras que el circuito virtual es para intercambios largos y para relevar estaciones que poseen un procesamiento pesado.

d) La conmutación de circuitos es un servicio transparente por tanto no necesita de encabezamientos, por el contrario, las conmutaciones de mensajes y de paquetes no son transparentes y además de necesitar bits de encabezamiento, los datos analógicos deben ser convertidos a digital antes de ser transmitidos.

En la Tabla 3-4 se comparan las características principales de los diferentes métodos de conmutación.

3.6 Puentes y Enrutadores.[54]

La extensión o expansión y el control de la red varía grandemente de una arquitectura a otra. Los sistemas grandes generalmente utilizan dispositivos o equipo dedicado para dicha expansión y control. Los puentes y enrutadores son ejemplo de estos equipos dedicados.

3.6.1 Puentes.

Los puentes funcionan en un subnivel del nivel de enlace de datos llamado medio de acceso (MAC).

Algunas características de los puentes son:

a) Son totalmente transparentes a los protocolos de alto nivel (protocolos que trabajan en los niveles superiores del

Tabla 3-4. Comparación entre los métodos de conmutación.

CONMUTACION DE CIRCUITOS	CONMUTACION DE MENSAJES	CONMUTACION DE PAQUETES DATAGRAMA	CIRCUITO VIRTUAL
Ruta de transmisión dedicada.	No dedicada.	No dedicada.	No dedicada.
Transmisión continua de datos.	Transmisión de mensajes.	Transmisión de paquetes.	Transmisión de paquetes.
Los mensajes no son almacenados.	Mensajes archivados para recuperación posterior.	Los paquetes deben ser almacenados -- hasta entregarlos.	Los paquetes son almacenados hasta entregarlos.
Retardo de establecimiento de llamada y Retardo de transmisión despreciable.	Retardo de transmisión de mensaje.	Retardo de transmisión de paquete.	Retardo de establecimiento de llamada y Retardo de transmisión de paquete.
Usualmente lento y no convierte códigos.	Rápido y conversión de códigos.	Rápido y conversión de códigos.	Rápido y conversión de códigos.
Ancho de banda de transmisión fija.	Uso dinámico del ancho de banda.	Uso dinámico del ancho de banda.	Uso dinámico del ancho de banda.
La ruta se establece para la conversación completa.	La ruta se establece para cada mensaje.	La ruta se establece para cada paquete.	La ruta se establece para la conversación completa.
No bits de encabezamiento antes de llamada.	Bits de encabezamiento en cada mensaje.	Bits de encabezamiento en cada paquete.	Bits de encabezamiento en cada paquete.

modelo OSI o arriba de éste).

b) Incrementan el rendimiento de toda la red, ya que limitan el tráfico que fluye entre los segmentos de la red.

c) Permiten la comunicación entre redes que utilicen el mismo tipo de protocolo de alto nivel; pero el puente no puede convertir paquetes con un tipo de formato a otro. Esto significa que los equipos que usan protocolos de alto nivel diferentes y están conectados por un puente, no pueden comunicarse entre si.

d) Son completamente transparentes a los equipos de la red y la red que es creada por puentes forma una red lógica simple.

e) Pueden conectar redes con medios de transmisión diferentes. Por ejemplo, un puente puede conectar una red de cable coaxial con una red de fibra óptica o puede conectar cualquiera de éstas con una red de par simétrico.

Los puentes se pueden clasificar dependiendo de la red que conectan en:

a) Locales. Conectan redes que se encuentran geográficamente cerca, uniendo directamente los medios de transmisión de las redes al puente.

b) Remotos. Conectan redes que se encuentran geográficamente distantes, uniéndolas por medios de transmisión de larga distancia.

También se pueden clasificar dependiendo de su habilidad en filtrar cierto tipo de mensajes en:

a) Simples.

b) Inteligentes.

3.6.1.1 Descripción del Funcionamiento de los Puentes.

Los mecanismos por los cuales los puentes limitan el tráfico entre los segmentos de una red son el "aprendizaje", filtrado y transmisión; los cuales están basados en una tabla de enrutamiento que proporciona el segmento en el que se encuentra cada dispositivo.

Cuando el puente recibe un paquete, éste determina la dirección de la fuente y compara esta dirección con los registros de su tabla de enrutamiento, éste toma la dirección y añade esta nueva dirección. A este proceso se le llama aprendizaje porque se dice que el puente aprende las direcciones de los dispositivos de la red. Esta característica del puente permite añadir nuevos dispositivos a la red sin necesidad de reconfigurarlo ya que éste automáticamente aprende sus direcciones. Para completar este paso, el puente determina la dirección del paquete y la compara con su tabla de enrutamiento, si la dirección de destino está en el mismo segmento que el de la fuente, el puente inmediatamente descarta el paquete. A este proceso se le conoce como filtrado. En la Figura 3-32 se puede observar este proceso de filtrado, donde el paquete de la estación C no es enviado a A y B ya que su destino es E.

Si la dirección de destino se encuentra en la tabla de enrutamiento, el puente determina el puerto asociado a la dirección y transmite el paquete a dicho puerto, (Figura 3-32). Si la dirección de destino no está en la tabla de enrutamiento, el paquete es transmitido a todos los puertos excepto en el que fue recibido el paquete.

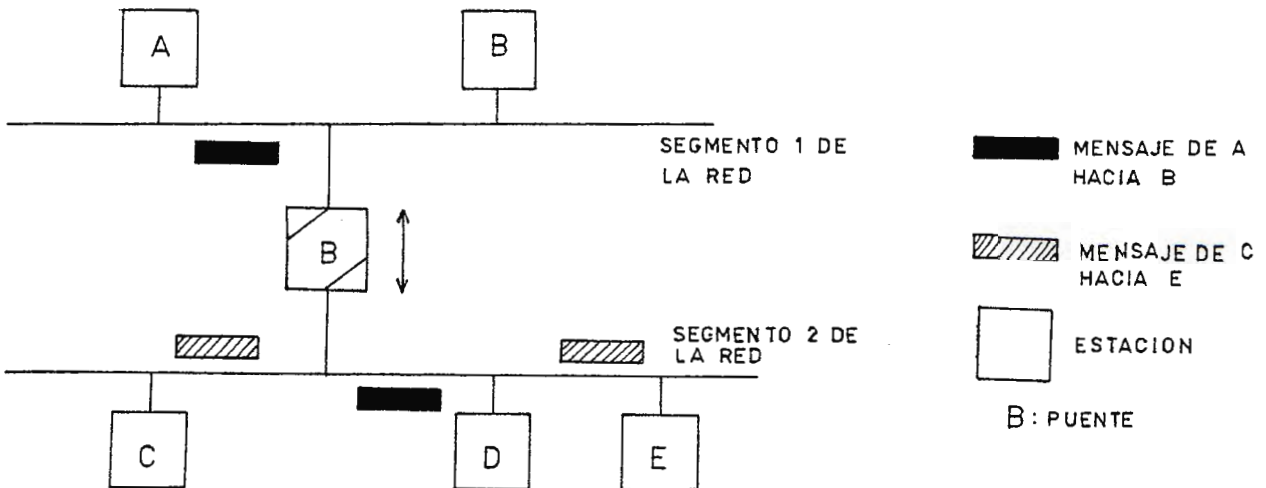


Figura 3-32.

Proceso de filtrado y transmisión del puente.

3.6.1.2 Ventajas del Uso de Puentes en la Conexión de Redes.

a) Los puentes son fáciles de conectar e instalar; no necesitan ser configurados, su presencia es transparente a los usuarios inmediatamente después de su instalación y adaptan automáticamente su ambiente de trabajo.

b) Los puentes son flexibles y adaptables. Esto es aplicable a los puentes inteligentes.

c) Pueden conectar redes de casi todo tipo de velocidad y distancia dependiendo solamente de que puedan cumplir con los requisitos de tiempo impuestos por los segmentos más rápidos.

d) Pueden proporcionar un gobierno funcional de la red de alto nivel.

e) Pueden desarrollar una gran cantidad de funciones a un costo relativamente modesto. Su relativo bajo costo resulta de la simplicidad de la arquitectura de los puentes.

3.6.1.3 Desventaja del Uso de Puentes en la Conexión de Redes.

Los puentes tienen también desventajas, especialmente en redes de grandes tamaños y muy complejas.

- a) No saben utilizar todos los caminos de la red.
- b) Pueden participar en enormes aumentos en el tráfico.
- c) No proporcionan un soporte completamente seguro an las fallas de aislamiento. Las redes se vuelven difíciles de mantener y gobernar.

3.6.2 Enrutadores.

Los enrutadores operan en el tercer nivel del modelo OSI (red). Poseen un nivel de inteligencia mayor que los puentes; lo que los hace particularmente adecuados para ser utilizados en redes grandes y complejas debido también a que pueden trabajar con muchos caminos redundantes.

Los enrutadores permiten hacer una separación lógica de una red a varias subredes, haciendo uso de un esquema de direccionamiento jerárquico; el cual diferencia entre la dirección de un equipo y la dirección de una red.

Pueden acomodar cualquier número de lazos activos. Esto permite proporcionar un control de flujo sofisticado por medio de la distribución del tráfico a través de la red. La Figura 3-33 muestra una posible topología de interconexión de redes usando enrutadores.

En la Figura 3-33 varias dependencias de una compañía están unidas por enrutadores donde cada segmento conserva su autonomía.

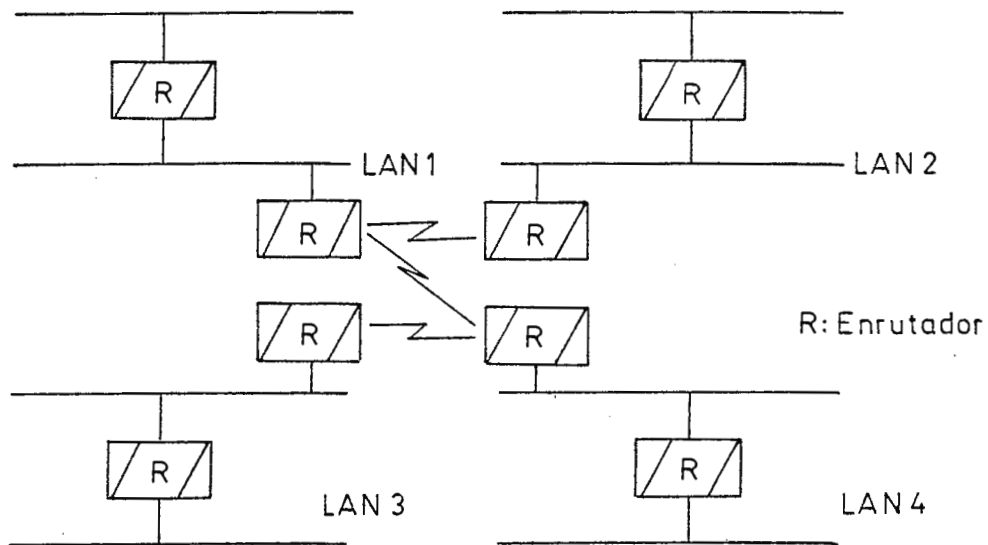


Figura 3-33.

Redes locales interconectadas por enrutadores.

En contraste con los puentes, los enrutadores son dispositivos activos que requieren la completa participación de las estaciones en el direccionamiento de los paquetes tanto en el envío como en el recibimiento de éstos.

Los enrutadores se pueden clasificar de la siguiente manera:

a) Locales. Conectan redes uniéndose directamente al medio de transmisión al enrutador.

b) Remotos. Conectan redes distantes por medios de comunicación larga distancia.

También existen otros tipos de enrutadores, los cuales son:

a) Enrutadores dinámicos. Cuentan con protocolos específicos de enrutamiento para transportar la información de enrutamiento

modificada a través de la red. Usando estos protocolos, los enrutadores transmiten por ellos mismos esta información automáticamente a todos los equipos.

b) Enrutadores estáticos. Requieren que el gobernador de la red actualice las tablas de enrutamiento de todos los enrutadores de la red en todo momento en que ocurre un cambio o un enlace o equipo falla; por lo que no son muy adecuados para ser utilizados en redes grandes en los cuales la topología está sujeta a cambios instantáneos e impredecibles.

c) Enrutadores de protocolo simple.

d) Enrutadores de protocolo múltiple.

3.6.2.1 Descripción del Funcionamiento de los Enrutadores.

Similarmente a los puentes, los enrutadores necesitan de las tablas de enrutamiento, la cual es utilizada para identificar otras redes, las rutas hacia éstas y la eficiencia relativa de las rutas; pero no utilizan las tablas de enrutamiento para encontrar las direcciones de los equipos en otras redes como lo hacen los puentes. Los enrutadores hacen uso de otros enrutadores para dicho objetivo, y mientras que el puente solamente envía o descarta un paquete basado en la tabla de enrutamiento, el enrutador utiliza esa información para seleccionar la mejor ruta para cada paquete.

Un enrutador recibe solamente paquetes direccionados tanto de la estación terminal como de otro enrutador. El enrutador determina el próximo segmento al cual enviará el paquete basado en la dirección de destino y en la información contenida en la tabla de enrutamiento.

Las decisiones de enrutamiento están con frecuencia basadas en un algoritmo que determina el número de saltos entre los segmentos de una red, asegurando que el paquete viaja por la ruta más corta posible. Por lo que el gobernador de la red puede cambiar el número de saltos de una ruta específica de manera de que se altere la preferencia de una ruta sobre la otra.

3.6.2.2 Ventajas del Uso de Enrutadores en la Conexión de Redes.

a) Son configurables; esto permite que los gobernadores de la red tengan un fácil dominio de la comunicación.

b) Son de fácil mantenimiento una vez que están instalados, especialmente cuando son usados con protocolos que permiten una actualización automática de la información de enrutamiento.

c) Proporcionan protección entre las subredes interconectadas. Esto previene de incidentes que puedan ocurrir dentro de la subred que pueda afectar otras. Esto hace que las redes grandes sean más fáciles de aplicarles mantenimiento que las que son unidas por puentes.

d) No están sujetos a los problemas de retardo de tiempo por lo que pueden ser utilizados en redes más grandes y complejas.

3.6.2.3 Desventajas del Uso de Enrutadores en la Conexión de Redes.

a) Pueden necesitar una considerable cantidad de configuración inicial; por lo que pueden ser más difíciles de instalar que los puentes.

b) Son equipos dependientes de protocolos; lo que no sucede con los puentes.

c) No pueden enrutar protocolos de bajo nivel.

d) Son equipos relativamente complejos por lo que son más caros que los puentes en términos de costo inicial (pero no probablemente en término de operación y mantenimiento).

CAPITULO IV

EQUIPOS DE COMUNICACION

4.1 MODEMS (MODulador-DEModulador).

Con el objeto de poder transmitir los datos en los medios analógicos existentes, es necesario la utilización de un equipo que convierta la información digital a analógica y viceversa. Este equipo es llamado MODEM; el cual es colocado entre el equipo terminal de datos (DTE) y el medio de transmisión (Figura 4-1).

Los modems avanzados, usan las diferentes técnicas de modulación ASK, FSK, PSK, QAM, etc (explicadas en la sección 2.5) para la transmisión de las señales por el medio analógico de transmisión.

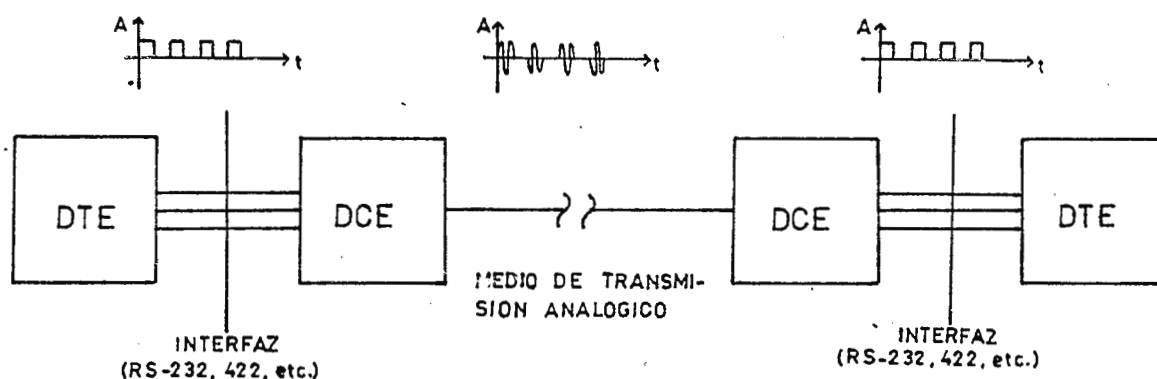


Figura 4-1.

Transmisión de datos a través de modems.

La transmisión entre dos modems puede llevarse a cabo en tres formas: Simplex, Half-duplex y Full-duplex [44]. La operación simplex (Figura 4-2a) indica transmisión en una sola dirección,

ya sea que el modem sólo recibe o transmite. Los modems son raramente utilizados en este modo de operación. La operación Half-duplex (Figura 4-2b) indica transmisión en ambos sentidos, pero en una sola dirección a la vez. Los modems pueden conmutar de transmisor a receptor y viceversa. Este modo de operación hace que se produzca cierta pérdida de tiempo. En la operación Full-duplex (Figura 4-2c) la transmisión se realiza en ambos sentidos simultáneamente.

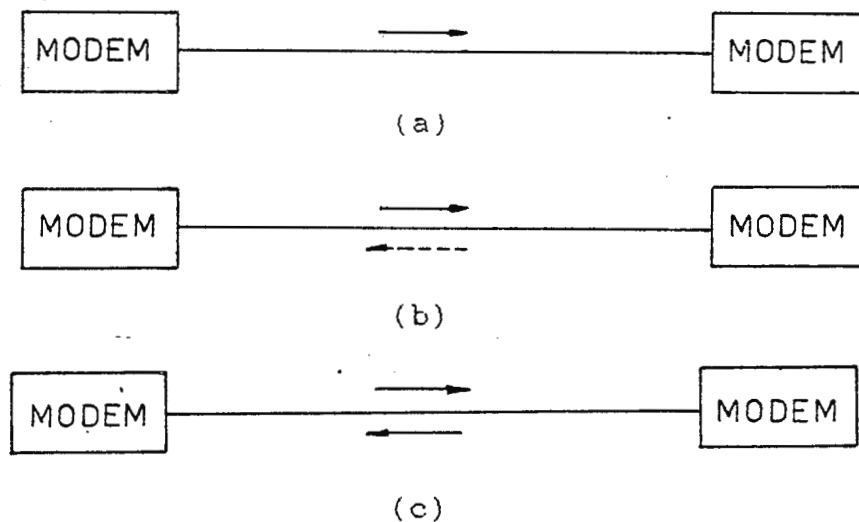


Figura 4-2.

Modos de operación de los modems. a) Simplex. b) Half-duplex. c) Full-duplex.

Existen cuatro tipos de redes, en las cuales los modems pueden operar; las cuales son:

a) Red Punto a punto: Esta es una conexión que comunica dos DTE directamente, no existe ninguna bifurcación; existe un sólo camino de enlace (Figura 4-3a).

b) Red Multipunto: En este tipo de red, un sólo enlace es compartido por varios receptores, que se deben turnar para

comunicarse con la estación central (Figura 4-3b).

c) Red Multipuerto: Existe un enlace entre dos dispositivos, pero del receptor es derivado un circuito de cola, que puede llevar la información más lejos a través de otro par de modems, (Figura 4-3c).

d) Red de Marcación (dial-up): En este tipo de red no se usa línea telefónica dedicada, sino que la red pública, (Figura 4-3d).

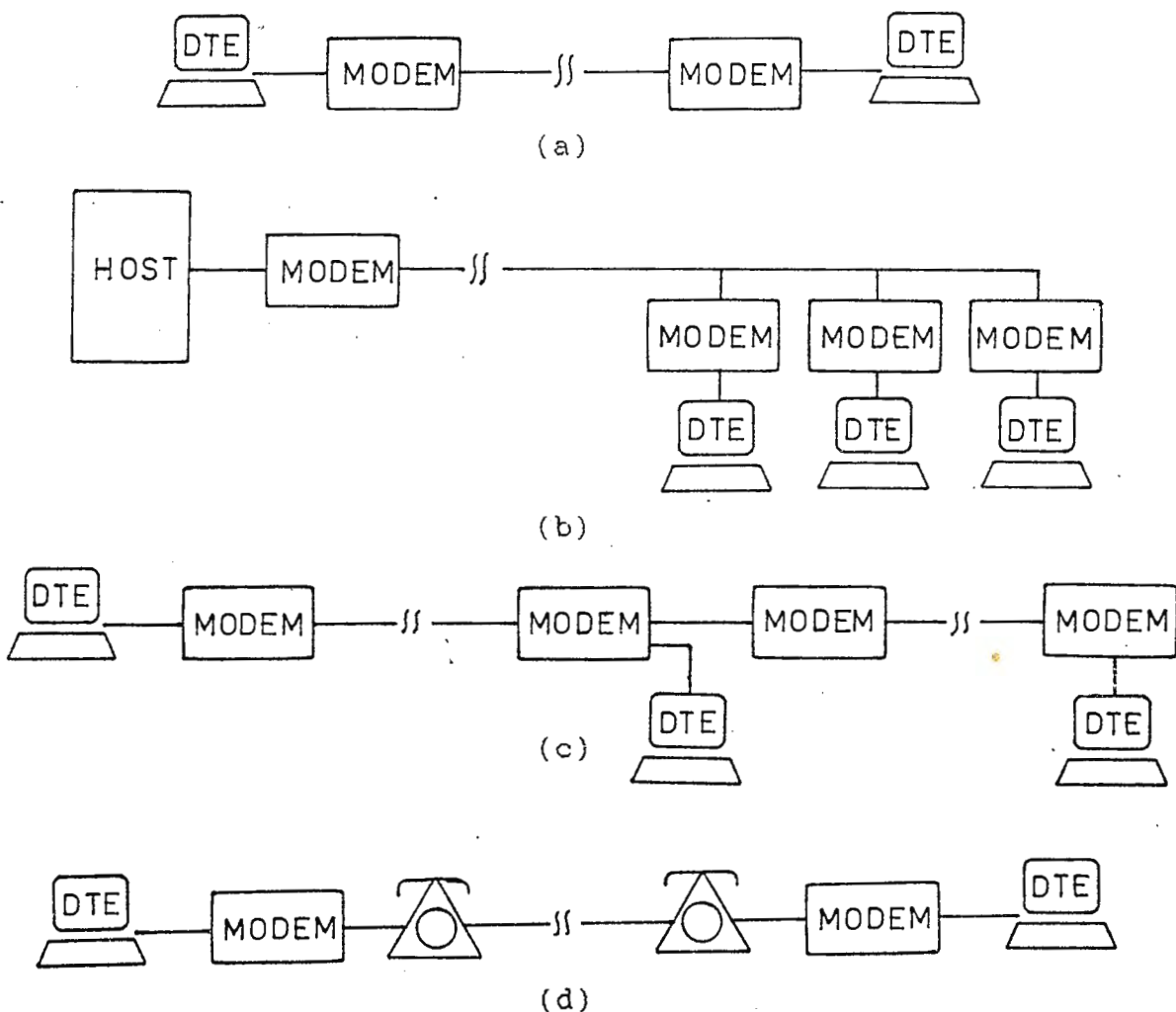


Figura 4-3.

Tipos de redes. a) punto a punto. b) multipunto. c) multipuerto. d) de marcación (Dial-up).

4.1.1 Diagnóstico. [7]

El CCITT en la recomendación V.54 presenta los dispositivos de prueba en bucle para modems; recomendando que la localización de averías se facilite mediante procedimientos de conexión en bucle de los modems. Estos bucles permitirán realizar medidas locales o a distancia; analógicas o digitales.

Esta recomendación especifica los procedimientos de prueba en bucle ("loop") para modems en los siguientes casos:

a) Para el modo síncrono de funcionamiento por circuitos arrendados punto a punto, multipunto, en cascada y por conexiones de la red telefónica general con conmutación (RTGC).

b) Para el modo de funcionamiento asíncrono por circuitos arrendados punto a punto y por conexiones de la RTGC. Se definen cuatro bucles (loop) numerados de 1 a 4, cuyas posiciones; vistas desde la DTEA, se muestran en la Figura 4-4. Puede existir un conjunto simétrico de cuatro bucles vistos desde el DTEB.

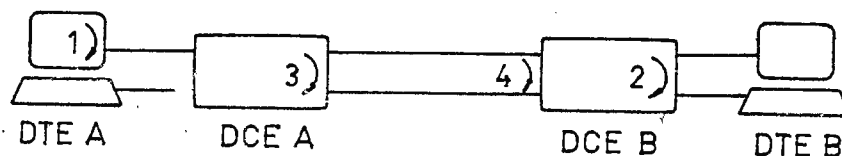


Figura 4-4.

Definición de los bucles de prueba.

4.1.1.1 Bucle 1 (V.54 loop 1).

Este bucle sirve para hacer una prueba básica del funcionamiento de la DTE, donde se devuelven las señales transmitidas a la DTE para su verificación. El bucle debe ser

establecido lo más cerca posible de la interface dentro de la DTE.

Cuando la DTE está en la condición de prueba bucle 1; el circuito de transmisión de datos debe estar conectado al circuito recepción de datos dentro de la DTE. Este tipo de bucle también es conocido como "DTE digital loopback".

4.1.1.2 Bucle 2 (V.54 loop2).

Este bucle es conocido también "Digital loopback". Tiene por objeto permitir a la estación A o la red, comprobar el buen funcionamiento de la línea (o de una parte de ella) y del DCEB (Figura 4-4). Sólo puede usarse con un DCE duplex.

4.1.1.3 Bucle 3 (V.54 loop3).

Este es un bucle local, establecido en modo analógico lo más cerca posible de la línea para comprobar el buen funcionamiento del DCE. Debe incluir el mayor número de circuitos utilizados en funcionamiento normal (sobre todo, si es posible, la función de conversión de señales), la cual puede exigir, en determinados casos, la inclusión de dispositivos de atenuación de las señales; (Figura 4-4).

4.1.1.4 Bucle 4 (V.54 loop 4).

Es considerado sólo en el caso de líneas de 4 hilos. Está destinado al mantenimiento de las líneas por las administraciones que efectuen medidas de tipo analógico; ya que el conectar en cascada los pares de recepción y de transmisión no permite la realización de medidas en la conexión como en un circuito de datos.

En la posición en bucle, los dos pares están desconectados del DCE y conectados entre si a través de un atenuador simétrico destinado a evitar toda oscilación del circuito.

Los fabricantes de modems presentan más pruebas de diagnóstico en los que se pueden mencionar: Self-test, Ber-test, test-tone, poll test, Automatic self-test, test-pattern, End-to-End self test, etc., que los hace más dinámicos. En la Tabla 4-1 se muestran las diferentes características de los modems comerciales de alta, mediana y baja velocidad.

A L T A V E L O C I D A D	*	*	*	*		12.0, 14.4 Kbps	4h	*		CE8, CE10-11
							3002			
			*	*	4h	4h,	32, 48, 56, 64, 72, 80 Kbps	*	P11, P14 P19	
			*	*			2.4 ó 4.8 Kbps	*		
								3002	P1-4, P6-8	CE10-11, CE13
		*	*	*	*	4h	2.4, 4.8, 7.2, 9.6 12, 14.4, 16.8, 19.2 Kbps	*	P11, P14 P19	CE10
			*	*	4h		32, 48, 56, 64, 72, 80 Kbps	*	P11, P14 P19	
			*	*	*	*	75 bps a 19.2 Kbps	*	P3, P19 P11-12	
			*	*	4h	2h	0 - 64 Kbps	*	P14, P12	CE17
			*	*	*		0 - 64 Kbps		P11, P14-15	CE17
	*	*	*	*		1.2, 1.8, 2.4, 3.6, 4.8, 7.2, 9.6, 14.4, 19.2 Kbps	*	P11-15	CE17	
	*	*	*			1.2, 2.4, 4.8, 9.6 19.2 Kbps		P11-15	CE17-18	
	*	*	*			2.4, 4.8, 9.6, 19.2, 50, 56, 64 Kbps		P14-15 P11	---	
	*	*		*	*	Hasta 14.4 Kbps	*	*	CE5	---
(MV)			*			Hasta 9.6 Kbps	4h	*	P1-8	CE6, CE9, CE10
							3002			
	*		*	*		4.8, 7.2, 9.6 Kbps	4h	*	P1-4, P6-8	CE6, CE11 CE13-14
	*	*	*	*	*	4.8, 7.2, 9.6 Kbps	*	3002	---	CE11
	*	*	*	*	*	2.4 ó 4.8 Kbps	4h	*	---	CE10-11, CE13
							3002			
M E D I A	*	*	*	*	*	1.2, 2.4 Kbps	*	3002	P1	CE10
	*	*	*	*		Hasta 9.6 Kbps	*	3002	P9-16, P6	CE10-12
V E L O C I D A D	*	*		4h	*	0-300 bps, 1-2, 2.4, 4.8, 9.6 Kbps	*	2h	---	CE15
	*	*		*	*	1.2, 2.4, 4.8, 9.6 Kbps	*	*	P6, P12	CE5, CE7, CE11
	*		*	*	4h	2h	4.8 Kbps	*	P1, P4, P6 P17, P18	---
			*	*	*	4.8, 7.2, 9.6 Kbps	*	*	P6, P11-12 P14, P18	---
	*		*	*	*	2.4, 4.8, 7.2, 9.6			P6 P11-P15	---
			*	*	*	2.4, 4.8, 7.2, 9.6 Kbps			P6, P11-15	---
(BV)	*	*		*		0-300 bps, 1.2 2.4 Kbps	*	*	---	CE7
BAJA VELOCIDAD	*	*	*			2.4, 1.2, 0.3 Kbps	*	*	P11-15 P6	CE15-16

Lista de Características especiales (CEX).

- 1 Dos canales (Time division buffered Mux).
- 2 4 canales (Time division buffered Mux).
- 3 6 canales (Time division buffered Mux).
- 4 Ajuste de Calidad de línea (LQ).
- 5 Sistema adaptable de velocidad (ARS).
- 6 Restauración enriquecida de doble marcación (EDDR).
- 7 Palabra clave para protección.
- 8 Modulación trellis codificada multidimensional.
- 9 Multipuerto.
- 10 Convertidor asíncrono/síncrono interno.
- 11 Generador interno de Patrón de ojo.
- 12 Razón de entrada mezclada (MIR).
- 13 Modems con multicanalizador con memoria para cuatro canales y unidad de compartimiento de modem (MSU) (opcional).
- 14 Modems con multicanalizador con memoria para seis canales y unidad de compartimiento de modem (MSU) (opcional).
- 15 Corrección de error.
- 16 Secuencia de retorno de marcación (para protección y seguridad).
- 17 Modem de distancia limitada (LDM).
- 18 Detección automática de velocidad.

Lista de pruebas (Px).

- 1 Self-test.
- 2 Ber-Test.
- 3 Modem check.

- 4 Digital loopback (V.54 loop 2).
- 5 Terminal loopback.
- 6 Audio loopback (Remote Analog loopback).
- 7 Test tone (El modem transmite un tono de prueba de 1004 Hz).
- 8 Poll test.
- 9 Automatic Self test.
- 10 DTE digital loopback.
- 11 Local digital loopback.
- 12 Remote digital loopback.
- 13 Remote digital loopback Selftest.
- 14 Local Analog loopback Data - test.
- 15 Local Analog loopback Self - test.
- 16 End-to-End Self- test.
- 17 Transmisión de patrón de prueba.
- 18 Recepción de patrón de prueba.
- 19 Patrón de prueba.

4.2 Multicanalizadores.

Los multicanalizadores permiten que multiples canales compartan el mismo medio de transmisión, reduciendo de esta forma el costo de proveer canales de comunicación a cada usuario. Estos equipos poseen características que son comunes (Velocidad del canal agregado y canales de usuarios, capacidad de canales, técnica de multicanalización, etc) con los cuales pueden ser comparados para lograr obtener el equipo adecuado para cada aplicación. Además poseen características especiales tales como tipo de modulación (PCM, ADPCM, ASP, CVSD, algoritmo propio 19.2); derivación e inserción de información, control por

software, diagnósticos, etc; que dependen del tipo de equipo así como también para la aplicación para la cual han sido diseñados (aplicaciones punto a punto, configuraciones delta, anillo, malla, multipuerto, etc.).

En la Tabla 4-2 se comparan 26 clases de multicanalizadores con respecto a sus características comunes y se presenta una lista de aplicaciones y de características especiales; en dicha tabla se comparan tanto multicanalizadores de división de tiempo, de división de tiempo estadístico; de voz, de datos, de datos y voz, de alta y baja velocidad.

Tabla 4-2. Multicanalizadores comerciales.

MUX	APLICACION	TECNICAS DE MULTICANALIZACION	CAPACIDAD CANALES	AGREGADO < bps >	VELOCIDAD < bps >			VOZ	TECNICA DE CODIFICACION DE VOZ	CARACTERISTICAS ESPECIALES
					DATOS					
					SINCRONO	ASINCRONO	ISOCRONICO			
1	AP1-2	CE2	6	4.8K A 2.048M	Hasta 1.152 M	Hasta 19.2K	Hasta 64K	Hasta 64K	CE12-15	CE 1-4
2	AP1-2	CE2	54	4.8K A 2.048M	Hasta 1.544 M	Hasta 19.2K	Hasta 64K	64K	CE12-15	CE 1-4
3	---	CE2	Hasta 16	2.4 A 384K	19.2k	19.2K	---	16K A 64K	---	CE 1-4
4	---	CE5	4	1.2, 2.4 4.8, 9.6K	---	150,300, 600, 1.2, 2.4 9.6K	---	---	---	CE1
5	AP2-3	CE2,5	Hasta 58	Hasta 2.048M	1.152M	19.2K	64K	de 14.4K a 64K	---	CE4,6
6	AP1	CE7	4, 10 ó 16	Asincrono hasta 19.2K Sincronos hasta 14.4K	50-19.2K	50-19.2K	---	---	---	CE7-9
7	---	CE10	Hasta 16	48, 56, 64 72, 80, 96 112, 128, 144, 160, 192, 224, 256K	de 8.4K hasta 64K	de 1.2K hasta 24K	---	---	---	CE8
8	---	CE10	Hasta 28	de 4.8K hasta 256K	de 8.4K hasta 64K	de 1.2K hasta 24K	---	---	---	CE8
9	AP1,5,6	CE10	6	8.4, 18, 36 52.8K	1.2, 2.4, 4.8 7.2, 9.6, 1.2 14.4, 16.8 y 19.2K	75, 150, 300 600 bps 1.2, 2.4, 4.8 7.2, 9.6, 12, 14.4, 16.8 19.2K	---	---	---	CE4
10	AP1,4	---	768 por nodo 255 nodos por red (M4H)	1.544M	1.2K a 1.536M	75 bps a 19.2K	---	de 16 a 64K	CE11-16	CE3,4,6
11	AP1	CE7,10	8 ó 16	1.2 a 64K	---	de 50 bps a 19.2K	---	---	---	CE4
12	AP1,7-10	---	576 por nodo 255 nodos	1.544M 8 agregados	1.2K a 1M	75 bps a 19.2K	---	---	CE12,13, 15,16	---
13	AP1	---	24 ó 48	1.544M	2.4k A 19.2 K	56K	---	---	CE12	CE17
14	AP1,4,11-12	CE5	24	1.544M	1.2 A 19.2K	1.2 A 19.2K	---	64K	CE12	CE19
15	AP1	CE7	4 ó 8 por nodo. 2 nodos M4H	Hasta 19.2K 1 agregado	---	50 a 9.6K	---	---	---	CE9
16	AP1,5	CE7	Hasta 96 por nodo. 5 nodos M4H.	256K todos los agregados 4 agregados	---	19.2K	---	---	---	CE6,9
17	AP13	CE7	Hasta 96 asincrono y hasta 252 total asincrono	256K total de todos los agregados	---	75bps a 19.2K	---	---	---	CE4
18	AP1	CE7	8 ó 16	64K	---	50, 75, 110 134.5, 300, 600 bps 12.4-19.2 K	---	---	---	CE4
19	AP1	CE10,18	10 ó 30	56, 64, 72, 112, 128, 192, 224, 256	1.2, 2.4, 4.8, 9.6, 14.4, 19.2, 24, 28.8, 32, 56, 64K	---	---	64K	CE12,13	---

Lista de características especiales (CEX).

- 1 Controlado por Software.
- 2 Intercalación de bit por división de tiempo.
- 3 Multicanalizador de voz.
- 4 Multicanalizador de datos.
- 5 Intercalación de caracteres por división de tiempo.
- 6 Multicanales agregados.
- 7 Multicanalizador por división de tiempo estadístico (STDM).
- 8 Conmutación automáticas de línea (ALS).
- 9 Diagnósticos.
- 10 Multicanalizador por división de tiempo (TDM).
- 11 Control automático de velocidad.
- 12 Modulación por pulsos codificados(PCM).
- 13 Modulación por pulsos codificados diferencial adaptable (ADPCM).
- 14 ASP.
- 15 CVSD.
- 16 Proprietary Algorithm 19.2.
- 17 Proporciona interfaz de voz analógica para varios sistemas PBX.
- 18 Compatible con subvelocidades.
- 19 Velocidad de 56 ó 64 Kbps * N hasta 1.536 Mbps; donde N=1 a 24.
- 20 Detección activa de voz (VAD).
- 21 Patrón de supresión repetitivo (RPS).
- 22 Derivación e inserción de información.

Lista de aplicaciones (APX).

- 1 Punto a punto redes privadas.
- 2 En nodos de baja densidad con MEGAMUX TMS.
- 3 Aplicación Delta.
- 4 En medios de interconexión Fraccional T1, (FT1) E1/T1.
- 5 Multipunto.
- 6 Multipuerto.
- 7 Configuración de anillo.
- 8 Configuración de estrella.
- 9 Configuración de malla.
- 10 Punto - multipunto.
- 11 Punto - red pública.
- 12 Alimentador T1.
- 13 Multinodo.
- 14 Transmisión por fibra óptica.
- 15 Transmisión por radio.
- 16 Transmisión por cable.
- 17 Funcionamiento como T1 fraccional.
- 18 Conexión de redes públicas y privadas.

4.3 Puentes.

En la sección 3.7.1 se explica la teoría básica de los puentes, su aplicación en la interconexión de redes y la característica de ser independientes de los protocolos.

Comercialmente no existe una gran variedad de puentes, como sucede con los modem y multicanalizadores; usualmente las marcas poseen dos o tres modelos en toda su gama de productos.

Se pueden encontrar puentes con velocidades de transmisión de datos hasta 64 kbps; con la facilidad de combinar redes de diferentes tipos como: Ethernet, Token ring, StarLAN, y redes de área amplia (WAN) con T1, T1 fraccional, DDS e ISDN.

Existen también ciertos puentes de alta velocidad que sólo pueden interconectar redes de una misma topología (ej. token ring) con capacidades de filtrar más de 25,000 paquetes por segundo, transmitir más de 12,000 paquetes por segundo y almacenar hasta 40,000 direcciones de nodo.

Los precios son variados según su complejidad y se encuentran en un rango de \$ 6000 a \$ 24000.

4.4 Convertidores.

4.4.1 Convertidores de Interface.

Debido a que existen varios tipos de interfaces (como se explicó en la sección 3.4) y se necesita conectar diversos equipos con interfaces diferentes, los convertidores de interface son necesarios para lograr una versatilidad en las conexiones y aplicaciones del sistema.

Todos los convertidores son bidireccionales y se listan a continuación un grupo de ellos:

- a) EIA 232-D/ CCITT V.24 <--> CCITT X.21
 EIA 232-D/ CCITT V.24 <--> CCITT V.35 (V.36)
 EIA 232-D/ CCITT V.24 <--> EIA 530
- } Velocidad de datos hasta 80 Kbps.
- b) RS-422 <--> RS-232
 RS-422 <--> CCITT V.35
 RS-232 <--> CCITT V.35
- } Conectores hembras.
- c) RS-232 <--> CCITT V.35 (Velocidad hasta 64 Kps).
 (Conector macho) (Conector hembra).
- d) RS-422 <--> CCITT V.35 (Velocidad hasta 250 Kbps).
 (Conector macho) (Conector hembra).
- e) RS-232 <--> RS-422
 RS-232 <--> RS-485
- } Velocidad hasta 64 Kbps.
- Todos con conectores hembra.
- f) RS-232 <--> IEEE-488 (Velocidad de 110 bps hasta 57.6 Kbps) posee buffer de 32 Kbytes.
- g) RS-232 <--> MIL - 188/114 (Velocidad hasta 64 Kbps).
 Para comunicar equipo normal con equipo que utiliza estándares militares.
- h) RS-449 <--> RS-232
 (Equipo DCE) (Equipo DTE).
- i) RS-449 <--> RS-232
 (Equipo DTE) (Equipo DCE).
- j) DTMF <--> ASCII (Velocidad de datos de 75 a 9600 bps).

Para convertir señales telefónicas a caracteres ASCII y viceversa.

Los precios de estos equipos se encuentran en un rango de \$95 para los más sencillos hasta \$ 570 para los más complicados.

4.4.2 Convertidores Sincrono/Asincrono.

Estos convertidores son utilizados para conectar equipo de datos (DTE) asíncronos a equipo de comunicación (DCE) síncronos.

Existen pocos dispositivos discretos de este tipo ya que la mayoría de DCE lo incorporan en forma integrada, sin embargo es necesario mencionarlo como parte de los productos de comunicación.

Como se dijo anteriormente sirven para conectar un DTE asíncrono a un DCE síncrono. Las velocidades máximas sincrónicas a las que trabajan son de 19.2 Kbps y aceptan caracteres asíncronos desde 6 hasta 11 bits. Sus modos de operación son Full-duplex, half-duplex y en algunos equipos también simplex. La interface utilizada es la RS-232 de 25 pines con conector macho del lado asíncrono y hembra del lado síncrono.

Un particularidad que poseen estos equipos es que pueden aumentar la velocidad síncronica 2, 4, o hasta 8 veces la velocidad asíncrona.

El precio de un equipo de estos puede estar alrededor de los \$ 300.

4.4.3 Adaptadores de Línea.

Son equipos usados para conmutar de la línea privada (4 hilos) a la línea de red telefónica (2 hilos) como un respaldo en respuesta a fallas o degradaciones en la calidad de la línea privada. La conmutación se puede realizar en forma manual o automática.

4.5 DSU (Data Service Unit).

En otros países, la transmisión por línea se puede llevar a cabo además de red conmutada pública (donde se transmiten señales analógicas) por una red de líneas especiales que transmiten señales digitales. Para ese fin se utilizan los equipos llamados DSU.

En nuestro país no existe ese servicio sin embargo se pueden utilizar esos equipos para la comunicación digital en áreas pequeñas (ej. un edificio) o a distancias cortas por líneas propias, adecuadas para ese tipo de transmisión.

Comercialmente existe una relativa variedad de DSU y entre sus características comunes están:

a) Para trabajar en enlaces punto a punto o punto a multipunto.

b) Con modo de operación full duplex a 4 hilos y en pocos casos half-duplex.

c) El código de línea al que convierten la señal es el bipolar con retorno a cero.

d) Las interfaces utilizadas son la RS-232D y la CCITT V.35 (ésta última especialmente para velocidades de 56 Kbps).

e) Opera con velocidades sincrónicas de 2.4, 4.8, 9.6, 19.2 y 56 Kbps y con velocidades asíncronas de 1.2, 1.8, 2.4, 4.9, 9.6, y 19.2 Kbps (algunos sólo operan en forma síncrona). Entre las pruebas que realizan están el loopback local y remoto, así como self-test. Algunos pueden operar como modem de corta distancia.

En la Tabla 4-3 se presenta un resumen de las características principales de varios DSU.

Tabla 4-3. Equipos DSU.

DSU CSU	Aplicaciones	Formato de datos	Código de línea	Interface	Velocidad de datos (Kbps)	Modalidad	Modo de Operación:		Otros
							FD	HD	
(a)	P-P	-----	-----	V.35	56	-----	*		LDM (19.2, 38.4 Y 50)
(b)	P-P, P-MP	Sinc: Serial, Binario	Bipolar RZ	V.35	Hasta 56 (Sinc)	\$ 770	*	*	loopback de línea local de línea remota y self test
(c)	P-P, P-MP	Sinc: Serial, bin; Asinc: Serial, binario	Bipolar RZ	RS-232	2.4, 4.8, 9.6 (Sinc o Asinc)	\$ 730	*	*	loopback de línea local de línea remota y self test
(d)	P-P, P-MP	Sinc. serial, bin; asin. serial, bin; 6-9 bits	Bipolar RZ	EIA 232-D V.35	2.4, 4.8, 9.6 19.2 Y 56	Conv. Asin/sinc hasta 19.2K	*	---	Diagnóstico local y remoto; Puede op. como modem LDM en P-P sobre línea privada
(e)	P-P, P-MP	Sinc, binario serial	Bipolar RZ	EIA 232-D CCITT V.35	2.4, 4.8, 9.6 Y 56	-----	*	---	loopback de líneas terminal remota y self test
(f)	P-P, P-MP	Sinc. Bin, Serial; Asin. Bin, Serial; 8-11 bits	Bipolar RZ	CCITT V.35; EIA 232 D	Sinc. 2.4, 4.8, 9.6, 19.2 y 56; Asin. 1.2, 1.8, 2.4, 4.8, 9.6, 19.2	-----	*	---	Puede ser usado como LDM; loopback de línea terminal remota y self test
(g)	P-P, P-MP	-----	-----	EIA 232-D	2.4, 4.8, 9.6 19.2 Sin. o Asinc.	Puede conmutar a red pública con respaldo (2.4, 4.8, 9.6)	*	---	En sistema normal tx en digital y en el sistema de respaldo transmisión analógico.
(h)	P-P, P-MP	Sinc: bin, serial; Asin. bin, serial; 8-11 bits	Bipolar RZ	EIA 232-D	Asin. 1.2, 1.8 2.4, 4.8, 9.6 y 19.2; Sinc. 2.4, 4.8, 9.6 y 19.2	-----	*	---	Puede ser usado como LDM; loopback de línea terminal remota y self test.
(i)	P-P, P-MP	-----	-----	RS 232	2.4, 4.8, 9.6 Y 56	-----	*	---	Diagnóstico de unidad remota
(j)	P-P, P-MP	-----	-----	RS 232 V.35	2.4, 4.8, 9.6 Y 56	-----	*	---	-----
(k)	P-P, P-MP	-----	-----	RS 232	2.4, 4.8, 9.6	-----	*	---	-----

4.6 Equipo de Medición.

4.6.1 Equipo de Medición para Sistemas PCM.

4.6.1.1 PCM-2.

El equipo de medición PCM-2 puede medir la distorsión de cuantificación, la relación señal-distorsión total proporcionando una lectura directa de ésta. Para la medición de estos parámetros, es aplicada a la entrada del canal a ser medido una señal de ruido de banda angosta de 350 a 550 Hz; o una señal sinusoidal de 420 Hz. En el canal, el receptor es colocado a la frecuencia de transmisión y la señal de ruido adicional debida al error de cuantificación es medido en la banda de 815 a 3330 Hz.

La variación de ganancia con el nivel de entrada puede ser selectivamente medido con una señal sinusoidal de 814 Hz o como una alternativa más; con una señal de ruido pseudoaleatorio de prueba (350 a 550 Hz). Este ruido pseudoaleatorio es adecuado para mediciones a plena carga del sistema debido a su buena relación pico/r.m.s.

Todos los niveles de salida son ajustables en incrementos de 2 a 0.1 dB, genera 114 señales sinusoidales en el rango de 300 a 3400 Hz y puede ser utilizado para la medición de canales sin información ("idle").

4.6.1.2 PCM-4.

Con este equipo se puede efectuar mediciones de medio canal y canal completo, hacer representaciones gráficas de las características de funcionamiento de los objetos bajo prueba.

La respuesta en frecuencia, la variación de la ganancia con respecto al nivel de entrada a la distorsión total de un objeto bajo prueba pueden representarse en la pantalla del equipo.

El ruido en los canales sin información ("idle"), pueden ser representados en un histograma para todos los canales telefónicos bajo prueba.

Proporciona la ventaja de realizar mediciones totalmente automáticas sin necesidad de un controlador externo. Además de ser controlado remotamente.

4.6.1.3 Analizador de PCM.

Es adecuado para hacer mediciones de prueba o monitoreo en canales de voz o datos desde cualquier punto de acceso en circuitos T1 (1.544Mbps); incluyendo en circuitos T1 fraccional, DSOA, DSOB, DSO y frecuencia vocal (VF).

Detecta y cuenta los siguientes parámetros: violaciones bipolares, errores de estructura y errores CRC. Proporciona además, acceso a canales full-duplex para pruebas externas.

4.6.1.4 Analizador de Estructuras.

Es un equipo de medición adecuado para instalación y mantenimiento de equipo de transmisión y de conmutación que ha sido conectado a una red de datos. Se pueden analizar estructuras de entrada y salida simultáneamente.

Se pueden examinar dos estructuras de 2.048 Mbps simultáneamente (transmisión y recepción), ya que posee dos secciones de recepción completamente separados e independientes.

La señalización es mostrada como un diagrama de pulsos en un

impresor interno; o puede ser hecho por un osciloscopio externo.

4.6.1.5 Medidor de Error de Bit.

Es apropiado para sistemas PCM de la primera a la cuarta jerarquía recomendada por el CCITT. Adecuado para la medición: error bit, de bloque y de código.

Posee un generador de patrón, un dispositivo medidor de error y un impresor de tira para grabar los valores medidos. La cuenta de error es efectuada a intervalos de un segundo a 99 días.

4.6.2 Medidor Selectivo de Nivel.

Es un equipo adecuado para los sistemas de transmisión de frecuencia portadora con hasta 300 canales de voz; pudiéndose realizar mediciones selectivas y de banda ancha de nivel de ruido en puntos de prueba balanceados y no balanceados. Puede realizarse además mediciones en el rango de voz y audio.

4.6.3 Equipo de Prueba de Audio Combinado.

Es una combinación de un generador de audio y un monitor de frecuencia vocal. Es adecuado para mediciones análogas en equipo modem y para realizar mediciones de frecuencia y de nivel de audio en las comunicaciones de datos de grado de voz en canales dedicados o de marcación. Un tono fijo de 1004 Hz puede ser generado o continuamente ajustado desde 250 Hz a 4000 Hz. El nivel de salida es también ajustable.

4.6.4 Equipo de Prueba de Audio.

Es adecuado para instalación y mantenimiento de circuitos de líneas dedicadas o de marcación. Es capaz de ajustar todas las

mediciones de transmisión analógica básica; además puede medir el impulso de ruido, la relación pico promedio y la relación señal-ruido.

4.6.5 Probador de Modem y Línea.

Este equipo prueba la ejecución de modems síncronos de portadora continua y conmutada bajo simulación de condiciones de operación. Este proporciona un método para el ejercitamiento dinámico del ecualizador, la sincronización y la recuperación de la portadora en modems síncronos.

Prueba la razón de error de bit para determinar la ejecución estática de las condiciones modems/línea. Asegura que el modem pueda igualarse y sincronizar en forma repetitiva para acortar la duración de la transmisión.

Las aplicaciones incluyendo loopback análogo, portadora constante dedicada (4 hilos), marcación punto a punto (2 hilos).

4.6.6 Simulador de Enlace de Datos.

Este equipo simula dos modems y un enlace de comunicación insertando retrasos y errores tal que el usuario pueda determinar que efectos producen en los protocolos.

El simulador es ideal para probar protocolos half-duplex o full-duplex y su respectiva eficiencia y comportamiento ante errores. Los protocolos computador/terminal, fácilmente son probados. El simulador introduce errores de varias longitudes y retrasos de propagación tan largos como 500 milisegundos en cada dirección. En la Figura 4-5 se muestra un diagrama de operación.

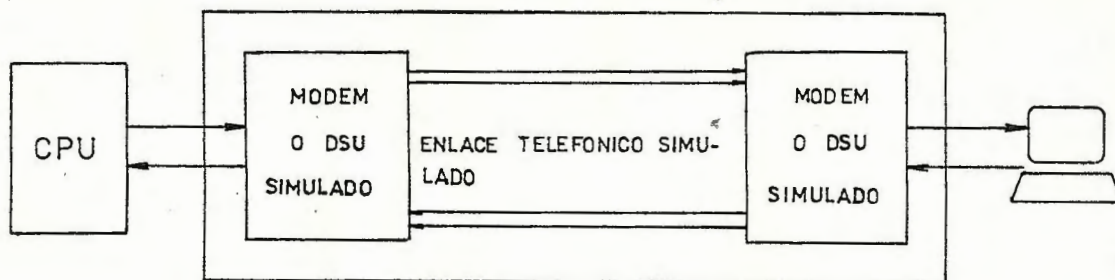


Figura 4-5.

Simulador de enlace de datos.

4.6.7 Probador de Enlace de Datos I.

Prueba los enlaces de comunicación de datos síncronos incluyendo cualquier modem y multiplexor.

El equipo genera los datos de prueba, los transmite a través del sistema y analiza los datos recibidos. Posee los patrones de prueba seleccionables. Un frecuencímetro va incluido para medir el reloj transmisor y receptor. El probador opera en 10 velocidades seleccionables desde 600 bps hasta 64 Kbps. Posee interface RS-232, V.35 Y RS-422. En la Figura 4-6 se muestra un esquema de operación.

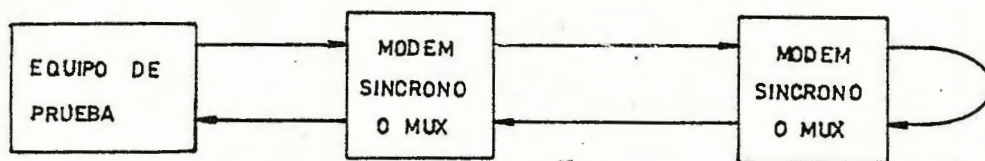


Figura 4-6.

Probador de enlace de datos I.

4.6.8 Probador de Enlace de Datos II.

Este equipo proporciona prácticamente todas las capacidades de diagnóstico, prueba y medición necesaria para cualquier red de comunicación de datos. Proporciona una selección extensiva

de pruebas incluyendo varias para asegurar conformidad con los requerimientos de T1. El equipo incluye interfaces V.35, RS-232, RS-422, MIL 188 y bipolares. Examina modems, CSU/DSU y multiplexores síncronos, asíncronos y T1.

Genera datos de prueba los cuales pueden ser enlazados a través del sistema, analiza los datos recibidos y presenta los resultados. Estos equipos pueden ser usados en pares uno a cada lado del enlace de datos.

El equipo opera a velocidades desde 50 bps hasta 6 Mbps. La Figura 4-7 muestra un diagrama de operación.

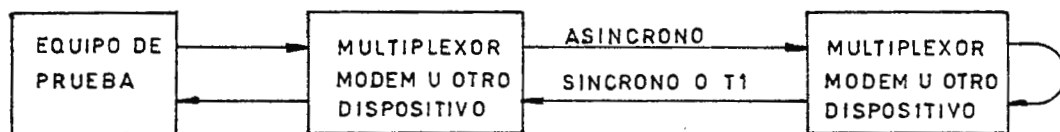


Figura 4-7.

Probador de enlaces de datos II.

4.6.9 Equipos para Radio.

4.6.9.1 Analizador Espectral.

El análisis espectral se define como el estudio de la distribución de energía a través del espectro de frecuencia de una señal eléctrica dada. De este estudio se obtiene información valiosa acerca del ancho de banda, efectos de diferentes tipos de modulación, etc., la cual es útil en el diseño y prueba de circuitos de RF y de pulsos.

Debido a las capacidades y las limitaciones de la instrumentación, el análisis espectral se divide en dos

categorías principales:

1) Análisis de espectros de audio.

2) Análisis de espectros de RF, este análisis cubre el rango de frecuencias de 10 MHz a 40 GHz y es el más importante pues incluye una vasta mayoría de comunicaciones, instrumentación industrial, navegación y bandas de radar.

Este instrumento encuentra aplicaciones como herramienta para la medición de atenuación, desviación de FM, frecuencia y características de pulsos.

El analizador espectral está diseñado para representar gráficamente un trazo de amplitud versus frecuencia de una porción seleccionada del espectro bajo investigación, en él las señales se descomponen en sus componentes de frecuencia se y despliegan a lo largo del eje X de un CRT (tubo de rayos catódicos), el cual está calibrado en frecuencia, para una presentación de la amplitud de la señal.

Un voltaje constante, una frecuencia fundamental y su segundo armónico se suman algebraicamente para formar una onda que eventualmente llega a ser una onda cuadrada a medida que más y más armónicos se suman en fase con la fundamental. Un trazo espectral, en el dominio de la frecuencia mostraría las amplitudes y fases de un número infinito de armónicos.

Cuando este pulso se emplea para modular en amplitud una portadora, se hacen las sumas y diferencias de la portadora y todos los componentes armónicos contenidos en el pulso. Las frecuencias armónicas producen bandas laterales múltiples de la misma manera que la señal modulante, en la modulación de

amplitud lo hace. Estas bandas laterales múltiples son las llamadas líneas espectrales en el trazo del analizador. Habrá dos veces tantas bandas laterales o líneas espectrales como frecuencias armónicas contenidas en el pulso modulante para un pulso rectangular perfecto, el número de lóbulos laterales es infinito. El lóbulo principal contiene la frecuencia portadora representada por la línea más larga en el centro.

El número de aplicaciones posibles es tan grande como la imaginación del usuario de este instrumento, sin embargo se presenta una lista de algunos ejemplos representativos:

- 1) Mediciones de ancho de los pulsos.
- 2) Mediciones de desviación de FM.
- 3) Pruebas de interferencia de RF.
- 4) Mediciones de patrones de antenas.

4.6.9.2 Frecuencímetro.

Son los instrumentos más exactos y flexibles con que se dispone para la medición de frecuencias desconocidas. Frecuencias desde corriente continua hasta los rangos de los gigahertz se pueden medir con estos instrumentos. Además de que la mayoría de los eventos se pueden convertir en una señal eléctrica que consiste en un tren de pulsos, los frecuencímetros se pueden utilizar para medir eventos tales como: Los latidos del corazón las revoluciones del eje de un motor, etc.

4.6.9.3 Osciloscopio.

El osciloscopio es un instrumento de laboratorio extremadamente versátil, empleado para la medición y análisis de

formas de onda y otros fenómenos en los circuitos electrónicos.

Básicamente el osciloscopio es un graficador X-Y que despliega una señal de entrada contra otra o contra el tiempo, es capaz de medir señales de frecuencia hasta los 500 MHz. Se pueden realizar mediciones de voltaje, corriente, tiempo, fase y frecuencia.

Existen además otros tipos de osciloscopios capaces de medir frecuencias hasta de 14 GHz; éstos utilizan una técnica de muestreo para la medición de señales. Este tipo de osciloscopio es utilizado para señales repetitivas de alta frecuencia.

4.7 Equipos de Radio.

Algunos de los equipos anteriormente expuestos (modems) sirven para comunicación por el medio cable ya sea retorcido o fibra óptica, sin embargo para el otro medio estudiado como es el espacio se utilizan otros equipos: los de radio.

Existe una gran variedad de equipos de radio, la Tabla 4-4 presenta algunos de ellos y sus características principales.

Debido a esa gama, para la selección de un equipo particular se tomarán en cuenta en primer lugar los siguientes pasos para reducir el número de equipos a considerar.

a) Banda de frecuencia, se determinará la frecuencia de operación de la red según sus características y distribución. También según la utilización del espectro y frecuencias disponibles.

b) Capacidad/velocidad, del enlace de radio dada por las características de la red y adicionándole cierta cantidad para su crecimiento.

c) Configuración, que podrá ser punto a punto o punto a multipunto, la que sea más adecuada para el caso en particular.

Los equipos restantes podrán ser excluidos hasta llegar al deseado para la aplicación, observando características más específicas como nivel de transmisión, sensibilidad, modulación, etc.

Lista de características especiales (CEX).

- 1 Comunicación analógica.
- 2 Comunicación digital.
- 3 Full duplex.
- 4 Half duplex.
- 5 Corrección de errores.
- 6 Configuración punto a punto.
- 7 Configuración punto a multipunto.
- 8 Código HDB3.

Ganancia del Sistema < dB >	Sensibilidad < dBm >	Características Especiales	Aplicaciones y Comentarios
-	-93(2)	-	-
-	-113	CE1, 4, 7	-
-	-113	CE1, 3, 4, 6	-
-	-91(1)	CE8	-
100.5(3)	-	CE5	Radio digital para Portadora Común.
110(3)	-	CE5	Radio digital para Portadora Común.
113(3)	-	CE5	Radio digital para Portadora Común.
105(1)	-	-	Radio Digital para sistemas Priv/Ind/Internac.
105(1)	-	-	Radio Digital para sistemas Priv/Ind/Internac.
107(1)	-	-	Radio Digital para sistemas Priv/Ind/Internac.
100(1)	-	-	Radio Digital para sistemas Priv/Ind/Internac.
105 a 109(1)	-	-	Radio Digital para Aplicaciones de Port. Común
102 a 106(1)	-	-	Radio Digital para Aplicaciones de Port. Común
105 a 109(1)	-	-	Radio Digital para Aplicaciones de Port. Común
107 a 119(1)	-	-	Radio Digital para Aplicaciones de Port. Común
100 a 104(1)	-	-	Radio Digital para Aplicaciones de Port. Común
105(1)	-	CE5	Radio Digital para sistemas Ind/ Privados
116(1)	-	CE5	Radio Digital para sistemas Ind/ Privados
104 a 108(1)	-	-	Radio Digital para sistemas Priv/Ind/Internac.
104 a 108(1)	-	-	Radio Digital para sistemas Priv/Ind/Internac.
106 a 111(1)	-	-	Radio Digital para sistemas Priv/Ind/Internac.
99 a 103(1)	-	-	Radio Digital para sistemas Priv/Ind/Internac.
109 a 144(1)	-	-	Radios para aplicaciones de Gobierno
104 a 108(1)	-	-	Radios para aplicaciones de Gobierno
106 a 111(1)	-	-	Radios para aplicaciones de Gobierno
99 a 103(1)	-	-	Radios para aplicaciones de Gobierno
103 a 107(1)	-	-	Radio Digital para aplicaciones de Portadora Común
109 a 113(1)	-	-	Radio Digital para aplicaciones de Portadora Común
106 a 110(1)	-	-	Radio Digital para aplicaciones de Portadora Común
90 a 102(1)	-	-	Radio Digital para aplicaciones de Portadora Común
100 a 109(1)	-	-	Radio Digital para aplicaciones de Portadora Común
106(1)	-	-	Radio Digital
100(1)	-	-	Radio Digital
96(1)	-	-	Radio Digital
-	-75(3)	CE1, 2, 6	Distancia MAX 15 Millas
-	-75(3)	CE6	-
-	-78(1)	CE8	-

Tabla 4-4. Equipos de radio.

Tipo	Banda de Frec. < G Hz >	Velocidad < Kbps >	Capacidad < ch >	Modulación	Nivel de TH < dBm >	Nivel < dB >
1	0.790--0.960	64	-	FSK	≥ 73.9	-30
2	0.928--0.960	9.6	16	-	+37	-110
3	0.953--0.960	9.6	-	-	+10	-21
4	1.7--1.9	8000	-	QPSK	+30--+35	-9
5	1.7--2.3	-	288	-	+28	-
6	1.7--2.3	-	192	-	+30	-
7	1.7--2.3	-	96	-	+30	-
8	1.7--2.3	-	672	QAM64	+29	-
9	1.7--2.3	-	672	QAM64	+29	-
10	1.7--2.3	-	1344	QAM16	+30	-
11	1.7--2.3	-	2016	QAM64	+29	-
12	3.7--4.2	-	672	QAM64	+29 a +33	-
13	3.7--4.2	-	1344	QAM64	+26 a +33	-
14	5.9--6.4	-	672	QAM64	+29 a +33	-
15	5.9--6.4	-	1344	QAM16	+30 a +35	-
16	5.9--6.4	-	2016	QAM64	+29 a +33	-
17	6.525--6.875	-	288	-	+30	-
18	6.525--6.875	-	96	-	+30	-
19	6.4--7.1	-	672	QAM64	+29 a +33	-
20	6.4--7.1	-	672	QAM64	+39 a +33	-
21	6.4--7.1	-	1344	QAM16	+30 a +35	-
22	6.4--7.1	-	2016	QAM64	+29 a +33	-
23	7.1--8.5	-	672	QAM16	+30 a +35	-
24	7.1--8.5	-	672	QAM64	+29 a +33	-
25	7.1--8.5	-	1344	QAM16	+30 a +33	-
26	7.1--8.5	-	2016	QAM64	+30 a +33	-
27	10.7--11.7	-	672	QAM64	+28 a +32	-
28	10.7--11.7	-	372	QAM16	+30 a +34	-
29	10.7--11.7	-	1344	QAM16	+29 a +34	-
30	10.7--11.7	-	2016	QAM64	+28 a +32	-
31	10.7--11.7	-	288	-	+27 a +36	-
32	17.7--19.7	-	96	4FSK	+20	-
33	17.7--19.7	-	192	4FSK	+20	-
34	17.7--19.1	-	672	4FSK	+20	-
35	21.2--23.6	1544 6312	-	FSK	+18	-7
36	21.2--23.6	64	-	FSK	+18	-7
37	27.5--29.5	2048	32	2PSK	+15	-

<1> para BER = 10⁻³
 <2> para BER = 10⁻⁴
 <3> para BER = 10⁻⁶

CAPITULO V

DISEÑO DEL SISTEMA

5.1 Introducción.

Para aplicar los fundamentos teóricos presentados en los capítulos anteriores y definir el procedimiento para el diseño de sistemas de transmisión de datos independientes de la red de ANTEL se presenta el modelo de diseño de una empresa financiera de El Salvador; de la cual se ha tomado la mayoría de sus sucursales en el departamento de San Salvador y la sucursal en el departamento de La Libertad; siendo en su totalidad 11 sucursales que serán interconectadas.

5.2 Planteamiento del Sistema Modelo.

Se desea integrar las comunicaciones telefónicas, LAN y datos de la institución; el sistema debe estar capacitado para crear nuevas sucursales, cajeros automáticos, terminales, teléfonos, PBX, LAN y fax. El sistema debe ser mantenido por técnicos de la empresa por lo que se requiere un plan de mantenimiento y capacitación; además del equipo de medición necesario.

5.2.1 Ubicación de las Sucursales.

Lugar	# de pisos	Dirección
Oficina central (OC).	4	6a. Av. Sur # 118.
Sucursal 1 (S1).	6	Alameda Roosevelt y 41 Av. Sur.
Sucursal 2 (S2).	2	Alameda Roosevelt y 51 Av. Sur.

Lugar		# de pisos	Dirección
Sucursal 3	(S3).	1	73 Av. Nte. Col. Escalón.
Sucursal 4	(S4).	1	Paseo Gral. Escalón Edif. Caribe.
Sucursal 5	(S5).	4	29 C. Pte. y 3ra. Av. Nte.
Sucursal 6	(S6).	1	12 C. Pte. y Av. 29 de Agosto.
Sucursal 7	(S7).	1	75 y 79 Av. Sur.
Sucursal 8	(S8).	1	6 C. Pte. y Av. Cuscatlán.
Sucursal 9	(S9).	1	Centro Comercial UNICENTRO
Sucursal 10	(S10).	1	3a. Av. Sur 2-5 Sta. Tecla.
Cajero Automático1 (C1)	-	-	METROCENTRO norte.
Cajero Automático2 (C2)	-	-	Centro Comercial UNICENTRO
Cajero Automático3 (C3)	-	-	Ciudad Merliot.

5.2.2 Especificaciones.

a) La oficina central (OC) cuenta con un computador central de 128 puertos series programables entre 1.2 y 64 Kbps e interfaz RS-232 o RS-422, un PBX con 48 troncales de unión (2 hilos audio, 2 hilos señalización) y 3 redes de área local en bus (financieras, créditos y depósitos, gerencia).

b) Las sucursales S1, S3, S5, S10 deberán ser consideradas con prioridad; es decir en ningún momento pueden quedar incomunicadas con OC. Cada una de estas sucursales cuenta con 10 terminales conectadas a OC, un PBX con 12 troncales de unión y una LAN token ring.

c) Las sucursales S2, S4, S6, S8 y S9 cuentan cada una con una PBX de 4 troncales (excepto S2 y S8) y 8 terminales de datos.

d) Considerar dos enlaces adicionales con OC para conectarlo con el Banco Central de Reserva (BCR) y con Los Angeles California.

5.2.3 Asunciones.

- a) Asumir que todos los lugares tienen aire acondicionado.
- b) Asumir en cada sucursal plantas de emergencias de 50 KVA con un 25% de su capacidad por cubrir, así como también UPS de 20 KVA con un 20% de su capacidad por cubrir.

5.3 Distribución topográfica.

Para la distribución del medio de transmisión deberán ubicarse en un mapa de la ciudad los puntos a conectar para tener una visión amplia de ellos y de la red a diseñar. Luego deberán realizarse las diferentes topologías de red, tomando en cuenta que ésta presente la redundancia adecuada para el cumplimiento de las especificaciones. En la Figura 5-1 se presenta la ubicación topográfica de las sucursales; en la que se puede observar que las sucursales 9 y 10 se encuentran más alejadas de OC que las demás sucursales.

5.4 Justificación del Medio.

En el capítulo 1 se presentaron las características de transmisión de los 3 medios posibles; cables, radio frecuencia y fibra óptica.

S9 (UNICENTRO)
o

△ S5 (29 c.p y 3ª av. Nte.)

S4 (Paseo Gral. Escatón
Edif. Caribe)
o
S3 △
(73 av. Nte. Col. Escatón)

o S2 (Al. Roosevelt y 51 av. Sur)
△ S1
(Al. Roosevelt y
41 av. Sur)

△ OÇ (6ª av. Sur 118)

o S8 (6ª C.P. y av. Cuscatlán)

o
S7 (75 y 79 av. Sur)

o S6 (12 C.P. y av. 29 de agosto)

△ o
S10 (3ª av. Sur 2-5 Sta. Tecla)

Figura 5-1.

Localización de sucursales.

El medio cable presenta características mayores de atenuación a altas frecuencias por lo que es necesario el uso de regeneradores para la transmisión a grandes distancias; por ejemplo el caso de la conexión de S10 con OC. Por otro lado el uso de fibra óptica es el mejor ya que posee bajos niveles de atenuación; pero existe la limitante de su alto costo; además hay poco equipo disponible. Para los dos medios anteriores se necesitaría de una estructura adecuada para llevar el conductor de un punto a otro; postes en caso de que sea aéreo y tubos en caso de que sea subterráneo, además que para la canalización subterránea se incurriría en un costo de colocación de dichos canalizadores.

El medio radio evita los inconvenientes de canalización o de colocación de postes, se puede transmitir a altas velocidades; en caso de falla se puede encontrar con mayor facilidad el lugar de la falla que en el caso de cable o fibra.

5.5 Topología de la Red.

La primera opción para la red fue unir todos los puntos por medio de radio enlace en una topología en estrella (Figura 5-2). para lo cual era necesario la ubicación del punto central en un lugar más alto que todas las sucursales. Se utilizó el Boquerón como punto principal. Sin embargo, esa posibilidad fue descartada por ser una red centralizada lo que implicaba que si el punto central de enlace fallaba, no existirían rutas alternas y la comunicación quedaba interrumpida. Por lo tanto se pensó en descentralizar la red, dejando siempre el Boquerón como punto .pa

de enlace con las sucursales más lejanas S10 y S9 (Figura 5-3) y uniendo las sucursales principales. Sin embargo, varios de esos enlaces no era posible realizarlos ya que al hacer el perfil de trayectoria no existía línea vista y para lograrlo era necesario torres extremadamente altas. Uno de esos enlaces era OC-S1, el cual era obstaculizado principalmente por la Iglesia Catedral Metropolitana por un margen de 10 m y que para superarlo significaba colocar torres mayores de 10 m en las azoteas de los puntos a unir o a un extremo una torre mucho mayor de los 10 m para reducir la altura de la torre en el otro punto. Otros enlaces que no se pudieron realizar fueron S3-S5, S1-S5. Debido a esos inconvenientes se estructuró nuevamente la topología (Figura 5-4), en la cual se trató de usar las sucursales no importantes como puntos intermedios como por ejemplo S8 para conectar S1 con OC y S2 y S4 para conectar S1 y S3. Para poder conectar S5 con S3 se buscó un punto intermedio el cual debería ser un edificio bastante alto. Entre los edificios propuestos están: edificio Scan, Torre Roble y Condominio Los Héroes. De estos enlaces los que no se pudieron realizar son : S1-S8 ya que S8 es una sucursal de un piso y se encuentra rodeada por edificios de 4 pisos; S3-S1 en la sección S4-S2, aquí el obstáculo era la plaza Las Américas; S5-S3 a través del edificio Scan ya que la sección S3-Scan estaba obstaculizada por la Torre Roble. Después de todos esos ensayos se determinó que enlazar S1 con OC no era posible al igual que el enlace S3-S1, quedando solamente un enlace de comunicación con OC por lo que se decidió un enlace alternativo con

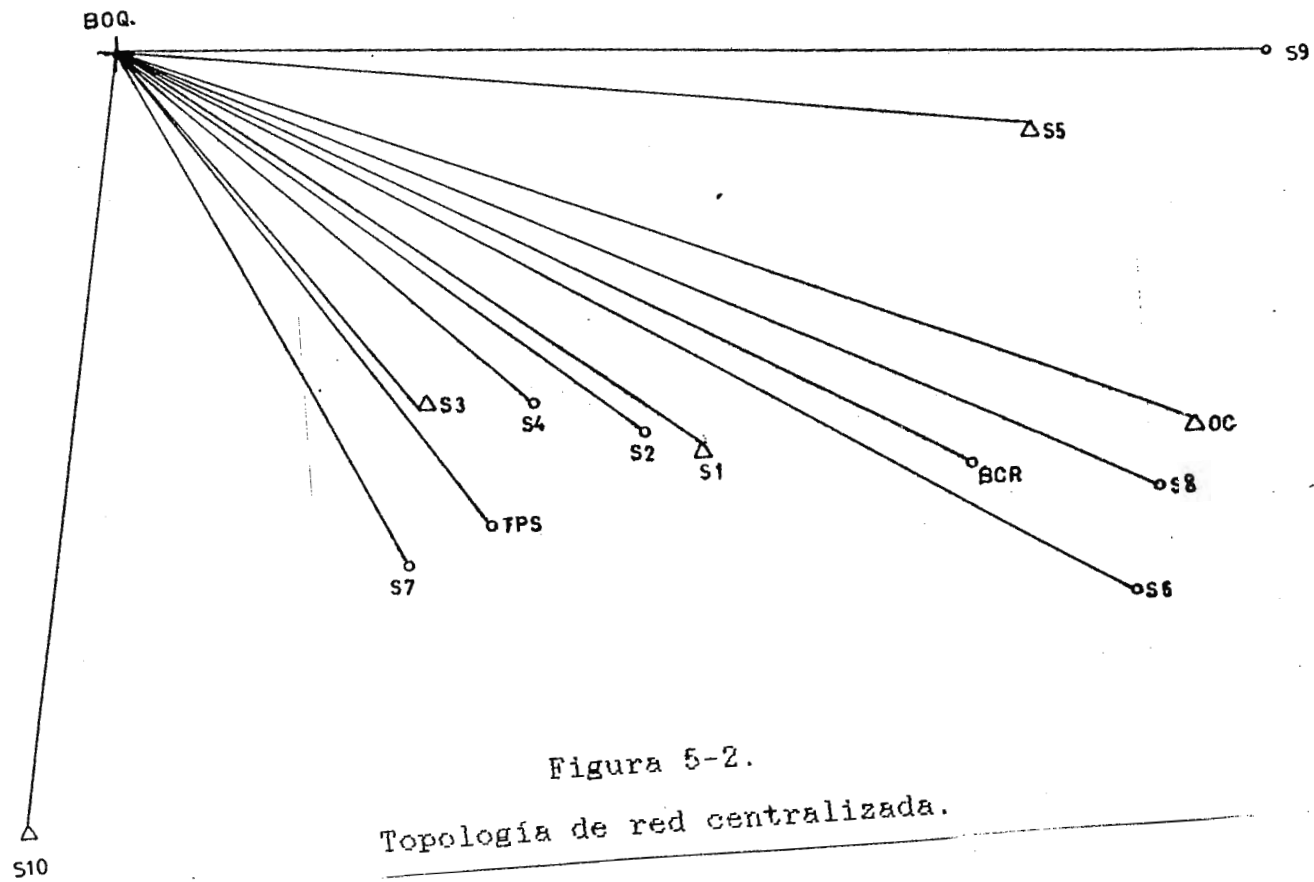


Figura 5-2.
Topología de red centralizada.

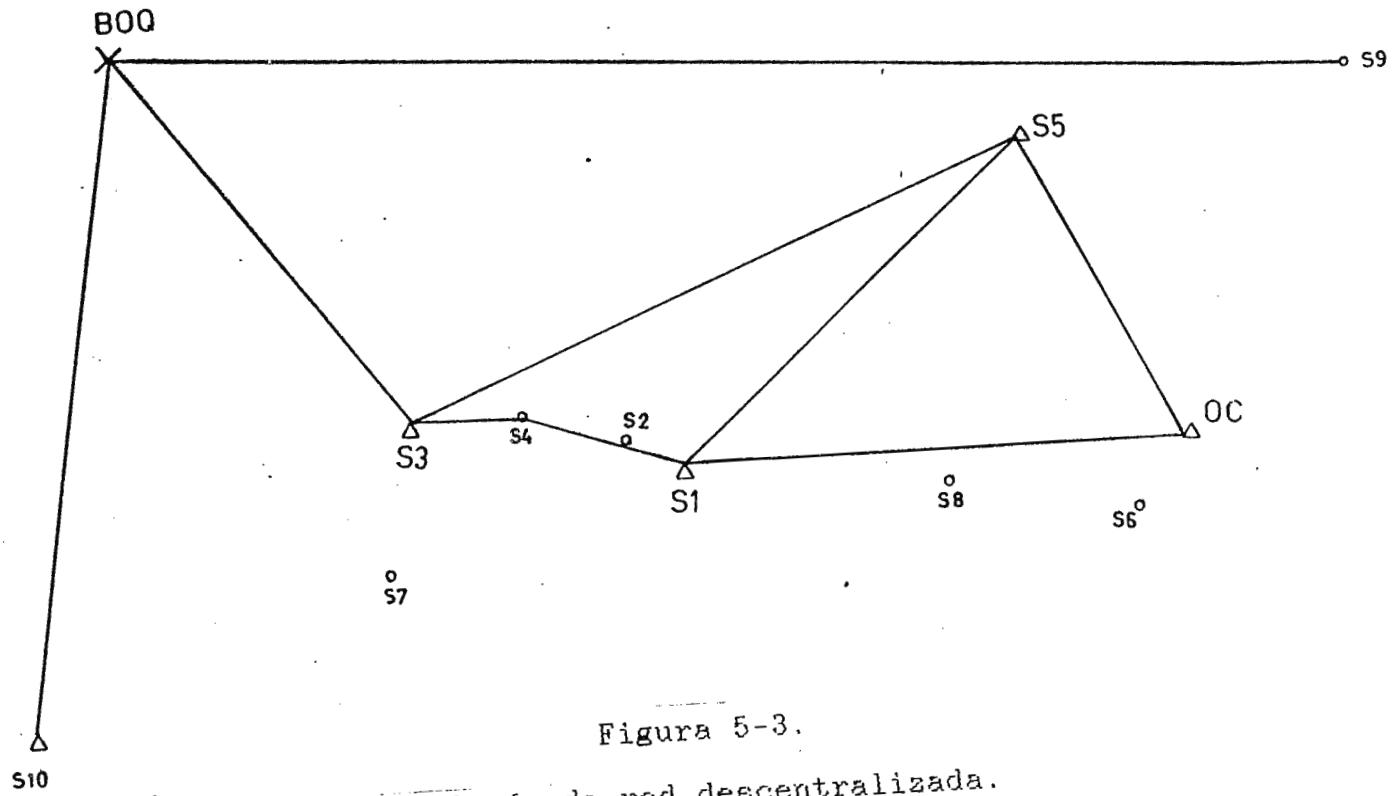


Figura 5-3.

Topología de red descentralizada.

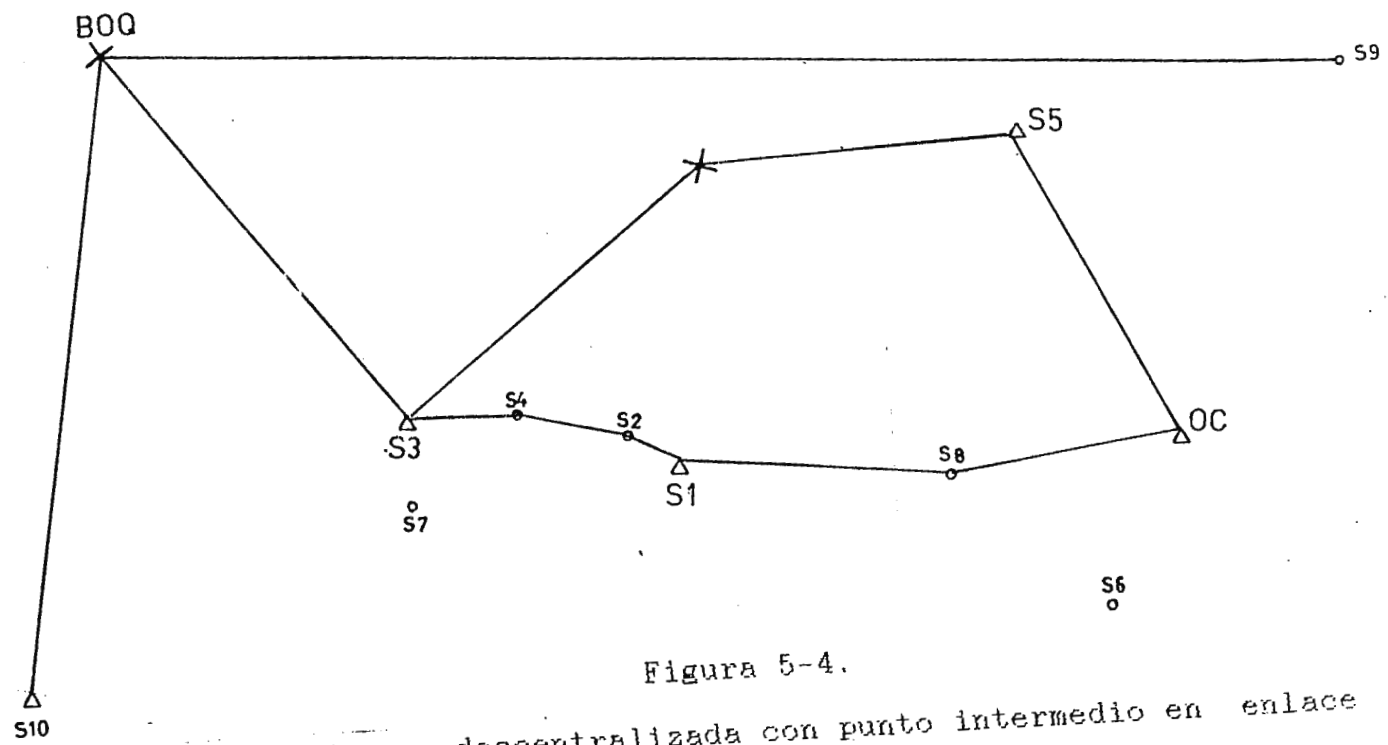


Figura 5-4.
 Topología de red descentralizada con punto intermedio en enlace
 S3-S5.

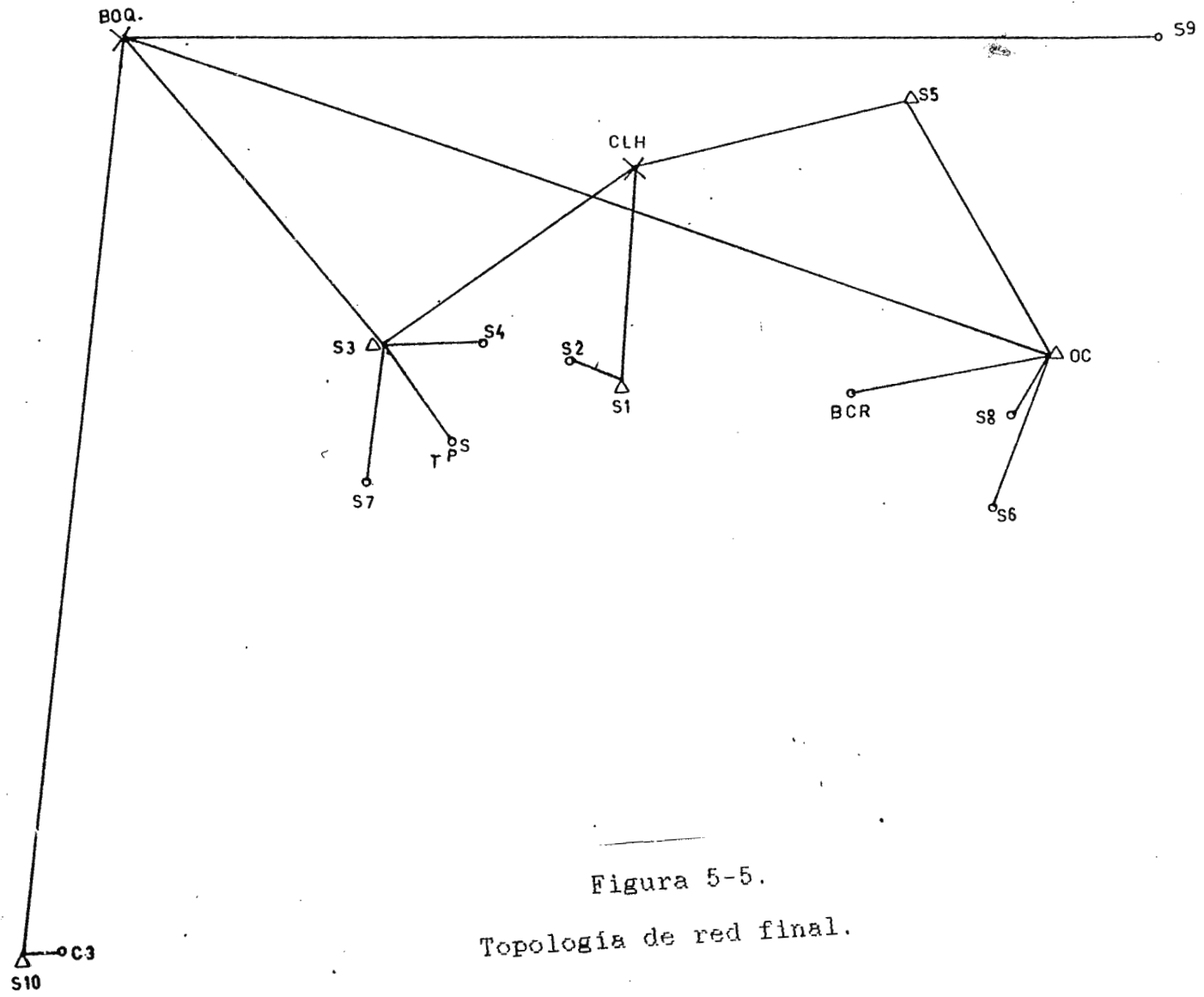


Figura 5-5.
 Topología de red final.

5.6 Selección de la Banda de Frecuencia.

Para analizar los enlaces es necesario escoger la banda de frecuencia en la que se va a operar. Para esta selección se tomó en cuenta la capacidad del canal, margen de desvanecimiento, equipo disponible y utilización de las bandas de frecuencia.

Basados en lo anterior y en la Tabla 4-4 se optó por utilizar un equipo de frecuencia de 23 GHz con capacidad T1 (1.554 Mbps), pero esta frecuencia no es recomendable a distancias mayores de 10 Km. En la Tabla 5-1 se puede notar que existen dos enlaces cuyas distancias superan los 10 Km por lo que la frecuencia de operación se redujo a 15 GHz. Con esta frecuencia el margen de desvanecimiento adecuado no se pudo obtener, por lo que se debió

Tabla 5-1. Distancia de Radio enlace.

Enlace de Radio	Distancia de línea vista (m).
OC-BOQ	10637.5
CLH-S1	1412.5
CLH-S3	2725.0
S3-BOQ	6300.0
S5-CLH	1725.0
S5-OC	1687.0
S9-BOQ	15300.0
S10-BOQ	6575.0

utilizar una frecuencia de operación más baja. Los equipos con frecuencia de hasta 2 GHz de los que se tenía información están

diseñados para capacidades de canales muy superiores a las necesidades del sistema, exceptuando el equipo 4 que presenta una capacidad de 2×2.048 Mbps, por lo que se escogió dicha frecuencia para llevar a cabo esos enlaces.

5.7 Perfiles de Trayectoria.

Como se explicó en la sección 1.3.1.5 los perfiles de trayectoria, sirven para verificar la línea vista y determinar la altura de las torres. Estos perfiles se realizaron tomando los datos de mapas de nivel con escala 1:25000 y efectuando visitas de campo para determinar los obstáculos de la trayectoria. Para cada punto de la trayectoria se ha calculado el valor de h y el radio de la primera zona de Fresnel (rf_1); el valor de h se determina mediante la ecuación (1.31) con un valor de $K = 4/3$ que corresponde a la refracción estándar; el radio de la zona de Fresnel se calcula mediante la ecuación (1.29) con un $n = 1$ ya que se trata de la primera zona. Los valores para cada punto de las diferentes trayectorias se presentan en las Tablas 5-2 a 5-9 con sus gráficos correspondientes desde la Figura 5-6 a 5-13. En las Figuras 5-6 a 5-13 puede notarse que no se necesita en todos los enlaces torres para la colocación de las antenas como por ejemplo el enlace CLH-S1 (Figura 5-7), aquí las antenas pueden ser colocadas en mástiles. La altura de las torres se presenta en la Tabla 5-10.

Tabla 5-2. Enlace OC-BOQ.

Punto	Distancia (m)	Altura (m)	h (m)	Total (m)	rfl (m)
OC	-----	657.00	-----	657.000	-----
1	60.00	658.00	0.037	658.037	3.204
2	135.00	662.00	0.083	662.083	4.789
3	225.00	650.00	0.138	650.138	6.156
4	500.00	663.75	0.298	663.298	9.055
5	687.50	665.50	0.402	665.902	10.520
6	737.50	667.75	0.429	668.179	10.868
7	812.50	660.00	0.469	660.469	11.364
8	887.50	673.00	0.509	673.509	11.832
9	1225.00	670.00	0.678	670.678	13.658
10	1987.50	680.00	1.010	681.010	16.677
11	2075.00	680.00	1.044	681.044	16.957
12	2150.00	680.00	1.073	681.073	17.182
13	2300.00	690.00	1.127	691.127	17.613
14	2375.00	690.00	1.153	691.153	17.817
15	2750.00	700.00	1.275	701.275	18.732
16	2775.00	725.00	1.282	726.282	18.787
17	3912.50	750.00	1.547	751.547	20.631
18	5087.00	800.00	1.660	801.660	21.737
19	5875.00	850.00	1.645	851.645	21.275
20	6037.50	850.00	1.632	851.632	21.196
21	6350.00	900.00	1.600	901.600	20.561
22	6787.50	950.00	1.511	951.511	20.394
23	6925.00	1000.00	1.414	1001.414	19.729
24	7375.00	1100.00	1.377	1101.377	19.645
25	7525.00	1200.00	1.301	1201.301	18.922
26	7800.00	1200.00	1.279	1201.279	18.760
27	7875.00	1200.00	1.153	1201.153	17.817
28	8262.50	1300.00	1.059	1201.059	17.069
29	8525.00	1400.00	0.898	1400.898	15.724
30	8925.00	1515.00	0.585	1515.585	12.694
31	9600.00	1615.00	0.515	1615.515	11.907
32	9737.50	1665.00	0.443	1665.443	11.037
33	9875.00	1715.00	0.190	1715.190	7.225
34	10325.00	1765.00	0.023	1765.023	2.536
BOQ	10637.50	1800.00	-----	1800.000	-----

Tabla 5-3. Enlace CLH-S1.

Punto	Distancia (m)	Altura (m)	h (m)	Total (m)	rfl (m)
CLH	-----	730.00	-----	730.000	-----
1	200.00	690.00	0.014	690.014	1.521
2	275.00	690.00	0.018	690.018	1.727
3	312.50	690.00	0.200	690.020	1.810
4	600.00	690.00	0.029	690.029	2.156
5	662.50	690.00	0.029	690.029	2.177
6	862.50	690.00	0.028	690.028	2.127
7	912.50	715.00	0.027	715.027	2.086
8	950.00	690.00	0.026	690.260	2.047
9	1212.50	700.00	0.014	700.014	1.521
10	1275.00	700.00	0.010	700.010	1.293
S1	1380.00	720.00	-----	720.000	-----

Figura 5-7.

Perfil de trayectoria de enlace CLH-S1.

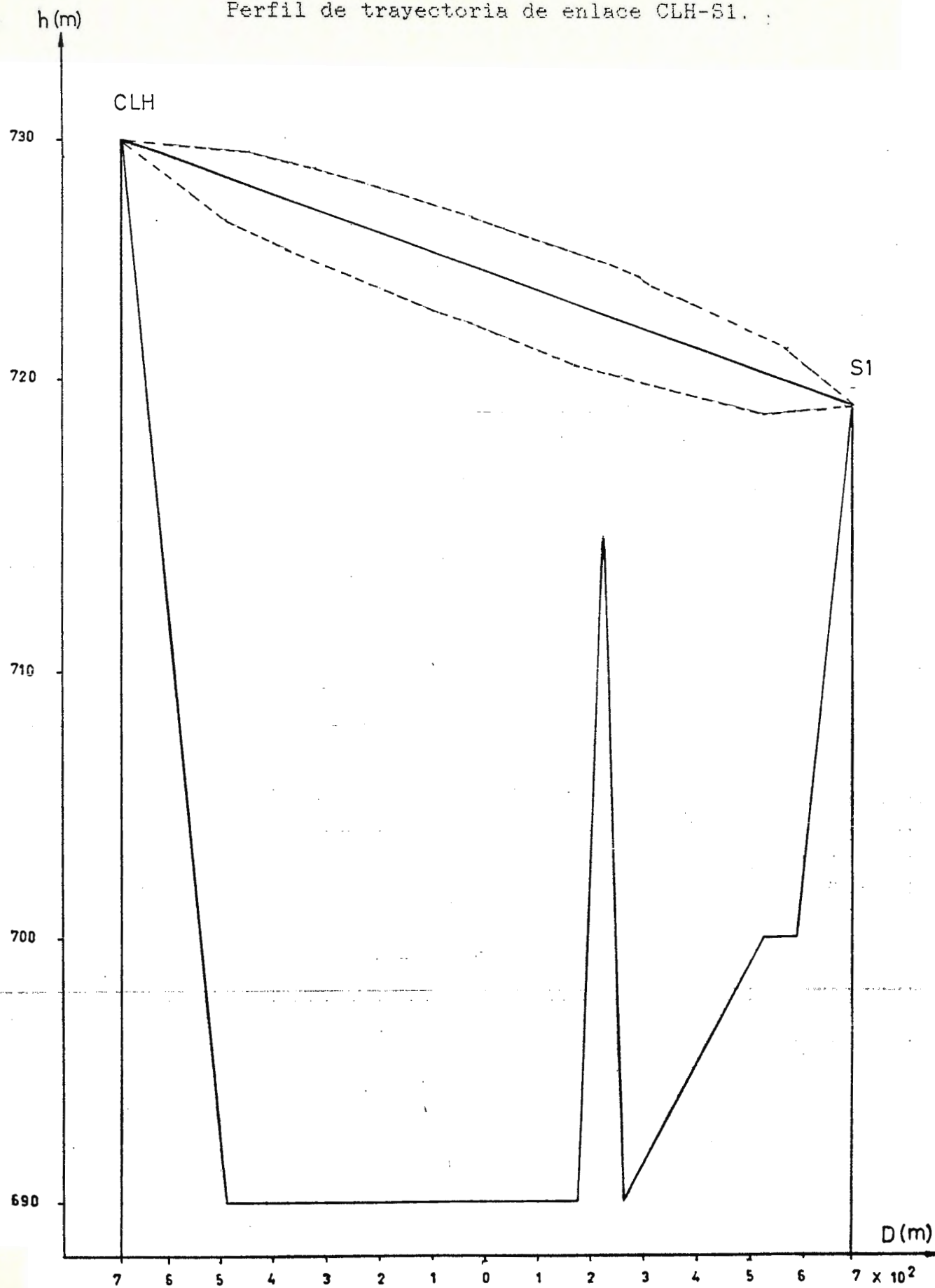


Tabla 5-4. Enlace CLH-S3.

Punto	Distancia (m)	Altura (m)	h (m)	Total (m)	rfl (m)
CLH	-----	730.00	-----	730.000	-----
1	50.00	700.00	0.008	700.008	0.813
2	275.00	710.00	0.040	710.040	1.825
3	675.00	710.00	0.081	710.081	2.625
4	750.00	710.00	0.087	710.087	2.706
5	850.00	730.00	0.096	730.094	2.807
6	1625.00	730.00	0.105	730.105	2.972
7	11737.50	740.00	0.101	740.101	2.912
8	1987.50	750.00	0.086	750.086	2.692
9	2225.00	765.00	0.065	770.065	2.345
10	2312.50	765.00	0.560	770.056	2.171
11	2612.50	760.00	0.017	760.017	1.205
12	2625.00	767.50	0.015	775.015	1.139
S3	2725.00	767.50	-----	767.5	-----

Figura 5-8.

Perfil de trayectoria de enlace CLH-S3.

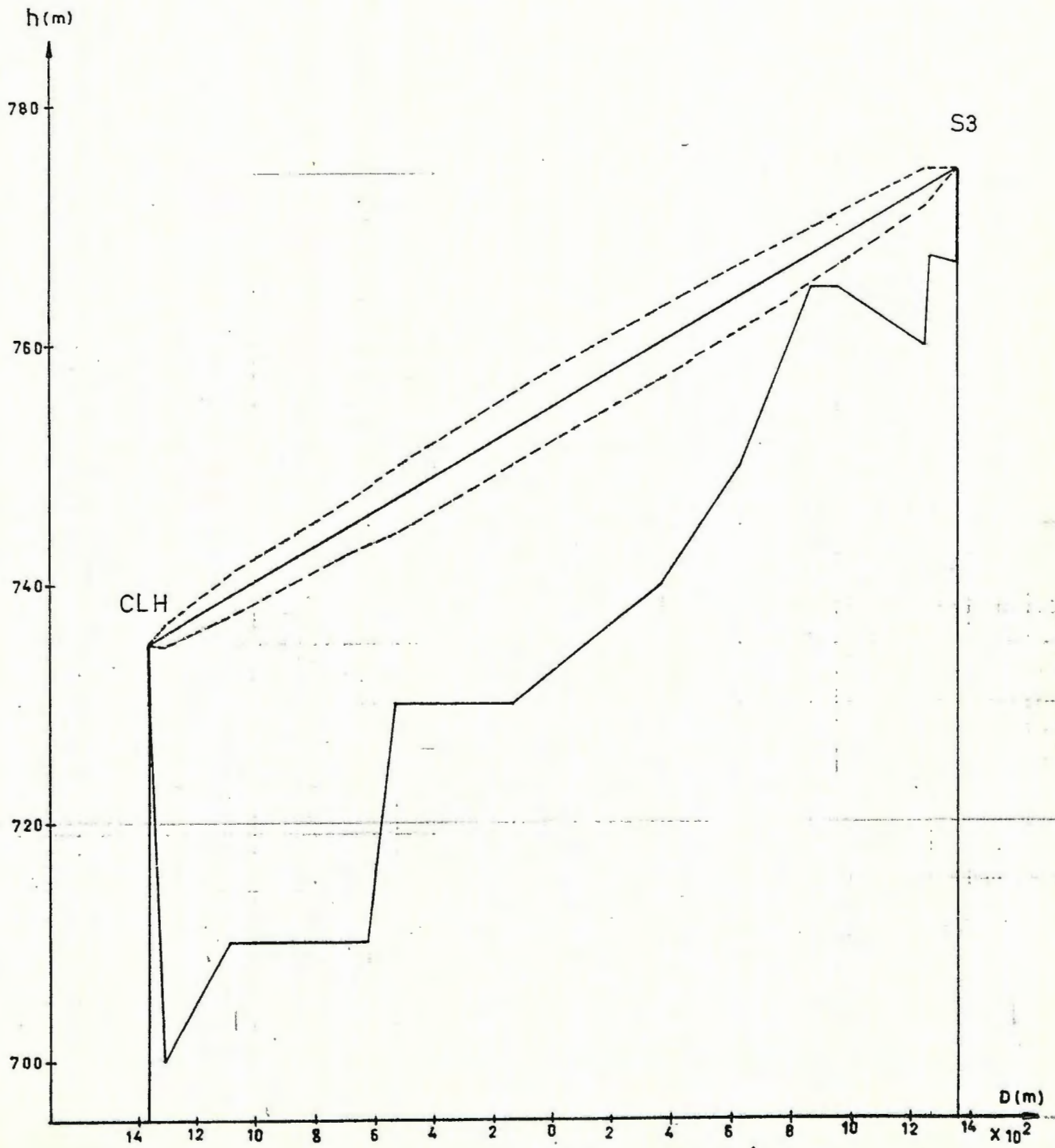


Tabla 5-5. Enlace S3-B00

Punto	Distancia (m)	Altura (m)	h (m)	Total (m)	rfl (m)
S3	-----	767.50	-----	767.500	-----
1	187.50	770.00	0.067	770.067	1.565
2	362.50	780.00	0.127	780.127	2.145
3	525.00	790.00	0.178	790.178	2.546
4	712.50	800.00	0.234	800.234	2.917
5	975.00	810.00	0.305	810.305	3.332
6	1175.00	820.00	0.354	820.354	3.588
7	1300.00	830.00	0.382	830.382	3.728
8	1387.50	840.00	0.401	840.401	3.817
9	1450.00	850.00	0.413	850.413	3.877
10	1775.00	860.00	0.472	860.472	4.144
11	1812.50	870.00	0.478	870.478	4.170
12	1937.00	890.00	0.497	890.497	4.251
13	2100.00	890.00	0.518	890.518	4.342
14	2175.00	900.00	0.527	900.527	4.379
15	2250.00	900.00	0.536	900.536	4.140
16	2275.00	900.00	0.538	900.538	4.424
17	2700.00	9850.00	0.571	950.571	4.558
18	3175.00	1000.00	0.583	1000.583	4.605
19	3300.00	1050.00	0.582	1050.582	4.600
20	3462.50	1100.00	0.577	1100.577	4.683
21	3850.00	1200.00	0.554	1200.554	4.490
22	4137.50	1300.00	0.526	1300.526	4.373
23	4375.00	1400.00	0.495	1400.495	4.243
24	5100.00	1550.00	0.360	1550.360	3.617
25	5200.00	1600.00	0.336	1600.336	3.497
26	5425.00	1650.00	0.279	1650.279	3.186
27	5550.00	1700.00	0.245	1700.245	2.983
28	6037.50	1750.00	0.093	1750.093	1.841
B00	6300.00	1800.00	-----	1800.000	-----

Tabla 5-6. Enlace CLH-S5.

Punto	Distancia (m)	Altura (m)	h (m)	Total (m)	rfl (m)
S5	-----	665.00	-----	665.000	-----
1	225.00	660.00	0.020	660.020	1.623
2	537.50	670.00	0.038	670.038	2.232
3	697.50	681.25	0.042	681.042	2.365
4	837.50	680.00	0.044	680.044	2.409
5	1125.00	690.00	0.040	690.040	2.296
6	1305.00	702.00	0.032	702.032	2.069
CLH	1725.00	730.00	-----	730	-----

Figura 5-10.

Perfil de trayectoria de enlace S5-CLH.

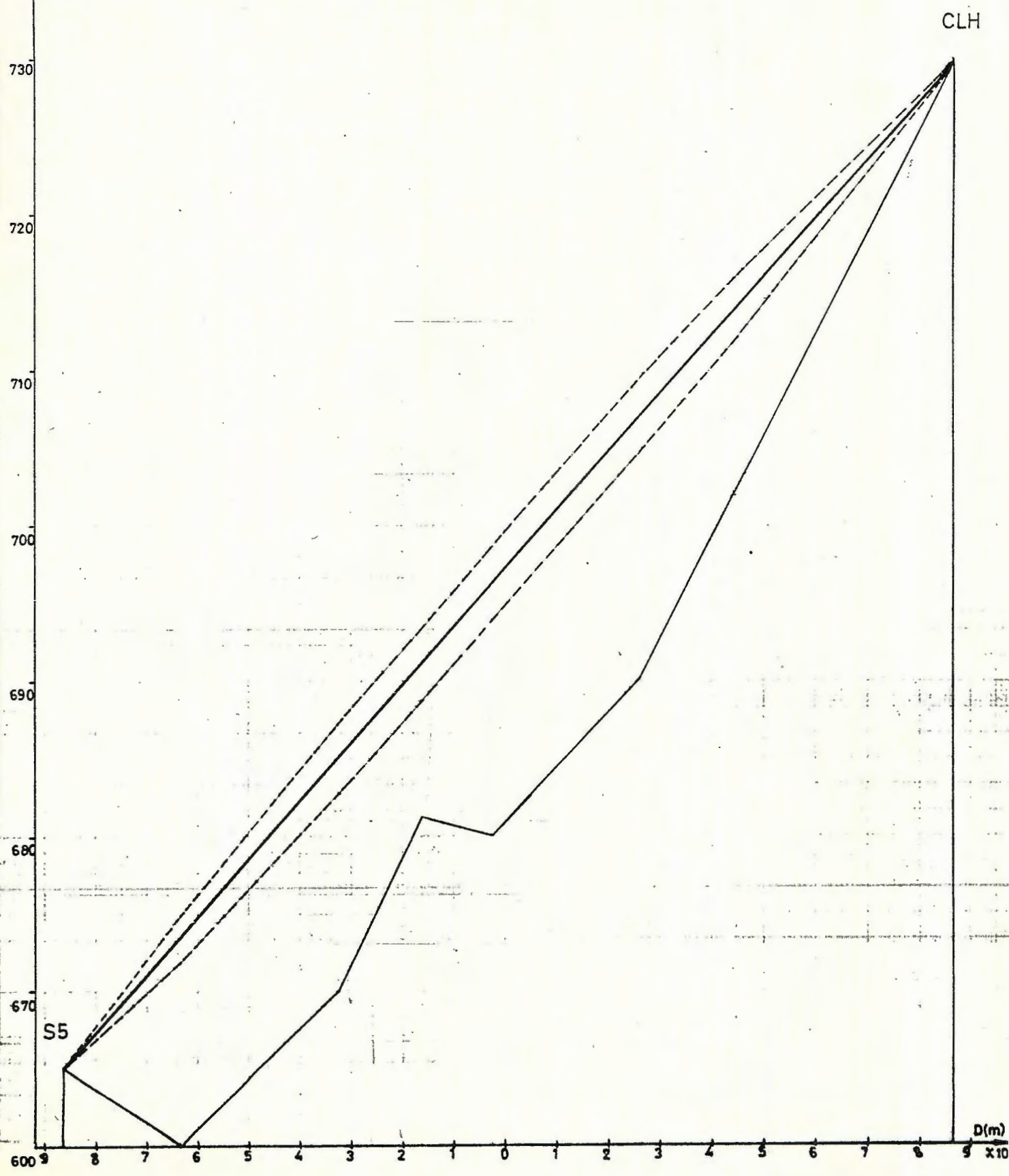


Tabla 5-7. Enlace S5-OC.

```

*****
|Punto| Distancia (m) | Altura (m) | h (m) | Total (m) | rfi (m) |
|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| S5 |          | 665.00 |      | 665.00 |      |
| 1 | 255.00 | 658.00 | 0.021 | 658.02 | 1.706 |
| 2 | 337.00 | 650.00 | 0.026 | 650.03 | 1.904 |
| 3 | 780.00 | 652.50 | 0.041 | 652.54 | 2.368 |
| 4 | 885.00 | 652.00 | 0.041 | 652.04 | 2.369 |
| 5 | 1455.00 | 658.25 | 0.019 | 658.27 | 1.569 |
| 6 | 1500.00 | 657.00 | 0.015 | 657.02 | 1.443 |
| 7 | 1612.50 | 657.00 | 0.006 | 657.01 | 0.883 |
| OC | 1672.50 | 657.00 |      | 657.00 |      |
*****

```

Figura 5-11.
 Perfil de trayectoria de enlace S5-OC.

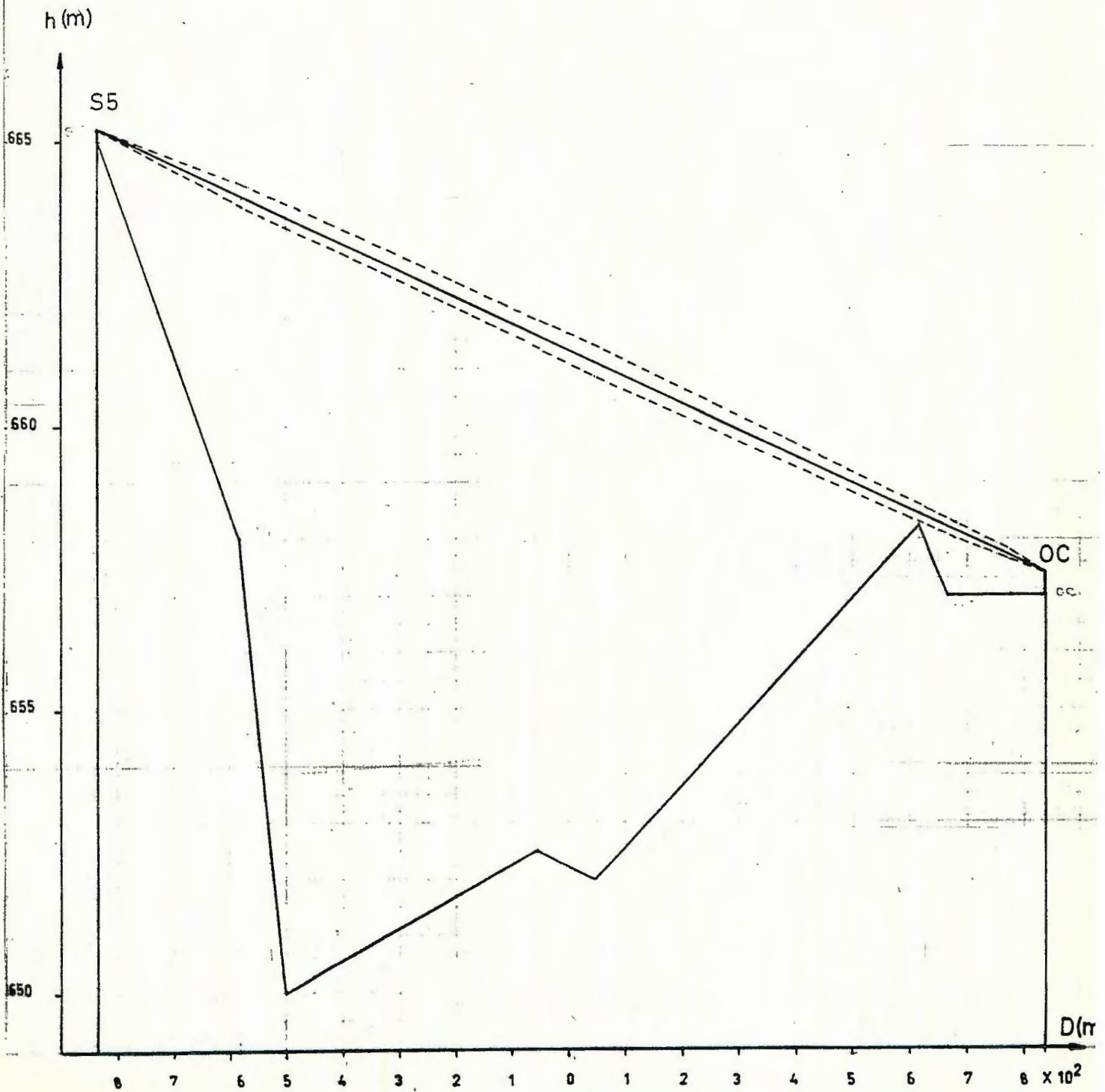


Tabla 5-8. Enlace S9-B00.

Punto	Distancia (m)	Altura (m)	h (m)	Total (m)	rfl (m)

S9	-----	632.00	-----	-----	-----
1	525.00	640.00	0.456	640.456	9.340
2	1175.00	650.00	0.976	650.976	13.663
3	1350.00	650.00	1.107	651.107	14.554
4	1862.50	600.00	1.471	601.471	16.778
5	2087.50	550.00	1.621	551.621	17.613
6	2137.50	550.00	1.654	551.654	17.789
7	2400.00	600.00	1.820	601.820	18.661
8	3400.00	600.00	2.378	602.378	21.333
9	5375.00	650.00	3.136	653.136	24.495
10	7125.00	700.00	3.424	703.424	25.596
11	8625.00	750.00	3.384	753.384	25.447
12	9750.00	800.00	3.181	803.181	24.671
13	9975.00	850.00	3.122	853.122	24.443
14	10575.00	900.00	2.937	902.937	23.707
15	10725.00	950.00	2.887	952.887	23.492
16	11100.00	950.00	2.740	952.740	22.899
17	11362.50	1000.00	2.630	1002.630	22.433
18	11550.00	1050.00	2.546	1052.546	22.072
19	11825.00	1100.00	2.415	1102.415	21.499
20	12075.00	1200.00	2.289	1202.289	20.929
21	12325.00	1250.00	2.155	1252.155	20.308
22	12450.00	1250.00	2.086	1252.086	19.977
23	12550.00	1300.00	2.029	1302.029	19.702
24	13125.00	1415.00	1.678	1416.678	17.919
25	13450.00	1515.00	1.463	1516.463	16.729
26	14225.00	1615.00	0.899	1615.899	13.115
27	14400.00	1665.00	0.762	1665.762	12.074
28	14575.00	1715.00	0.621	1715.621	10.902
29	14950.00	1765.00	0.308	1765.308	7.672
B00	15300.00	1800.00	-----	1800.000	-----

Tabla 5-9. Enlace S10-B0Q.

```

=====
|Punto|Distancia (m)|Altura (m)|h (m) |Total (m)|rfl (m)|
=====
| S10 |      ----- |      925.00 |----- |  925.000 |  ----- |
|  1  |      325.00 |      930.00 |0.119 |  930.119 |  2.040 |
|  2  |      950.00 |      940.00 |0.314 |  940.314 |  3.308 |
|  3  |     1125.00 |      950.00 |0.360 |  950.360 |  3.544 |
|  4  |     1875.00 |     1000.00 |0.518 | 1000.518 |  4.249 |
|  5  |     2900.00 |     1050.00 |0.626 | 1050.626 |  4.672 |
|  6  |     3050.00 |     1100.00 |0.632 | 1100.632 |  4.693 |
|  7  |     3400.00 |     1150.00 |0.635 | 1150.635 |  4.702 |
|  8  |     3750.00 |     1200.00 |0.623 | 1200.623 |  4.658 |
|  9  |     3812.50 |     1250.00 |0.619 | 1250.619 |  4.645 |
| 10  |     4100.00 |     1300.00 |0.596 | 1300.596 |  4.559 |
| 11  |     4425.00 |     1350.00 |0.559 | 1350.559 |  4.414 |
| 12  |     4900.00 |     1400.00 |0.482 | 1400.482 |  0.100 |
| 13  |     5075.00 |     1450.00 |0.447 | 1450.447 |  3.949 |
| 14  |     5102.50 |     1500.00 |0.429 | 1500.429 |  6.865 |
| 15  |     5375.00 |     1550.00 |0.379 | 1550.379 |  3.635 |
| 16  |     5525.00 |     1600.00 |0.341 | 1600.341 |  3.447 |
| 17  |     5700.00 |     1650.00 |0.293 | 1650.293 |  3.196 |
| 18  |     5925.00 |     1700.00 |0.226 | 1700.226 |  2.806 |
| 19  |     6300.00 |     1750.00 |0.102 | 1750.102 |  1.884 |
| B0Q |     6575.00 |     1800.00 |----- | 1800.000 |  ----- |
=====

```

Tabla 5-10. Altura de Torres.

Proyecto	ALTURA DE TORRES (m)							
	OC	S1	S3	S5	S9	S10	BOQ	CLH
1	3	-	-	-	-	-	20	-
3	-	-	10	-	-	-	-	5
4	-	-	10	-	-	-	25	-
8	-	-	-	-	-	3	6	-

5.8 Plan de Frecuencia.

En la sección 1.3.1.6 se mencionó la importancia que tiene el llevar a cabo un plan de frecuencias para los sistemas de radio enlace.

Se ha considerado que ANTEL autorizará un máximo de dos frecuencias por cada banda de frecuencia, por lo que se hace necesario el reutilizarlas, siempre tomando en cuenta los tipos de interferencia que pueden tener los sistemas y que fueron expuestos en la sección 1.3.1.7.

En la banda de frecuencia de 23 GHz se propone el uso de dos canales y un canal en la banda de 1.8 GHz. En la Tabla 5-11 se presentan las frecuencias utilizadas para cada radio enlace con su polarización. En la Figura 5-14 se muestran los radios enlaces con sus respectivas frecuencias y polarización para evitar interferencia, donde f1 y f2 representan los canales 1 y 2 para las frecuencias de 23 GHz y f3 representa la frecuencia de 1.8 GHz.

Tabla 5-11. Distribución de Frecuencia.

Enlace	Banda de Frecuencia (GHz)	Polarización	Símbolo
OC-Boquerón	1.8	Horizontal	F3H
CLH-S1	23	Horizontal	F2H
CLH-S3	23	Vertical	F1V
S3-Boquerón	23	Horizontal	F1H
S5-CLH	23	Horizontal	F1H
S5-OC	23	Vertical	F1V
S9-Boquerón	1.8	Vertical	F3V
S10-Boquerón	23	Vertical	F2V

5.9 Cálculo de la Trayectoria.

5.9.1. Cálculo de Atenuación en el Espacio Libre.

Se utiliza la ecuación (1.19) que es:

$$L_{fs} \text{ (dB)} = 92.45 + 20 \text{ Log } F + 20 \text{ Log } D + a + b + c + d + e.$$

Los valores de atenuación por vapor de agua y oxígeno se obtienen de la Figura 1-21, los de atenuación por lluvia de la Figura 1-22, interpolando para obtener los datos de una razón de lluvia de 15 mm/hr y los de atenuación por neblina de Figura 1-17 (esto se toma en cuenta sólo para los enlaces con Boquerón) seleccionando para el peor caso la curva de menor visibilidad. En la Tabla 5-12 se presentan los valores de atenuación obtenida.

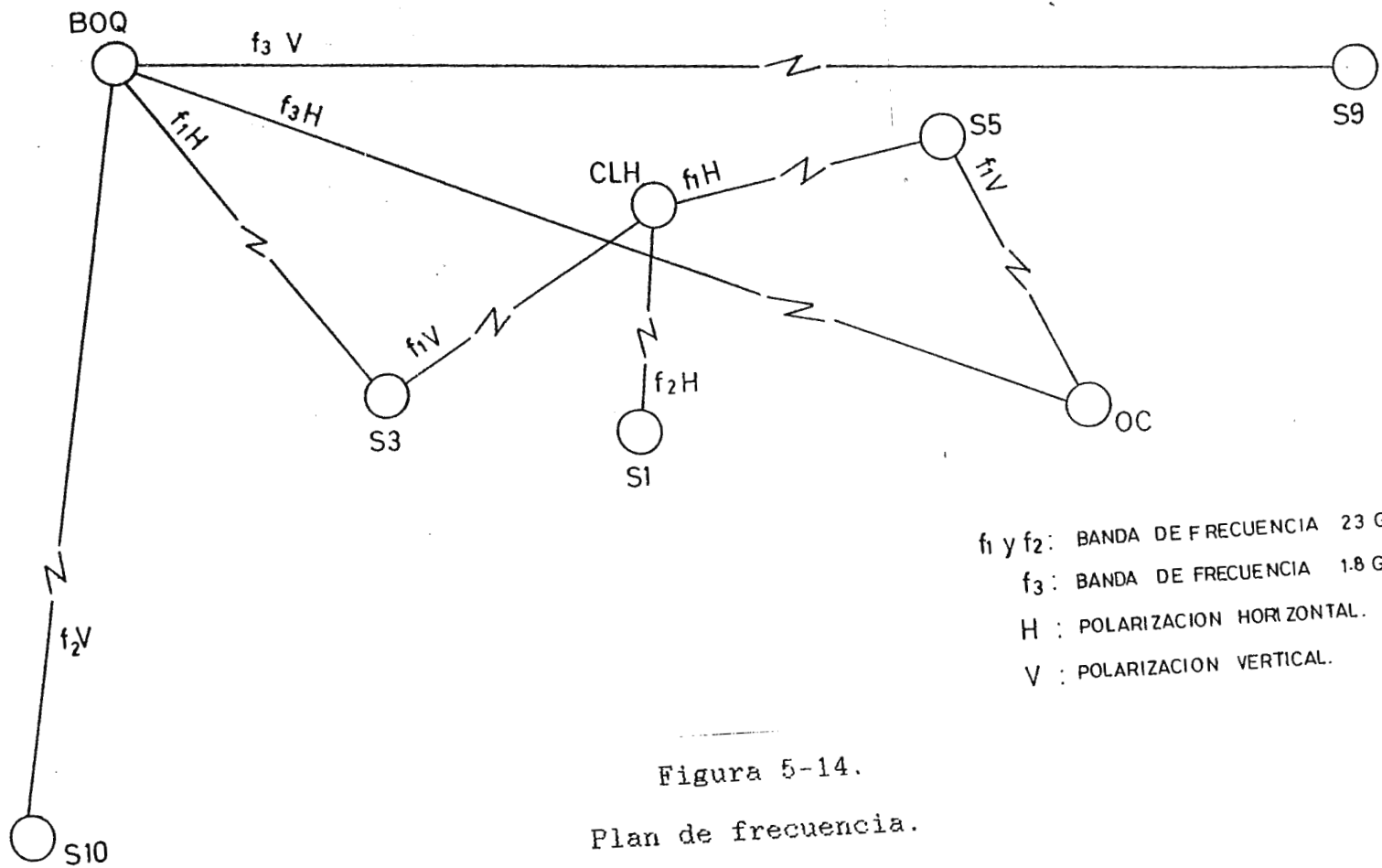


Tabla 5-12. Atenuación por efectos atmosféricos.

Frecuencia	Atenuación dB/km.			
(GHz)	Vapor Agua	Oxígeno	Lluvia	Neblina
15	0.016	0.18	1.2	0.135
23	0.16	0.022	1.7	0.280

Con los valores anteriores y las distancias de cada radio enlace que se encuentran en la Tabla 5-1 se obtienen los valores siguientes de atenuación:

Tabla 5-13. Atenuación por espacio libre.

Enlace	Lfs (dB)
OC-BOQ	152.794
S1-CLH	125.079
S3-CLH	133.520
S3-BOQ	149.291
S5-CLH	127.660
S9-BOQ	127.299
S10-BOQ	150.257

5.9.2. Cálculo Margen de desvanecimiento.

Existen varias formas para calcular el margen de desvanecimiento dependiendo de los datos que se tiene. Aquí se calculará tomando en cuenta que el equipo de radio ya ha sido escogido por lo tanto se tienen los valores de potencia del transmisor, umbral de recepción y ganancia de antena. Primero se calculará el nivel del receptor usando la ecuación (1.33), tomando las ganancias de las antenas iguales ($G_{a1} = G_{a2}$), la ecuación (1.33) se reduce a:

$$Pr = Pt - 6 - Lfs + 2G$$

Como se dijo anteriormente, el equipo de radio ya se ha escogido y de las especificaciones técnicas se tomaron los siguientes valores:

$$G = 38 \text{ dBi (para antena de } \Phi = 2 \text{ pies).}$$

$$Pt = 16 \text{ dBm (como valor mínimo).}$$

Se reduce aún más la ecuación (1.33) a:

$$Pr = 16 - 6 + 2(38) - Lfs = 86 - Lfs$$

El valor de Lfs se tomará de la Tabla 5-13 para calcular el valor de Pr en cada enlace.

Una vez obtenido el valor de Pr se comparará con el umbral de recepción que proporciona el fabricante y que es de -75 dBm. La diferencia entre el umbral y la Pr calculada es a lo que se conoce como margen de desvanecimiento, el cual no debe ser menor de 20 dB para tener una recepción aceptable; siendo su valor óptimo 30 dB. La Tabla 5-14 presenta el margen para los diferentes enlaces.

Para el enlace de S9-BOQ las condiciones del equipo no son las adecuadas ya que se obtiene una Pr menor que el umbral de recepción y por lo tanto se debe utilizar una antena de mayor diámetro; el otro diámetro estándar disponible es de 4 pies. La ganancia de esa antena fue calculada por las ecuaciones (1.42) y (1.43).

Para 4 pies el área de la antena es $At = 1.168 \text{ m}^2$ y la ganancia es de $G(\text{dB}) = 40.31 \text{ dB}$.

Tabla 5-14. Margen de desvanecimiento.

Enlace	G (dB)	Φ antena (pies)	Fr (dBm)	Margen (dB)
OC-BOQ	34.28	2	-74.234	0.766
CLH-S1	38.00	2	-39.079	35.921
CLH-S3	38.00	2	-47.520	27.480
S3-BOQ	38.00	2	-63.291	11.709
S5-CLH	38.00	2	-41.660	33.340
S5-OC	38.00	2	-41.299	33.701
S9-BOQ	40.31	4	-72.474	2.52
S10-BOQ	38.00	2	-64.257	10.743

Al analizar los datos de la Tabla 5-14 se aprecia que para los enlaces con Boquerón, el margen de desvanecimiento no alcanza el valor mínimo. Para mejorar el margen se aumentó el diámetro de la antena, dando como resultado márgenes bastante cercanos al nivel óptimo para los enlaces S3-BOQ, no siendo así para los otros dos enlaces. Tomando en cuenta que el diámetro de las antenas no se puede aumentar indefinidamente ya que la estructura que las sostiene debe ser más robusta, lo que eleva su costo, se procede a disminuir la frecuencia de operación. Por lo expresado en la sección 5.6, la frecuencia para tales enlaces se disminuye hasta 1.8 GHz.

Para esta frecuencia las pérdidas por el espacio libre están dadas por la ecuación (1.18) y para el enlace S9-BOQ son de 121.2392 dB.

Utilizando la ecuación (1.42) para calcular la ganancia de las antenas, para un margen de desvanecimiento de 30 dB se tiene

que la ganancia debe ser de :

$$G = 18.11 \text{ dB}$$

Para el enlace de OC-BOQ las pérdidas del espacio libre son 118.08 dB y la ganancia para margen de desvanecimiento de 30 dB es de:

$$G = 16.54 \text{ dB}$$

Para esta frecuencia el tipo de antena utilizado es parabólica de rejilla, la cual tiene una ganancia que está expresada por la ecuación (1.42) con una eficiencia de 0.1. Haciendo uso de esta ecuación se determina el diámetro de las antenas que para el enlace S9-BOQ es $D = 4.42$ pies y para OC-BOQ es de 3.69 pies, aproximándose al valor estándar de 4 pies, lo que hace que la ganancia de las antenas cambie.

La Tabla 5-15 resume las ganancias de las antenas, la potencia de recepción y el margen de desvanecimiento de los enlaces que son adecuados para el sistema. Hasta el momento se ha definido el tipo de enlace en las sucursales principales y la sucursal secundaria S9. Para las sucursales secundarias se considerará unir las a la sucursal principal más cercana así: S2 se conectará a S1, S4 y S7 a S3, y S8 y S6 a OC.

Tabla 5-15. Especificaciones de las antenas.

Enlace	G (dB)	Pr (dBm)	Margen(dB)	Antena Φ (pies)
OC-BOQ	17.23	-59.62	31.27	De rejilla. (4)
CLH-S1	38.000	-39.07	35.92	Parabólica. (2)
CLH-S3	38.000	-47.52	27.48	Parabólica. (2)
S3-BOQ	44.020	-51.25	23.75	Parabólica. (4)

Tabla 5-15. (Continuación).

Enlace	G (dB)	Pr (dBm)	Margen(dB)	Antena Φ (pies)
S5- CLH	38.000	-41.66	33.34	Parabólica. (2)
S5- OC	38.000	-41.29	33.70	Parabólica. (2)
S9- BOQ	17.23	-62.77	28.22	De rejilla. (4)
S10- BOQ	44.020	-52.21	22.7	Parabólica. (4)

Por ser distancias pequeñas, un radio enlace resultaría muy costoso por lo que se enlazarán por medio de pares simétricos. Las distancias de estos enlaces se presentan en la Tabla 5-16.

Tabla 5-16 Distancias de Enlaces por Cable Multipar.

Enlace	Distancia (m)	No. de postes	
		10 m	8 m
S2-S1	618.75	10	6
S8-OC	656.25	10	6
S6-OC	1537.50	13	6
S7-S3	1068.75	11	8
S4-S3	768.75	5	6
C1-S1	1200.00	13	11
C3-S10	4125.00	27	48
BCR-OC	1481.25	20	11

5.10 Determinación de Equipos.

Para la determinación del equipo a utilizar se realiza el diagrama lógico y de distribución para la conexión de terminales de datos y PBX. Para las sucursales S8 y S2 que no poseen PBX se

extendió el servicio telefónico con cuatro líneas con capacidad de 16 Kbps. Los PBX de las sucursales se unieron a velocidades de 32 Kbps a través de sus troncales; su diagrama lógico de conexión se muestra en la Figura 5-15. Este diagrama de la red se presenta en la Figura 5-16, donde puede notarse que no han sido utilizadas todas las troncales de la PBX sino que las necesarias para llevar a cabo una adecuada comunicación.

En la Figura 5-17 se presenta el diagrama lógico de las terminales de datos para cada sucursal con las distancias que cada punto terminal debe recorrer para llegar a OC; esto puede dar una idea general de cuales terminales pueden sufrir mayor retraso. En la Figura 5-18 se presenta la manera como deben ir conectadas las terminales hacia el computador central.

La integración de las LAN es mostrada por la Figura 5-19 donde se pueden observar que en las sucursales que carecen de LAN se ha decidido colocar tres terminales, una para cada LAN de OC.

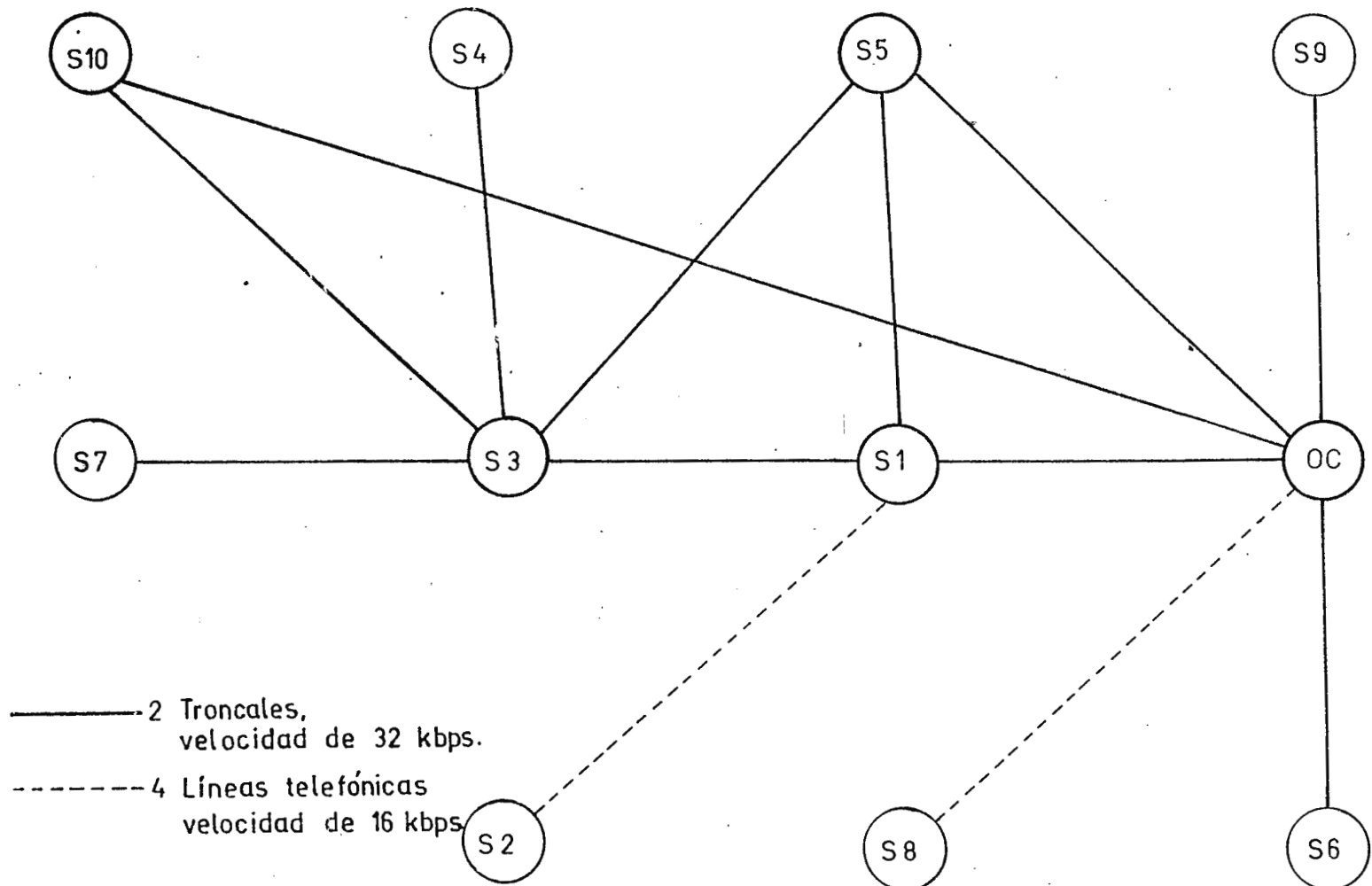


Figura 5-15.

Diagrama lógico de PBX.

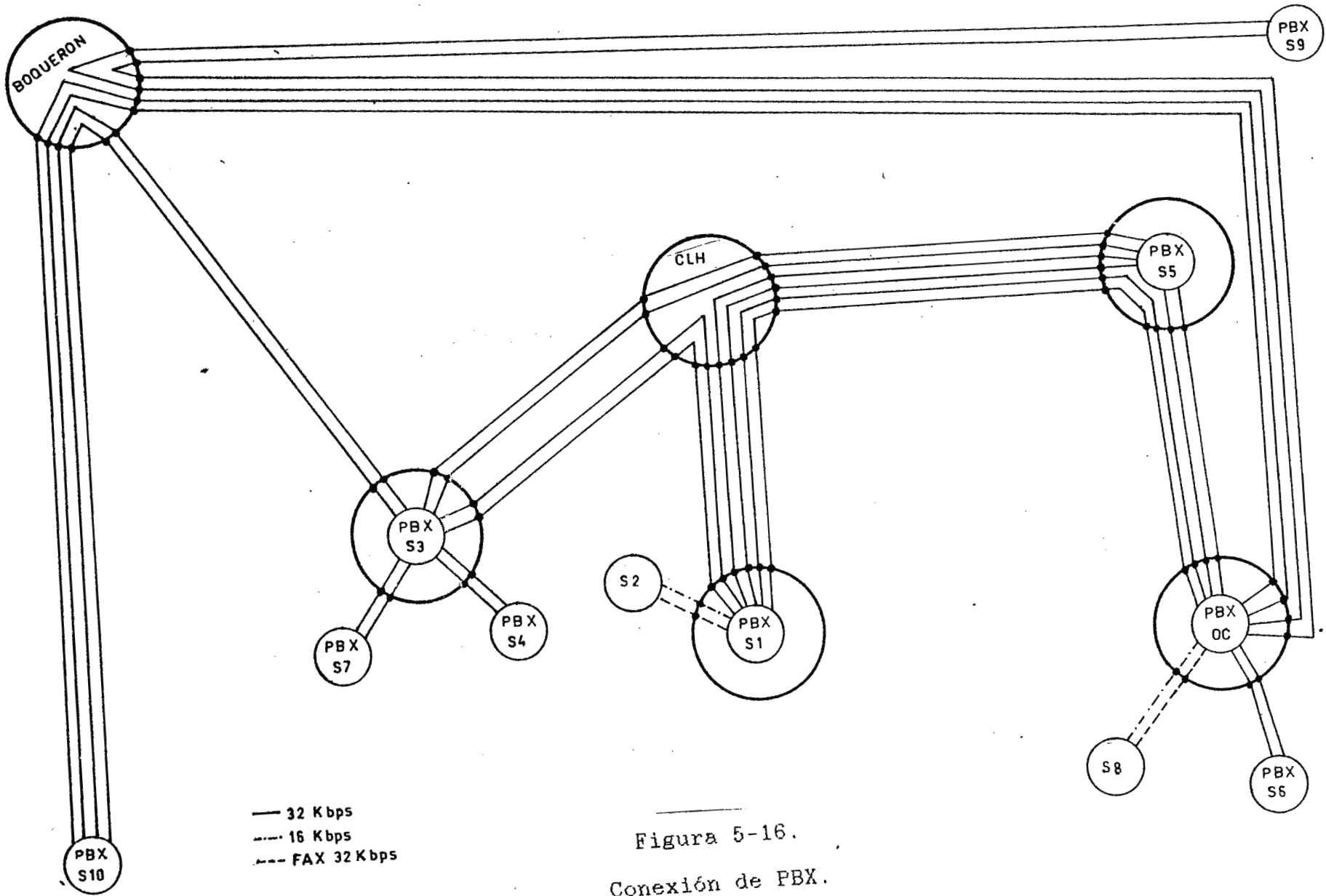


Figura 5-16.
 Conexión de PBX.

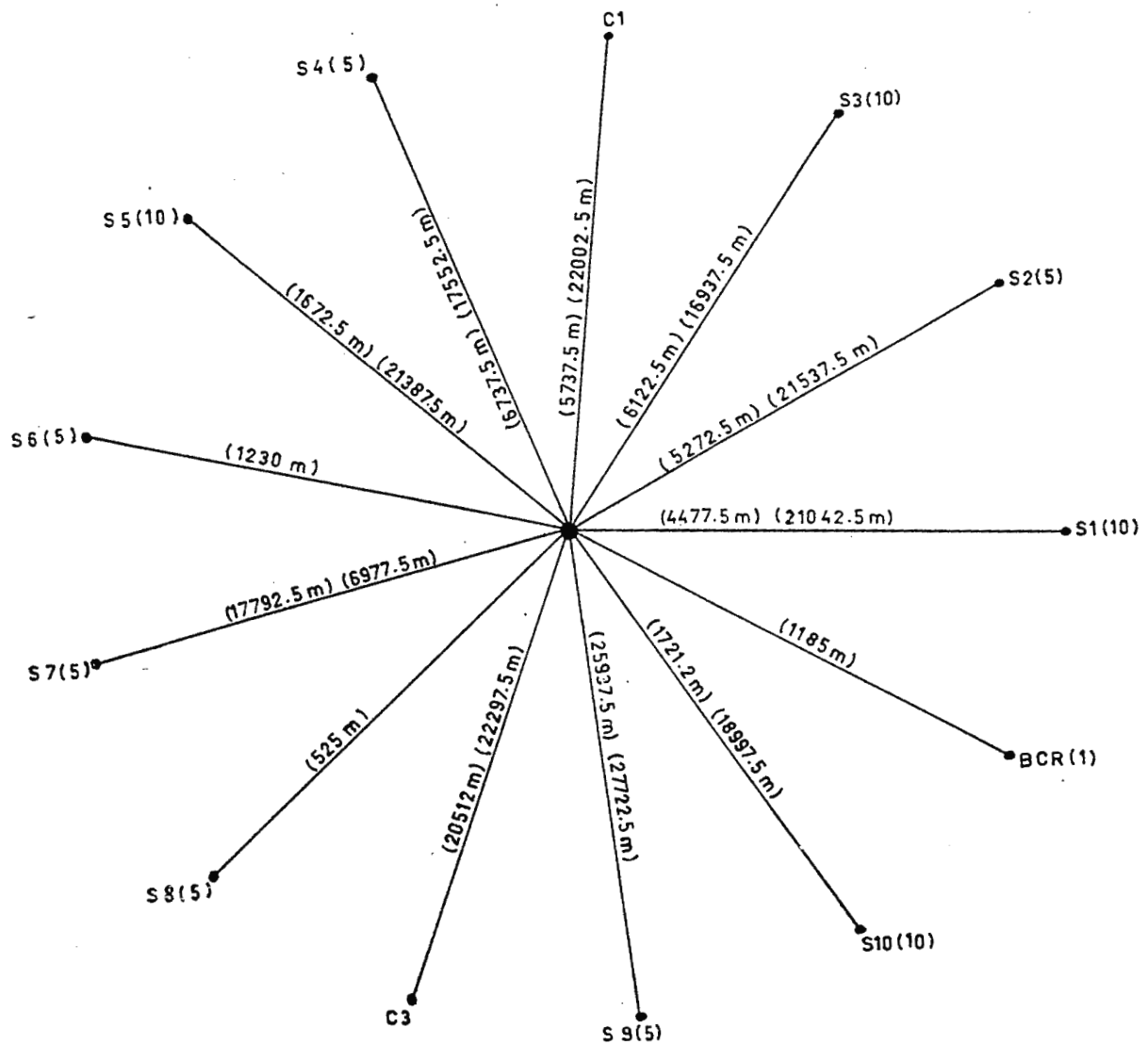


Figura 5-17.

Diagrama terminal-distancia por sucursal.

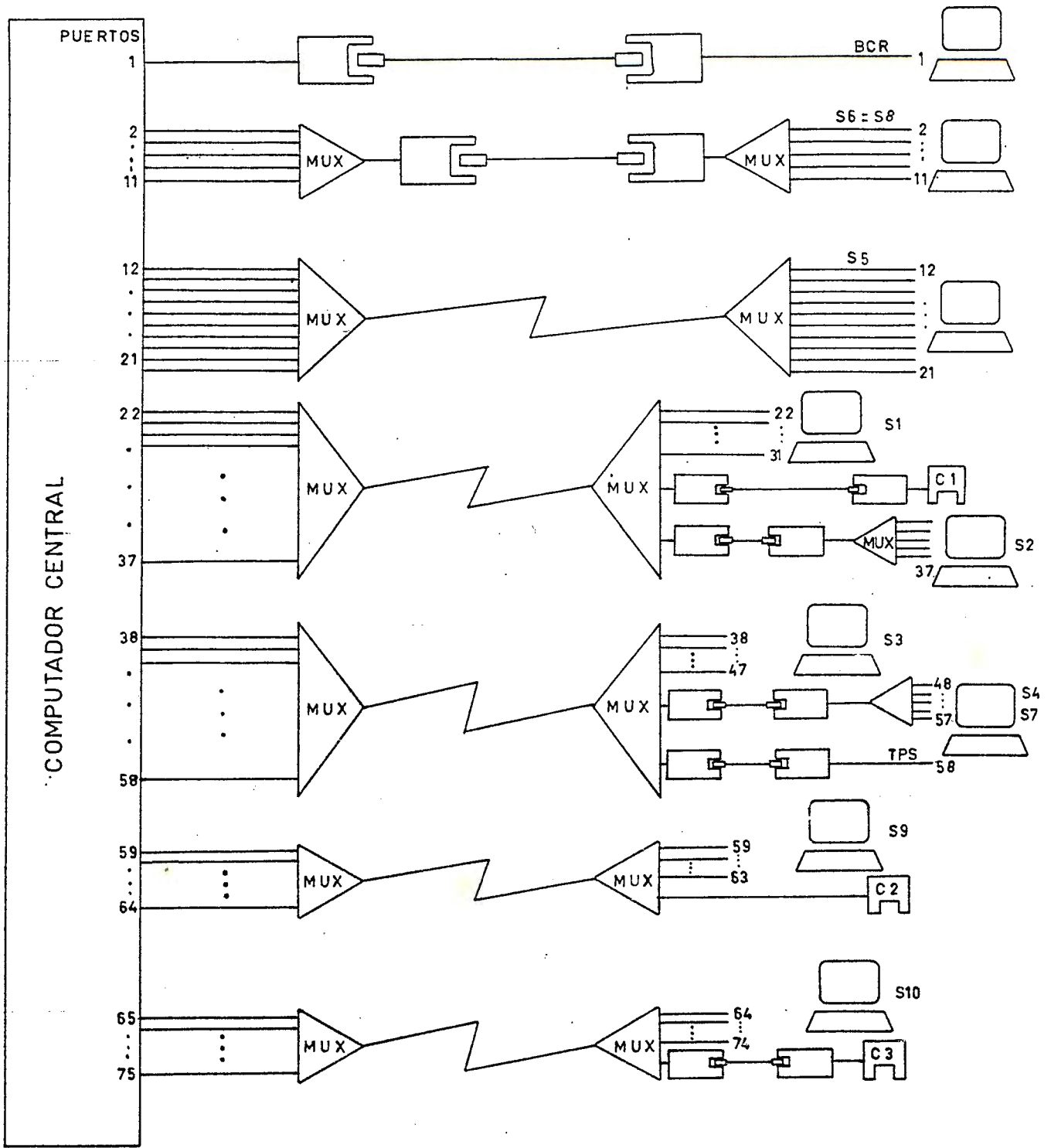


Figura 5-18.

Conexión de terminales y cajeros.

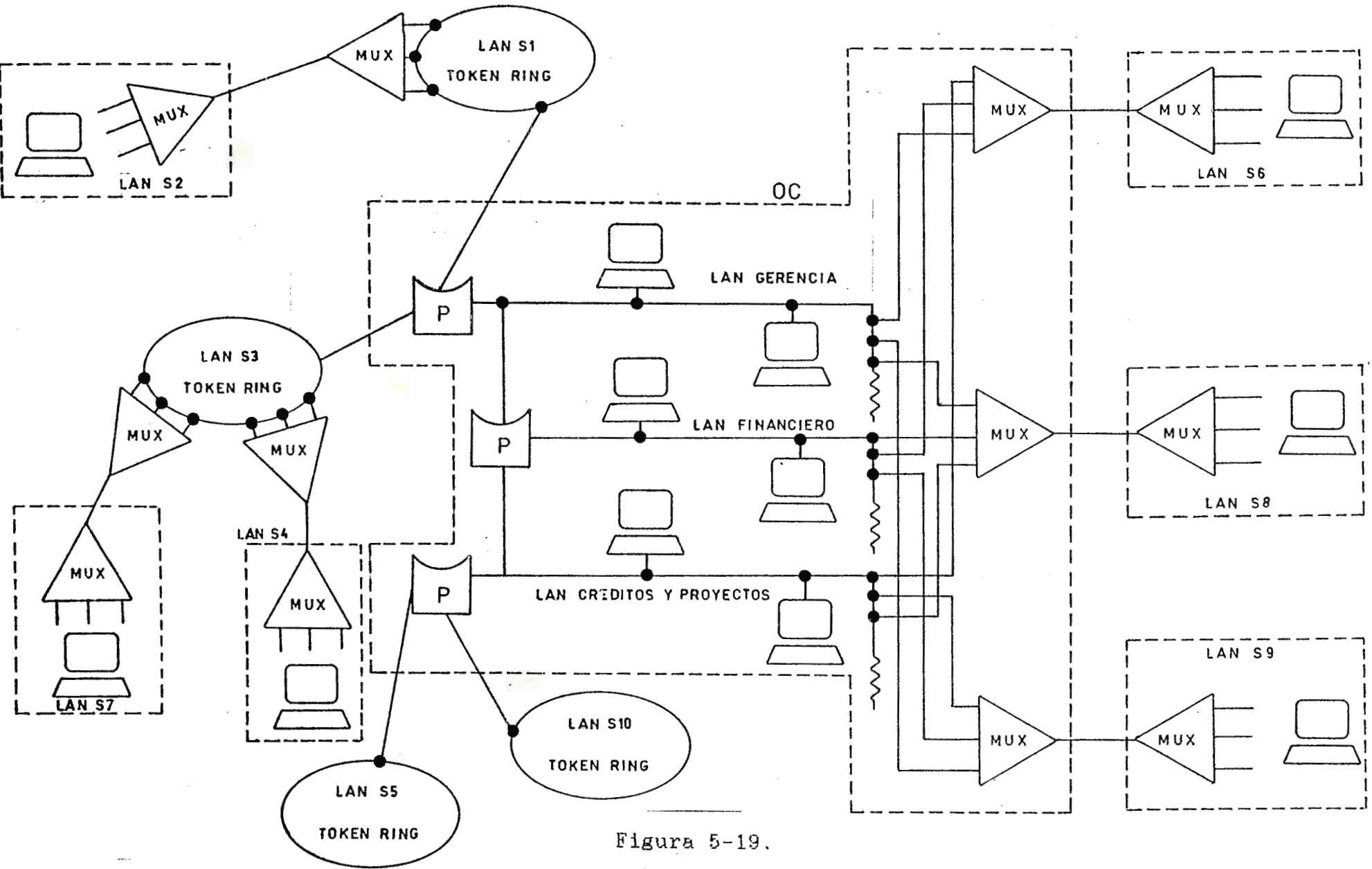


Figura 5-19.
Diagrama de LAN.

5.10.1 Capacidad de los Enlaces.

Un aspecto importante para definir los equipos es la capacidad de los enlaces, los cuales son definidos por la cantidad de información que se desea transmitir. Se ha tomado como base canales de 64kbps.

La capacidad de los enlaces se determina por medio de las Figuras 5-16, 5-18, 5-19. De cada figura se obtiene la capacidad por sistema (PBX, LAN, terminales) y posteriormente se combinan para obtener los canales de 64kbps. La cantidad de canales por sucursal se presenta en la Tabla 5-17.

Tabla 5-17. Canales por sucursal.

Sucursal	LAN	DTE	PBX	Total
S1	1	2 1/5	4 1/2	8
S2	3/5	1	1 1/2	3 2/5
S3	1	2	5	8
S4	3/5	1	1	2 3/5
S5	1	2	3	6
S6	3/5	1	1	2 3/5
S7	3/5	1	1	2 3/5
S8	3/5	1	1 1/2	3 2/5
S9	3/5	1 1/5	1	2 4/5
S10	1	2 1/5	2	5 1/5

Los canales de 64 kbps que se utilizan para cada enlace en la condición normal de comunicación se obtienen sumando los canales utilizados para LAN, terminales y PBX de cada sucursal que determinan un enlace específico; siendo la condición normal de

comunicación o transmisión de voz por el enlace S3-CLH solamente y la transmisión de datos y LAN por los otros enlaces.

En la Tabla 5-18 se muestran las capacidades de los enlaces donde se puede observar que el enlace S3-CLH sólo tiene transmisión de voz.

Tabla 5-18. Canales por enlace (condición normal).

Enlace	LAN Terminal	PBX	Total
OC-S8	1 3/5	1 1/2	3 2/5
OC-S6	1 3/5	1	2 3/5
OC-BOQ	10 1/5	2	12 1/5
S1-S2	1 3/5	1 1/2	3 2/5
S1-CLH	1 3/5	3	7 1/5
S3-S4	1 3/5	1	2 3/5
S3-S7	1 3/5	1	2 3/5
S3-CLH	—	2	2
S3-BOQ	5 1/5	1	6 1/5
S5-CLH	4 1/5	3	7 1/5
S5-OC	7 1/5	2	9 1/5
S9-BOQ	1 4/5	1	2 4/5
S10-BOQ	3 1/5	2	5 1/5

En el caso de condiciones críticas, la capacidad de los enlaces varía ya que se reduce a 2 terminales de datos para las sucursales S2, S4 y S7. A la sucursal S9 se le eliminan las 3 terminales de LAN y una troncal de PBX; dejando solamente 2 terminales de datos y el cajero. En la Tabla 5-19 se presenta la

capacidad de los enlaces principales ya que esos son los que se ven afectados en casos críticos. En dicha tabla puede observarse que se tiene un margen de 8 canales de 64 kbps disponibles para el enlace OC-BOQ, los que se utilizarán para futuras ampliaciones.

Tabla 5-19. Canales de enlaces principales (condición crítica).

Enlace	LAN Terminal	PBX	TOTAL	Enlace fuera de servicio
S3-BOQ	10 2/5	1	11 2/5	S5-OC
S3-CLH	7 3/5	2	9 3/5	OC-BOQ
S5-CLH	11 1/5	3	14 1/5	OC-BOQ
S5-OC	14 1/5	2	16 1/5	OC-BOQ
OC-BOQ	14 1/5	1 1/2	16	S5-OC

5.10.2 Diagramas por Sucursales y listado de Equipo.

a) Sucursal S2 y S8.

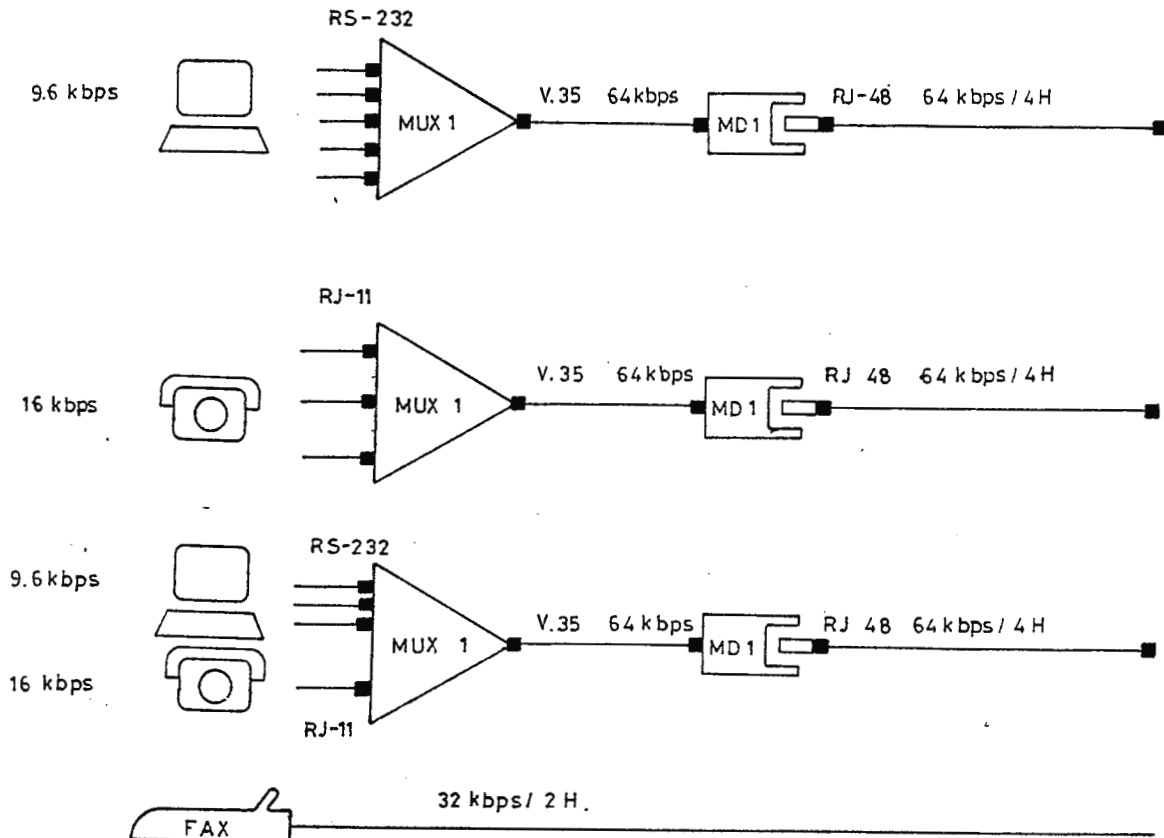


Figura 5-20.

Diagrama de sucursales S2 y S8.

Tabla 5-20. Equipo de sucursales 2 y 8.

Cantidad	Descripción
3	Mux tipo 1
4	Tarjetas FXS
3	Modem tipo 1
4	Conectores RJ-11
6	Conectores RJ-48
3	Cables V.35
8	Cables RS-232

b) Sucursal S4, S6 Y S7.

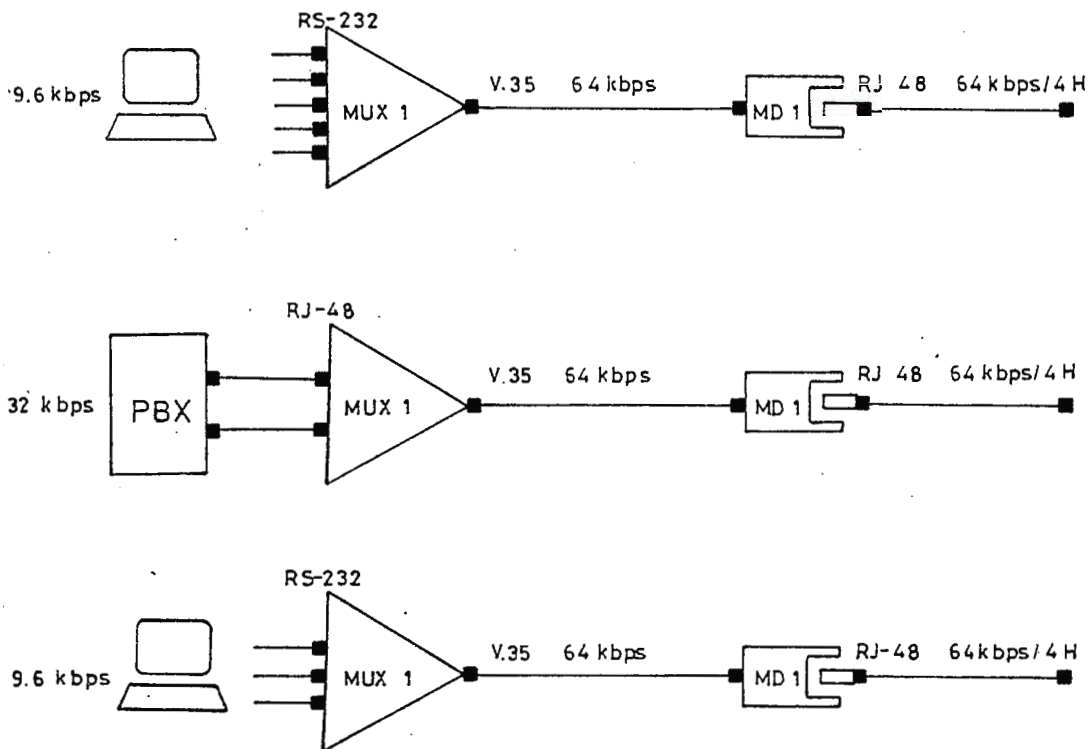


Figura 5-21.

Diagrama de sucursales S4, S6 y S7.

Tabla 5-21. Equipo de sucursales 4, 6, 7.

Cantidad	Descripción
3	Mux tipo 1
3	Modem tipo 1
3	Cables V.35
10	Conectores RJ-48
8	Cables RS-232

c) Sucursal S1.

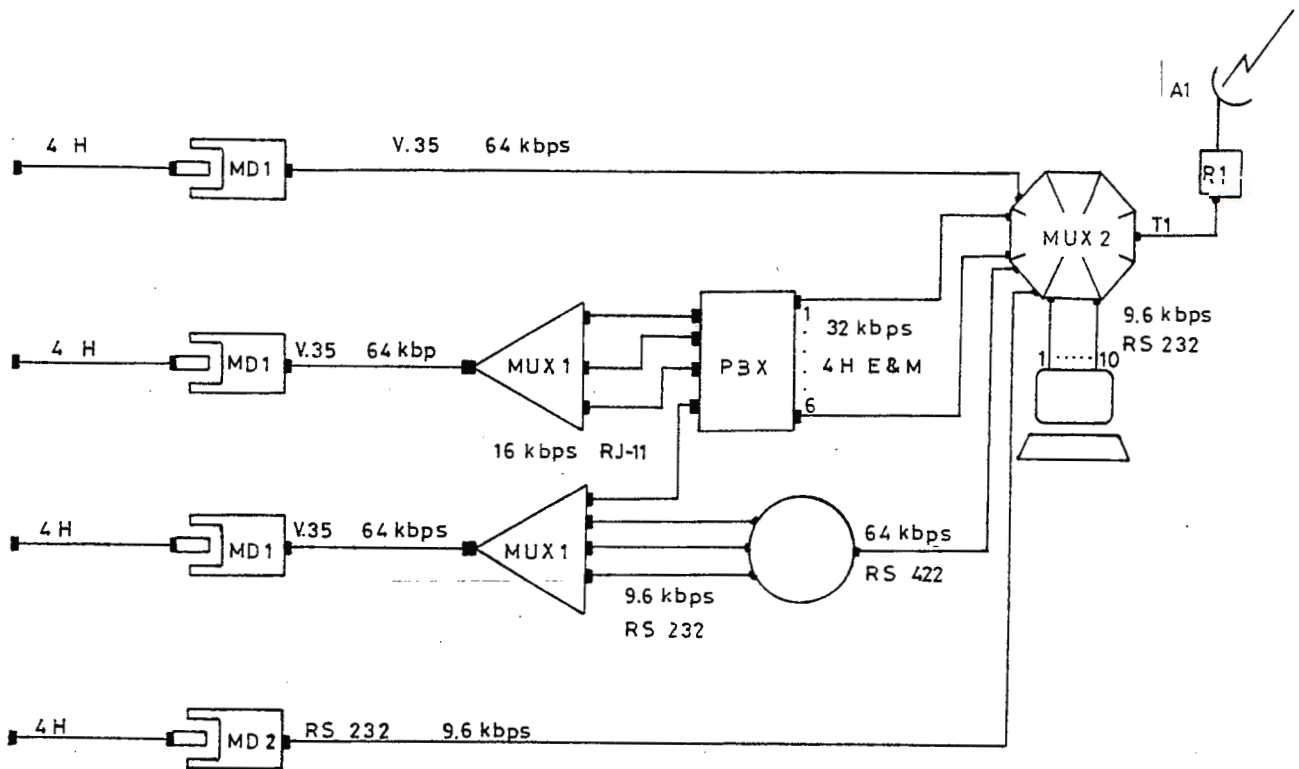


Figura 5-22.

Diagrama de sucursal S1.

Tabla 5-22. Equipo de Sucursal 1.

Cantidad	Descripción
1	Cable RS-422
8	Conectores RJ-11
20	Conectores RJ-48
14	Cables RS-232
3	Cables V.35
2	Mux tipo 1
4	Tarjetas FXO
3	Modem tipo 1
1	Modem tipo 2

Tabla 5-22. (continuación).

Cantidad	Descripción
1	Mux tipo 2
2	Radio 1
1	Antena 1

d) Sucursal S3.

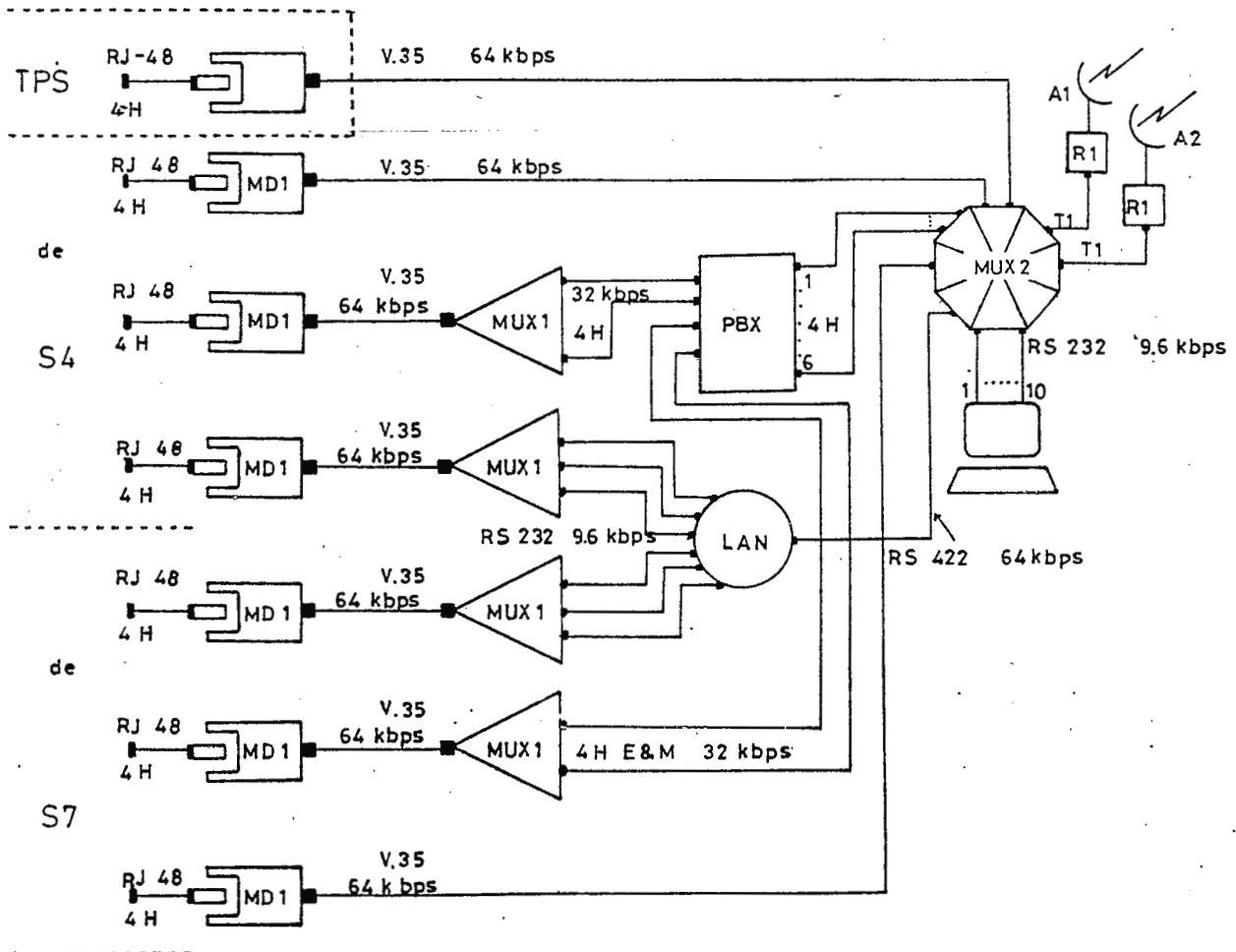


Figura 5-23.

Diagrama de sucursal S3.

Tabla 5-23. Equipo de sucursal 3.

Cantidad	Descripción
4	Mux tipo 1
1	Mux tipo 2
6	Modem tipo 1
32	Conectores RJ-48
16	Cables RS-232
7	Cables V.35
1	Antena 1
1	Antena 2
1	Cable RS-422
4	Radio 1

e) Sucursal S5.

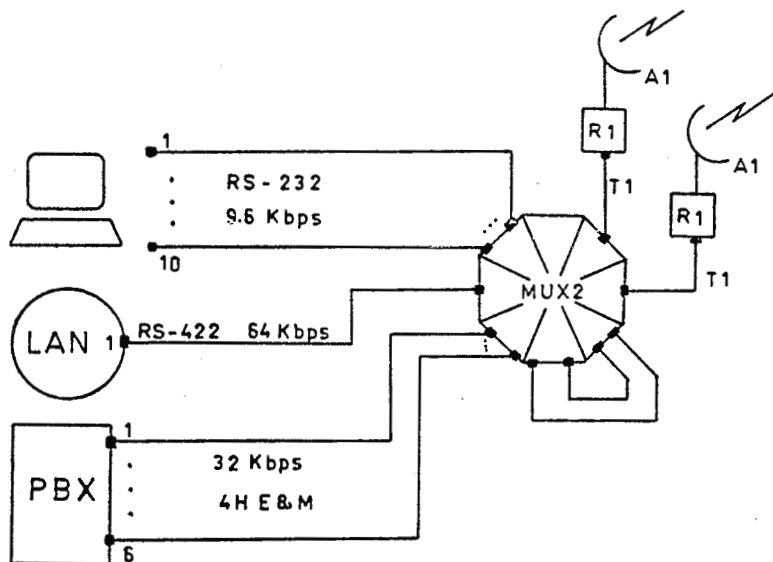


Figura 5-24.

Diagrama de sucursal S5.

Tabla 5-24. Equipo de sucursal 5.

Cantidad	Descripción
1	Mux tipo 2
4	Radio 1
2	Antena 1
1	Cable RS-422
12	Conectores RJ-48
10	Conectores RS-232

f) Sucursal S9.

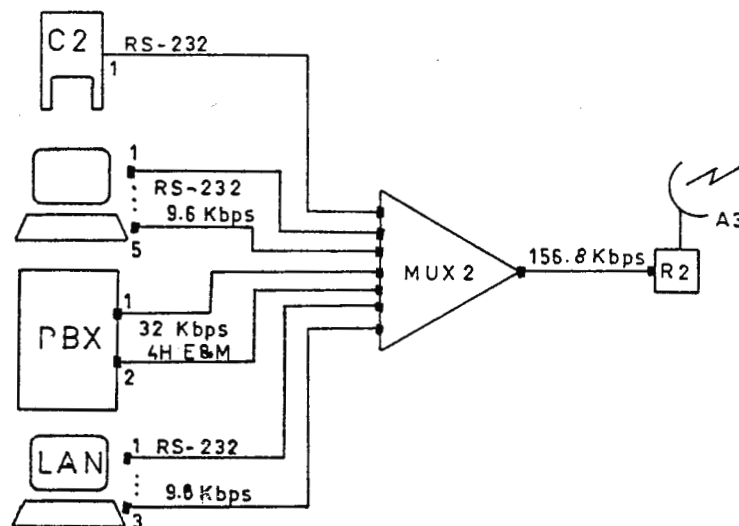


Figura 5-25.

Diagrama de sucursal S9.

Tabla 5-25. Equipo de sucursal 9.

Cantidad	Descripción
1	Mux tipo 2
1	Radio 2
1	Antena 3

Tabla 5-25. (continuación).

Cantidad	Descripción
9	Cables RS-232
4	Conectores RJ-48

g) Sucursal S10.

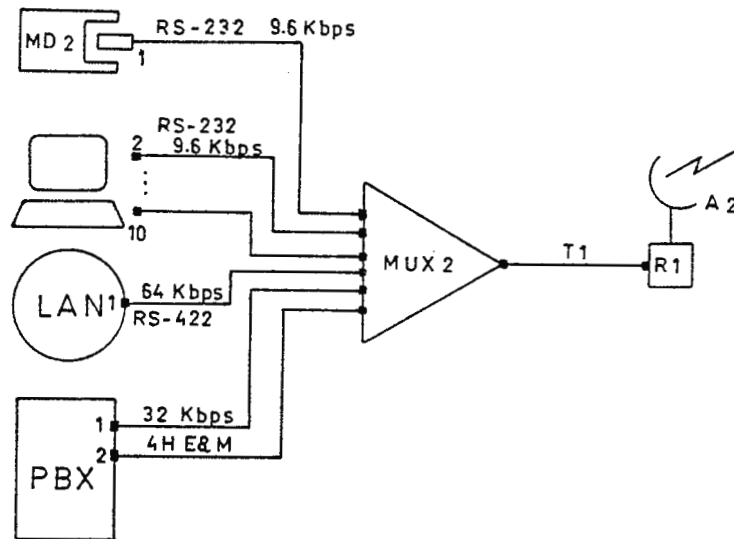


Figura 5-26.

Diagrama de sucursal S10.

Tabla 5-26. Equipo de sucursal 10.

Cantidad	Descripción
1	Mux tipo 2
2	Radio 1
1	Antena 2
1	Modem tipo 2
11	Cables RS-232
1	Cable RS-422
6	Conectores RJ-48

h) Condominio Los Heroes.

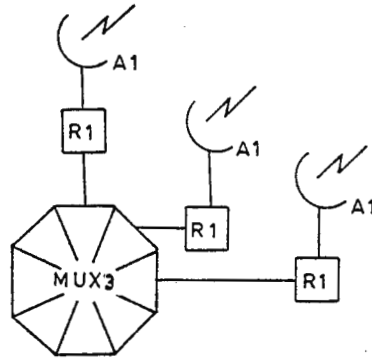


Figura 5-27.

Diagrama de Condominio Los Héroes.

Tabla 5-27. Equipo de Condominio Los Héroes.

Cantidad	Descripción
1	Mux tipo 3
6	Radio 1
3	Antena 1
1	Planta de emergencia
1	UPS

i) Enlace con BCR.



Figura 5-28.

Diagrama de equipos en BCR.

Tabla 5-28. Equipo en BCR.

Cantidad	Descripción
1	Modem tipo 2
1	Cable RS-232
2	Conectores RJ-48

j) Boquerón.

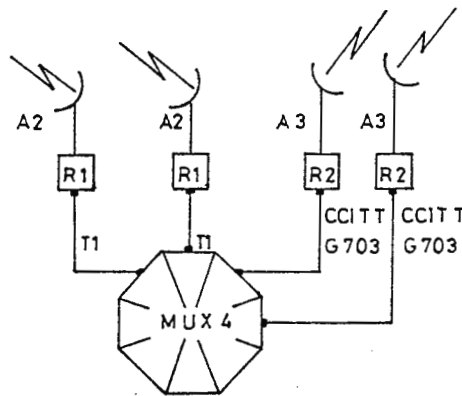


Figura 5-29.

Diagrama de equipos en Boquerón.

Tabla 5-29. Equipo por Boquerón.

Cantidad	Descripción
1	Mux tipo 4
4	Radio 1
2	Antena 2
4	Radio 2
2	Antena 3
1	Planta de Emergencia
1	UPS

k) Oficina Central (OC).

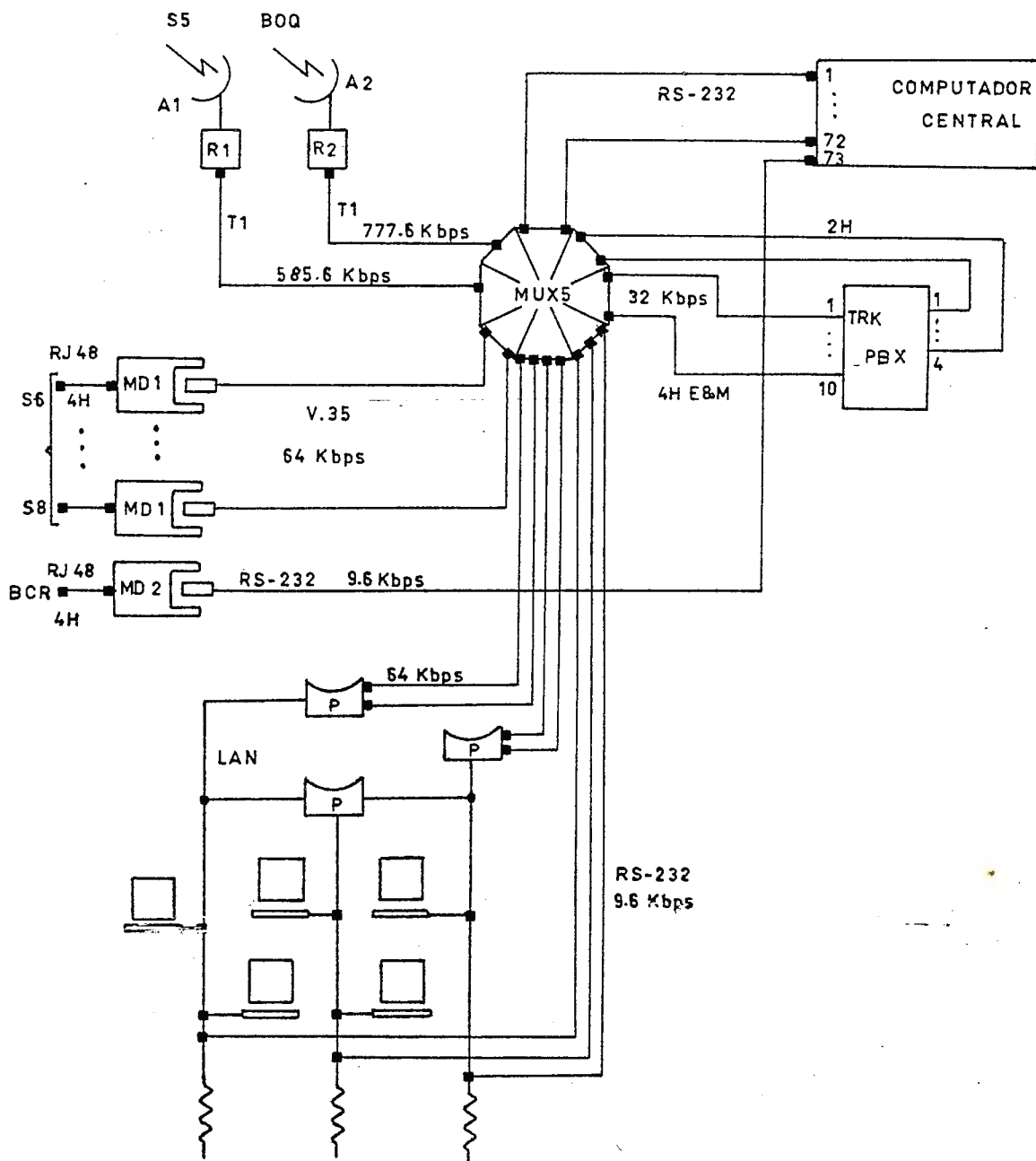


Figura 5-30.

Diagrama de equipos en oficina central.

Tabla 5-30. Equipo por oficina central.

Cantidad	Descripción
1	Mux tipo 5
6	Modem tipo 1
1	Modem tipo 2
4	Tarjetas FXO
2	Radio 1
1	Antena 1
2	Radio 2
1	Antena 3
3	Puentes
6	Cables V.35
82	Cables RS-232
32	Conectores RJ-48
8	Conectores RJ-11
4	Cables RS-422

1) Enlace con Los Angeles USA.

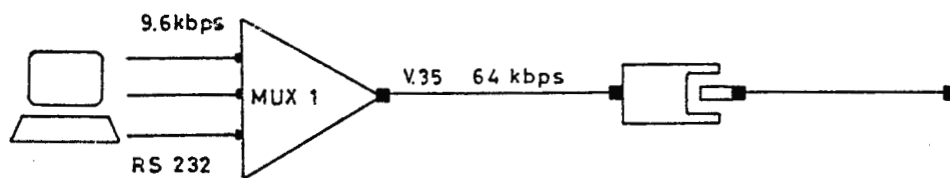


Figura 5-31.

Diagrama de equipo enlace con USA.

Tabla 5-31. Equipo en Los Angeles.

Cantidad	Descripción
1	Mux tipo 1
1	Cable V.35
3	Cables RS-232

m) Cajero C1 Y C3.

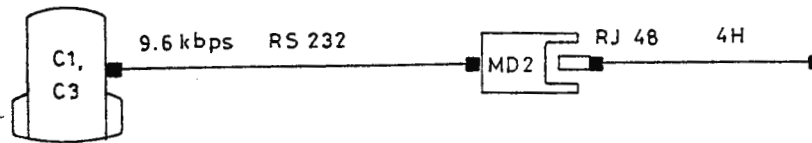


Figura 5-32.

Diagrama equipo en cajeros C1 y C3.

Tabla 5-32. Equipo en cajeros.

Cantidad	Descripción
1	Modem tipo 2
1	Cable RS-232
2	Conectores RJ-48

n) Resumen de equipos.

En la Tabla 5-33 se presenta un resumen de los equipos que necesitaría todo el sistema; no se incluyen los cables de 8 hilos para conectar los RJ-48 ni el de 4 hilos para los RJ-11, eso se verá más adelante junto con lo del cable multipar para comunicación externa.

Tabla 5-33. Resumen de equipos.

Cantidad	Equipo
22	Mux tipo 1
5	Mux tipo 2
1	Mux tipo 3
1	Mux tipo 4
1	Mux tipo 5
30	Modem tipo 1
6	Modem tipo 2
24	Radio tipo 1
7	Radio tipo 2
8	Antena tipo 1
4	Antena tipo 2
4	Antena tipo 3
8	Tarjetas FXS
8	Tarjetas FXO
3	Puente
2	UPS
2	Planta de emergencia
152	Conector RJ-48
24	Conector RJ-11
32	Cable V.35
199	Cable RS-232
8	Cable RS-422

o) Características de los equipos utilizados.

Tabla 5-34. Especificaciones de multicanalizadores.

Tipo	Agregado			Canal usuario			Potencia (W)	Precio (\$)
	Capacidad	Velocidad	Interface	Capacidad	Velocidad	Interface		
1	1	64 Kbps	V.35	5	0-9.6 Kbps	RS-232	90	4000
2	2	1.0544 b	CCITT	20	Minima	V.35, RS-232	300	20000
		2.048 Mbps	6.703 b T1					
3	3	1.0544 Mbps	T1	---	---	---	300	30000
		Redundantes						
4	4	1.0544 b	CCITT	---	---	---	400	40000
		2.048 Mbps	6.703 b T1					
		Redundantes						
5	2	1.0544 b	CCITT	110 Minimo	0-64 Kbps	V.35, RS-232	500	60000
		2.048 Mbps	6.703 b T1					
		Redundantes						

Tabla 5-35. Especificaciones de modems.

Tipo	Modo de Operación	Transmisión	Velocidad (Kbps)	Interface Terminal	Linea	Potencia (W)	Precio (\$)
1	Síncrono	Full-duplex	64	V.35	4 H	6	755
2	Asíncrono	Full-duplex	9.6	RS-232	4 H	10	330

Tabla 5-36. Especificaciones de radios.

Tipo	Frecuencia (GHz)	Nivel de Transmisión (dBm)	Umbral de recepción (dBm)	Velocidad (Mbps)	Potencia (W)	Precio (\$)
1	23	+16	-75	1.544	50	9,000
2	1.8	+30	-91	2x2.048	43	15,000

Tabla 5-37. Especificaciones de antenas.

Tipo	Frecuencia (GHz.)	Diámetro (Pies)	Ganancia (dBi)	Clase	Precio (\$)
1	23	2	38	Parabólica	1000
2	23	4	44	Parabólica	2000
3	1.8	4	17.3	Parabólica de rejilla	1200

Tabla 5-38. Especificaciones de otros equipos.

Equipo	Características	Potencia (W)	Precio (\$)
Puente	Enruta LAN en bus y token ring	150	5000
Tarjeta FXS	Para circuitos de voz pasa de 4H E&M a 2H	-	600
Tarjeta FXD	Para circuitos de voz pasa de 2H a 4H E&M	-	600

Los multicanalizadores deben tener la capacidad de combinar circuitos de voz y datos. Los equipos de radio están duplicados exceptuando en S9, para tener un equipo de reserva en caso de falla.

5.10.3 Sincronización.

Los multicanalizadores tipo 3, 4 y 5 tienen dos formas de sincronización:

- 1) Fuente de reloj.
- 2) Temporización de interface, el cual puede ser interface de agregado o interface de canal.

En la sincronización por fuente de reloj los multicanalizadores tipo 3, 4 y 5 pueden funcionar como nodo maestro o nodo esclavo con respecto a éste. El nodo que es seleccionado como maestro puede proporcionar sincronización a los nodos conectados a él, en cambio un nodos esclavo recibe su sincronización de un agregado que está conectado a él.

Un nodo maestro puede tomar su sincronización de las siguientes fuentes:

1) Interna, la fuente de sincronización es proporcionado por un oscilador de la tarjeta SCC del nodo.

2) Externa, la fuente de reloj será proporcionada por un dispositivo externo por medio de un conector tipo DB-9.

3) AGG, el reloj será dado por un agregado de autosincronización, el cual está conectado a ese nodo.

El nodo esclavo toma su sincronización automáticamente de un agregado que se encuentra conectado a él.

Los agregados pueden estar definidos en tres formas:

1) Agregado disponible, el aquel que puede ser usado para sincronización.

2) Agregado no disponible, es el que nunca puede ser utilizado para sincronización.

3) Agregado de autosincronización, es el que puede ser usado para sincronización.

Si un agregado es elegido como "disponible" o como "autosincronización" puede tomar su sincronización del reloj de transmisión, que sale de un modem agregado local (XMIT) o del reloj de recepción de la trama de datos de recepción del

agregado (RCV).

En la sincronización por interface de agregado se define cual reloj será utilizado para sincronizar los datos. Existen tres opciones para tal definición. La primera de ellas utiliza el reloj de transmisión que proviene del modem agregado (XMIT), la segunda utiliza el reloj de recepción que es recuperado de la trama de datos de recepción del agregado (RCV) y la tercera opción utiliza el reloj generado por la tarjeta SCC del nodo (NODE).

La sincronización por interface de canal se puede llevar a cabo por medio de un reloj interno que proviene de un reloj maestro o por el reloj externo que puede provenir de un modem o DSU.

5.10.4 Enrutamiento.

Los multicanalizadores poseen además una característica que los hace especiales llamada autotrectoria que permite el poder enrutar circuitos a través de la red. La autotrectoria proporciona balanceo de carga, conectividad prioritaria adaptable y colisiones prioritarias.

Una trayectoria es escogida basada en la adaptación entre el perfil del circuito y los atributos y parámetros del agregado. Están disponible tres tipos de enrutamiento de circuito:

- 1) Manual preferido, el usuario define la ruta inicial y el enrutamiento automático inteligente (IAR) enrutará el circuito si la ruta escogida no está disponible.

- 2) Manual requerido, las rutas de los circuitos son definidas por el operador de la red y el circuito no será enrutado durante

fallas de línea.

3) Automático, la autotrayectoria selecciona el camino óptimo basado en los parámetros del circuito.

5.10.4.1 Enrutamiento Inteligente Automático (IAR).

Este sistema asegura la conectividad de aplicaciones críticas. Automáticamente disminuye la velocidad de datos del circuito permitiendo que todos los usuarios continúen comunicándose en lugar de seleccionar a unos pocos. En caso de que el ancho de banda se vuelva limitado se activa una alarma para todos los circuitos no enrutados.

Algunas de las mayores características del IAR son las siguientes:

Calidad de enrutamiento. Los circuitos son enrutados a la mejor trayectoria para una aplicación, lo que ayuda que la red continúe manteniendo todas las aplicaciones en el mejor tiempo de respuesta.

Seguridad de datos sensibles. Esta característica asegura que los datos asignados a líneas encriptadas durante el enrutamiento automático no serán separadas en caso de fallas de línea.

Dirección. Las redes que son separadas continúan funcionando como subredes por medio de controles redundantes. Estas subredes tienen capacidad de dirección aún durante severas fallas de línea. Las rutas de los circuitos son direccionados para asegurar una buena distribución de los recursos de transporte.

Respaldo del circuito. El usuario puede habilitar o deshabilitar la característica del circuito de conmutar

automáticamente a velocidades de datos más bajas.

Alarmas de circuitos desconectados. Cuando un circuito no puede ser enrutado debido a que no es un circuito seleccionado o no hay trayectorias disponibles son activadas las alarmas.

Condición del circuito de enturamiento. Con esta característica se puede observar la ruta normal de cualquier circuito.

Prueba fuera de línea. Los modelos de la red son generados por medio de software sin interrumpir la operación de la red, esto es llevado a cabo en cualquier estación.

5.10.5. Potencia por Sucursal.

Todas las sucursales poseen planta de emergencia y UPS con cierta capacidad disponible. El cálculo de la potencia en cada sucursal se hace necesario para determinar si esa capacidad disponible es suficiente para la potencia demandada por los equipos de comunicación y en caso de no ser así el dimensionar los equipos de respaldo de energía necesarios.

En la Tablas 5-34 a 5-38 se presentaron las características de los equipos utilizados entre esas están los requerimientos de potencia. Con los listados de las Tablas 5-20 a 5-32 se puede calcular la potencia total requerida en cada sucursal. Esos valores se presentan en la Tabla 5-39.

Como se expresó en el planteamiento del sistema modelo las plantas de emergencia tienen un 25% de su capacidad por cubrir y la sucursal que más potencia demanda llega a cubrir un 2.17% por lo que se determina que está dentro del rango. Para el UPS la capacidad disponible es del 20% y la mayor demanda es del 5% por

Tabla 5-39. Requerimientos de Potencia.

Sucursal	Potencia (W)	% respecto de UPS	% respecto de planta
OC	1089	5.44	2.17
S1	588	2.90	1.11
S2	288	1.44	0.57
S3	796	3.98	1.59
S4	288	1.44	0.57
S5	400	2.00	0.80
S6	288	1.44	0.57
S7	288	1.44	0.57
S8	288	1.44	0.57
S9	343	1.71	0.68
S10	360	1.80	0.72
BOQ	586	---	---
CLH	600	---	---

lo tanto también está en el rango y no es necesario el adicionar equipo de potencia.

En los puntos repetidores existe la necesidad de plantas de emergencia y de UPS. La capacidad de las plantas debe ser de por lo menos dos veces la demanda de energía, por lo que para ambos puntos se necesitan plantas de emergencia de 1.5 kw y UPS de 1 kw.

Un UPS de esa capacidad con banco de baterías incluido y un tiempo de respaldo de 6 horas tiene un costo aproximado de

¢ 21,000; una planta de emergencia para los lugares mencionados debe poseer las características de arranque automático y tiempo de respaldo mayor de 12 horas ya que son lugares con funciones de repetición y enrutamiento; sin embargo localmente no se dispone con plantas con dichas características con capacidad de 1.5 kw, la de más cercana capacidad es de 5.5 kw con un costo aproximado de ¢ 18,000 y tiempo de respaldo de 15 horas.

5.11 Equipo de Repuesto.

Para asegurar un funcionamiento ininterrumpido del sistema, además de usar sistemas de respaldo en los equipos de transmisión de energía se debe tener en plaza respuestos para los equipos que se encuentran en lugares de prioridad que permitan una sustitución rápida del equipo dañado. Entre estos repuestos se recomienda tarjetas FXS, FXO para comunicación telefónica, tarjetas de agregados para los multicanalizadores, tarjetas de modem tipo 1, tarjetas universales de voz y de datos. En la Tabla 5-40 se muestran estos repuestos con la cantidad de ellos que se recomiendan mantener en plaza.

Tabla 5-40. Definición de equipo de repuesto.

Cantidad	Repuesto
6	Tarjetas FXS,FXO
4	Tarjetas de agregados
5	Tarjetas de modem tipo 1
3	Tarjetas universales de voz
3	Tarjetas universales de datos

5.12 Trámites administrativos.

Para la asignación de frecuencias para los sistemas de radio se debe solicitar permiso a la Administración Nacional de Telecomunicaciones ANTEL; para ello se debe solicitar en las oficinas de dicha institución un formato para asignación de frecuencias.

Para dicha asignación de frecuencias se debe cumplir los siguientes requisitos:

1- Presentación de una carta de solicitud para la asignación de frecuencias en la banda deseada.

2- Presentación de un estudio técnico para la instalación y operación del sistema, el cual debe contener lo siguiente:

- a) Descripción del proyecto.
- b) Características técnicas de los equipos.
- c) Diagrama de bloques del sistema.
- d) Ubicación de los equipos y plantas transmisoras.
- e) Descripción del sistema radiador.
- f) Especificación de la ganancia de las antenas del sistema.

3- Presentación de un estudio de factibilidad económico.

- a) Costo del sistema.
- b) Ingresos del sistema.
- c) Aspectos financieros.
- d) Ingresos.

Además se debe solicitar un permiso a la alcaldía en caso de que necesite tender cables por postes o subterráneo. Se debe enviar a Aeronáutica Civil una carta solicitando una inspección

de los lugares donde se ubicarán las torres para luego éste extienda un permiso para la colocación de torres en los lugares inspeccionados.

5.13 Costos.

Un parámetro muy importante que se debe tomar en cuenta en el diseño lo constituye la inversión que debe hacer la empresa interesada ya que si ésta es muy elevada se vuelve una limitante para llevar a cabo el sistema. Gran parte de esa inversión lo constituye el equipo de comunicación, por lo que debe existir un compromiso entre el precio y la tecnología.

5.13.1 Costo por Equipo.

En las Tablas 5-34 a 5-38 se presentaron ciertas características de los equipos y su precio FOB aproximado. Debido que todos los equipos son importados están sujetos al pago de impuesto, el cual es diferente según la clasificación donde se encuentre, así los modems y multiplexores se clasifican como electrónica y pagan un 5% sobre su precio, mientras que los radios al igual que las antenas pagan un 20%. También se debe pagar cierto porcentaje correspondiente al seguro.

Los costos totales por equipo se obtuvieron de la siguiente forma y se listan posteriormente en la Tabla 5-41.

Equipo electrónico = FOB + 5% impuesto fijo + 5% + 10% seguro.

= precio FOB + 20%.

Equipo de radio o antena = precio FOB + 5% impuesto fijo + 20%
+ 10% seguro.

= precio FOB + 10% seguro.

Tabla 5-41. Costo por equipo.

Equipo	Precio FOB/unidad	Cantidad	Total
Mux Tipo 1	\$ 4,000	22	\$ 105,600
Mux Tipo 2	20,000	5	120,000
Mux Tipo 3	30,000	1	36,000
Mux Tipo 4	40,000	1	48,000
Mux Tipo 5	60,000	1	72,000
Modem Tipo 1	755	30	27,180
Modem Tipo 2	330	6	2,376
Radio Tipo 1	9,000	24	291,600
Radio Tipo 2	15,000	7	141,750
Antena Tipo 1	1,000	8	10,800
Antena Tipo 2	2,000	4	10,800
Antena Tipo 3	1,200	4	6,480
Tarjeta FXS y FXO	600	16	11,520
Puente	5,000	3	18,000
			\$ 902,106

5.13.2 Costos debido a los Cables.

Como se expresó en la sección 5.2 los cajeros y las sucursales secundarias se conectan a las sucursales principales correspondientes por medio de cable. Cables de 5 pares son utilizados para unir los cajeros y la terminal en BCR, cables de 20 pares son utilizados para unir las sucursales secundarias.

Para el tendido del cable, es necesario colocar una línea que le proporciona soporte a la tensión física que pueden sufrir los

cable; éste es conocido como mensajero. Para las comunicaciones internas, por ejemplo de PBX a multicanalizador se utilizan cables de 4 y 8 hilos el cual se adquirirá por separado (cable y conector) para lograr las longitudes adecuadas para cada conexión. Los cables para V.35, RS-232 y RS-422 incluyendo el conector se utilizarán con longitudes de 3 m.

Los cables pagan un impuesto del 30% y su costo final se obtuvo así:

$$\begin{aligned} \text{Costo cable} &= \text{Precio FOB} + 5\% \text{ impuesto fijo} + 30\% + 10\% \text{ seguro.} \\ &= \text{Precio FOB} + 45\%. \end{aligned}$$

Tabla 5-42. Costos por cables.

Equipo	Precio FOB/Unidad	Cantidad	Total
V.35 (3m)	\$ 77.50	32	\$ 3,596.00
RS-232 (3m)	22.50	199	6,348.10
RS-422 (3m)	40.50	8	469.80
Conector RJ-11	0.45	24	15.66
Conector RJ-48	0.90	156	203.58
Cable 4 hilos	0.30/m	152 (m)	66.12
Cable 8 hilos	0.60/m	152 (m)	132.24
Cable 5 pares	2.90/m	6900 (m)	29,014.05
Cable 20 pares	8.50/m	4700 (m)	57,927.05
Mensajero	15.00/m	10800 (m)	* 162,000.00
			\$ 118,023.05

* Este valor está en colones ya que el costo es local y no paga impuesto, sin embargo para el costo total se ha pasado a dólares.

5.13.3 Costos por Postes, Torres y Equipo de Respaldo.

El costo de las torres varía de acuerdo con la altura, aumentando entre más alta sea la torre, ya que la fundación que se necesita para sostenerla debe ser también más grande. En la Tabla 5-10 se puede observar que S3 y Boquerón poseen las torres con mayor altura, las cuales serán colocadas al nivel del suelo y se necesitará de una fundación; mientras que los que son menores o iguales a 5 m de altura se colocarán en las azoteas de los edificios, sostenidas con cables tensores. Debido a que las torres también son importadas están sometidas al pago de impuesto; el cual es del 25%.

Costo Torre = precio FOB + 5% impuesto fijo + 25% + 10% seguro.
 = precio FOB + 40%.

Tabla 5-43. Costos por torres.

Lugar	Altura (m)	Fundación (¢)	FOB (\$)	Total (\$)
BOQ	24	45,000	5,000	12,625
S3	10	20,000	4,000	8,100
CLH	5	-	1,000	1,400
OC	4.5	-	1,000	1,400
S10	3	-	1,000	1,400
				<hr/> 24,925

En la Tabla 5-16 se mostró la cantidad de postes necesarios para cada enlace por cable. El costo de postes de 8 y 10 m es de ¢ 600 y ¢ 700 respectivamente y si se necesitan 109 postes de 10 m y 102 postes de 8 m se obtiene un costo de ¢ 137500 o

\$ 17187.5.

De acuerdo a lo expresado en la sección 5.10.3 el costo por planta de emergencia y UPS es ₡ 78,000 ó \$ 9,750.

Hasta el momento se han calculado los siguientes costos:

Por equipo	\$ 902,106.0
Por cables	\$ 118,022.6
Por torres	\$ 24,925.0
Por postes	\$ 17,187.5
Por UPS y plantas de emergencia.	\$ 9,750.0

Lo que hace un total de \$ 1,071,991.1.

Los costos de instalación se calculan como un 35 % de ese costo total que da un valor de \$ 37,519.89 y totalizando un costo de \$ 1,447,187.99.

5.13.4. Costos Administrativos.

Estos costos están determinados por la cantidad de dinero que se le debe pagar a ANTEL por el uso de frecuencia, a la Alcaldía por la colocación de postes, a la empresa encargada del enlace con Los Angeles, la renta del local en el Condominio Los Héroes y a Aeronáutica Civil por inspección de los lugares donde se colocarán las torres.

La cantidad a pagar a ANTEL es de ₡ 1000 por frecuencia. Se utilizarán 4 frecuencias en la banda de 23 GHz (dos para transmisión y dos para recepción) y 2 frecuencias (transmisión y recepción) en la banda de 1.8 GHz; haciendo un costo de ₡ 6,0000. Los costos por el servicio de la comunicación

internacional ascienden a \$ 10,000 mensuales, la renta del local en el Condominio Los Héroes es de \$ 5,000 mensuales, por lo que se tiene un costo total mensual de \$ 11,375. La cantidad a pagar a Aeronáutica Civil por lugar a inspeccionar es de \$ 50; haciendo un total de \$ 200 ya que se deben inspeccionar 4 lugares. El costo a pagar a la Alcaldía no pudo ser determinado.

5.14 Procedimiento de Diseño para el Sistema Modelo.

En las secciones anteriores del capítulo 5 se ha desarrollado el procedimiento de diseño para el sistema modelo.

En el desarrollo del capítulo 5 se han presentado los pasos seguidos para el desarrollo del sistema modelo, estos pasos han sido resumidos para determinar el procedimiento de diseño el cual se presenta a continuación:

1- Definición del problema.

Este consiste en estipular las características del sistema; como pueden ser: Cantidad de terminales a ser utilizadas, integración de teléfonos y otros servicios, lugares principales y secundarios, localización de éstos, requerimientos de velocidad y características del computador central.

2- Ubicación geográfica de los lugares.

En un mapa de la ciudad deben ser situados todos los puntos a ser conectados; esto proporciona una visión global de la distribución de la red.

3- Elaboración de topologías.

Basado en el paso 2, se pueden elaborar diferentes formas de enlazar los lugares, estas topologías deben tener la redundancia necesaria para proporcionar caminos alternos en caso de falla.

4- Determinación de las frecuencias a utilizar.

Se debe buscar el utilizar una banda de frecuencia que no se encuentre muy saturada dentro del espectro electromagnético. Además se debe tomar en cuenta la frecuencia de operación de los equipos disponibles y la longitud de la trayectoria. Tomando en cuenta las restricciones legales.

5- Desarrollo de perfiles de trayectoria.

Determinar los obstáculos a lo largo de la trayectoria por medio de mapas de nivel y visitas de campo, posteriormente graficar los perfiles y definir si hay línea vista tomando en cuenta el radio de la primera zona de Fresnel y la altura de espacio libre sobre el obstáculo. En caso de que no exista línea vista se debe repetir el procedimiento a partir del paso 3.

6- Altura de las torres.

En base al paso 5, los perfiles en los que la línea vista se logra con el uso de torres deberá establecerse la altura de éstas de manera que el rango sobrepase la altura de espacio libre sobre obstáculo (h) y el radio de la primera zona de Fresnel, limitándola por aspectos económicos y por su localización ya que sobre edificios no es recomendable colocar torres de más de 5 m de altura. En caso de que la altura de la torre sea excesivamente grande deberá repetirse el procedimiento desde el paso 3.

7- Plan de frecuencia.

Se debe distribuir el uso de las frecuencias tomando en cuenta que ANTEL asigna un máximo de dos en un mismo ancho de banda. Debido a esto se tiene que reutilizar las frecuencias

tomando medidas para evitar interferencia.

8- Cálculo de la trayectoria.

Lo constituye el cálculo de pérdidas por el medio a las diversas frecuencias y el margen de desvanecimiento. Por medio de esto se puede determinar las características de los equipos y/o la ganancia de las antenas. En caso de que no se logre el margen de desvanecimiento adecuado y para lograrlo se tenga que utilizar antenas con grandes dimensiones deberá repetirse el procedimiento desde el paso 4.

9- Integrar las sucursales restantes al nodo de comunicación más cercano.

Esta integración se puede hacer por radio enlace, o por otro medio. Si es por radio se debe repetir el procedimiento desde el paso 4; en caso de que sea por cable deberá definirse la ruta basándose en un mapa de la ciudad y la vía que llevaría el cable, (aérea o subterránea).

10- Presentación de las diferentes redes del sistema.

Elaborar el diagrama de conexión de cada uno de los servicios de la red (teléfonos, terminales y redes locales) e integrarlos parcial o totalmente al diagrama físico de la red.

11- Determinación de la capacidad de los enlaces.

Basandose en el paso anterior se determinará la capacidad de cada enlace.

12- Especificar los equipos de comunicación por agencia.

Con la información proporcionada por los pasos 10 y 11 se procede a especificar el equipo de comunicación que deberá tener cada sucursal según sus necesidades; especificando la velocidad,

cantidad e interfaz de cada equipo a comunicar y el medio en el que se va a transmitir.

Se debe tomar en cuenta que los equipos sean compatibles.

13- Equipo de respaldo de energía.

El consumo de energía de los equipos debe determinarse y compararlo con la capacidad que tienen libre las plantas eléctricas y UPS existentes. En los lugares donde no haya plantas eléctricas y UPS o el consumo de energía de los equipos sea mayor que la capacidad disponible, deberá dimensionarse dicho equipo de respaldo de tal forma que sea aproximadamente el doble del consumo.

14- Equipo de repuesto.

Debe ser establecido de acuerdo al uso y la importancia que los equipos tienen dentro de la comunicación.

15- Trámites administrativos.

Para la realización del sistema se deben obtener ciertos permisos que los proporciona ANTEL y la alcaldía; así como también solicitar a Aeronáutica Civil la inspección de los lugares donde se ubicarán los sistemas de radio.

16- Determinación de costos.

Muestra la inversión que deberá hacerse para poder llevar a cabo el sistema. En caso de ser muy alto se deberá presentar opciones para que la inversión inicial no sea elevada.

SUMARIO Y CONCLUSIONES.

1- El diseño del sistema de transmisión de datos de una institución u organismo requiere de ciertos pasos a seguir para obtener los resultados deseados en el menor tiempo posible.

En la sección 5.10 se ha presentado el procedimiento seguido para el diseño del sistema modelo, el cual puede servir de guía para el diseño de sistemas similares. En general puede definirse un procedimiento que pueda aplicarse al diseño de sistemas de transmisión con características variadas; los pasos de este procedimiento se pueden resumir así:

a) Definir el problema a resolver, estableciendo todas las características que el sistema debe poseer tales como: velocidad de transmisión, cantidad y tipo de equipo a comunicar, lugares principales, localización de los lugares y número de ellos, definición de otros servicios, etc.

b) Ubicar geográficamente los lugares a comunicarse para determinar la topografía de los lugares y distancias entre los puntos a comunicar, lo cual puede proporcionar una idea del tipo de medio que se puede utilizar.

c) Realizar topologías con la característica de redundancia. Esta se puede realizar con los diferentes medios de comunicación para poder evaluar cual de ellos es el más adecuado para cada enlace, basándose en los costos y ventajas técnicas que ofrecen, determinando de esta forma la topología del sistema, la cual puede ser una combinación de medios.

2- En el sistema modelo presentado los costos obtenidos para la ejecución del proyecto son bastante elevados. Estos costos pueden ser reducidos, disminuyendo la cantidad de equipos a ser adquiridos en la inversión inicial, ya que se pueden utilizar equipos sin su respaldo respectivo en lugares donde se tienen rutas alternas, se puede además reducir la velocidad de los dispositivos a comunicar de modo que permita que un mayor número de estos compartan un mismo equipo de comunicación.

3- En el diseño de sistemas de transmisión de datos es necesario el conocimiento de los avances en las comunicaciones, sobre todo los avances tecnológicos en los equipos, esta información se encuentra en revistas especializadas.

Para una buena selección del equipo es adecuado utilizar catálogos que proporcionen las diferentes características de cada equipo y que sean de años recientes.

4- En un sistema de transmisión de datos en el que se deba utilizar repetidores fuera de los puntos propios del sistema, será necesario evaluar los diferentes lugares posibles para determinar el que ofrezca más ventajas técnicas, económicas y administrativas para la red en particular.

5- El diseño de sistemas de transmisión de datos independientes de la red de ANTEL es una solución al problema actual en la comunicación de datos de una empresa, sin embargo si todas las empresas empiezan a desarrollar sistemas particulares el espectro de frecuencia será utilizado inadecuadamente, lo que constituiría otro problema. Debido a

ello se observa la necesidad de crear una red pública de datos que ofrezca ese servicio.

Los usuarios de dicha red de datos tendrían la ventaja de que sus costos disminuirían considerablemente, ya que no tendrían que comprar todos los equipos de comunicación sino que solamente pagarían una cuota mensual por el uso de dicha red.

6- En el contenido de esta tesis solamente se ha tomado en cuenta el área de San Salvador por lo que para una comunicación que involucre todo el país, deberá hacerse un estudio de los lugares y la forma de comunicación que sea factible (onda ionosférica, onda terrestre, satélite, etc.).

A. EFECTO PELICULAR.

El campo electromagnético autoinducido en un conductor es debido a la razón de cambio del flujo magnético, el cual se opone al flujo de corriente, la cual hace que éste se incremente. Generalmente se asume que todo el flujo encierra a todo el conductor; sin embargo las espiras de flujo se incrementan alrededor del núcleo del conductor (Figura A-1). Debido a que el campo electromagnético autoinducido es mayor en el centro del conductor que en el exterior, esto provoca que la densidad de corriente sea mínima al centro del conductor y se incremente alrededor de éste ya que el campo electromagnético se opone al flujo de corriente; produciendo que la corriente fluya cerca de la superficie del conductor; conociéndose dicho fenómeno como **efecto pelicular**. Ya que la corriente circula por una pequeña sección del conductor, la resistencia aparente del conductor se incrementa. El incremento es más notable en conductores delgados y a altas frecuencias volviendo la resistencia dependiente de la frecuencia.

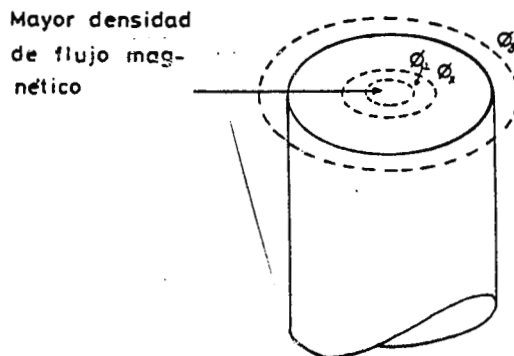


Figura A-1.

Espiras de flujo magnético en un conductor.

B. DECIBELES.

El Bel se define como el logaritmo en base 10 de un cociente de potencia, voltaje o alguna otra cantidad. El decibel igual a un décimo de un bel es una unidad utilizada con mayor frecuencia.

$$1 \text{ Bel} = 10 \text{ dB} \quad (\text{B.1})$$

La escala logarítmica permite reemplazar la multiplicación y la división por adición y sustracción de decibeleles.

$$\text{dB} = 10 \log P_2/P_1 \quad (\text{B.2})$$

Si el cociente es mayor que uno el valor en dB será positivo e indicará ganancia, en el caso contrario, si el cociente es menor que uno el valor en dB será negativo e indicará atenuación.

El dB es un valor relativo, debido a que es una expresión de la relación de la señal de salida a la señal de entrada. Si tomamos un valor constante para la señal de entrada, denominado referencia, entonces puede compararse la señal de salida para diversas situaciones.

Por definición del dBm es un nivel de potencia comparado con una referencia de 1 mW, convirtiéndose en un valor absoluto. Una salida de 1 mW es igual a 0 dBm.

$$\text{dBm} = 10 \log P/1\text{mW} \quad (\text{B.3})$$

En microondas, la unidad comunmente utilizada es el dBW, en la cual la referencia a 0 dBW es 1 W.

$$\text{dBW} = 10 \log P/1\text{W} \quad (\text{B.4})$$

Si existe un voltaje rms de v voltios a través de una impedancia compleja $Z = R + jX \Omega$, como resultado de una corriente rms de i amperios, fluyendo a través de la impedancia, la potencia disipada en la impedancia puede ser escrita como:

$$P = I^2 R \quad \text{W} \quad (\text{B.5})$$

El voltaje rms y la corriente rms están relacionadas por $i = v/Z$. Sustituyendo este valor en la ecuación (B.5), la potencia también puede ser escrita como:

$$P = \frac{V^2}{R(1 + X^2/R^2)} \quad \text{W} \quad (\text{B.6})$$

El valor de P puede ser sustituido en la ecuación (B.2) por la ecuación (B.5) obteniéndose la relación de corrientes:

$$\begin{aligned} \text{dB} &= 10 \log R_2/R_1 = 10 \log(I_2/I_1)^2 + 10 \log(R_2/R_1) \\ \text{dB} &= 20 \log(I_2/I_1) + 10 \log(R_2/R_1) \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

Similarmente el valor de P para la ecuación (B.6) puede ser sustituido en la ecuación (B.2) obteniéndose la relación de voltajes:

$$\begin{aligned} \text{dB} &= 10 \log R_2/R_1 = 10 \log \frac{V_2^2/R_2(1 + X_2^2/R_2^2)}{V_1^2/R_1(1 + X_1^2/R_1^2)} \\ \text{dB} &= 20 \log(V_2/V_1) - 10 \log(R_2/R_1) - 10 \log \frac{(1 + X_2^2/R_2^2)}{(1 + X_1^2/R_1^2)} \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

Si las ecuaciones (B.7) y (B.8) se toman sólo como $20 \log i_2/i_1$ ó $20 \log v_2/v_1$ se incurrirá en un error excepto en el caso que las impedancias Z_1 y Z_2 sean iguales.

LISTA DE REFERENCIAS

- [1] AT&T. Telecommunications Transmission Engineering. Vol. 2. Facilities, Indiana: AT&T, 1985.
- [2] AT&T. Telecommunications Transmission Engineering. Vol. 3. - Networks and services. Indiana: AT&T, 1985.
- [3] Bell Telephone Laboratories, Inc. Transmission Systems for Communications. Bell Telephone Laboratories, Inc., 1982.
- [4] Bellamy, John. Digital Telephony. John Willey and Sons, 1982.
- [5] Black Box Corporation. The LAN Catalog. Pennsylvania:Black Box Corporation, 1990.
- [6] Carlson, A. Bruce. Sistemas de Comunicación. México: Mc-Graw Mill, 1981.
- [7] CCITT. Comunicación de Datos por la Red Telefónica. Recomendaciones de la serie V. Tomo VIII, Fascículo VIII.1. Libro rojo. Ginebra, 1985.
- [8] Cortés, V; G. González; J. Navarro; O. Pereda; J. Serrano. Redes y Comunicación de Datos.

- [9] Dowty Information Systems. Data Communications Products.
New Jersey: Dowty Information Systems, 1988.
- [10] DSC Communications Corporation. The Granger Series. 7000-M2. 2MBPS Digital Multiplex Equipment. Texas: DSC Communications Corporation, 1989.
- [11] DSC Communications Corporation. CP-Series Multiplexers. Planning Guide. Texas: DSC Communications Corporation, 1990.
- [12] DSC Communications Corporation. The Granger Series. 7018 Digital Radio. Texas: DSC Communications Corporation, 1989.
- [13] Eazy. Data Communications and Computer Accesories Catalog. USA: Eazy, 1989.
- [14] Electrodata, Inc. Communications Test and Support Equipment. Ohio: Electrodata, Inc.
- [15] Freeman, Roger L. Telecommunication Transmission Handbook. New York: John Willey & Sons, 1981.
- [16] General Data Comm. Product Catalog. Atlanta: General Data Comm. Inc.
- [17] Hernando Rábanos, José M. Sistemas de Telecomunicación. Vol. 2. Transmisión por radio, Madrid: Depto. de Publicaciones E.T.S. Ingenieros de Telecomunicación, 1981.

- [18] INCATEL. Modulación por Impulsos Codificados PCM. Nueva San Salvador: Depto. de Capacitación.
- [19] Jayant, N.S.; Peter Noll. Digital Coding of Waveforms. Principles and Applications to Speech and Video. New Jersey: Prentice Hall, Inc. 1984.
- [20] Johnson, Richard C.; Henry Jasik. Antena Applications Reference Guide. Mc-Graw Hill, Inc. 1987.
- [21] Keiser, Bernhard E. Broadband Coding, Modulation, and Transmission Engineering. Prentice Hall, 1989.
- [22] Kraus, John D. Electromagnetismo. Mc-Graw Hill, 1986.
- [23] Kustra, Rubén O.; Osvaldo O. Tujsnaider. Principios de Transmisión de Señales Digitales. Buenos Aires: Empresa Nacional de Telecomunicaciones, 1984.
- [24] Lathi, B.P. Sistema de Comunicación. México D.F.: Mc-Graw Hill, 1986.
- [25] Microwave Networks Incorporated. Solutions for Short-Distance Communications. Texas: Microwave Networks Incorporated, 1989.
- [26] Motorola. Darcom 9000. Distribution Automation radio communication System. Illinois: Motorola, 1985.
- [27] Motorola. Darcom 9000. 960 MHz Radio Link. Illinois: Motorola, 1986.

- [28] Motorola. Codex Product Literature. Florida: Codex Corporation.
- [29] Motorola. Codex Express. Your Data Comm. Solutions Service. Florida: Codex Express, 1981.
- [30] Nippon Electric Co. Ltd. Sistema de Radio Digital (PCM). Tokio: Nippon Electric Co. Ltd.
- [31] Palais, Joseph C. Fiber Optic Communications. Prentice-Hall, 1988.
- [32] Racal Milgo. Networking Products, Systems and Services. Florida: Racal Milgo, 1988.
- [33] Racom Incorporated. Micropass 7000E Series. 23 GHz. Microwave Radio. Washington: Racom Incorporated, 1990.
- [34] Racom Incorporated. Micropass 8000 Series. 23 GHz. Microwave Radio Digital or Analog Transmission. Washington: Racom Incorporated, 1988.
- [35] Radio Shack. Understanding Data Communications. Texas Instruments Learning Center, 1984.
- [36] Rockwell International. CXR-424. Collins Exchange Radio: Product Description. Texas: Rockwell International, 1990.
- [37] Rockwell International. Transmission Product Catalog. Network Transmission System. Texas: Rockwell International, 1990.

- [38] Roddy, Dennis; John Coolen. Electronic Communications. Reston Publishing, Inc., 1984.
- [39] Salmerón, María José. Radiación, Propagación y Antenas. México: Trillas, 1981.
- [40] Schwartz, Mischa. Transmisión de Información, Modulación y Ruido. México: Mc-Graw Hill, 1983.
- [41] Servicios de Ingeniería Electrónica. Seminario PCM. San Salvador: Servicios de Ingeniería Electrónica.
- [42] Siemens. Comunicaciones Ópticas. Munich: Telecom Report 6, 1983.
- [43] Siemens. Communications Cables and Transmission Systems. Berlin, Munich: Siemens Aktiengesellschaft, 1981.
- [44] Sinnema, William. Digital, Analog and Data Communications. Reston Publishing Company, Inc., 1982.
- [45] Smith, David R. Digital Transmission Systems. New York: Van Nostrand Reinhold Company, 1985.
- [46] SR Telcom. SR 5000. Descripción del Sistema. Quebec: SR Telcom, 1990.
- [47] Stallings, William. Data and Computer Communications. New York: MacMillan, 1988.
- [48] Stein, David H. Introduction to Digital Data Communication. Delmar Publishing, Inc., 1985.

- [49] Stremmler, Ferrel G. Sistemas de comunicación. México: Representaciones y Servicios de Ingeniería, S.A. 1985.
- [50] Tanenbaum, Andrew S. Computer Network. New Jersey: Prentice Hall, 1988.
- [51] Telecomunicación y Control. Milimétrica para Enlaces Urbanos RD-28. Madrid: Telecomunicación y Control.
- [52] Telecomunicación y Control. Soluciones Digitales para Empresas. Radio digital SD-91. Madrid: Telecomunicación y Control.
- [53] Telecommunication Techniques Corporation. T-Bert 224 PCM Analyzer. Maryland: Telecommunication Techniques corporation.
- [54] 3Com Corporation. Bridges, Routers, and Brouters: An Internetworking Tutorial. 3Com Corporation, 1990.
- [55] UIT. Reglamento de Atribución de Bandas de Frecuencia.
- [56] Wandel & Goltermann. PCM-2. PCM Test Set. Eningen: Wandel & Goltermann.
- [57] Wandel & Goltermann. PCM-4. The New Generation of PCM Test Equipment. Eningen: Wandel & Goltermann.
- [58] Wandel & Goltermann. PF-4. Bit Error Measurement Set. Eningen: Wandel & Goltermann.

- [59] Wandel & Goltermann. PRA-1 Frame analyzer. Eningen: Wandel & Goltermann.
- [60] Wandel & Goltermann. RM-5 Radio Link Measuring Setup 35/70/140 MHz. Eningen: Wandel & Goltermann.
- [61] Wandel & Goltermann. SPM-33 Selective Level Meter. Eningen: Wandel & Golterman.
- [62] Ziemer, R.E.; W. H. Tranter. Principios de Comunicaciones. Modulación y Ruido. México: Trillas, 1981.

GLOSARIO

Análisis espectral: Todas las técnicas utilizadas para descomponer una señal en sus armónicos.

Ancho de banda: La diferencia entre las frecuencias límites de un espectro de frecuencia continuo.

Anillo: Tipo de topología de red local en la cual las estaciones están unidas a repetidores conectados en un lazo cerrado. Los datos son transmitidos en una dirección alrededor del anillo y pueden ser leídos por todas las estaciones interconectadas.

Arbol: Topología de red local en la cual, las estaciones están unidas a un medio de transmisión compartido. El medio de transmisión es un cable ramificado sin circuitos cerrados. La transmisión es propagada a través de todas las ramas del árbol, y es recibida por todas las estaciones.

Armónica o frecuencia armónica: La frecuencia de las señales sinusoidales, incluyendo la frecuencia fundamental que conforman una señal periódica. Un múltiplo entero de la frecuencia fundamental.

Atenuación: Decremento de la magnitud de corriente, voltaje o potencia de una señal entre puntos de transmisión.

Bus: Uno o más conductores que sirven como una conexión común para un grupo de equipos.

Cable coaxial: Cable metálico de comunicaciones que consta de un

conductor interno cubierto por un material aislante y todo este conjunto rodeado por un conductor externo hueco.

Cable retorcido: Cable de comunicación que consta de dos conductores aislados retorcidos entre sí.

Códigos de redundancia cíclica: Un código detector de error en el cual el código es el residuo resultante de la división de los bits a ser verificados entre un número binario predeterminado.

Detección coherente: Detección utilizando una señal de referencia que se encuentra sincronizada en frecuencia y en fase con la señal transmitida. También es llamada detección sincrónica.

Detección no coherente: Cualquier forma de detección que no requiera una fase de referencia.

Diafonía: Fenómeno en el cual una señal transmitida en un circuito o canal de un sistema de transmisión crea un efecto indeseable en otro circuito o señal.

Difusión (Broadcast): Transmisión simultánea de datos a un número de estaciones.

Difracción: Desviación del rayo luminoso al rozar el borde de un cuerpo opaco.

Estrella: Topología en la cual todas las estaciones están conectadas a un conmutador central. Dos estaciones se comunican por medio de conmutación de circuitos.

Frecuencia fundamental: Frecuencia de una señal con respecto a la cual se definen los armónicos.

Fibra óptica: Un delgado filamento de vidrio u otro material

transparente a través del cual un rayo de luz codificado puede ser transmitido por medio de reflexiones internas totales.

Interface: Dispositivo que permite que dos unidades diferentes o iguales se enlacen.

Interferencia: Fenómeno resultante de la superposición, en un mismo punto, de dos ondas de igual naturaleza y de frecuencias y amplitudes próximas (por lo menos, comparables).

Línea vista: Propagación de radio a través de la atmósfera por un camino que no está obstruido por la tierra o cualquier objeto opaco.

Medio de transmisión: Ruta física entre el transmisor y el receptor en un sistema de comunicaciones.

Modem: Una contracción de modulador-demodulador. Este término puede ser utilizado cuando el modulador y el demodulador se encuentran en el mismo equipo de comunicación.

Modulación: El proceso de variar ciertas características de una señal, llamada portadora, de acuerdo a una señal de mensaje.

Modulación delta: Una forma de DPCM en la cual la magnitud de la diferencia entre el valor anterior y el valor actual es codificado por sólo un bit, siendo transmitido el signo de dicha diferencia.

Modulación por amplitud de pulsos: Proceso mediante el cual una señal analógica es muestreada obteniéndose un tren de pulsos de amplitud variable.

Modulación por amplitud en cuadratura: Modulación de amplitud

independiente de dos canales ortogonales usando la misma frecuencia portadora.

Modulación por corrimiento de frecuencia: Una forma de modulación digital en la cual frecuencias discretas son utilizadas para representar una señal digital.

Modulación por desplazamiento de fase: Una forma de modulación digital en la cual fases discretas de la portadora son utilizadas para representar una señal digital.

Modulación por pulsos codificados: Proceso en el cual una señal es muestreada y la magnitud de cada muestra es cuantificada independientemente de las otras muestras y convertido por un código a una señal digital.

Modulación por pulsos codificados diferencial: Proceso en el cual una señal es muestreada y la diferencia entre el valor actual de cada muestra y su valor anterior derivado de muestras anteriores es cuantificado y convertido por codificación a una señal digital.

Modulación por variación de amplitud: Una forma de modulación digital, en la cual amplitudes discretas de la portadora son utilizadas para representar una señal digital.

Permeabilidad: Propiedad de los cuerpos de dejarse atravesar por líquidos o gases.

Permitividad: Cociente entre la inducción eléctrica y la intensidad de campo eléctrico.

Protocolo: Conjunto de reglas que gobiernan la operación de las unidades funcionales que realizan la comunicación.

Puente: Un equipo que enlaza dos redes locales difundidas de

paquetes homogéneas. Acepta todos los paquetes direccionados de cada red hacia los equipos de la otra, guardándolos en memoria para luego retransmitirlos a la otra red.

Radiador isotrópico: Antena ideal que irradia de igual forma en todas las direcciones por lo que es tomada como referencia.

Red de comunicación difundida: Red de comunicación en la cual la transmisión de una estación es difundida y recibida por todas las estaciones a la vez.

Refracción: Cambio de dirección que sufre un haz de luz, o de otra radiación al pasar de un medio a otro de densidad diferente o cuando atraviesa un medio transparente no isótropo.

Ruido: Señales no deseadas que se combinan entre si y por lo tanto distorsionan la señal destinada para transmisión y recepción.

Tiempo de subida: Tiempo que le toma a la salida cambiar del 10% al 90% de su valor final cuando la entrada es un cambio brusco.

Tiempo de transición: Tiempo que toma a las cargas libres atravesar la región intrínseca en un fotodiodo PIN.

Troncal: Línea de conexión principal entre dos estaciones de conmutación telefónica o centrales.

Troncal de unión: Troncales que interconectan PBX.

Verificación de redundancia longitudinal: El uso de un conjunto de bits de paridad por bloque de caracteres tal que exista un bit de paridad por cada posición de bits en el carácter.