

T-UES

1504

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

M188e

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

1994

87.2



**"ESTUDIO DE LA TECNOLOGIA IDR
(VELOCIDAD INTERMEDIA DE TRANSMISION)
Y SUS APLICACIONES EN LA ADMINISTRACION
NACIONAL DE TELECOMUNICACIONES ANTEL"**

TRABAJO DE GRADUACION PRESENTADO POR :

**OSCAR JAVIER MAGAÑA CORADO
CARLOS ARTURO MELENDEZ REYES**

15101314

15101314

PARA OPTAR AL TITULO DE :

INGENIERO ELECTRICISTA

SEPTIEMBRE 1994

SAN SALVADOR, EL SALVADOR, CENTRO AMERICA

Recibida 18/10/94



UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR

RECTOR:

DR. FABIO CASTILLO FIGUEROA

SECRETARIO GENERAL:

LIC. MIRNA ANTONIETA PERLA DE ANAYA

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA

DECANO:

ING. JOAQUIN ALBERTO VANEGAS AGUILAR

SECRETARIO:

ING. JOSE RIGOBERTO MURILLO CAMPOS

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

DIRECTOR:

ING. SALVADOR DE JESUS GERMAN



UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

Trabajo de graduación previo al grado de:

INGENIERO ELECTRICISTA

**TITULO: " ESTUDIO DE LA TECNOLOGIA IDR (VELOCIDAD INTERMEDIA
DE TRANSMISION) Y SUS APLICACIONES EN LA ADMINISTRACION
NACIONAL DE TELECOMUNICACIONES ANTEL "**

Presentado por:

**OSCAR JAVIER MAGAÑA CORADO
CARLOS ARTURO MELENDEZ REYES**

Trabajo de graduación aprobado por:

Coordinador:


Ing. José Humberto Shul Flores

Asesor:


Ing. Edwin Mauricio Grijalva



San Salvador, Septiembre de 1994

ACTA DE CONSTANCIA DE NOTA Y DEFENSA FINAL

En esta fecha, 9 de Septiembre de 1994,
en el local de Sala de Lectura de la E.I.E.
a las 9:00 horas, con la presencia de las siguientes autoridades de la
Escuela de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de El Salvador

- 1- Ing. Salvador de J. German
Director
- 2- Ing. Gerardo Marvin Jorge Hernández
Secretario
- 3- _____

Signature
E.I.E.

Y con el Honorable Jurado de evaluación integrado por las personas
siguientes:

- 1- Ing. Alejandro Salvador Miranda Ganuza
- 2- Ing. Werner David Meléndez Valle
- 3- Ing. Ricardo Cortez
- 4- _____
- 5- _____
- 6- _____

Signature
Signature
Signature

Se efectuó la defensa final reglamentaria del Trabajo de
Graduación: "ESTUDIO DE LA TECNOLOGIA IDR (VELOCIDAD INTERMEDIA DE TRANSMISION) Y SUS
APLICACIONES EN LA ADMINISTRACION NACIONAL DE TELECOMUNICACIONES ANTEL"

a cargo del (los) Br(es): Oscar Javier Magaña Corado
Carlos Arturo Meléndez Reyes

Habiendo obtenido el presente trabajo una nota final, global de 8.3
(ocho punto tres.)



TRABAJO DEDICADO A:

DIOS OMNIPOTENTE:

Creador de todo lo que existe por darme lo que tengo a pesar de que no lo merezco, y permitirnos alcanzar este triunfo.

LA VIRGEN DE GUADALUPE:

La divina Madre por cuidarme en todo momento, e iluminar mis pensamientos.

MI ADORADA MADRE:

Gloria Amparo Meléndez de Cuéllar, la persona que más admiro por ser un ejemplo para mí, además de proporcionarme todo en lo espiritual y material sin ningún reparo, para darme acceso al privilegio de la educación superior; y ser sin lugar a dudas la mejor madre que existe.

MI ABUELITA:

Que tanto quiero, María Adilia Reyes por haberme alentado en mis momentos de flaqueza y guiarme en el camino de la vida.

BASILIO ANATOLIO (Q.D.D.G.) Y RAFAEL ALFONSO:

Mis tíos, por su apoyo incondicional.

CARLOS ARTURO:

Mi padre, por ser más que padre, mi mejor amigo.

MIS HERMANAS:

Ana Dolores, Claudia Elizabeth, y Trinidad por todo su apoyo.

MIS HERMANOS:

Neto, David, Héctor, Amilcar y Eliseo.

MI PRIMITA MARIA ADILIA:

A quien quiero tanto.

MI NOVIA LORENA ABIGAIL:

Por no dejarme desfallecer en todo momento, por comprenderme y apoyarme.

MIS AMIGOS Y COMPAÑEROS:

Por compartir conmigo tanto los momentos alegres, como los amargos.

AL DIGNO Y HEROICO PUEBLO SALVADOREÑO:

Al que todo profesional conciente se debe.

C.A.M.R.

TRABAJO DEDICADO A:

DIOS TODOPODEROSO:

Por permitirme la vida, por sentir su fortaleza y haberme dado la sabiduría necesaria para obtener este triunfo, ya que sin él no fuese posible.

MIS PADRES:

José Rigoberto Magaña y Corina de Magaña, por su esfuerzo, sacrificios y apoyo durante toda mi educación. Bendiciones del todopoderoso, con AMOR para ellos.

MI ESPOSA E HIJOS:

Celina, Oscar Alejandro y Gracia Marfa, por haber sido, en los momentos finales de mi educación profesional la fuerza motriz para culminar esta profesión, pero principalmente por su AMOR y apoyo familiar.

MIS HERMANAS:

Amanda, Gilma, Sonia y Maytee, con amor fraternal. Por haberme ayudado en el momento necesario y fortalecimiento moral.

MIS COMPADRES:

Ricardo y Elizabeth, por su cariño y comprensión, lo que fortalece mucho en los momentos difíciles de universidad y de la vida.

DEMÁS AMIGOS Y COMPAÑEROS DE TRABAJO Y ESTUDIOS

OSCAR MAGAÑA

AGRADECIMIENTOS

El estudio de una carrera universitaria representa un gran esfuerzo, tanto material, como intelectual; y sin lugar a dudas realizarlo de forma individual es imposible, por lo que estamos en la obligación de darle gracias, a todas las personas que sin ningún interés colaboraron para que triunfáramos en nuestra carrera, como lo son en primer lugar nuestras familias, compañeros y amigos de estudio y trabajo, pero especialmente a la empresa ANTEL por habernos permitido acceso a sus instalaciones y a su valiosa información, a nuestro asesor Ing. Edwin Grijalva, al Ing. Javier Oliva, al Sr. Carlos Preza Marengo, y al Arq. David Domínguez por compartir todos los momentos difíciles en la elaboración de este trabajo de graduación.

A TODOS USTEDES INFINITAS GRACIAS.

PREFACIO

Este es un estudio detallado y contiene muchos elementos muy importantes que lo convierten en un documento de consulta para estudiantes y/o técnicos ya que inicia en el Capítulo I con la introducción al mundo de las comunicaciones, ubicándose en el País y abarcando los antecedentes, dando una explicación técnica del sistema de transmisión analógico que se utilizaba antes de IDR, se presentan los principios básicos de PCM, multiplex de alta jerarquía, los códigos de línea necesarios para transmisión, finalizando con un estudio sobre la utilización de la Fibra Optica.

El en capítulo II se explica el funcionamiento de un equipo multiplicador de circuitos digitales que es una parte fundamental de la tecnología IDR, esta explicación se hace con diagramas de bloques funcionales para su fácil comprensión, en este capítulo se detallan las tramas de las señales a la entrada del equipo (sin comprimir) y la salida (multiplicadas), las pruebas que se realizan, así como las técnicas de que hace uso el equipo para su funcionamiento (ADPCM y DSI).

El contenido del tercer capítulo es el estudio del equipo Modulador/Demodulador para IDR, en este capítulo se estudia el principio de modulación y las diferentes técnicas para esto, luego se trata el funcionamiento del equipo, sus especificaciones técnicas, conexión, instalación, monitoreo, control, etc.

El capítulo IV se denomina: Descripción de la arquitectura completa del sistema y consideraciones para su implementación. Y se explica el sistema para transmisión Internacional que está en funcionamiento con tecnología IDR desde la central LD2, hasta la Estación Terrena de Izalco, especificaciones técnicas del sistema y de los equipos, el costo de la inversión que hizo ANTEL para el cambio de tecnología y el tiempo que fue necesario para que ANTEL recuperara la inversión.

Capítulo V: este capítulo contiene los documentos más importantes de la tesis, ya que es el aspecto práctico del estudio, pues en él se realiza un estudio de factibilidad técnico-económico, apoyado por un estudio real de la red actual.

Este estudio está realizado en base a proyecciones de tráfico para el año 2000 proporcionados por ANTEL y utilizando precios cotizados en el mercado nacional, de lo que se extraen las conclusiones que en este capítulo se presentan.

INDICE

Capítulo	Página
I. ANTECEDENTES Y CONCEPTOS BASICOS	
Introducción	1
1.1. ENRUTAMIENTO DEL TRAFICO INTERNACIONAL SIN TECNOLOGIA IDR	3
1.2. DESVENTAJAS DEL SISTEMA ANALOGICO PARA EL TRÁFICO INTERNACIONAL	12
1.3. VENTAJAS DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION DIGITAL	12
1.4. GENERACION DE LA SEÑAL DE PLANTA DIGITAL Y ANALOGICA PARA LOS EQUIPOS DE TRANSMISION	13
1.4.1. SUBSISTEMA DE CONMUTACION DE GRUPO DIGITAL	15
1.4.2. EL SELECTOR DE GRUPO DIGITAL GS-D	15
1.4.2.1. Principios de funcionamiento . .	15
1.4.2.2. El paso de selector temporal entrante	18
1.4.2.3 El paso de selector temporal saliente	21
1.4.2.4 Estructura del selector digital .	23
1.4.2.5 Detalles de la construcción del selector digital	24
1.4.2.6. Circuito terminal de central ETC (Exchange Terminal Circuit)	28
1.4.2.7. El modulador de impulsos codificados, PCD (Pulse Modulation Device)	33
1.5. MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS (PCM30) . .	36
1.5.1. FUNDAMENTOS DE LA TECNICA MIC	36

1.5.1.1.	Teorema del muestreo	36
1.5.1.2.	Conversión analógico-digital	38
1.5.1.3.	Conversión digital-analógico	45
1.5.2.	SISTEMAS DE TRANSMISIÓN MIC	45
1.5.2.1.	Sistema de transmisión PCM30	45
1.5.3.	RELACION SEÑAL/RUIDO	50
1.5.3.1.	ruido de cuantificación	50
1.5.4	DIAGRAMA EN BLOQUES DE UN EQUIPO MULTIPLEX	55
1.5.4.1.	Unidades funcionales	55
1.5.4.2.	Descripción de las unidades funcionales	56
1.6.	MULTIPLEX DE ALTA JERARQUIA	63
1.6.1	ESTRUCTURAS JERÁRQUICAS	63
1.6.2.	ESTRUCTURA DE LAS TRAMAS DE LOS NIVELES JERÁRQUICOS 2 Y 3	64
1.6.3.	ESTRUCTURA DE LAS TRAMAS DE LOS NIVELES JERÁRQUICOS 4 Y 5	66
1.6.4.	CODIGOS USADOS PARA LA TRANSMISION DE UNA SEÑAL MIC (PCM)	68
1.7.	FIBRA OPTICA	78
1.7.1.	PRINCIPIOS FISICOS DEL CONDUCTOR DE FIBRA OPTICA	79
1.7.1.1	El espectro electromagnético.	79
1.7.1.2	Reflexión.	80
1.7.1.3	Refracción.	81
1.7.1.4	Reflexión total.	84
1.7.1.5	Apertura numérica.	84
1.7.2	PROPAGACION DE LA LUZ EN EL CONDUCTOR DE FIBRA OPTICA.	86
1.7.3.	CONVERSION ELECTROOPTICA DE SEÑALES.	87
1.7.3.1	Generación y detección de la luz con semiconductores.	87
1.7.3.2	Elección del material.	89
1.7.3.3	Luminiscencia por inyección.	90
1.7.3.4	Diodos luminiscentes.	90
1.7.3.5	Diodos láser.	91
1.7.3.6	Fotodiodos.	92

1.7.4.	ATENUACION Y ANCHO DE BANDA EN FIBRA OPTICA.	94
1.7.4.1	Atenuación.	94
1.7.4.2	Ancho de banda.	95
1.7.5.	FIBRAS MONOMODO Y MULTIMODO.	96
1.7.5.1	Conductor de fibra óptica multimodo de vidrio de cuarzo	97
1.7.5.2	Conductor de fibra óptica monomodo de vidrio de cuarzo	98
1.7.6	FUNDAMENTOS DE LA TRANSMISION ELECTROOPTICA DE SEÑALES	99
1.7.6.1	Modulación de la señal portadora óptica.	100
1.7.6.2	Anchos de banda útil.	101
1.7.6.3	Linealidad.	102
1.7.6.4	Relación señal-ruido en el lado de recepción	103
Conclusiones	105
Bibliografía	106

II. EQUIPO MULTIPLICADOR DE CIRCUITOS (DCME)

Introducción	107
2.1. INTRODUCCION IDR/DCME	108
2.2. EQUIPO UTILIZADO PARA IMPLEMENTAR LA TECNOLOGIA IDR/DCME	108
2.3. ESTRUCTURA BASICA DEL DCME	110
2.3.1. INTERFASE DE LINEA TRONCAL	112
2.3.2. INTERFASE SOPORTE	112
2.3.3. EQUIPO DE FUNCION BASICA	112
2.3.3.1. Extremo transmisor de DCME	112
2.3.3.2. Extremo receptor del DCME	113
2.3.3.3. Elementos comunes	114
2.4. REQUERIMIENTOS BASICOS DEL DCME	115
2.5. CARACTERISTICAS TECNICAS DEL DCME	117
2.5.1. FORMATO DE LA PORTADORA DE CANAL	117
2.5.1.1. Canal Internacional IC y Canal Satélite CS	117
2.5.2. CANAL ASIGNADO (AC)	119
2.6. ESTRUCTURA Y FUNCIONAMIENTO DEL DCME	120
2.7. TECNICAS DE CODIFICACION ADPCM Y DSI	129

2.7.1	CODIFICACION DE SEÑALES DE VOZ (ADPCM)	129
2.7.2	ASPECTOS DE INGENIERIA DEL "DSI"	138
2.8.	PRUEBAS DE ACEPTACION	144
	Conclusiones	147
	Bibliografía	148

III EQUIPO DIGITAL DE MODULACION/DEMODULACION PARA EL SERVICIO DE TASA DE DATOS INTERMEDIA (IDR)

	Introducción	149
3.1.	PRINCIPIOS DE MODEM (MODULACION/DEMODULACION)	149
3.1.1	MODULACION POR DESPLAZAMIENTO DE FASE (PSK)	151
3.2	INTRODUCCION AL EQUIPO DIGITAL DE MODULACION/DEMODULACION PARA IDR	153
3.3.	REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA	155
3.3.1	GENERAL	155
3.3.2.	FORMATO DE LOS DATOS	155
3.3.3	MODULACION Y CODIFICACION	156
3.4	REQUERIMIENTOS OPERACIONALES	156
3.4.1	INTRODUCCION	156
3.4.2	CONFIGURACION MODULADOR/DEMODULADOR	156
3.4.3	INTERFASE FI	157
3.4.4	MONITOREO Y CONTROL REMOTO	157
3.4.5.	CONMUTACION REDUNDANTE	157
3.4.6	COMBINADOR/DIVISOR DE FI	159
3.5.	DESCRIPCION DEL EQUIPO	160
3.5.1	REPISA DEL MODULADOR	160
3.5.2	REPISA DEL DEMODULADOR	162
3.5.3	REPISA DE CONTROL DE REDUNDANCIA 1-N	164
3.5.4	REPISA DE CONMUTACION 1-N	165
3.5.5	PANEL COMBINADOR/DIVISOR DE FI	165
3.5.6.	COMPUTADOR PARA SUPERVISION Y CONTROL REMOTO	165
	Conclusiones	166
	Bibliografía	167

IV. DESCRIPCION DE LA ARQUITECTURA COMPLETA DEL SISTEMA Y CONSIDERACIONES PARA SU IMPLEMENTACION	
Introducción	168
4.1. ARQUITECTURA COMPLETA	168
4.2. ESPECIFICACIONES TECNICAS PARA EL CAMBIO EN LA ESTACION TERRENA	174
4.2.1 ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA	174
4.2.2 SUBSISTEMAS DE TRANSMISION Y RECEPCION	174
4.2.2.1 Terminal IDR	175
4.2.2.2 Red de combinadores de FI	178
4.2.2.3 Up-converter	178
4.2.2.4 Combinador de RF	180
4.2.2.5 Divisores de RF y paneles de distribución	180
4.2.2.6 Down converter	181
4.2.2.7 Red de divisores de FI	183
4.2.2.8 Equipo de conexión cruzada con acceso digital	183
4.3 COSTO DEL DCME Y EQUIPO AFIN.	184
4.3.1. INVERSION REALIZADA POR ANTEL PARA LA IMPLEMENTACION	184
4.3.2. BENEFICIOS EN FUNCION DEL COSTO DEL SEGMENTO ESPACIAL Y ESTIMACION DE TIEMPO DE RECUPERACION DE LA INVERSION	187
Conclusiones	190
Bibliografía	191
V. ESTUDIO DE FACTIBILIDAD PARA LA RED NACIONAL	
Introducción	192
5.1. RECOMENDACIONES PARA IMPLEMENTAR UN PROYECTO IDR	192
5.1.1 PASOS PREVIOS A LA IMPLEMENTACION DE UN PROYECTO	192
5.2. ESTUDIO DE FACTIBILIDAD PARA LA IMPLEMENTACION DE MULTIPLICADORES DE CIRCUITOS EN LA ZONA METROPOLITANA DE SAN SALVADOR	197
5.2.1. PROYECCION DE TRAFICO Y REQUERIMIENTO PARA EL AÑO 2000 DE ACUERDO A DEPENDENCIAS DE ANTEL PARA LA ZONA METROPOLITANA	202
5.2.2 ANALISIS ECONOMICO PARA AUMENTAR LA CAPACIDAD DEL SISTEMA CON PROYECCIONES AL AÑO 2000 MEDIANTE MULTIPLICADOR DE CIRCUITOS	211

5.3	ESTUDIO DE FACTIBILIDAD PARA LA IMPLEMENTACION DE MULTIPLICADORES DE CIRCUITOS EN EL INTERIOR DEL PAIS	214
5.3.1	RED ACTUAL	214
5.3.2	PROYECCIONES DE LA RED PARA EL AÑO 2000	215
5.4.	APLICACION DE LA TECNOLOGIA IDR, A LA ESTACION TERRENA EL ANGEL CON FINES DE SEGURIDAD.	219
	Conclusiones	221
	Recomendaciones generales	222
	Bibliografía	223
ANEXO 1		
	Estracto de la recomendación CCITT G.821 y glosario de términos	224
ANEXO 2		
	Fotografías de DCME	235

LISTA DE TABLAS

Descripción	Página
1.1. Propiedades y características de los sistemas de Transmisión PCM30 y PCM24	46
1.2. Bit en multitransmisión PCM30	49
1.3. Conductor de fibra óptica multimodo	98
2.1. Requerimientos básicos del DCME	116
2.2. Comparación de datos y voz	122
2.3. Tiempo remanente para señales	123
2.4. Característica entrada/salida en cuantificador normalizado	134
4.1. Equipos y materiales instalados en la central LD2	185
4.2. Equipos y materiales instalados en la Estación Terrena	186
4.3. Sistemas de amplificadores de alta potencia y accesorios	186
4.4. Costos de capacitación, ingeniería, instalación y prueba	186
4.5. Compendio de tarifas para los servicios más utilizados de INTELSAT	187
5.1. Configuración completa para un sistema 565 Mbps	194
5.2. Configuración Nodo Centro	199
5.3. Configuración Nodo Roma	201
5.4. Configuración Nodo San Miguelito	201
5.5. Costos del equipo múltiple	201
5.6. Tráfico ofrecido en Erlangs	209
5.7. Costo con multiplex zona Metropolitana	210
5.8. Costos de fibra óptica para los tres nodos	210
5.9. Costos con DCME zona Metropolitana	213
5.10 Costos con DCME interior del país	217
5.11 Costos con Multiplex interior del país	218
5.12 Detalles de costos con DCME para la nueva estación terrena	220

CAPITULO I

ANTECEDENTES Y CONCEPTOS BASICOS

INTRODUCCION

El desarrollo industrial y social de un país, está íntimamente relacionado con el desarrollo de las comunicaciones, por lo que un país, que quiera desarrollarse debe esforzarse para ponerse al "día" con los avances en esta área, y no quedar relegado en el avance tecnológico. Sin embargo este avance no debe quedar solamente a nivel de infraestructura e implementación, pues debe abarcar el área del conocimiento, la enseñanza en sí, para que el desarrollo sea integral y dinámico. Para el caso específico de este trabajo de graduación, se está realizando un estudio de una nueva tecnología, de reciente implementación en el área de las comunicaciones en el país, que tiene una gran importancia por las muchas ventajas económicas y técnicas que implica, de esto su importancia y la necesidad de su estudio y descripción, para tener un marco teórico de lo que se ha hecho, de lo que ya está implementado.

Esta nueva tecnología es la conocida como portadora de velocidad intermedia de transmisión (IDR, por sus siglas en inglés), y el presente documento es la primera etapa de su estudio, en este documento se presenta la base teórica, para que cualquier estudiante de ingeniería eléctrica, pueda introducirse en el área, es decir se presentan los fundamentos en el estudio de las comunicaciones digitales, comenzando con el estudio de la infraestructura que ANTEL poseía anteriormente para la transmisión internacional (el cual era completamente analógico), continuando con los fundamentos de la modulación por impulsos codificados (PCM), las diferentes jerarquías de multiplex digital con sus respectiva tramas, códigos de línea utilizados para transmisión y un estudio de los principios fundamentales para la transmisión electroóptica de señales en fibra óptica.

I. ANTECEDENTES

La evolución en la tecnología de las comunicaciones a nivel mundial obliga que todos los países sin importar su condición geográfica, económica o social, normalicen sus sistemas de transmisión. Por lo que en El Salvador la Administración Nacional de Telecomunicaciones (ANTEL) ha transformado parte de su infraestructura, específicamente el área de transmisión internacional, digitalizando sus sistemas. Pero uno de los avances más importantes en esta evolución es la implementación de una nueva tecnología, conocida como IDR (Portadora de velocidad intermedia de transmisión), que es a nivel mundial la sucesora de los tradicionales sistemas FDM/FM analógicos.

Además, la implementación de esta tecnología es (más que una necesidad del país) una exigencia de la Organización Internacional de Telecomunicaciones por Satélite (INTELSAT), ya que una de las principales ventajas que ofrece la operación en IDR son los beneficios en función del costo del segmento espacial, así como disminución de los anchos de banda, reducción en la demanda de potencia, etc., pero que tienen como beneficio la optimización del satélite utilizado.

Y una de las partes que más modificaciones ha tenido es la Estación Terrena de Izalco (ETI), que fue acondicionada para la transmisión digital, ya que en un principio era completamente analógica, como se explica a continuación, pues debido a la importancia de la Estación Terrena Izalco en la transmisión internacional se hace una reseña histórica de ésta.

ORIGEN DE LA ETI

Los trabajos de instalación de la estación terrena Izalco, así como la capacitación del personal de ANTEL para su operación y mantenimiento, comenzó en Junio de 1977 y concluyó el 15 de Septiembre de 1978. La construcción de esta estuvo bajo la dirección de técnicos y ejecutivos alemanes de la firma SIEMENS y después de la debida instalación y aprobación por parte de INTELSAT, del sistema de telecomunicaciones con el que contaba la estación, se desarrollo la capacitación sobre el montaje y prueba de la planta. Antes de comenzar las operaciones en la ETI, el tráfico internacional en su mayor parte era transmitido vía México hacia los Estados Unidos de Norteamérica y el resto salía vía NICATELSAT (Estación terrena Nicaragüense).

Instalación de Planta Piloto

Los procedimientos que se siguieron para lograr la instalación de la ETI fueron establecidos por la Organización Internacional de Telecomunicaciones por Satélite (INTELSAT). Cuando se obtuvo la autorización pertinente, se realizó un estudio que permitiera conocer las necesidades del país, luego se hicieron los contactos con empresas proveedoras acreditándose la licitación la firma SIEMENS (como se explicó antes) que suministro el equipo e impartía la capacitación al personal de ANTEL.

Pero primero se comenzó a trabajar con una estación "pequeña" del tipo Standard B de 11 metros que transmitía únicamente 24 canales directos hacia los Estados Unidos.

1.1. ENRUTAMIENTO DEL TRAFICO INTERNACIONAL SIN TECNOLOGIA IDR

La Administración Nacional de Telecomunicaciones (ANTEL) antes de 1992, en lo que se refiere a la transmisión internacional, lo hacía de manera completamente analógico como se muestra en el siguiente diagrama de bloques (fig. 1.1.). En la central centro (ubicada en el edificio del Telégrafo) es donde se encuentra la central digital para el servicio internacional, conocida como larga distancia 2 (LD2), esta es una central marca LM Ericsson de tipo AXE que trabaja con la técnica SPC (Control por Programa Almacenado), esto significa que las funciones de conmutación están controlados por un microprocesador el cual debe reaccionar rápidamente a señales y cambios, y realizar alguna acción que sea necesaria de acuerdo a estas señales y cambios.

La central internacional permite, debido a su diseño, tanto la interconexión de canales analógicos como de canales digitales. Es así como en esa época a la parte de transmisión se le entregaban ambos canales, y para transportar estos sistemas hacia la central Roma (ubicada en la colonia Roma) lo hacía vía PCM (modulación por pulsos codificados) los cuales en la central Roma eran introducidos a un convertidor digital/analógico para ser introducidos a un multiplex analógico (modulación por división de frecuencia). Ver fig.1.1a

Los sistemas por frecuencia portadora se pueden dividir de acuerdo a la cantidad de circuitos de frecuencia portadora que contengan. Cuando se habla, por ejemplo, de un sistema de 12 canales se refiere a un sistema que tiene 12 circuitos de frecuencia portadora. Por "Canal" se entiende una vía de transmisión en una dirección. Un sistema de frecuencia

portadora para telefonía obtiene su denominación según el número de canales en una dirección de transmisión, pero tiene, como es lógico, el mismo número de canales en la dirección opuesta.

Así por ejemplo, se dice de un sistema de 60, 300, 480, 900, 960, 2700, etc. canales.

En la construcción de los diferentes sistemas se trata en lo posible de utilizar las mismas unidades fundamentales, lo que facilita la fabricación y el almacenaje de unidades de reserva. Es por esto que se han normalizado ciertos equipos de canales en sistemas de muchos canales.

El equipo modulador de canal es el primer equipo en el paso de transmisión de un canal, le entran 12 canales en banda de voz (0.3 a 3.4 Khz) y los modula a una banda de 60 a 108 Khz cada uno de ellos están modulados en AM (normalizado por el CCITT), y tiene una asignación de frecuencia desplazada 4 Khz una de la otra para tener a la salida en un solo cable 12 canales modulados en AM. Y a esto se le conoce como grupo básico. Después se encuentra el modulador de grupo que es un modulador de AM, éste tiene como entrada 5 grupos básicos, es decir, 5 salidas de moduladores de canal y las multiplexa en una sola señal, estas señales estarán asignadas de 312 a 552 Khz, ésta tiene por consiguiente 60 canales modulados en AM, después está la otra unidad llamada modulador de supergrupo que recoge 16 supergrupos de 312 a 552 Khz y los modula todos en AM y los multiplexa separados en frecuencia para sacar lo que se llama banda base.

La banda base es la salida que se tiene de un modulador de supergrupo que contiene 16 supergrupos multiplexados en frecuencia, cada uno de ellos, cada banda base contiene 960 canales. La banda base empieza en los 60 Khz y termina en 4028 Khz y cada uno de los espacios de 312 a 552 van asignados como una porción de esta banda de frecuencia conocida como **banda base**, la cual es un termino genérico de lo que es la entrada a un radio. Como se puede ver en la fig. 1.1a.

El radio toma la banda base la modula en FM, la amplifica, la transpone a frecuencia de RF de microondas y luego las pasa a la antena con su respectivo nivel para transmisión.

El repetidor que se encuentra en el picacho (véase fig. 1.1a.) es uno de tipo activo, éste lo que hace es recibir la señal que transmite la central Roma, convertirla a una señal de IF y transmitirla en otra frecuencia a Izalco la misma señal sin hacerle ninguna modificación a la información.

ETI (TX)

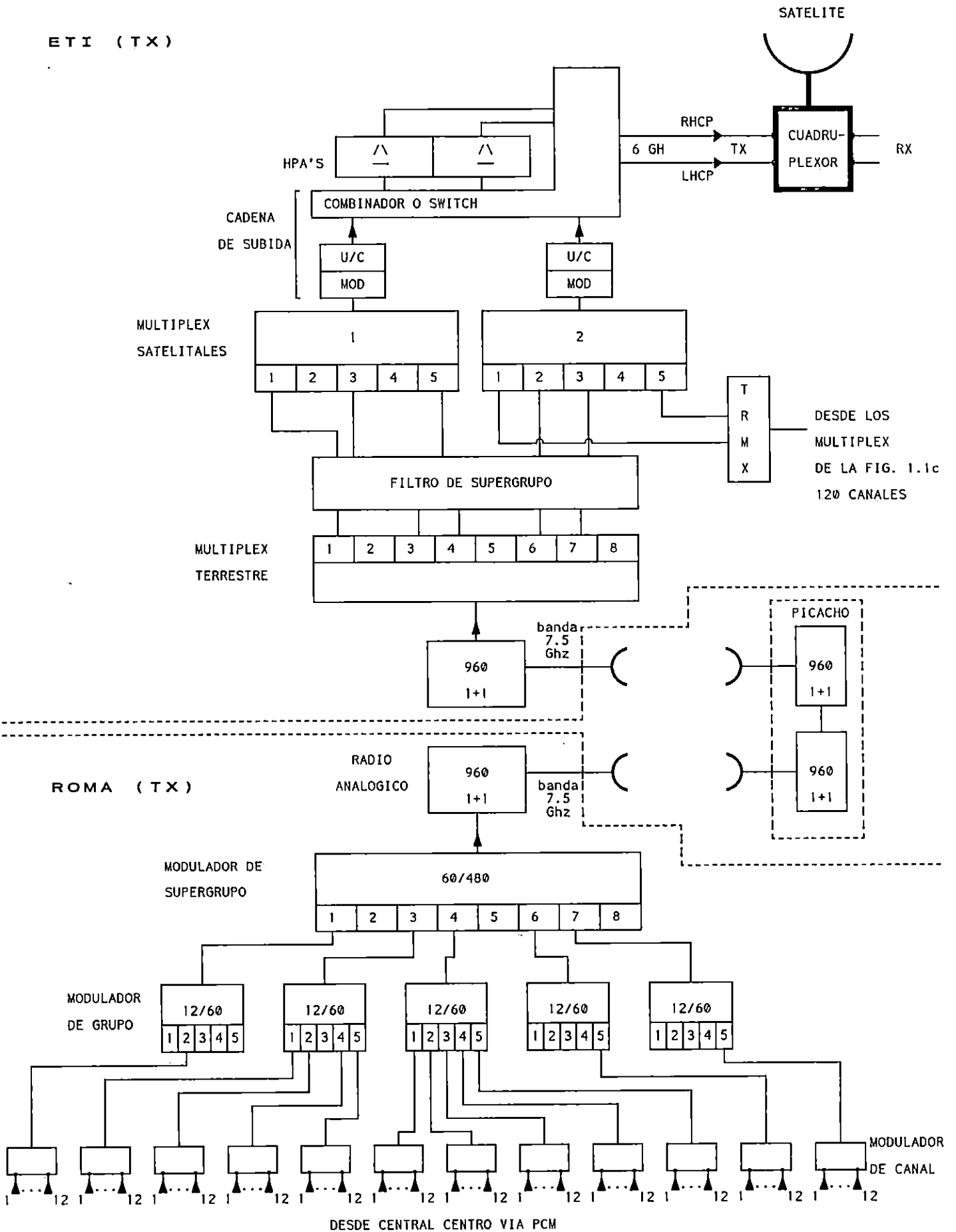


Fig. 1.1a Esquema de la Tx Analogica

ETI (RX)

R X (ANTENA)

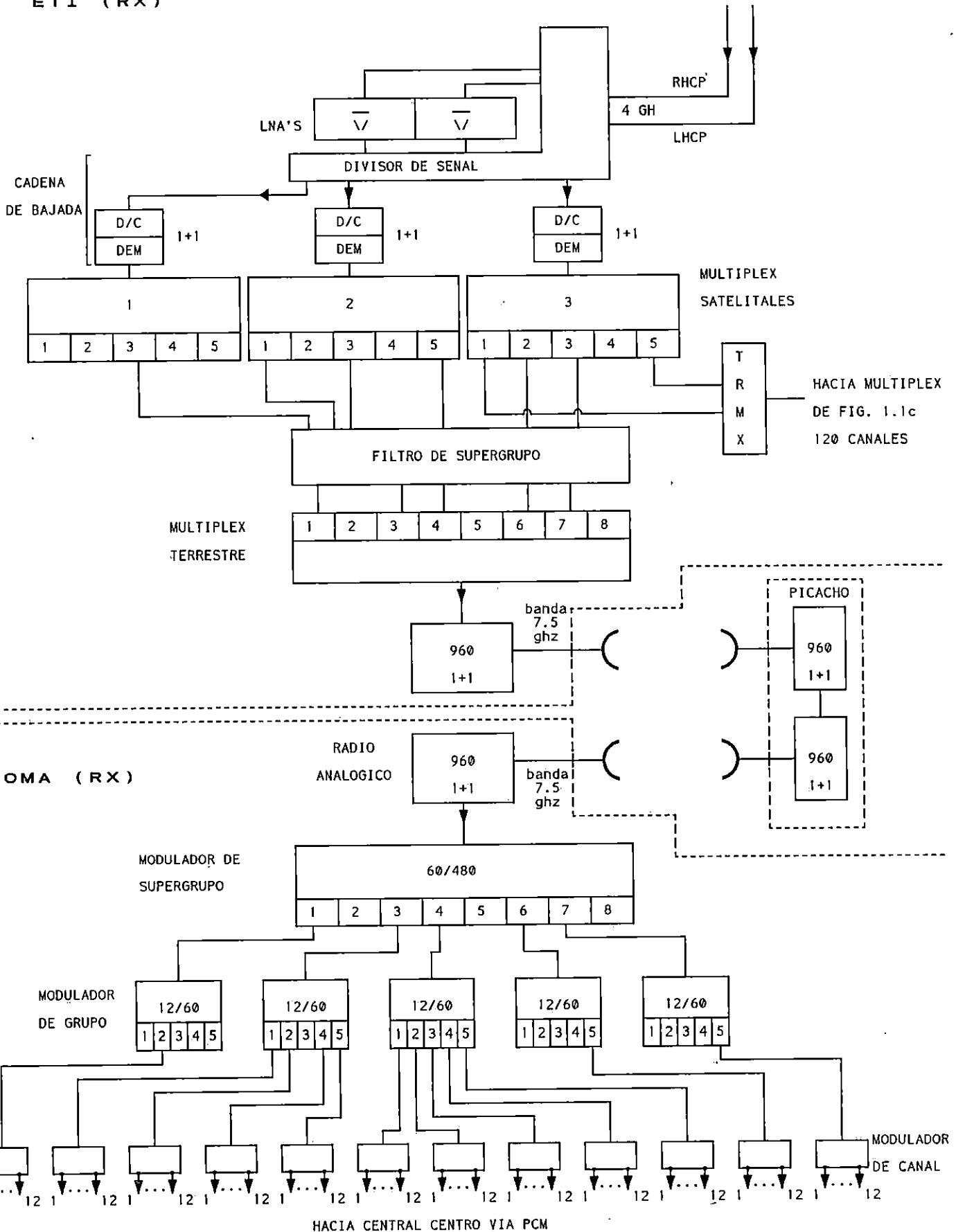
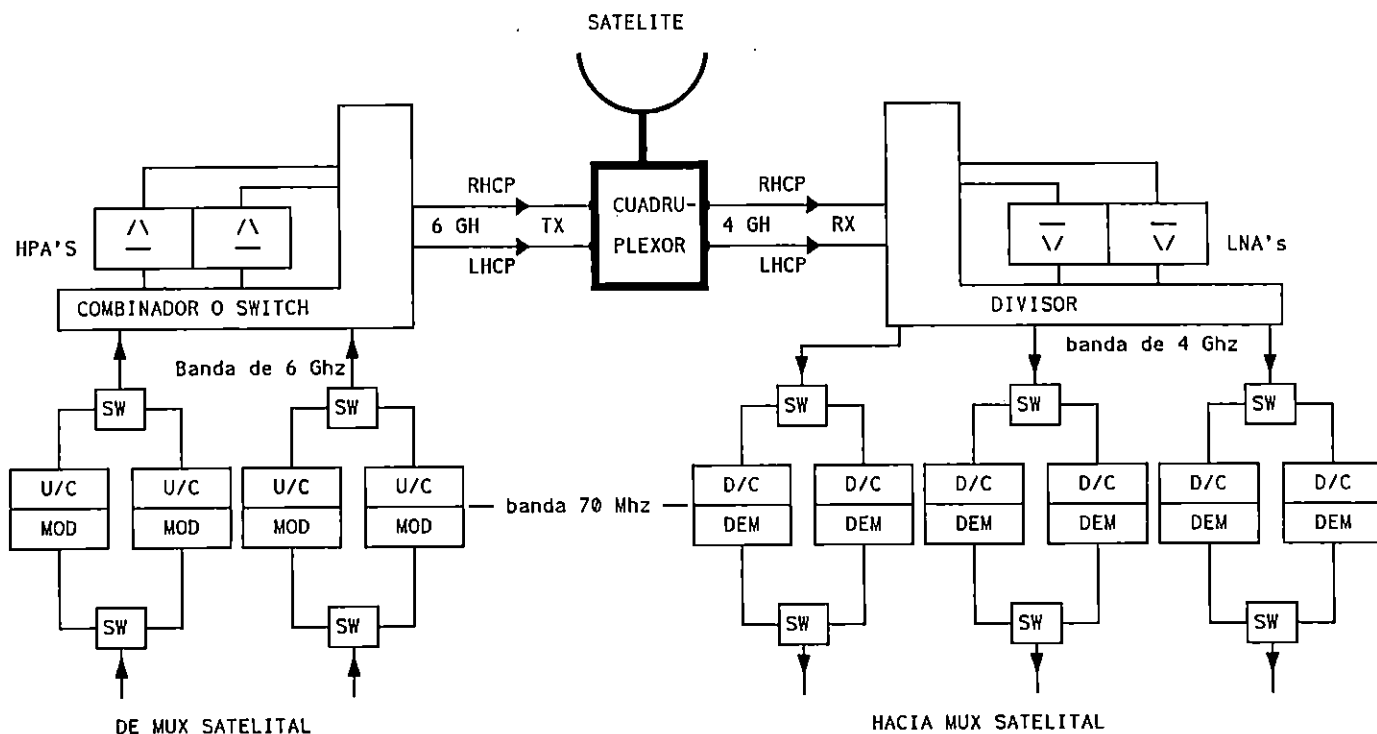


Fig. 1.1b Esquema de la Rx Analógica

CADENA DE SUBIDA (TX) Y BAJADA (RX) EN LA ETI



BANDA BASE DE 4 KHZ - 4028 KHZ

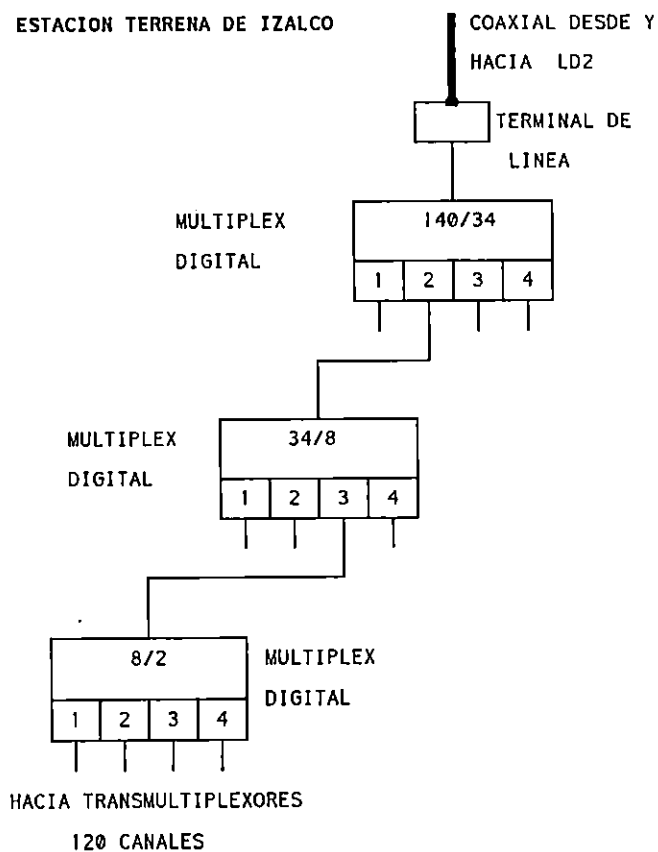
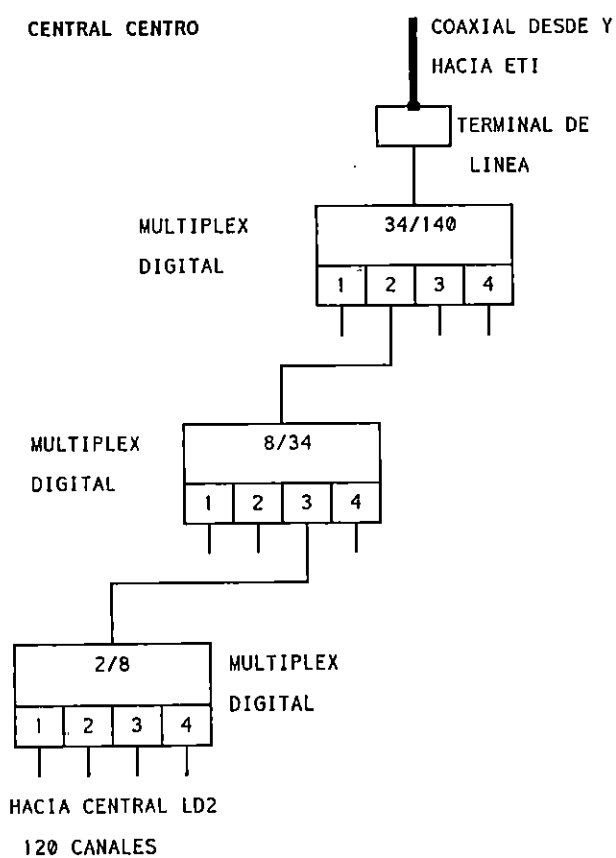


Fig. 1.1c Esquema detallado de las cadenas de subida y bajada en la ETI y de multiplex en central CENTRO Y ETI.

El radio se divide en dos partes, Modulador y Transmisor. El modulador da una señal IF que es del espectro de FM modulado con la señal de entrada, en el repetidor que está en el picacho no se demodula la banda base, sino que se tiene un receptor de RF que da IF a la salida, se tiene un transmisor de RF que toma la IF que le dio al receptor la pasa a otra frecuencia y la transmite con la potencia adecuada hacia Izalco.

La Estación Terrena de Izalco tiene también un receptor de RF que da una IF que se pasa a un demodulador de FM para obtener nuevamente la señal de AM de banda base. La banda base que sale del radio en la ETI contiene la misma información de AM que se introdujo por el modulador de supergrupo, es decir, contiene un espectro desde 60 a 4028 Khz disponibles para 960 canales modulados en grupos de 60, entonces en el multiplex de la ETI se tiene una sección que "mira" lo que se está transmitiendo de San Salvador y a esto se le llama multiplex terrestre. (ver fig. 1.1a.)

El multiplex terrestre lo que hace es desarmar el paquete de BB (Banda Base) en los 16 paquetes que se llaman supergrupos conteniendo cada uno de ellos 60 canales. ¿Por qué? porque la información que se recibe de San Salvador algunos canales van a Estados Unidos, otros al Canadá y otros a Europa, es decir, que cada grupo de canales tiene direcciones diferentes, pero vienen empaquetados, entonces es necesarios desempaquetarlos para que se les pueda dar la asignación correspondiente en la transmisión, posteriormente hay que pasarlos a filtros de supergrupos, esto se hace debido a que en la demodulación se tienen bandas laterales con información exactamente igual a la que se está demodulando y adyacentes en frecuencia, es decir, hay una banda útil y otra banda con la misma información sólo que transpuesta en frecuencia una cierta cantidad de Khz, por lo que si no se filtra esta banda hace que se meta interferencia en otros canales que no se quieren interferir por eso es necesario filtrarlo, este filtro es muy selectivo y para poderlo entender más fácilmente se puede comparar con lo que hace un radio receptor, que tiene un receptor de RF y en la etapa de IF hay un filtro con el ancho de banda en el que transmiten las emisoras comerciales y cuando se cambia la frecuencia de RF, lo que se hace es cambiar la posición del filtro a otra frecuencia que se está demodulando, si no se tuviera este filtro en recepción, se recibiría la frecuencia que se quiere demodular más una gran cantidad de emisoras adyacentes por lo que no se podría detectar ninguna, por esa razón se agrega este filtro en la demodulación.

Luego de haber filtrado la señal en filtros de supergrupos se le da la asignación correspondiente al arreglo que va a tener la banda base de transmisión, es decir, super-

grupo uno para tal destino, supergrupo dos para otro destino, etc. y se configura la BB de transmisión de acuerdo con el arreglo que se ha pactado con el otro receptor, luego a la salida del multiplex satelital se tiene nuevamente la BB.

Posteriormente se tiene el modulador de la cadena de subida (ver fig. 1.1a. y 1.1c.) que no es más que un modulador de FM del mismo tipo de los que se usan en el radio analógico, y la única diferencia es que la sensibilidad de este modulador puede ser variable para obtener una FM de un ancho de banda de acuerdo a los requerimientos del usuario ya que en un radio de 960 se tiene una sensibilidad definida. Luego se tiene el up-converter que no es más que un convertidor de frecuencia de la banda de 70 Mhz hasta la frecuencia de 6 Ghz.

La cadena de subida consiste del modulador y el up-converter, el número de up-converter depende del número de multiplex satelitales, cada cadena lleva un redundante.

El HPA es un amplificador de alta potencia y tiene dos características que lo hacen distintivo:

1. El ancho de banda de un HPA son 500 Mhz que abarca toda la banda satelital.
2. La potencia. El HPA que está en la ETI puede dar hasta 600 watt de potencia de RF.

Este HPA tiene también una ganancia bastante alta en combinación con los amplificadores en la entrada, tiene una ganancia entre 65 a 75 dBw, o sea el requerimiento de potencia de salida de un up-converter es pequeña, el que se encarga de darle toda la potencia a la señal que va a ir hacia la antena es el HPA. Después del HPA se tiene una guía onda que va a un equipo que se llama cuadruplexor. (véase fig. 1.1a.)

¿Qué es un cuadruplexor? este es un combinador para las señales de transmisión y de recepción, las señales de transmisión pueden viajar sobre la misma guía onda que la señal de recepción por que están separadas en frecuencia, las señales de transmisión trabajan en la banda de 6 Ghz y la de recepción en la banda de 4 Ghz. Por eso se utiliza el cuadruplexor, y se llama cuadruplexor porque la señal de transmisión puede viajar en la guía onda con polarización circular derecha (RHCP) o polarización circular izquierda (LHCP) y la señal de recepción igual, en él se realiza la polarización, en el caso de transmisión ya sea de una señal derecha o izquierda. Y en el caso de la recepción se realiza la despolarización de esa señal circular para poder obtener una señal lineal.

Puede ser que la señal necesite de dos up-converter o sea de dos cadenas de subida o que necesite ser transmitida por una misma polarización al satélite, en este caso el bloque que

está a la salida de las cadenas de subida será un combinador porque la señal va a ser transmitida por el mismo HPA pero puede ser que la señal no necesite ser transmitida por la misma polarización, sino por polarizaciones diferentes, la cual depende de la zona a la que se quiera transmitir, y es definido por el satélite, pero el sistema tiene la capacidad de conmutarse dependiendo de las exigencias del satélite.

Se tiene por lo tanto un combinador o switch que funciona si las dos cadenas de subida van a transmitir una frecuencia que va a ser polarizada con la misma polarización, se transmite a través de un mismo HPA, y el combinador enruta la señal a la polarización correspondiente LHCP o RHCP. Si una de ellas va a ser transmitida en una polarización y la otra en una diferente el combinador o switch transmite la señal al HPA correspondiente y la pasa a la polarización correspondiente que va ser tomada en el cuádruplexor para generar la señal de RF con la polarización que se está definiendo. Después a la salida del cuádruplexor se tiene la señal con polarización circular que va a la antena y luego viaja hacia el satélite.

En el lado del receptor (ver fig. 1.1b.) se tiene de igual manera el cuádruplexor que sirve como despolarizador de la señal que viene del satélite polarizada en forma circular, a la salida de este se tiene dos señales la que viene polarizada en polarización derecha se tiene en un puerto y la señal que viene en polarización izquierda en otro puerto, ambas señales pasan por LNA's (Low Noise Amplificator). Ver fig. 1.1b.

¿Cuál es la función del LNA? es ser el primer amplificador en la cadena de recepción. Las características del LNA son :

1. El ancho de banda. Este puede trabajar con una señal en toda la banda de recepción del satélite, es decir, 500 Mhz desde 3.7 a 4.2 Ghz, él puede amplificar y a todas las señales que entren en esa banda les da la misma ganancia.
2. La ganancia. El tiene alta ganancia normalmente arriba de 60 dB de ganancia.
3. Bajo ruido. Esto se debe a que la señal que viene del satélite viene muy atenuada, por lo tanto, si el LNA no tuviera esta característica no se detectaría absolutamente nada de lo que viene del satélite.

Después del LNA se tiene ya no combinadores o switch sino, divisores de señal (ver fig. 1.1b.) para que la misma señal que se recibe del satélite pueda ser alimentada a diferentes cadenas de bajada (ver bajada 1.1b. y 1.1c.) .

Cada una de las cadenas de bajada está sintonizada a una frecuencia diferente de igual manera a las cadenas de subida, sólo detectan las señales en esa frecuencia, entonces, las cadenas de bajada tiene un convertidor descendente que funciona igual que un receptor de radio, es decir, transpone la información en la frecuencia desde la banda de 4 Ghz hasta 70 Mhz, después se pasa esa señal que viene modulada en FM al demodulador, y a la salida se tiene la señal correspondiente en formato AM, la banda básica que fue transmitida en el otro lado.

Luego del demodulador del receptor, se encuentra nuevamente con el multiplex satelital que no es más que un demodulador de supergrupo. La salida de los demoduladores contienen información de banda base y probablemente no toda la información recibida sea para nuestro país, por lo que se debe desempaquetar esa información de supergrupo, pasarlos al proceso de filtrado y luego seleccionar los que corresponden, para el caso, el MUX número dos se emplea para el supergrupo número cuatro, se desempaqueta la información, se filtra y nuevamente se pasa al MUX terrestre (ver fig. 1.1b.) que es un modulador de supergrupo en transmisión para volver a empaquetar toda la señal en otra banda base que pasa al transmisor el cual va a tener un modulador y un transmisor y envía la señal hacia el picacho con las mismas funciones antes explicadas, hasta llegar a la central Roma que tiene conectado a este demoduladores, un multiplex que tiene exactamente la función inversa del multiplex de transmisión, es decir, toma la banda básica que viene desde la ETI y la divide en los supergrupos correspondientes, que son a su vez pasados a demoduladores de grupo que saca los cinco grupos correspondientes a cada supergrupo, (ver fig. 1.1b) cada uno de estos grupos, son pasados a su vez a demoduladores de canal que saca los 12 canales correspondientes a cada grupo y la señal es entregada a la central internacional.

Antes también existían cuatro sistemas PCM conectados directamente desde la central LD2 hacia la ETI vía cable coaxial. Estos eran empaquetados en multiplex de diferentes jerarquía para transmitirlos a nivel de 140 Mbps y/o 34 Mbps como puede verse en la figura 1.1c.

Al llegar la señal a la ETI, se da el proceso inverso para obtener las tramas a 2 Mbps que alimentaban dos transmultiplexores puesto que un transmultiplexor maneja dos tramas de 2 Mbps para convertirlo en una señal de supergrupo y así poder introducirla al multiplex satelital para ser transmitida hacia el satélite. En la recepción, se da el proceso inverso a lo que se ha explicado anteriormente.

1.2. Desventajas del sistema analógico para el tráfico internacional

Debido a ciertas desventajas presentados por el sistema analógico para la transmisión internacional a partir de 1992 este fue sustituido, por una nueva tecnología, que se presentará posteriormente; un estudio de demanda de tráfico realizado por ANTEL y la compañía AT&T, dio como resultado la necesidad de ampliar los circuitos de comunicación internacional mayoritariamente hacia los Estados Unidos, lo que resulto técnicamente imposible utilizando la tecnología analógica, debido a la demanda de potencia que esta requiere en el satélite ha utilizar.

También debido al incremento de tráfico internacional y a la diversificación de éste (transferencia de datos, voz, teleconferencias, video digital, etc.) la calidad del servicio prestado por ANTEL disminuyó como consecuencia del equipo analógico.

1.3. Ventajas de los Sistemas de Transmisión Digital

En los últimos tiempos, el interés que despiertan los sistemas de transmisión digital ha ido aumentando, lo cual se explica por las consideraciones siguientes:

1. Notable incremento del tráfico telefónico, y por tanto de la necesidad de usar de forma más eficaz las líneas urbanas, muy ruidosas, y las frecuencias de microondas por encima de 10 Ghz, de poco interés para los sistemas de radio analógicos normales, debido a las fuertes atenuaciones introducidas por la lluvia.
2. Posibilidad de transmitir otras señales, además de las telefónicas, que se generan ya en forma digital, como son datos de alta velocidad, señales videotelefónicas, etc.
3. Alta inmunidad al ruido, que hace prácticamente independiente la calidad de transmisión de la longitud del enlace.

Esta inmunidad permite la recepción de señales con buena calidad cuando apenas es posible distinguir la presencia o ausencia de los impulsos recibidos, debido a que, además de amplificar la señal, como se hace en los sistemas analógicos, se reconstruye en recepción la señal digital original.

4. Posibilidad de disponer de circuitos electrónicos integrados para el tratamiento de las señales digitales con ventajas de economía y de nuevas prestaciones.

5. Posibilidad de integración entre los sistemas de transmisión y las centrales de conmutación digitales, lo cual permite que la señal telefónica se procese de forma totalmente digital.
6. Posibilidad de hacer coexistir , en la misma antena, portadoras de microondas para transmisión analógica (FDM) y para transmisión digital (PCM).
7. Posibilidad de aprovechar nuevos sistemas portadores, como guíaondas circulares y fibras ópticas, que no se pueden usar con frecuencias portadoras superiores a algunos centenares de Ghz.
8. La calidad de la señal digital transmitida mediante radioenlaces no depende del nivel de la portadora recibida hasta que se llega al nivel de umbral. Además, todos los canales están afectados por igual por el ruido, a diferencia de lo que ocurre con las señales multiplexadas en frecuencia, en las cuales el ruido aumenta con la frecuencia BB en la cual está ubicado el canal telefónico.
9. Facilidad de mantenimiento, basada en medidas de tipo pasa/no pasa, el cual se reduce además drásticamente en volumen respecto al mantenimiento necesario para los enlaces analógicos y los multiplexores FDM.

1.4. GENERACION DE LA SEÑAL DE PLANTA DIGITAL Y ANALOGICA PARA LOS EQUIPOS DE TRANSMISION

Antes de explicar lo que es la señal de planta para los equipos de transmisión, se presentará de forma general lo que es una central telefónica tipo AXE, como se mencionó anteriormente es la que se utiliza en la central LD2.

En el sistema AXE el sistema de conmutación se llama APT, el sistema de control de llama APZ. Esta parte, que consta de una serie de computadoras puede ser universal. Cambiando programas de computadores se puede usar para controlar otras aplicaciones. Se dice que el sistema de control es dependiente de la aplicación.

Parte de los bloques de la fig. 1.2 se encargan de una serie de funciones de conmutación bien delimitadas. Se ve que los bloques de funciones LI, SS, AJ, BJ Y KR; tienen como denominador común la colaboración con los abonados. Reciben y envían señales de abonados, concentran y expanden el tráfico desde y hacia los abonados. Estos bloques forman un subsistema llamado, subsistema de selectores de abonados SSS (Subscriber Switching Subsystem). En una central de tránsito

pura, como es la central internacional no se necesita ninguna colaboración con los abonados, por lo que se puede suprimir el subsistema SSS.

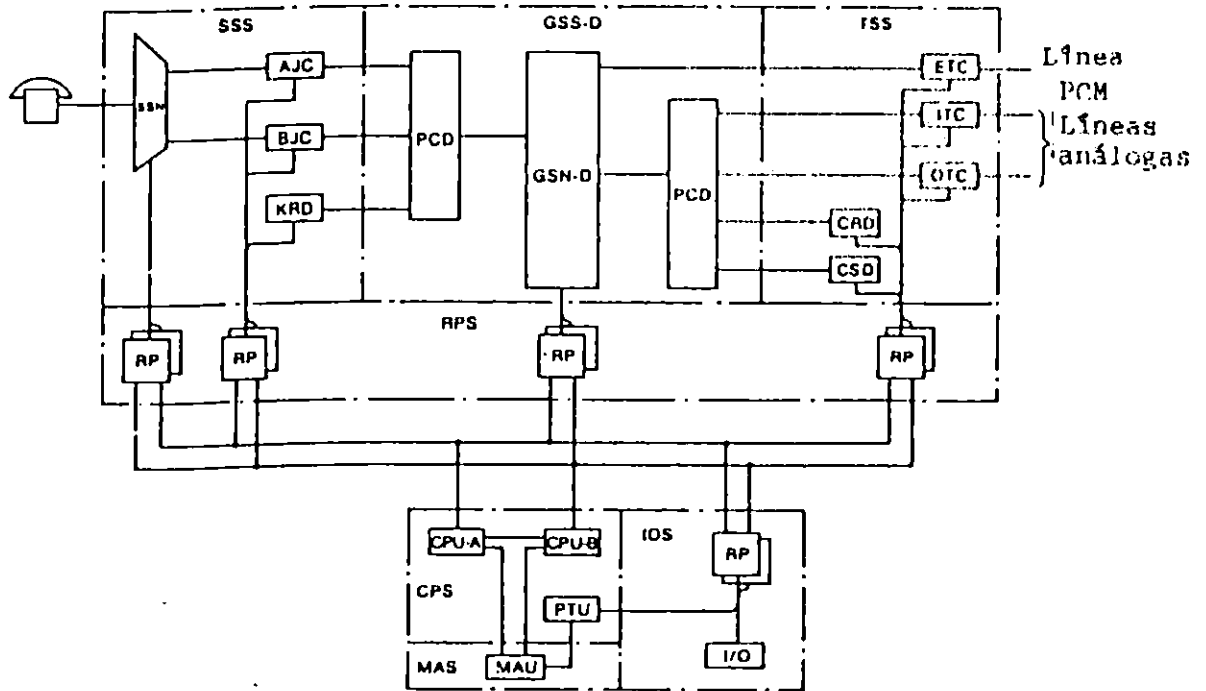


Fig. 1.2 Diagrama de bloques de Hardware y ubicación de GSS-D en AXE.

El bloque GS que distribuye el tráfico en la central forma el Subsistema de Selectores de Grupo GSS (Group Switching Subsystem) y los bloques IT, OT, ETC, CR Y CS, que se encargan de la colaboración con otras centrales, forman el subsistema de troncales y señalización TSS (Trunk and Signalling Subsystem). Todos los subsistemas mencionados anteriormente son parte del sistema APT.

Los subsistemas que componen el APZ son el RPS, CPS, IOS Y MAS. El subsistema de procesadores regionales (Regional Processor Subsystem), comprenden funciones para el control regional. El Hardware consta de los procesadores regionales y el software de los sistemas operativos de estos procesadores. Se puede considerar el sistema operativo como un programa que administra los programas de aplicación. Se debe tener en cuenta que en RPS no se incluyen los programas de APT.

El subsistema de procesadores centrales CPS (Central Processor Subsystem), está compuesto por dos procesadores centrales y su software consta del sistema operativo de estos procesadores. Naturalmente los programas de aplicación pertenecen a APT pero están almacenados en CPS.

El subsistema de Entrada - Salida IOS (Input-Output Subsystem) comprende las funciones de comunicación para la colaboración entre el sistema y el personal de mantenimiento.

El subsistema de mantenimiento MAS (MAintenance Subsystem) contiene funciones de mantenimiento automático del sistema, es decir, la búsqueda de fallas y reparación de las mismas cuando fuera posible.

1.4.1. Subsistema de Conmutación de Grupo Digital

El Subsistema GSS-D (Group Switching Subsystem-Digital) es uno de los subsistemas de APT, este subsistema realiza la conexión de eslabones digitales. En la fig. 1.2 se puede observar donde se ubica el GSS-D en una central AXE.

Se puede observar que la información análoga procedente de los abonados, troncales y órganos, antes de entrar a la red digital de conmutación GSN-D (Group Switching Network-Digital) pasa por un PCD (Pulse Coded Modulation Device) que es el órgano que hace la modulación por pulsos codificados, convirtiendo la señal análoga en una información PCM. De igual manera la información digital que sale del selector es convertida por el PCD en señales análogas, a las troncales y demás órganos que manejan este tipo de información. Las líneas troncales en las cuales la transmisión es hecha usando PCM son recibidas en la central por un ETC (Exchange Terminal Circuit) Circuito Terminal de Central, el cual recibe la información PCM y la pasa directamente a la red digital de conmutación de grupo.

1.4.2. El Selector de Grupo Digital GS-D

1.4.2.1. Principios de Funcionamiento

La función del GS-D es lograr la conmutación de la información manejada en los intervalos de tiempo correspondiente a cada uno de los canales, de los sistemas PCM, de primer orden conectados a él.

Se observa brevemente, en la fig. 1.3, como viene la información en un sistema PCM de 30 canales.

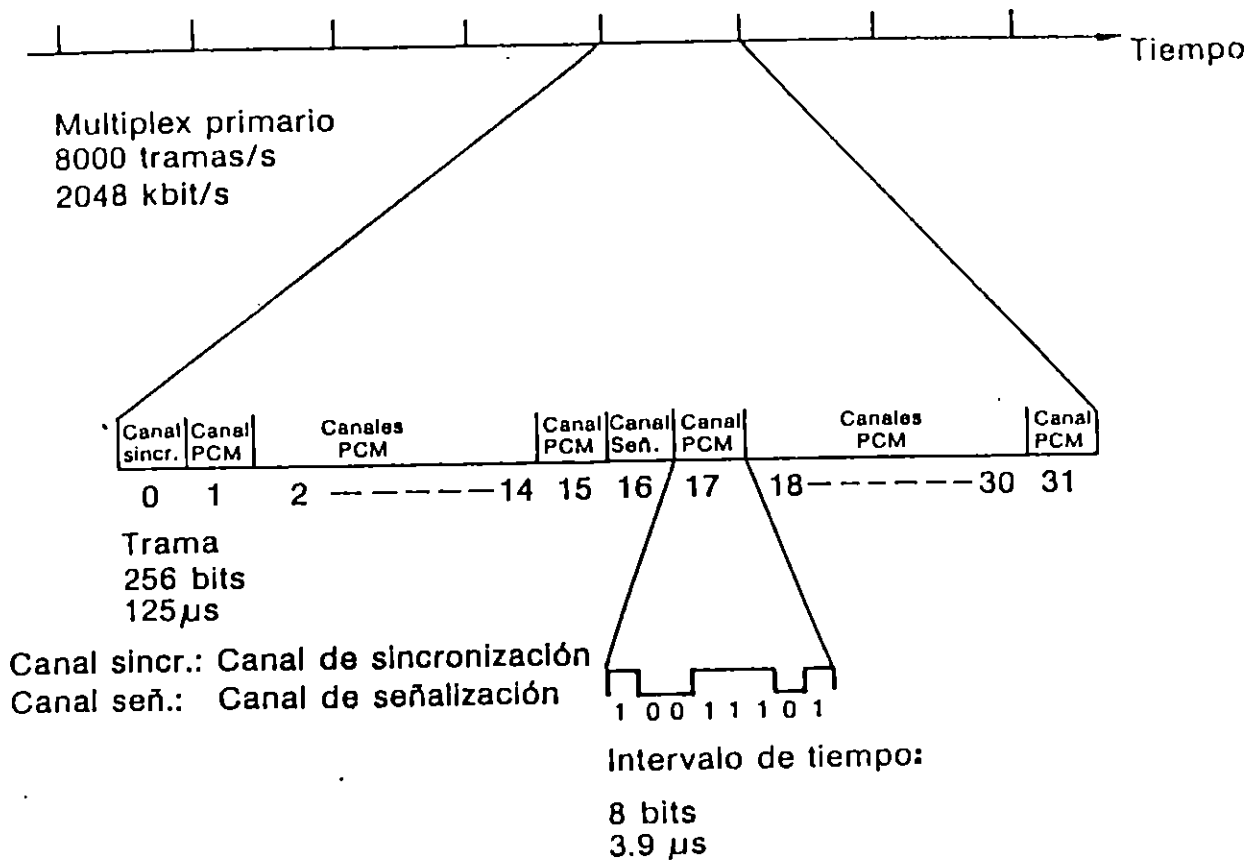


Fig. 1.3 Trama de un sistema PCM de 30 canales

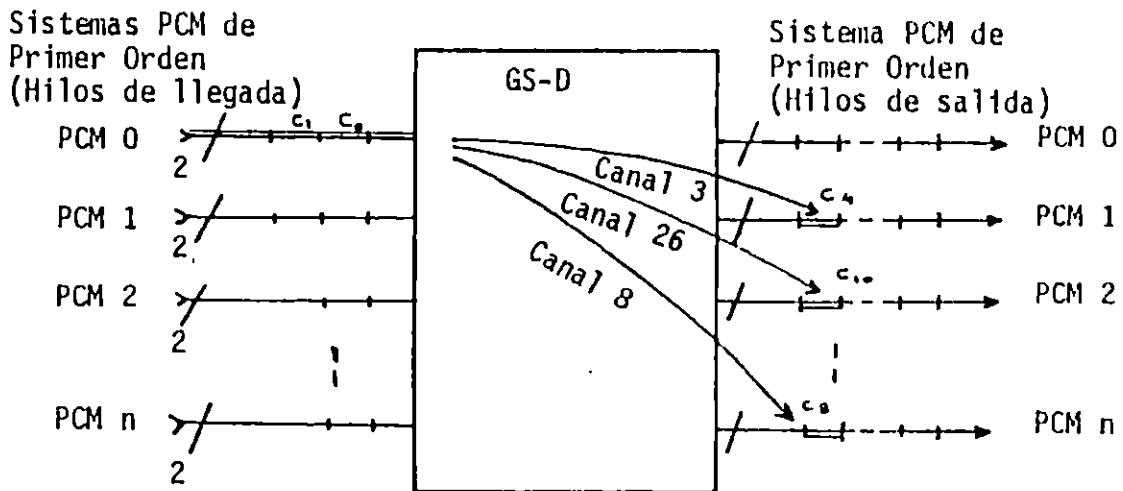


Fig. 1.4. Trabajo de GS-D para conmutar la información de los canales PCM

A cada canal PCM le corresponde un intervalo de tiempo (Time Slot) en el sistema PCM de 30 canales. El canal cero se usa para sincronización de la trama y el canal 16 para transmitir la señalización asociada con dos canales a la vez hasta completar esta señalización en una multitrama (16 tramas). Los 30 canales restantes (1-15 y 17-31) se utilizan para transmitir información de conversaciones.

El selector de grupo debe tomar la información que llega en cada intervalo de tiempo (cada canal) y colocarla en el intervalo de tiempo adecuado del sistema PCM por el cual debe dirigirse la información. Ver fig. 1.4

Para efectuar la conmutación entre los diferentes canales de los sistemas PCM a él conectados, utiliza dos técnicas diferentes de conmutación: Temporal y Espacial. Naturalmente la conmutación temporal consistirá en cambiar el tiempo en que se maneja la información de cada canal. La conmutación espacial se realiza estableciendo la conexión del bus de datos adecuado para que llegue la información al sistema PCM que está dirigido. El selector de grupo digital utiliza un paso de selector temporal entrante (T) para recibir la información de los sistemas PCM, un paso de selector espacial (S) para establecer las conexiones entre las bases de datos y un paso de selector temporal saliente para entregar la información al sistema PCM a quien está dirigida. De esta manera el selector de grupo digital queda estructurado como un selector TST (Time Space Time). Ver fig. 1.5

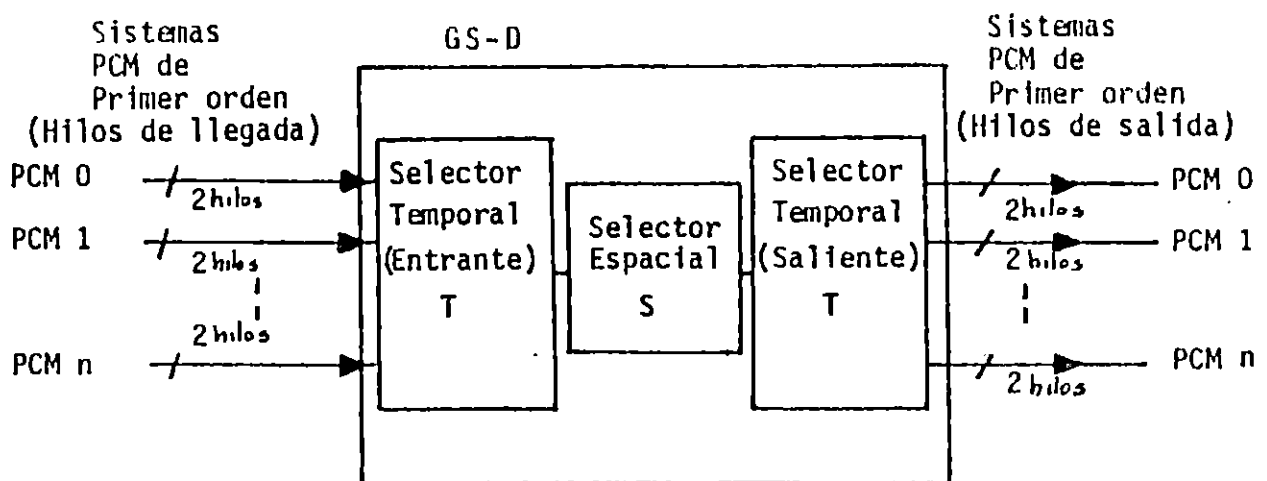


Fig. 1.5. Conmutación Tiempo-Espacio-Tiempo en el Selector de Grupo Digital.

1.4.2.2. El paso de Selector Temporal Entrante

El paso de Selector Temporal Entrante está formado por un Contador, una Memoria de Conversación A SSA (Speech Store A) y una Memoria de Control A CSA (Control Store A) como se ve en la fig. 1.6

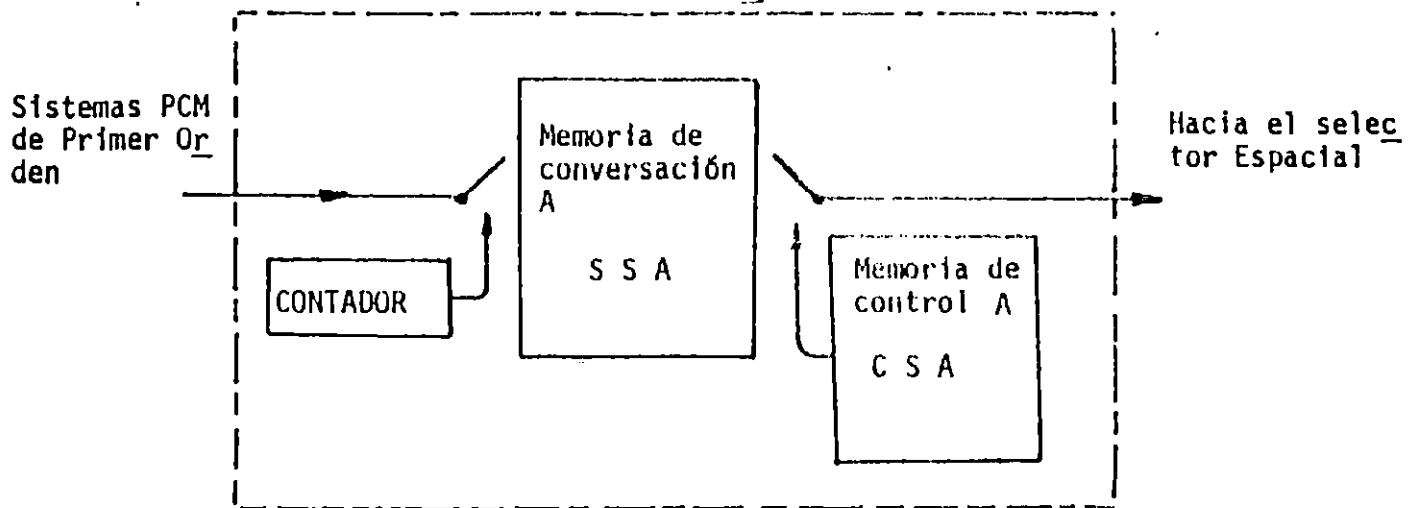


Fig. 1.6 Selector Temporal Entrante.

El selector está construido en módulos con capacidad para conmutar 16 Sistemas Primarios PCM de 32 canales (incluyendo canal 0 y 16), o sea un total de 512 canales. Un Módulo de Conmutación Temporal se llama TSM (Time Switching Module). Una central AXE 10 puede tener hasta 32 TSM¹.

En su parte entrante un TSM recibe entonces 16 Sistemas Primarios PCM, cada uno de los cuales le trae un flujo de 2 Mbits/s (2048 Kbits/segundo) en serie. Los 8 bits que llegan en el primer intervalo primario (3.9 microsegundos) corresponden al Canal 0 de cada Sistema Primario PCM, luego llegarán los 8 bits correspondientes al Canal 1 de cada Sistema Primario PCM y así sucesivamente hasta completarse los 512 Canales de los 16 Sistemas PCM.

El contador avanza secuencialmente indicando la dirección donde deben quedar almacenados los 8 bits de cada canal en la Memoria de Conversación SSA.

La memoria de conversación SSA tiene 512 palabras de 8

¹ Realmente un TSM incluye la parte entrante y saliente de Selector Temporal.

bits destinadas cada una a un determinado canal de los 512 que 19/gan en una trama de los 16 sistemas PCM. Estas 512 palabras se van llenando ordenadamente a medida que llegan los canales y el contador avanza indicando donde deben escribirse sus 8 bits. De esta forma se llena la memoria SSA. Ver fig. 1.7

La memoria de conversación SSA se ha llenado escribiendo secuencialmente las palabras que van llegando con cada canal PCM. La velocidad de escritura es:

$$16 \text{ Sistemas PCM} \times 2 \text{ Mbits/Seg.} = 32 \text{ Mbits/Seg.}$$

Si se permite que la memoria SSA se llene sin sacar de ella la información vendría la siguiente trama y su información se escribiría sobre la anterior sin haberla sacado. Se debe por lo tanto ir leyendo la información de la memoria SSA a una velocidad igual a la de escritura y llevándola hacia el paso de Conmutación Espacial.

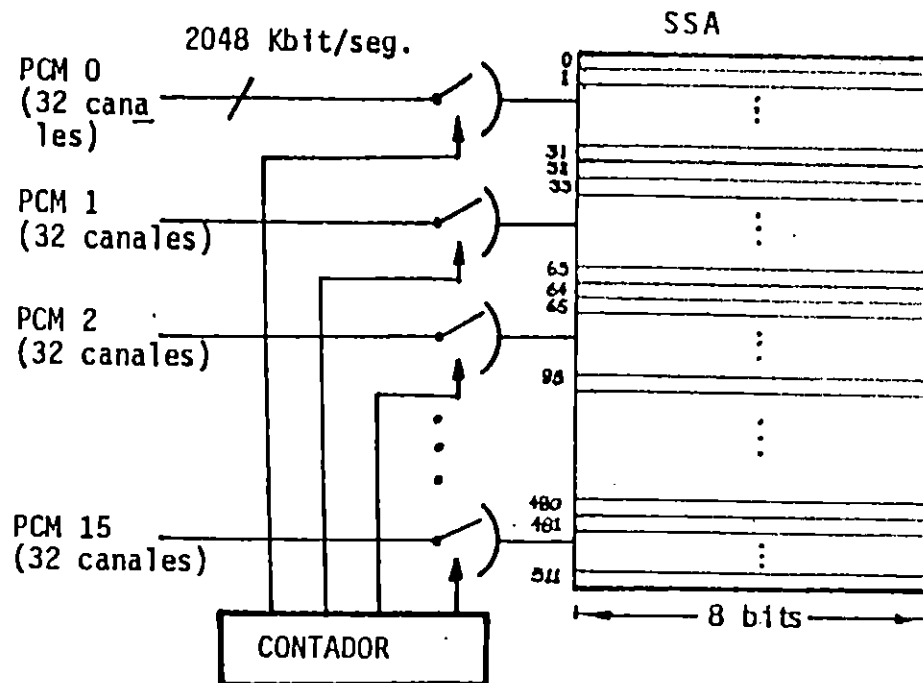


Fig. 1.7 Escritura en la Memoria de Conversación SSA.

Para sacar la información de SSA se dispone de un bus de 8 bits en paralelo para sacar los 8 bits de información de un canal a la vez. Por el bus deberá entonces llevarse información leída a una velocidad de 32 Mbits/seg, o sea por cada uno de sus 8 hilos llevará 4 Mbits/seg.

Ahora se verá en forma simplificada cómo se realiza la conmutación con ayuda de la Memoria de Control CSA.

La información ha llegado a SSA en determinado Intervalo de Tiempo según el canal. Estos intervalos de tiempo que dependen del Sistema PCM llamado INTERVALO DE TIEMPO EXTERNO se enumeran de 0 a 511. Para sacar la información de SSA se hace la lectura de la palabra (8 bits) correspondiente al Intervalo de Tiempo Externo Entrante que se desee. La Memoria de Control CSA dirige la lectura de SSA indicando cuál palabra debe leerse para enviarla al Selector Espacial.

La memoria CSA tiene 512 palabras en las cuales el procesador escribe la indicación de cuál palabra de SSA debe ser la leída en un determinado intervalo de tiempo. Estos intervalos de tiempo dirigidos por el Procesador (con NS) se llaman INTERVALOS DE TIEMPO INTERNO y se numeran de 0 a 511 asociándolos con cada palabra de CSA.

En la fig. 1.8 se muestra cómo la información del INTERVALO EXTERNO 2 (Palabra 2) de SSA llegó a su posición gracias al orden secuencial dado por el contador. En CSA se dice en el INTERVALO INTERNO 0 (Palabra 0) que la palabra 2 de SSA debe ser leída en este instante. La información del Intervalo Entrante 18 (Palabra 18) de SSA llegó según su orden y CSA dice en el INTERVALO INTERNO 1 que esa palabra 18 de SSA debe ser leída en este instante.

La Memoria de Control CSA está diciendo que primero se leerá la palabra 2 de SSA para enviarla al Selector Espacial, y luego se leerá la palabra 18 en SSA para enviarla al Selector Espacial. CSA determina en qué tiempo será leída una palabra de SSA sin importar en que Intervalo de tiempo había llegado a SSA.

La Memoria CSA le asigna a cada palabra de SSA un Intervalo de Tiempo Interno para ser leída haciendo así la Conmutación Temporal.

Se dice que la Memoria de Control CSA controla la lectura desde la Memoria de Conversación SSA haciendo la conmutación de tiempo correcta para que por el bus de salida vaya en cada instante la información adecuada para que el Selector Espacial en ese momento la conecte a donde está destinada.

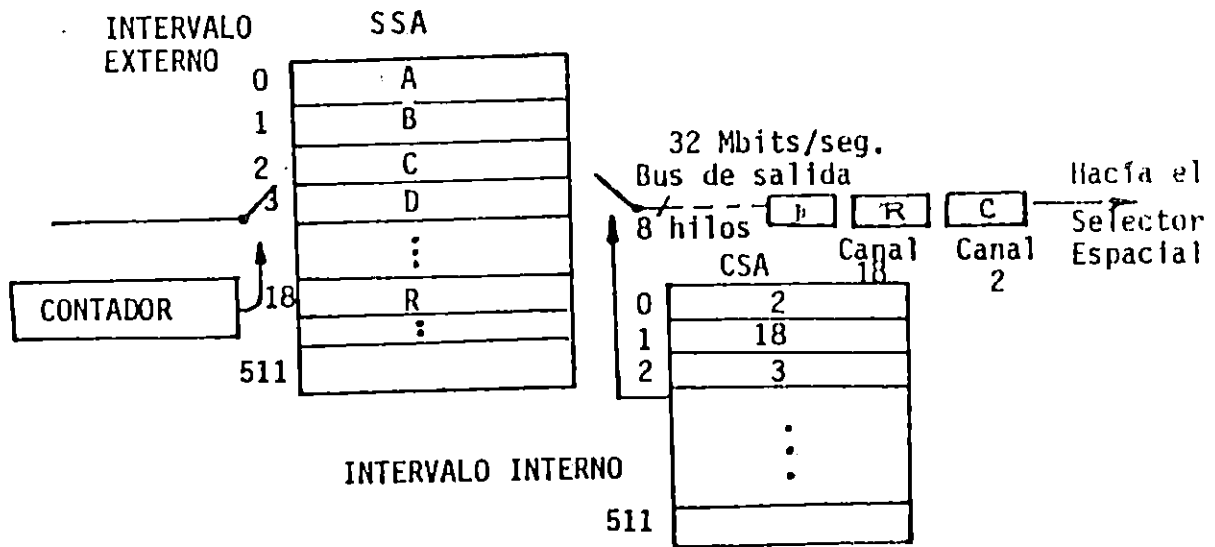


Fig. 1.8 Conmutación Temporal Entrante.

1.4.2.3 El paso de Selector Temporal Saliente

Este paso es muy similar al paso entrada, excepto por su funcionamiento. Allí se encuentra también una Memoria de Conversación, pero se designa SSB (Speech Store B) una Memoria CSB (Control Store B) y un contador. Ver fig. 1.9

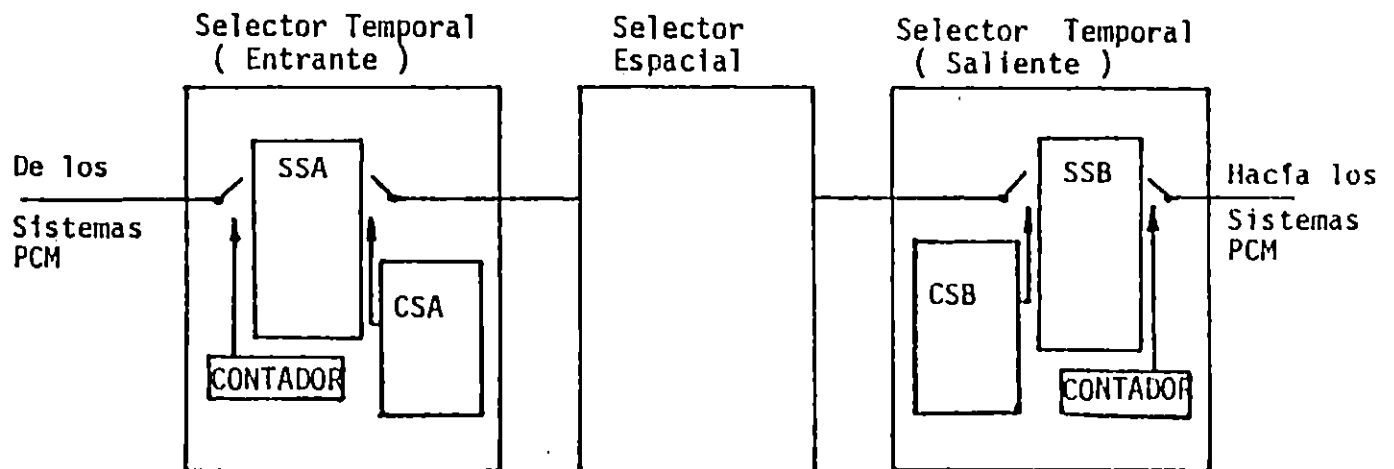


Fig. 1.9 Comparación de la parte entrante y saliente del selector temporal

El funcionamiento de la parte saliente del Selector Temporal es así:

La Memoria de Control CSB indica en qué palabra de SSB será escrita la información que llega desde el Selector Espacial en cada Intervalo de Tiempo Interno. Una vez que la información está en SSB el contador irá indicando secuencialmente su salida para que en cada Intervalo Externo se envíe la información correspondiente a cada canal de los 16 sistemas PCM.

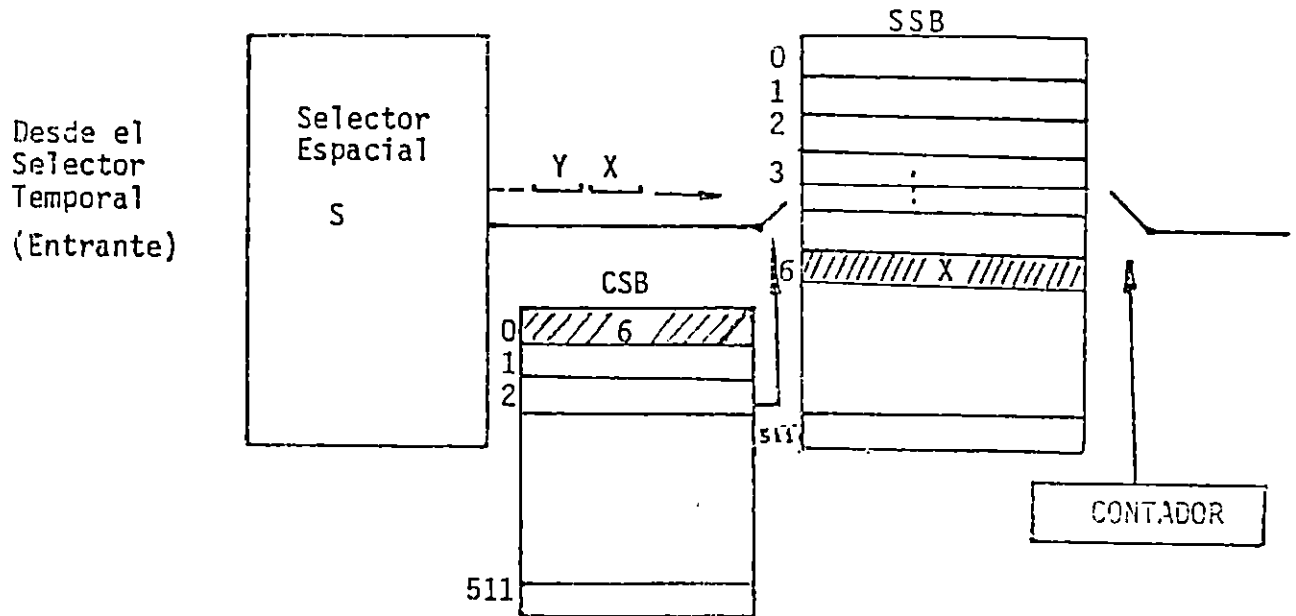


Fig. 1.10 Conmutación temporal saliente

Se ve pues que CSB controla la escritura en SSB y ello prácticamente determina el Intervalo de Tiempo Externo en el cual ésta información debe enviarse por la línea PCM. El contador ahora dirige la lectura secuencial desde SSB hacia los sistemas PCM.

En la fig. 1.10 puede verse como la información que sale del Selector Espacial en el Intervalo Interno 0 es escrita en la palabra 6 de SSB por indicación de CSB. Cuando el contador llegue al valor 6 se leerá de SSB la palabra que debe irse por el canal 6 del primer sistema PCM (pues de sus canales es la información de las palabras 0 a 31 de SSB).

1.4.2.4 Estructura del Selector Digital

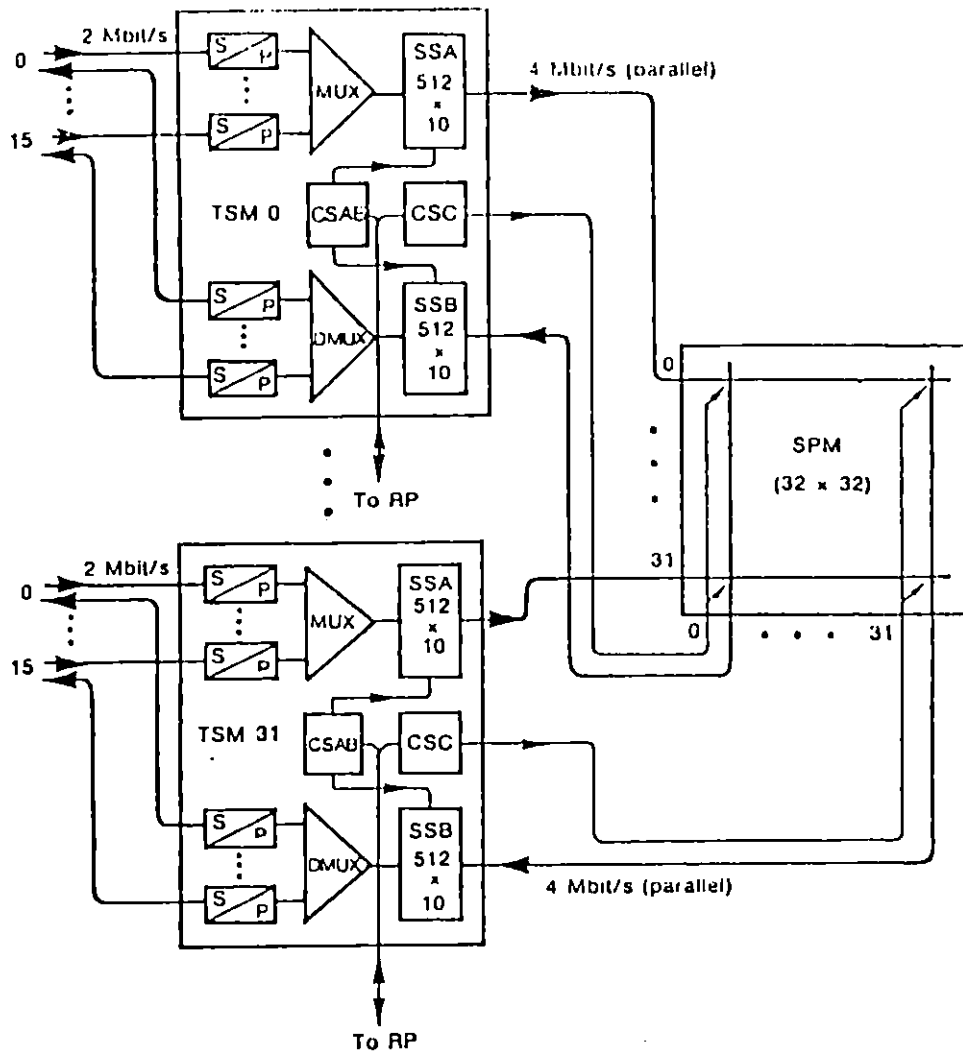


Fig. 1.11 Estructura del selector digital

En la figura 1.11 se puede notar que la red de conmutación es controlada completamente por medio de TSM la escritura en CSAB y CSC, para establecer o quitar una conexión. También se observa la presencia de una sola memoria de control CSAB. Como la información llega en serie al TSM por los sistemas PCM, se efectúa la conversión serie-paralelo mediante los circuitos S/P después de lo cual la palabra PCM de un canal ira en paralelo por 8 hilos hacia el circuito multiplexor llamado MUX. En un MUX pueden multiplexarse juntos hasta 16 sistemas PCM. De la misma forma DMUX y S/P realizan la demultiplexión y conversión paralelo-serie de la información que sale del TSM.

1.4.2.5 Detalles de la construcción del Selector Digital

- Eslabones Digitales DL (Digital Link)

La interfase entre el subsistema GSS-D y los subsistemas TSS y SSS se llama Eslabón Digital y es una interfase digital desarrollada especialmente para AXE.

La red de conmutación que ha sido construida en dos planos idénticos, plano A y plano B, se conecta con unidades ETC, PCD por medio de un doble DL como se puede ver en la fig. 1.12.

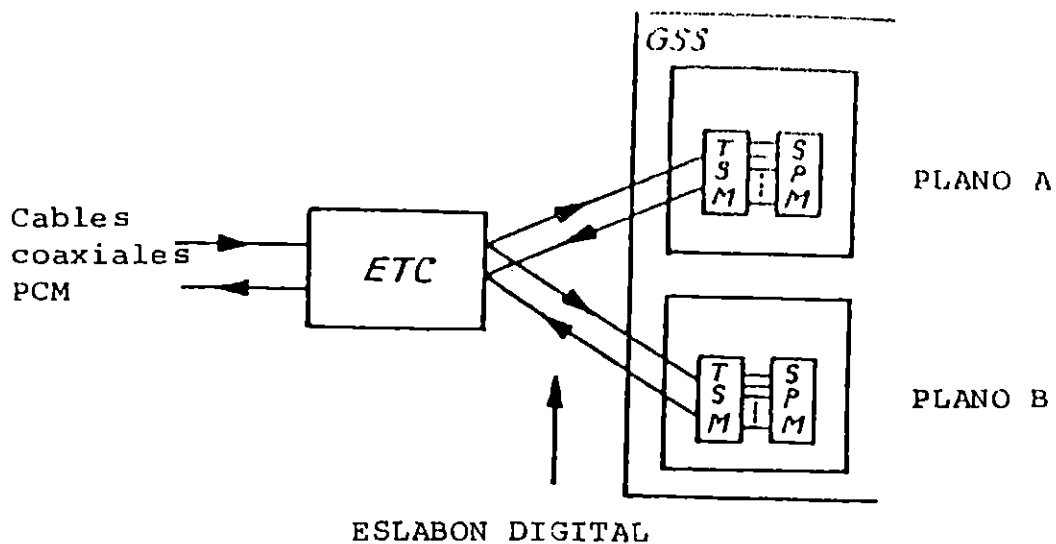


Fig. 1.12 Eslabón digital de un ETC

El eslabón digital DL es un bus DC para transmisión en serie separada en cada dirección Tx y Rx. Un órgano (ETC, PCD) se conecta a cada plano con un cable de 4 pares: 2 pares hacia el TSM, llamados D0 y D1, son entrada de datos al selector y 2 pares desde el TSM llamados DATOS y RELOJ (Data y Clock), son la salida de datos del selector.

De igual manera está conectado cada órgano al otro plano. Puede verse esto en la fig. 1.13.

Un eslabón digital puede transmitir máximo 32 canales, o sea un sistema PCM de primer orden.

La información que es transmitida por el eslabón digital se muestra en las fig. 1.14 y 1.15. Se ha presentado allí la forma como la información en serie pasaría en la línea de frontera A (línea imaginaria) mostrada en la fig. 1.13

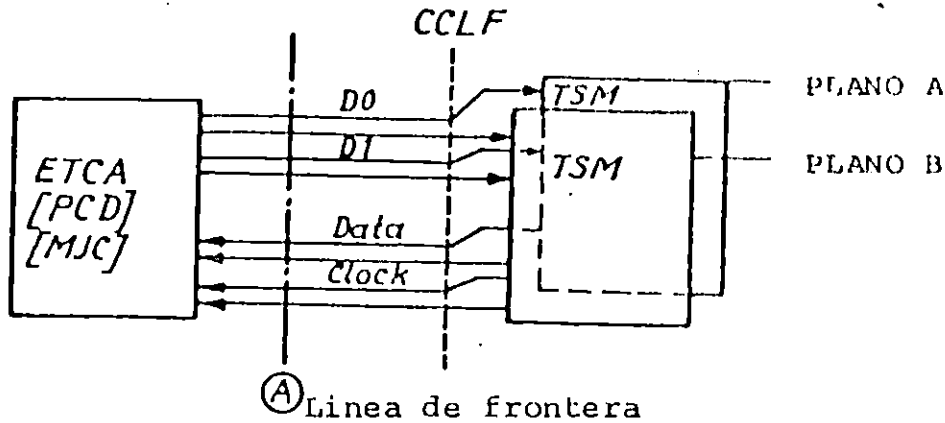


Fig. 1.13 Estructura del eslabón digital DL

Se verá como se realiza la transmisión hacia el TSM en la figura 1.14.

Los datos hacia la red de conmutación son transmitidos a una velocidad de 2 Mbits/Seg. a través de dos pares llamados D0 y D1.

Los 2 Mbits/Seg. constituyen el flujo normal de el sistema PCM de primer orden donde cada 8 bits constituyen una palabra PCM.

Por D0 se transmite la palabra PCM de un canal, mientras que simultáneamente D1 lleva la dirección dentro de la trama del canal PCM al cual pertenece la palabra transmitida por D0. En D1 además se transmite un bit DLS de supervisión del eslabón el cual tiene un significado especial al ser usado durante 8 intervalos sucesivos como se indica en la fig. 1.14 y se explicará posteriormente. En D1 también se tiene el bit designado LIE para dar indicación de falla en el eslabón digital, así mismo un bit P de paridad permite controlar que el contenido de la palabra PCM haya sido correctamente transmitido.

La transmisión de información desde el TSM hacia los órganos puede observarse en la fig. 1.15.

Desde el selector los datos se transmiten a una velocidad de 4 Mbits/Seg., en palabras de 16 bits de longitud.

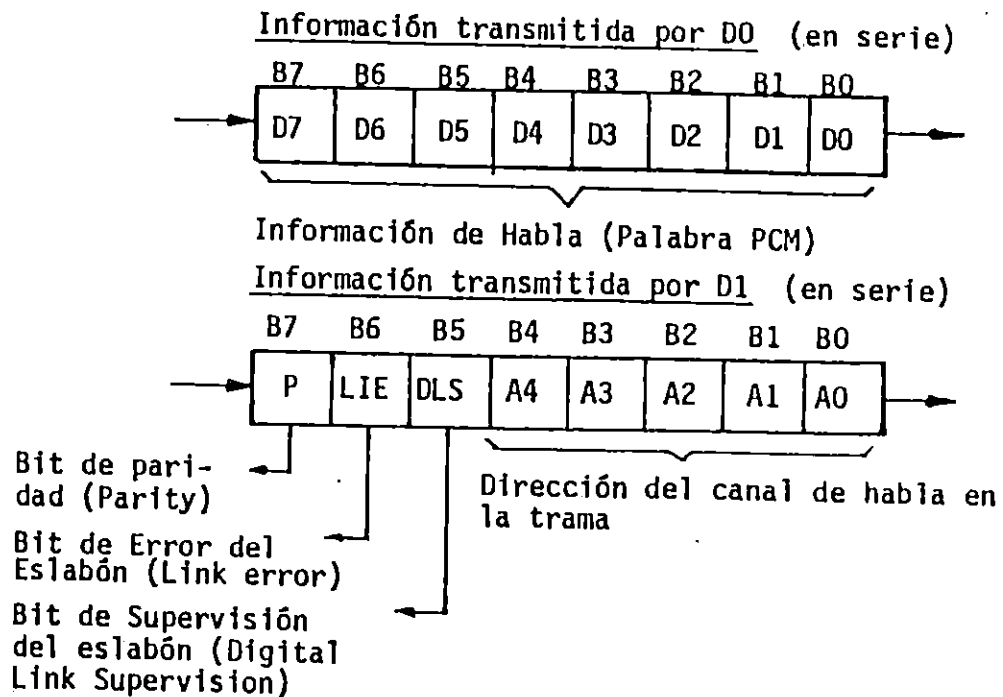
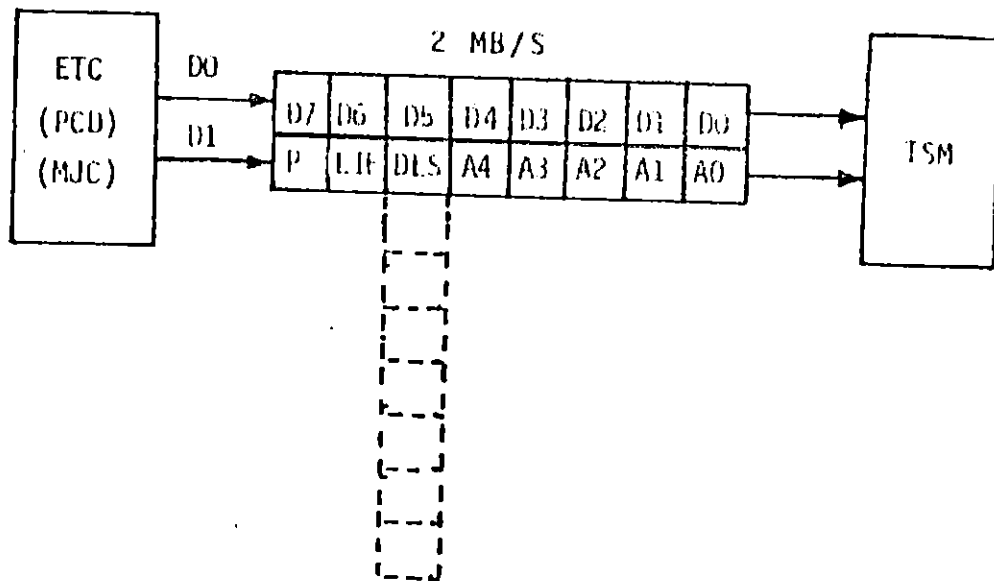


Fig. 1.14 Estructura de datos transmitidos por DL desde ETC (PCD) hacia TSM

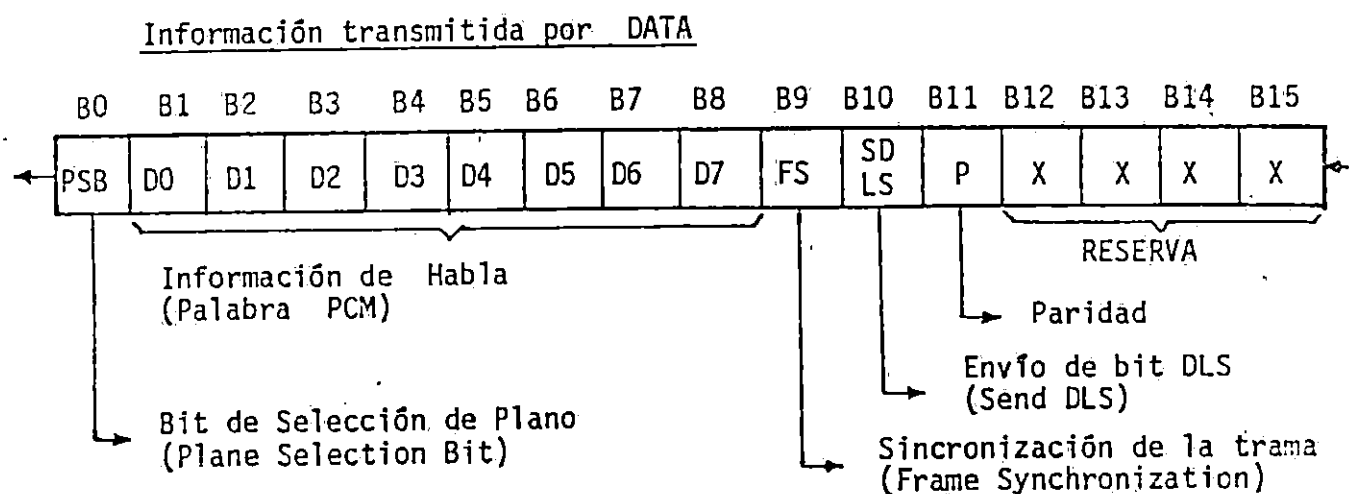
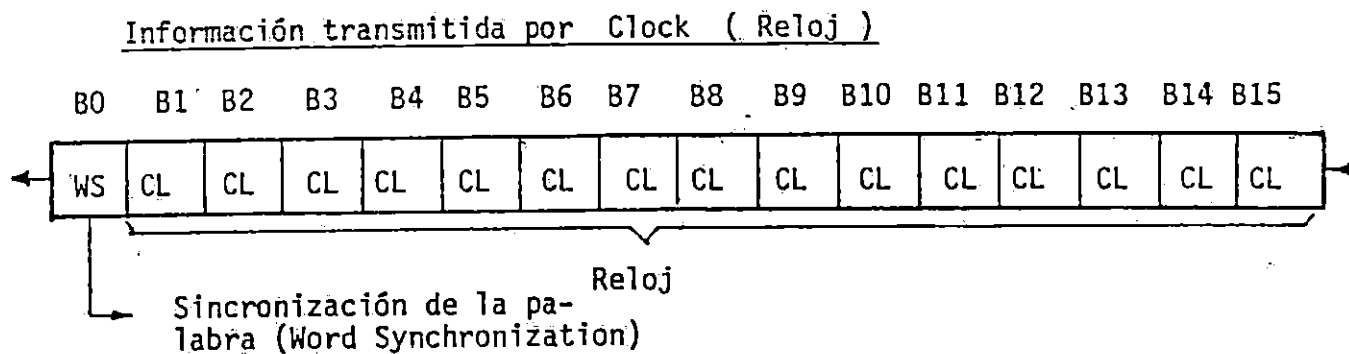
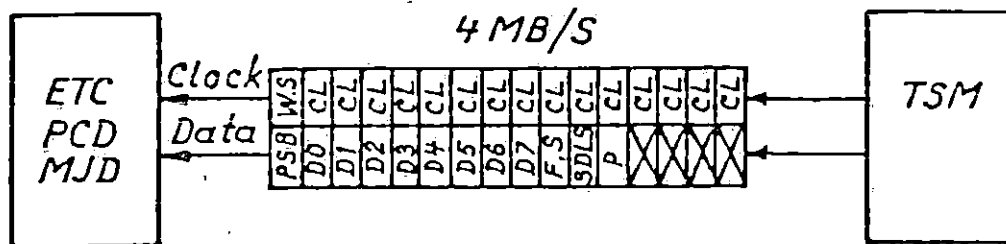


Fig. 1.15 Estructura de datos transmitidos por DL desde TSM hacia ETC (PCD)

Por el par llamado CLOCK se transmite un bit WS (Word Synchronization) para sincronizar la recepción de la palabra PCM y los bits B1-B15 como pulsos de reloj para dar la velocidad de 4 Mbits/Seg.

El bit de sincronización es usado por la unidad conectada (ETC, PCD, MJC) cuando comienza la transmisión.

Por el par llamado DATA el B0 se usa como Bit de Selección de Plano (PSB) el cual es usado por ETC (PCD, MJC) para determinar desde cual plano del selector debe leer la información que es válida. Los bits B1-B8 designados como D0-D7 contienen la palabra PCM. El B9 es llamado bit de Sincronización de la Trama FS (Frame Synchronization) y se usa para sincronizar la emisión de la trama. El B10 indica envío del bit de supervisión del eslabón SDLS (Send DLS) y es una solicitud al ETC (PCD, MJC) para que envíe el bit DLS. El B11 se usa para control de paridad de la palabra transmitida y los bits 12-15 no se usan actualmente.

1.4.2.6. Circuito terminal de Central ETC (Exchange Terminal Circuit)

El terminal de central debe tener funciones que permitan ensamblar la trama de 2 Mbits/Seg., hacia la línea PCM o desdoblar la información PCM de la línea hacia los circuitos de conmutación de la central.

- **Canal de Señalización**

Dentro de las funciones del terminal de control se encuentra la de recibir o entregar la información de señalización, para el caso de canal asociado (CAS). En otras palabras esto significa que el canal 16 no se conmutará sino que es entregado o recibido desde una unidad de procesamiento de señalización que extrae un canal de 64 Kbit/seg.

- **Canal de Sincronismo**

El canal de sincronismo debe ser también separado de las tramas pares para entregarlos a la lógica de sincronismo como guía para la ubicación de los diferentes canales en los diferentes tramas. (Ya sea para transmisión o recepción).

En tramas impares se lee bits de alarmas que también deben ser tomados para ser enviados a la lógica de supervisión a la central o del sistema en PCM.

Canales de Voz

La información de voz debe ser separada para dirigirla a los circuitos de conmutación de la central. Esto implica que ni la información de señalización, ni la información de sincronismo es conmutada.

- **Detalle de la construcción del terminal de central**

El ETC pertenece al Bloque Funcional ET del Subsistema TSS. Su función es servir de interfase entre la línea de transmisión PCM y el GS-D. ET debe también suministrar la información de señalización y sincronización.

El ETC consta de los circuitos de adaptación a la línea de transmisión PCM, circuitos de Control de Sincronismo, circuitos para tratar la señalización, y circuitos de adaptación a GS-D con selección de plano de conmutación. Ver fig. 1.16.

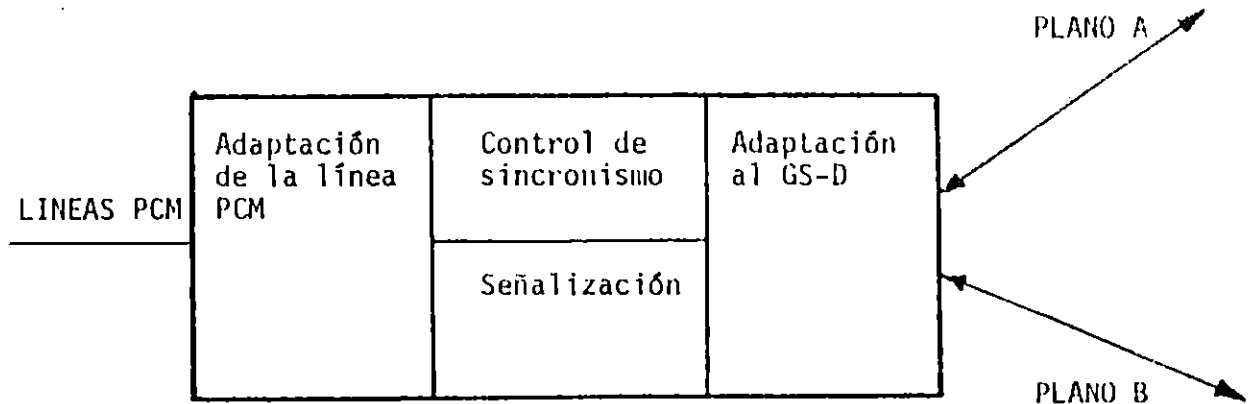


Fig. 1.16. Partes del ETC

La fig. 1.17 muestra más detalladamente las unidades de un ETC-A para sistema de Señalización Asociada por canal como es la que se ha tratado.

La línea PCM está conectada a la Unidad de Interfase de Línea LIU, (Line Interface Unit), la cual envía la información PCM a la Unidad de Trama y Alineamiento de Fase PFRU (Phase Aligning and Framing Unit).

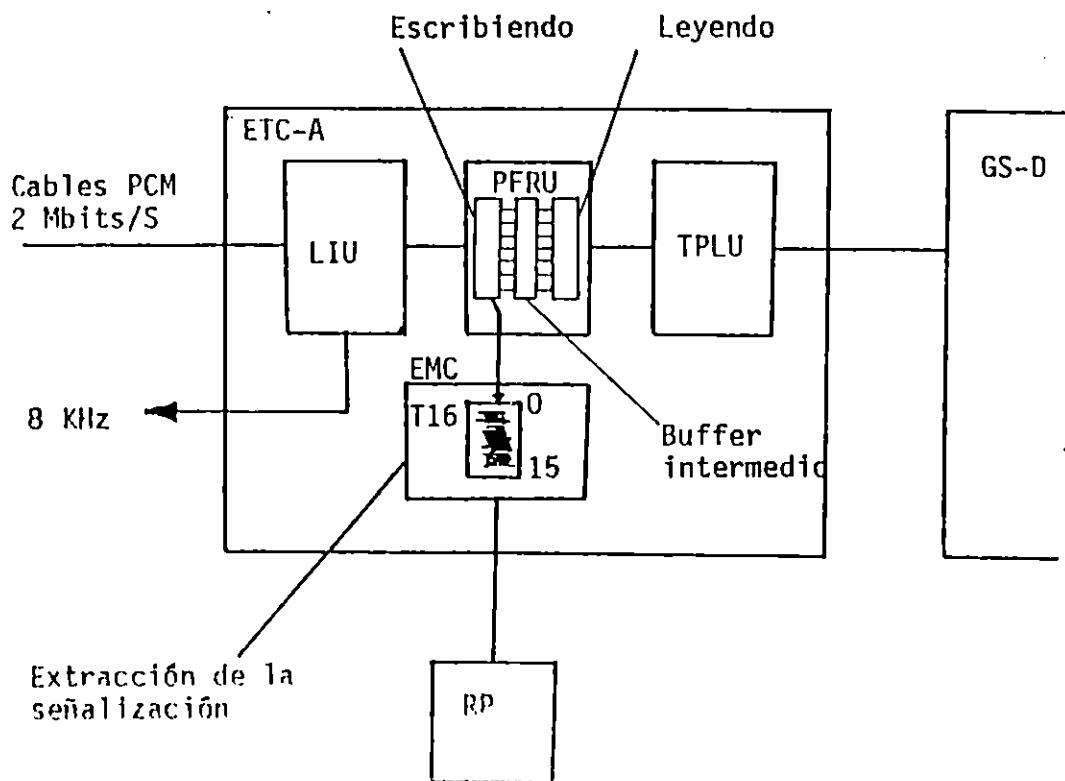


Fig. 1.17 Unidades del ETC-A

PRFU tiene 5 funciones principales:

- Sincronización de la trama.
- División de fases.
- Recepción del Canal 0 de sincronización, en la recepción.
- Generación del Canal 0 de sincronización, en la transmisión.
- Extracción de la señalización del canal 16.

La Unidad de Temporización y Selección del Plano TPLU (Timing and Plane Selection Unit) es la interfase hacia el selector de grupo. El Procesador Regional controla el ETC a través de la interfase standard EMC.

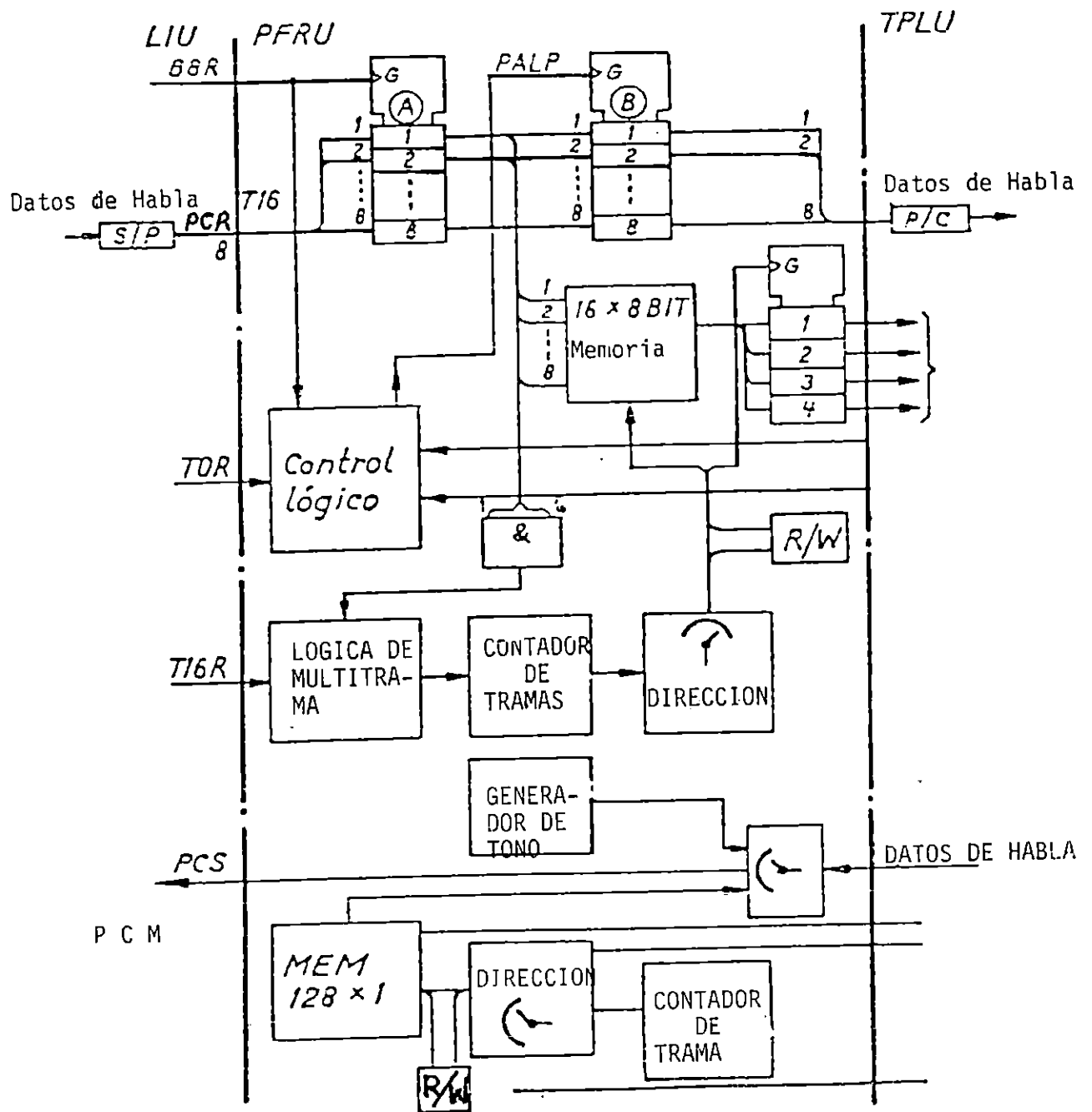


Fig. 1.18 Unidad PFRU

En LIU un detector separa los bits de la señal PCM y se genera una señal de 2 Mhz para que coincida con la frecuencia propia del sistema PCM. Esta señal es enviada a un contador donde genera la dirección de los canales.

Ahora se puede decodificar el Canal 0 (T0 : Información de sincronización) y el canal 16 (T16 : Información de señalización) y el bit 8 (B8 : último bit de la palabra PCM) de los otros canales.

T0, T16 y B8 se envían a PFRU junto con los datos de habla del Receptor de Pulsos Codificados PCR. Ver fig. 1.18

Desde LIU se envía una señal de 8 Khz hacia CLM (Clock Module) para ser usada en el alineamiento. Además de las mencionadas funciones LIU ejerce cierta supervisión y manejo de alarmas, tales como la supervisión de deslizamiento y fallas de sincronización. El resultado de esta supervisión es codificado en los bits DLS antes de enviar la información a TSM.

Para la división de fases la unidad PFRU recibe desde LIU palabras PCM ya en paralelo. Esta información va siendo almacenada en el registro A tan pronto como se detecta la llegada de B8. Después de éste almacenamiento temporal los 8 bits de la palabra se transmiten al registro B. La señal que controla este transporte se llama "PALP" y es generada por la lógica de control cuando es el momento adecuado para evitar deslizamientos debidos a que el reloj externo es más lento o rápido que el reloj interno.

La información de señalización es extraída del canal 16 en cada trama entrante y almacenada en una memoria 16 x 8 bits que está al alcance del RP a través de la interfase EMC. Esto significa que T16 en las tramas 0-15 puede ser almacenado en esta memoria receptora de señalización, lo cual forma el llamado esquema de señalización multitrama en este sistema de señalización asociada por canal. La memoria puede ser leída por RP carácter por carácter, para lo cual el direccionamiento de una trama determinada se hace mediante la lógica de alineamiento de multitrama, contadores y un selector de direcciones.

En la dirección de emisión se reciben de ambos planos la información de DATA y CLOCK. Dependiendo de los bit de selección de plano se seleccionan los datos de un plano y son enviados desde TPLU hacia PFRU.

La memoria 128 x 1 mostrada en la parte baja de la figura 1.18 es la memoria de emisión de señalización. Aquí RP escribe, a través de EMC, la información de señalización. La lectura de esta memoria ocurre en el intervalo de tiempo 16 de

la emisión, logrando el arreglo correcto mediante el contador de tramas y el selector.

En la memoria el intervalo de cada bit está dividido en un ciclo de lectura y un ciclo de escritura. Lo cual implica que la escritura no interrumpe la lectura y por tanto puede ocurrir en cualquier momento. Finalmente se muestra un generador de tono el cual cuando la señal desde el selector debe bloquearse debe insertar el tono en su lugar.

La figura 1.19 muestra un magazin ETCA. La unidad TSU-D es el emisor digital de tono y es opcional.

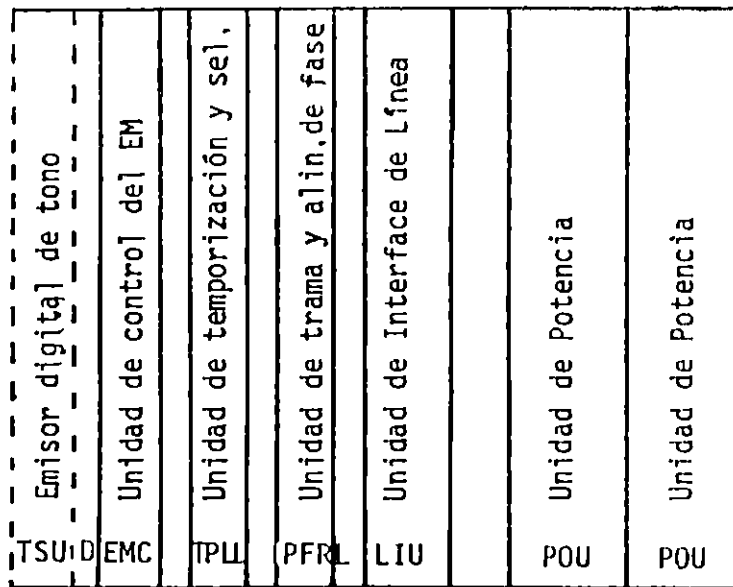


Fig. 1.19 Magazin ETC-A

1.4.2.7. El modulador de impulsos codificados, PCD (Pulse Modulation Device)

El PCD realiza la conversión de señales analógicas a PCM y viceversa. Mediante un PCD se puede adaptar 30 líneas analógicas de 2 ó 4 hilos al selector digital.

El PCD contiene los circuitos para la adaptación de 30 líneas, analógicas, el circuito para codificación y decodificación PCM llamado CODEC, la unidad de adaptación al selector digital con el mecanismo de selección de plano (ver fig. 1.20).

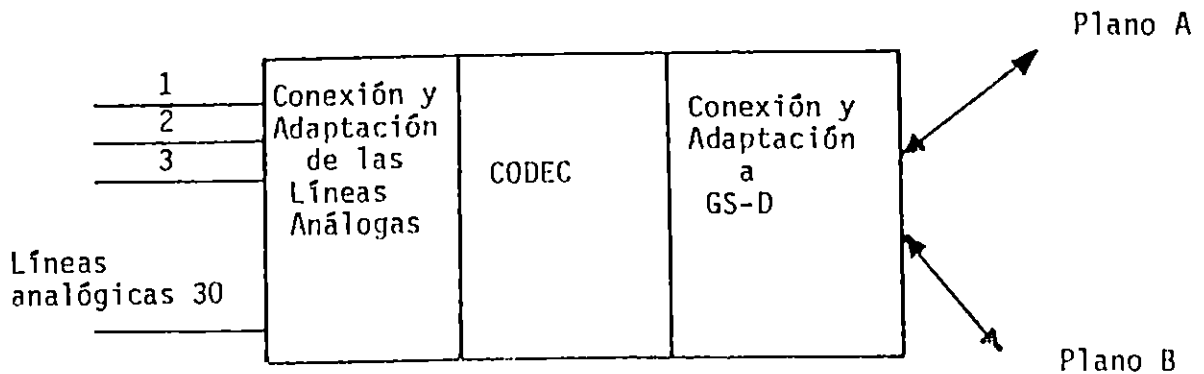


Fig. 1.20. Partes del PCD

Hay dos tipos de PCD;

1. Un PCD puede ser utilizado para conversión análoga digital y viceversa, aplicado en una central análoga para hacer transmisión digital hacia centrales AXE, en este caso la relación sería como se ve en la fig. 1.21

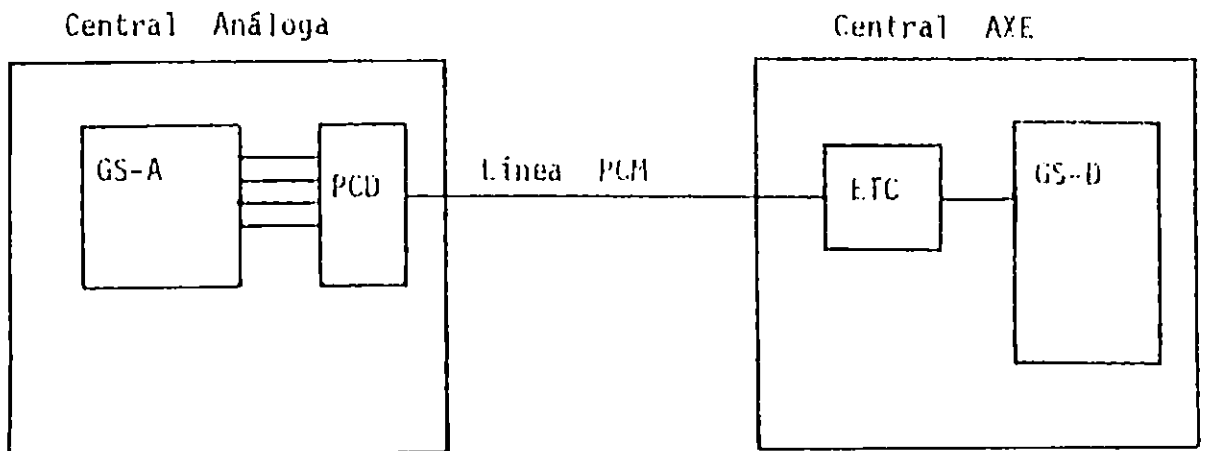


Fig. 1.21 Uso de un PCD para Línea de Transmisión

El PCD usado en este caso tendrá una estructura como la mostrada en la fig. 1.22. Allí se ve a la izquierda cinco Unidades de Canal cada una para 6 líneas, seguida de una Unidad de Modulador/Demodulador y finalmente la placa de Circuito de Interfase hacia la línea de transmisión. Se tiene además las unidades de alarma y señalización. Este PCD no tendrá control desde un RP y funcionará por tanto autonomamente.

2. El PCD-1 que tiene las funciones normales de un PCD pero su interfase es hacia el GSS-D, como se ha visto. Este PCD-1 es controlado por un Procesador Regional. La figura 1.23 muestra la estructura de este PCD. Debe incluir un supresor y emisor digital de tono.

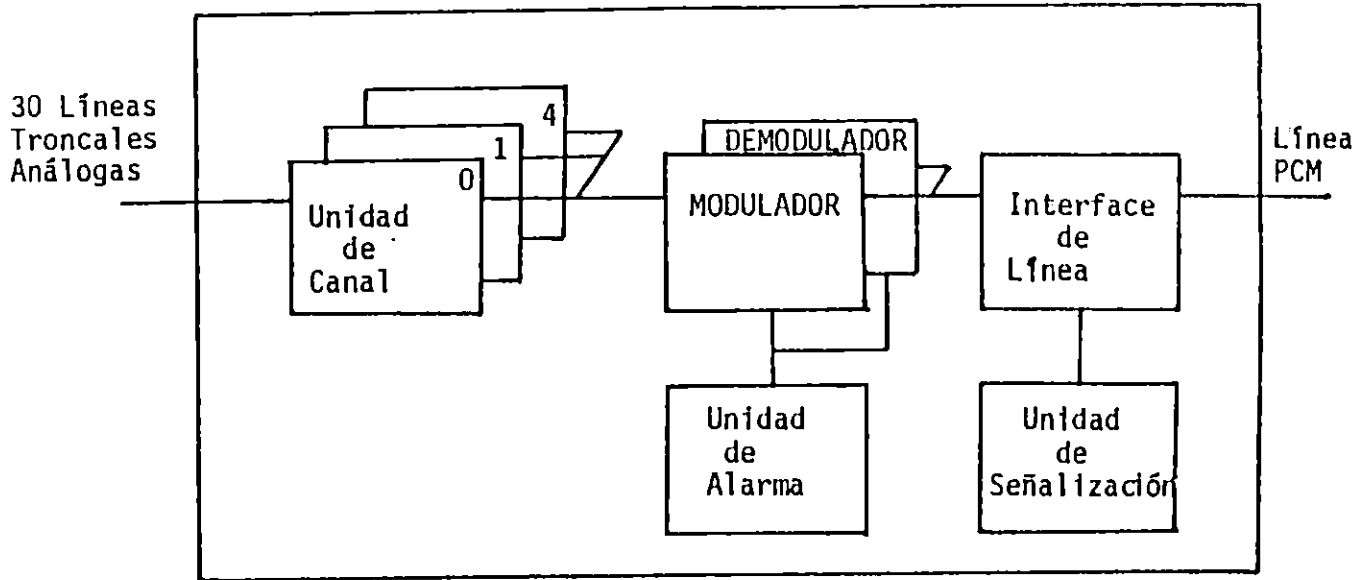


Fig. 1.22. PCD para Línea de Transmisión

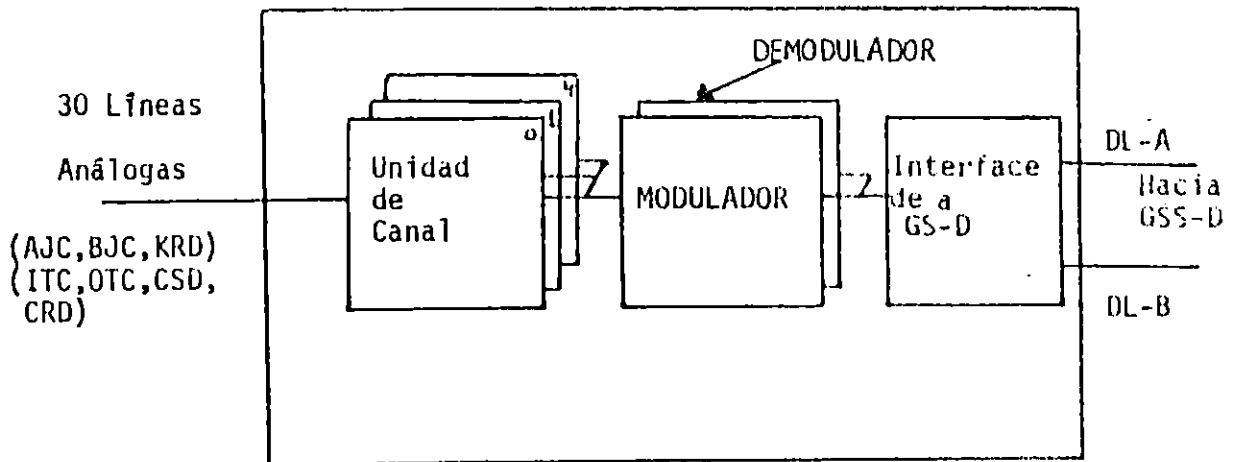


Fig. 1.23 PCD-1 para GSS-D

1.5. MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS (PCM30)

1.5.1. Fundamentos de la técnica MIC

1.5.1.1. Teorema del muestreo

El teorema del muestreo tiene un producto significado en la teoría de la comunicación.

Establece lo siguiente:

Una señal de banda limitada a B Hz, (es decir, una señal cuya transformada de Fourier es igual a cero para todo

$$|\omega| > 2\pi B$$

queda determinada unívocamente por sus valores a intervalos uniformes con separación menor de $1/2B$

El teorema establece que una señal de banda limitada a B puede reconstruirse a partir de sus muestras tomadas uniformemente a una razón no menor de $2B$ muestras por segundo.

Para determinar el teorema del muestreo, se considera una señal $g(t)$ de banda limitada a B fig. 1.24a y 1.24b). La multiplicación de $g(t)$ por un tren de impulsos unitarios (fig 1.24c) produce la señal muestreada $g_s(t)$. (fig. 1.24d)

$$g_s(t) = g(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s)$$

Utilizando la serie de Fourier para el tren de impulsos se tiene:

$$g_s(t) = \frac{1}{T_s} g(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_s t}$$

$$= \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(t) e^{jn\omega_s t}$$

Se toman las transformadas de Fourier de ambos miembros y se tiene

$$G_s(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} G(\omega - n\omega_s)$$

$$\omega_B = \frac{2\pi}{T_B}$$

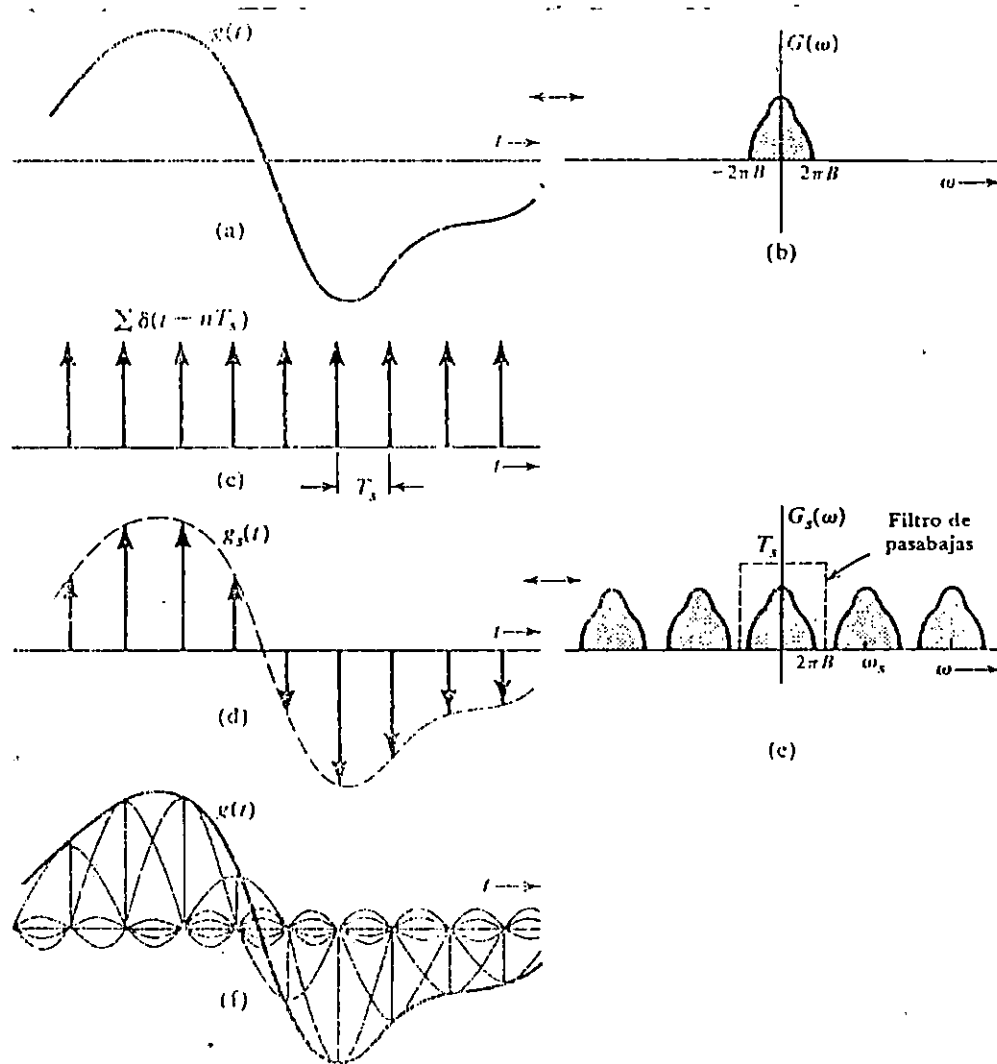


Fig. 1.24 Muestreo de la señal.

La transformada de Fourier de la señal muestreada $g_s(t)$ consta de $G(\omega)$ repitiéndose a sí misma indefinidamente a cada $\pm n\omega_B$, para $n = 0, 1, 2, \dots, n$ (fig. 1.24e). No habrá traslapes entre ciclos sucesivos de $G(\omega)$, siempre que

$$\omega_s \geq 2(2\pi B)$$

o sea:

$$\frac{2\pi}{T_s} \geq 4\pi B$$

Esto es:

$$T_s \leq \frac{1}{2B}$$

Resumiendo el teorema del muestreo sirve para determinar la frecuencia mínima con que ha de muestrearse una señal analógica para que de las muestras así obtenidas pueda producirse sin pérdida de información la señal analógica original: La frecuencia de muestreo (f_A) tiene que ser, por lo menos, igual a dos veces la frecuencia más alta (f_s) contenida en la onda de la señal analógica.

$$f_A > 2f_s$$

1.5.1.2. Conversión analógico-digital

- Muestreo

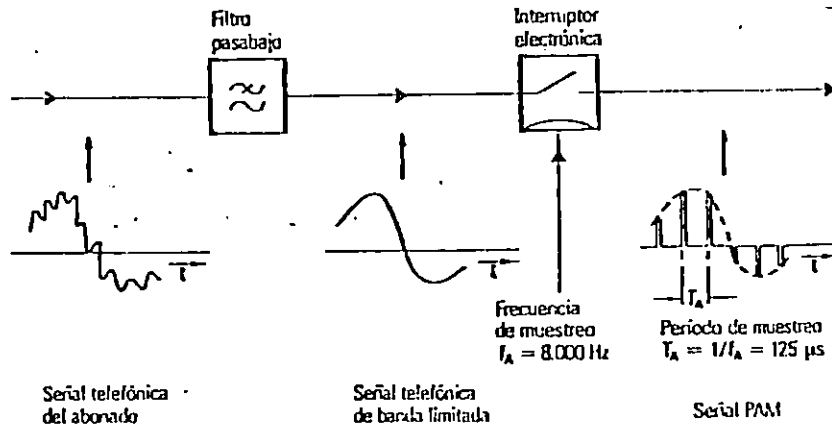


Fig. 1.25 Generación de una señal PAM

Internacionalmente se ha especificado una frecuencia de muestreo (f_A) de 8,000 Hz para la banda de frecuencia de 300 Hz a 3400 Hz utilizada en los sistemas telefónicos, es decir, la señal telefónica es muestreada 8,000 veces por segundo. La separación entre dos muestras consecutivas de la misma señal telefónica (período de muestreo = t_A) se determina de:

$$T_A = \frac{1}{f_A} = \frac{1}{8,000\text{Hz}} = 125\mu\text{s}$$

La figura 1.25 muestra cómo la señal telefónica, después de pasar por un filtro pasabajo, llega a un interruptor electrónico. El pasabajo limita la banda de frecuencia a transmitir y suprime las frecuencias superiores a la mitad de la frecuencia de muestreo. El interruptor electrónico - activado a la frecuencia de muestro de 8,000 Hz - toma de la señal telefónica una muestra cada 125 μs , presentando así a su salida una señal de modulada en amplitud de pulsos: la señal PAM.

• Cuantificación

La señal modulada en amplitud de pulsos (señal PAM) sigue siendo todavía una representación analógica de la señal telefónica. Sin embargo, las muestras pueden transmitirse y procesarse en forma digital con mucha más facilidad. El primer paso para su transformación en señal digital - en este caso una señal modulada por impulsos codificados (señal MIC) - es la cuantificación que consiste en descomponer el margen total de las posibles amplitudes de la señal en intervalos de cuantificación.

El principio de la cuantificación se muestra en la fig. 1.26, habiéndose utilizado solamente 16 intervalos de cuantificación iguales para mayor claridad. En el margen positivo de la señal telefónica se encuentran los intervalos +1 a +8 y en el negativo los intervalos -1 a -8.

Para cada muestra se determina el intervalo en el que queda incluida, estando separado cada intervalo de cuantificación del siguiente por un valor de decisión. Por consiguiente, en el lado de transmisión caen varios valores analógicos diferentes en un mismo intervalo de cuantificación. En el lado de recepción, por cada intervalo de cuantificación se recupera un valor de amplitud que corresponde al valor medio del intervalo, lo que da lugar a pequeñas variaciones respecto a las muestras originarias de la señal telefónica en el lado de transmisión. La variación por cada muestra puede llegar a ser, como máximo, medio intervalo de cuantificación.

Estas variaciones pueden ocasionar en el lado de recepción una distorsión de cuantificación que se manifiesta por un ruido superpuesto a la señal útil. La distorsión de cuantificación es tanto menor cuanto mayor sea el número de intervalos previstos. Haciendo los intervalos lo suficientemente pequeños, la distorsión será mínima y el ruido imperceptible.

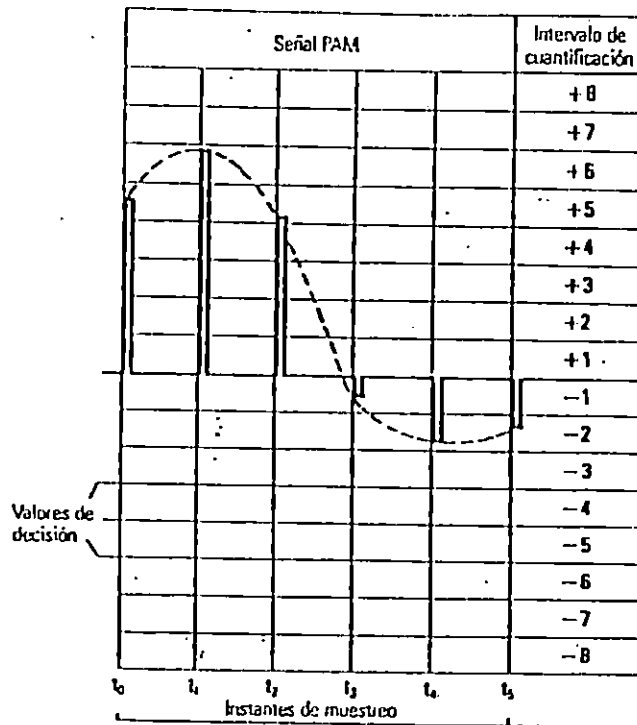


Fig. 1.26. Cuantificación uniforme de las muestras de una señal telefónica analógica

Si se establecen intervalos de cuantificación iguales de forma uniforme por todo el margen de amplitudes de la señal, cuando las señales de entrada sean pequeñas podrán resultar variaciones relativamente grandes (cuantificación uniforme, véase la fig. 1.26). Estas variaciones pueden ser del mismo orden de magnitud que la señal de entrada y entonces la relación señal/ruido no sería suficientemente grande. Por tal razón, se emplean en la práctica 256 intervalos de cuantificación desiguales (cuantificación no uniforme: pequeños intervalos en el margen de las señales de pequeña amplitud y mayores intervalos en el margen de las señales de mayor amplitud.) ver fig. 1.27.

De esta manera, se mantiene aproximadamente igual para todas las señales de entrada la relación entre la amplitud de cada señal y la posible variación debida a la cuantificación.

La cuantificación no uniforme se especifica mediante líneas características. El CCITT recomienda en G.771 dos de estas características:

- a. la característica de 13 segmentos (Ley A, por ejemplo para el sistema de transmisión PCM30 en Europa). Ver fig. 1.28.

- b. la característica de 15 segmentos (Ley μ , por ejemplo para el sistema de transmisión PCM24 en los Estados Unidos de Norteamérica).

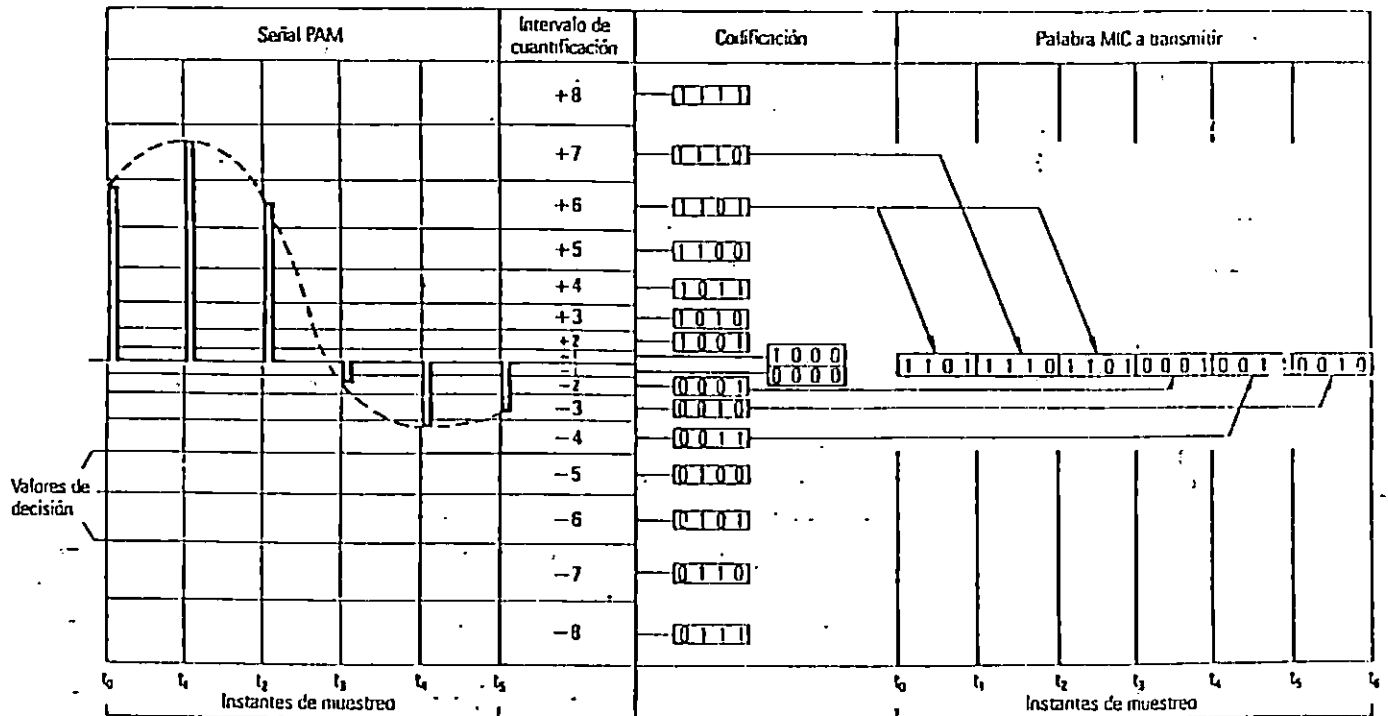


Fig. 1.27 Cuantificación no uniforme y codificación

En la fig. 1.28. se representa la característica de 13 segmentos que consta de dos ramas de siete segmentos rectilíneas cada una, una la de los valores positivos y otra la de los valores negativos. Los dos segmentos coincidentes en el punto cero se unen formando uno solo. Por tal razón la característica sólo tiene 13 segmentos y de ahí su denominación.

La rama positiva de la característica de 13 segmentos se representa ampliada en la fig. 1.29. La abscisa está normalizada al valor 1, siendo éste una medida de la amplitud máxima de la señal. En la ordenada se indican los números de los intervalos de cuantificación (1...128) para los valores positivos de la señal. La asignación de los intervalos de cuantificación a los valores U_{ent} muestra claramente que las mayores amplitudes de la señal se cuantifican con una escala más amplia y las amplitudes más bajas con una escala más fina. Los valores de la señal U_{ent} se representan en el eje horizontal en la parte inferior de la fig. 1.29.

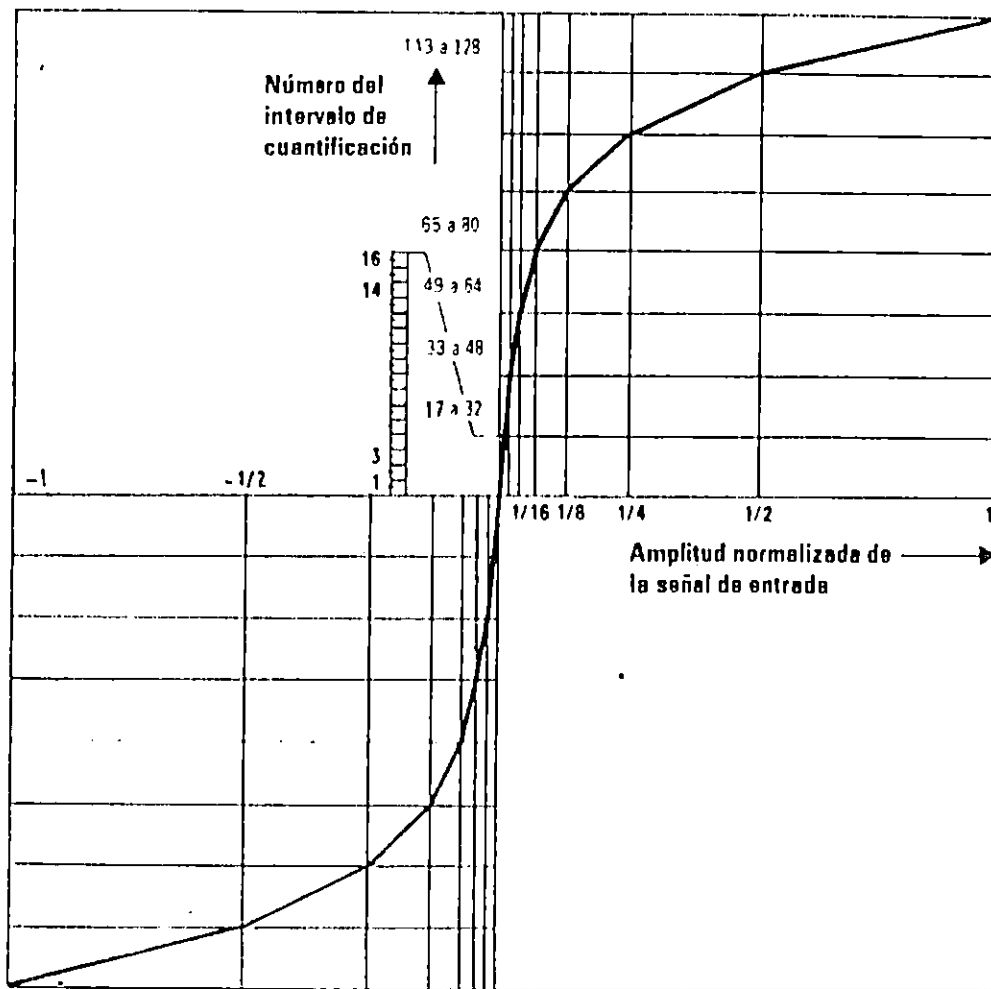


Fig. 1.28 Característica de 13 segmentos completa (Ley A)

• Codificación

La señal MIC a transmitir se obtiene por codificación de los intervalos de cuantificación. El codificador electrónico asigna a cada muestra una señal de carácter o palabra MIC de 8 bits que depende del intervalo de cuantificación en que se encuentre la muestra (véase fig. 1.27).

Las flechas que en la fig.1.29 parten de los valores de la señal U_{ent} (muestras) indican a las palabras MIC. Los 128 intervalos de cuantificación positivo y los 128 negativos ($128+128=256=2^8$) se representan mediante un código binario de 8 dígitos y, por consiguiente, las palabras MIC son también de 8 bits. El primer bit de todas las palabras MIC de 8 bit que representan intervalos de cuantificación positivos es un "1", y el primer bit de las palabras que representan intervalos

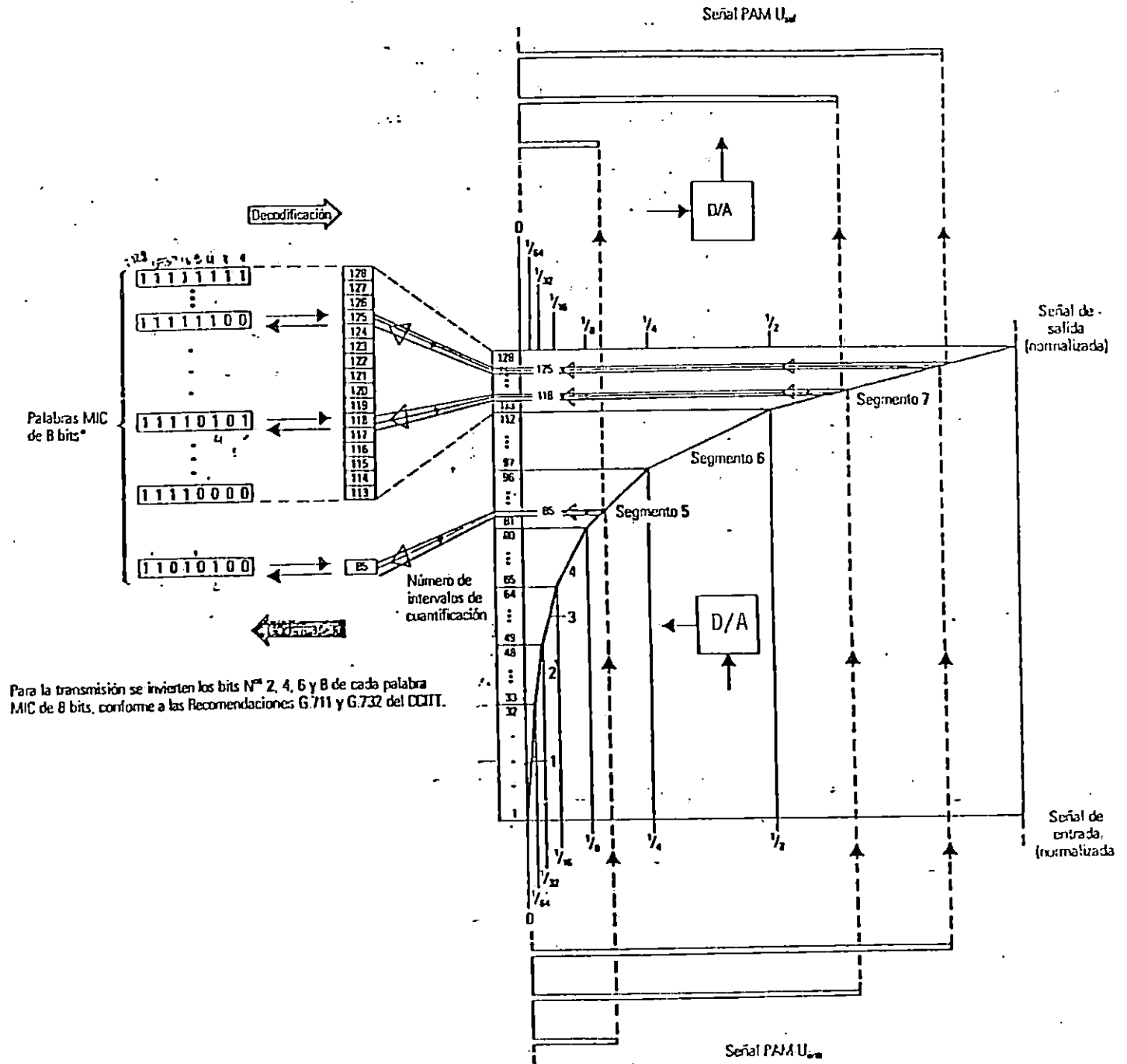


Fig. 1.29 Rama positiva de la característica de 13 segmentos (Ley A) Codificación y decodificación

negativos, un "0". Según las recomendaciones G.711 y G.732 del CCITT, los bits N 2, 4, 6 y 8 de cada palabra MIC de 8 bits se invierten para la transmisión.

• **Multiplexado**

Las palabras MIC de 8 bits de varias señales telefónicas pueden transmitirse sucesivamente en forma cíclica: Entre dos palabras MIC de una señal telefónica se intercalan en serie cronológica las palabras MIC de otras señales telefónicas. De esta manera se obtiene una señal multiplex MIC por distribución en el tiempo o señal multiplexada por división de tiempo (TDM Time Division Multiplexing).

Los procesos de multiplexado se efectúan electrónicamente. Para explicar el principio del multiplexaje se representan en la figura 1.30 cuatro señales de entrada que son muestreadas cíclicamente por un conmutador rotativo A. Dicho conmutador avanza desde cada entrada a la siguiente sincronizado con el tren de palabras MIC entrantes. De esta manera, a la salida del conmutador A queda disponible la señal multiplex de tiempo MIC. El tiempo que tarda en transmitirse una palabra MIC se denomina intervalo de tiempo (time slot).

El tren de bits que contiene una palabra MIC de cada señal de entrada se denomina trama. La trama en el ejemplo de la figura 1.30 se compone de las 4 palabras MIC consecutivas correspondientes a las señales de entrada S1...S4. En el sistema de transmisión PCM30, la trama se compone de 32 palabras MIC.

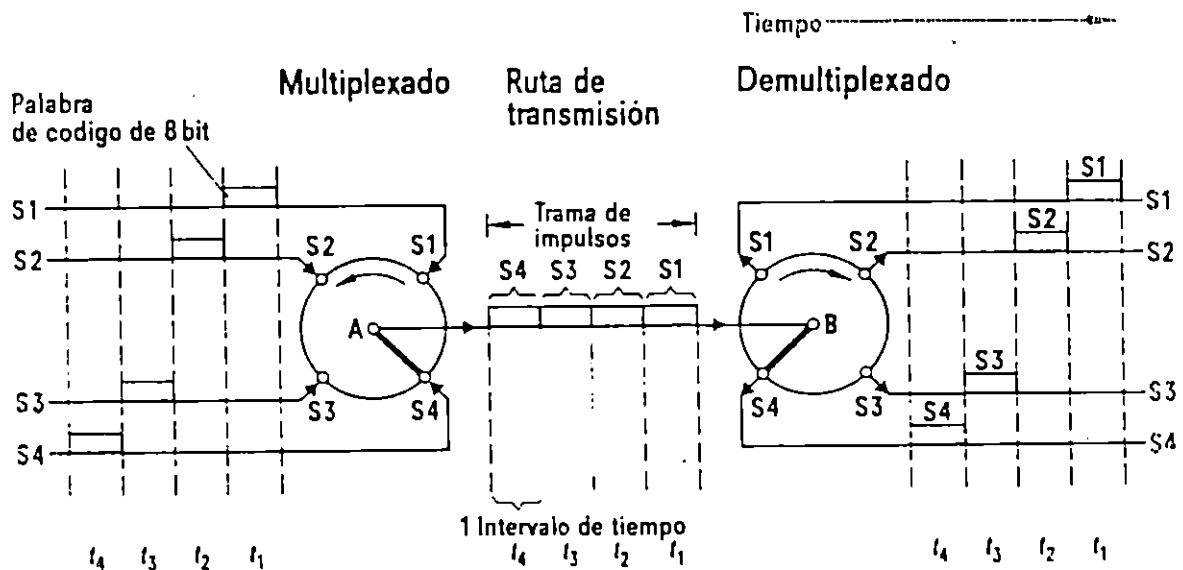


Fig. 1.30 Principio del multiplexado y demultiplexado.

1.5.1.3. Conversión digital-analógico

- **Demultiplexado**

En el lado de recepción, de la señal multiplex de tiempo se recuperan las distintas señales MIC, es decir, las palabras MIC de 8 bits se distribuyen a las salidas correspondientes. Igual que al formar la señal multiplex de tiempo en el lado de transmisión, también aquí los procesos de demultiplexado son totalmente electrónicos. Para aclarar el principio se muestra en la fig.1.30 un conmutador rotativo B que, sincronizado con el conmutador A, distribuye las palabras MIC entre las 4 salidas.

- **Decodificación**

En el lado de recepción, a cada palabra MIC de 8 bits se le asigna un valor de amplitud de la señal U_{sal} que corresponde al valor central del respectivo intervalo de cuantificación. La característica para la decodificación es la misma que para la codificación no uniforme en el lado de transmisión.

Los valores de las amplitudes de la señal U_{sal} se representan en el eje horizontal debajo de la fig. 1.29. Las flechas en dicha figura indican a los valores de amplitud U_{sal} correspondientes a las palabras MIC. Las palabras MIC son decodificadas por el orden en que se reciben y convertidas en una señal PAM. Finalmente, la señal PAM se hace pasar por un filtro pasabajo que reproduce la señal telefónica analógica original.

1.5.2. Sistemas de transmisión MIC

Los sistemas de transmisión MIC recomendados por el CCITT PCM30 que funciona a 2048 Kbits/s (recomendación G.732 del CCITT) Y PCM24 que funciona a 1554 Kbits/s (recomendación G.733 del CCITT), explicados a continuación, agrupan en cada sentido de transmisión 30 ó 24 canales respectivamente formando un sistema multiplexado en tiempo. Los sistemas PCM30 se emplean en todos los países Europeos y en muchos no europeos, mientras que los sistemas PCM24 se emplean principalmente en los EE.UU. de América, en Canadá y en Japón. Ambos sistemas son conocidos también bajo la denominación "Sistemas de transmisión primarios" o sistemas básicos. Sus propiedades características se indican en la Tabla 1.1.

1.5.2.1. Sistema de transmisión PCM30

El sistema de transmisión PCM30 (ver tabla 1.1) permite transmitir simultáneamente 30 conversaciones, por ejemplo, por dos pares simétricos de un cable de frecuencia vocal (BF).

TABLA 1.1. Propiedades características de los sistemas de transmisión PCM30 Y PCM24

CARACTERISTICAS COMUNES		PCM30 Y PCM24	
a	Frecuencia de muestreo	8 KHz	
b	Número de muestras por señal telefónica	8,000/s	
c	Período de una trama	$\frac{1}{b} = \frac{1}{8.000/s} = 125\mu s$	
d	Número de bits de una palabra MIC	8 bits	
e	Velocidad de un canal	$bd = (8.000/s) (8bits) = 64Kbits/s$	
CARACTERISTICAS ESPECIFICAS DE CADA SISTEMA		PCM30	PCM24
f	Codificación/Decodificación Cantidad de segmentos de la característica	Ley A 13	Ley μ 15
g	Número de intervalos de tiempo de canal por trama	32	24
h	Número de bits por trama (* = bit adicional)	$dg = (8bits) (32) = 256bits$	$dg+1 = 8bit(24=1^*) = 193bits$
i	Duración de un intervalo de tiempo de canal de 8 bits	$\frac{cd}{h} = \frac{(125\mu s) (8)}{256} \approx 3.9\mu s$	$\frac{cd}{h} = \frac{8(125\mu s)}{193} \approx 5.2\mu s$
j	Velocidad binaria de la señal multiplex de tiempo	$bh = \frac{8000}{s} (256bit) = 2.048Kb = 2Mb/s$	$bh = \frac{8000}{s} (193bit) = 1.544kbits/s$

Trama (ver fig. 1.31)

Por cada uno de los 30 circuitos telefónicos se transmiten en ambas direcciones 8.000 muestras por segundo en forma de palabras MIC (señales de carácter) de 8 bits. Es decir, en un período de $125 \mu s$ (= valor inverso de 8 KHz) han de transmitirse sucesivamente 30 palabras MIC de 8 bits cada una. Además se transmiten otras dos señales de 8 bits: una para señalización y otra, alternativamente, como señal de alineación de trama y señal de alarma. Las 30 palabras MIC junto con las otras dos señales de 8 bits constituyen una trama. Las tramas se transmiten en sucesión directa.

• **Señal de alineación de trama concentrada.** (ver fig. 1.32)

Basándose en las señales entrantes de alineación de trama las secciones receptoras determinan la posición en el tiempo de palabras MIC de 8 bits, de manera que los bits recibidos pueden asignarse en la secuencia correcta a los distintos circuitos vocales.

En el intervalo de tiempo de canal 0 se transmiten alternativamente la señal de alineación de trama y la señal de alarma. El bit 1 en el intervalo de tiempo 0 está reservado para uso internacional. La señal de alineación de trama concentrada se encuentra en los bits 2 a 8 del intervalo de tiempo de canal 0 y tiene siempre la misma muestra binaria 0011011.

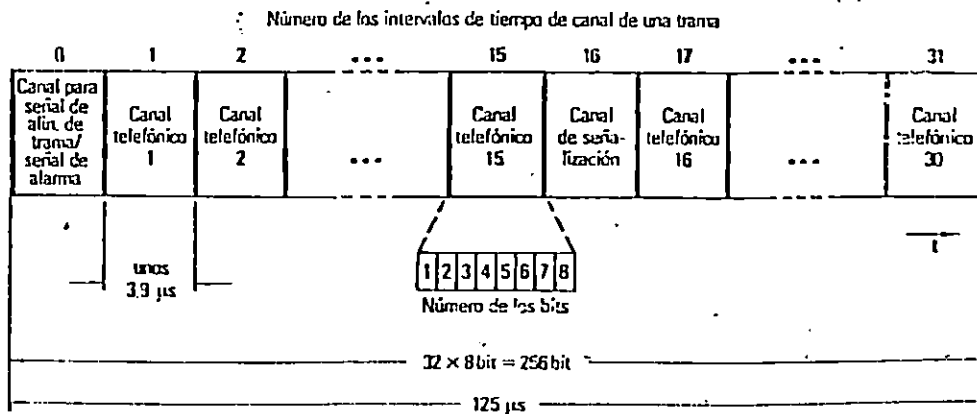


Fig. 1.31 Estructura de la trama del sistema de transmisión PCM30

1^{er} bit = X Reservado para uso internacional
 2^o a 8^o bit Señal de alineación de trama

Números de los bits	1	2	3	4	5	6	7	8
Valor binario	X	0	0	1	1	0	1	1

fig. 1.32. Señal de alineación de trama en el intervalo de tiempo de canal 0.

- **Señal de alarma** (Véase la fig. 1.33)

Las señales de alarma transmiten señales de servicio. El bit 3 del intervalo de tiempo 0 de señalización es el bit de indicación de alarma urgente. "0" significa que no existe alarma alguna; "1" indica una de las alarmas siguientes:

- Fallo de la fuente de energía
- Fallo del códec
- Pérdida de la señal entrante a 2.048 Kbits/s
- Pérdida de la alineación de trama
- Proporción excesiva de errores en la señal de alineación de trama $> 1 \times 10^{-3}$

Los bits 4 a 8 del intervalo de tiempo 0 de señalización están reservados para uso nacional.

Números de los bits	1	2	3	4	5	6	7	8
Valor binario	X	1	A	Y	Y	Y	Y	Y

fig. 1.33 Señal de alarma en el intervalo de tiempo de canal 0 de una trama

- 1^{er}. bit = X Reservado para uso internacional
- 2^o bit = 1 Evita la simulación de la señal de alineación de trama
- 3^{er} bit = A Fijado internacionalmente para indicación de alarma urgente
- 4^o a 8^o bit = Y Reservados para uso nacional

- **Señalización**

La señalización del sistema de conmutación (por ejemplo, señal de principio, señal de fin y de selección) se transmite fuera del intervalo de tiempo 16. Se distingue entre:

- Señalización asociada al canal para 30 circuitos vocales y

Señalización por canal común a 64 Kbits/s

TABLA 1.2. Bits en multitrama del sistema PCM30

Números de orden de las tramas	Bits en los intervalos de tiempo de canal 16							
	a	b	c	d	a	b	c	d
0	0	0	0	0	X	Y	X	X
1	Canal telefónico 1				Canal telefónico 16			
2	Canal telefónico 2				Canal telefónico 17			
3	Canal telefónico 3				Canal telefónico 18			
4	Canal telefónico 4				Canal telefónico 19			
5	Canal telefónico 5				Canal telefónico 20			
6	Canal telefónico 6				Canal telefónico 21			
7	Canal telefónico 7				Canal telefónico 22			
8	Canal telefónico 8				Canal telefónico 23			
9	Canal telefónico 9				Canal telefónico 24			
10	Canal telefónico 10				Canal telefónico 25			
11	Canal telefónico 11				Canal telefónico 26			
12	Canal telefónico 12				Canal telefónico 27			
13	Canal telefónico 13				Canal telefónico 28			
14	Canal telefónico 14				Canal telefónico 29			
15	Canal telefónico 15				Canal telefónico 30			

Asignación de los bits en los intervalos de tiempo de canal 16 de una multitrama del sistema PCM30 a los canales telefónicos para señalización asociada al canal

0000 = Señal de alineación de multitrama
 X = Bit de reserva
 Y = Bit para indicar al extremo distante la pérdida de la alineación de multitrama

Para la señalización asociada al canal se subdivide el intervalo de tiempo 16 de tal manera que para cada uno de los 30 canales telefónicos haya disponibles ciertos bits (ver tabla 1.2). Para ello se agrupan 16 tramas formando una multitrama. Al principio de la multitrama se transmite una señal de alineación de multitrama en el intervalo de tiempo de canal 16 en la trama 0. La muestra binaria de dicha señal de alineación de multitrama es "0000".

Cada intervalo de tiempo de canal 16 de multitrama se divide en dos grupos de 4 bits (a, b, c, d). en cada multitrama a cada uno de los 30 canales telefónicos se le asigna para señalización uno de dichos grupos de 4 bits. La velocidad binaria de señalización es de 2 Kbits/s, por canal telefónico.

Cuando no se transmite señalización asociada al canal, el intervalo de tiempo 16 (64 Kbits/s) queda disponible para transmitir otras señales digitales como, por ejemplo, la señalización por canal común (CCITT N° 6, N° 7), o datos.

1.5.3. RELACION SEÑAL/RUIDO

El ruido en su definición más amplia consiste en cualquier señal no deseable en un circuito de comunicación. La relación señal/ruido es posiblemente el criterio que se usa con más frecuencia, que cualquier otro cuando se diseña un sistema de comunicaciones. La relación S/R expresada en dB la cantidad en que el nivel de la señal sobrepasa al del ruido mismo dentro de un ancho de banda específico.

1.5.3.1. RUIDO DE CUANTIFICACION

Durante la exposición de la operación de cuantificación, se ha mencionado el hecho de que introduce un error característicos de este procedimiento, que es tanto más pequeño cuánto menor es la altura de cada escalón, y por tanto cuánto más escalones se han previsto. Este error se traduce, en recepción, en la recuperación de una señal distorsionada, con referencia a la que se ha transmitido.

Puesto que una señal distorsionada se puede asociar intuitivamente a la suma de la señal original más los armónicos generados por la distorsión, es evidente que la operación de cuantificación introduce ruido.

Se determinará a continuación la magnitud de este ruido y de la correspondiente relación señal/ruido.

La fig. 1.34 muestra la transformación sufrida por una semisenusoide al pasar por un cuadripolo con una función de transferencia escalonada.

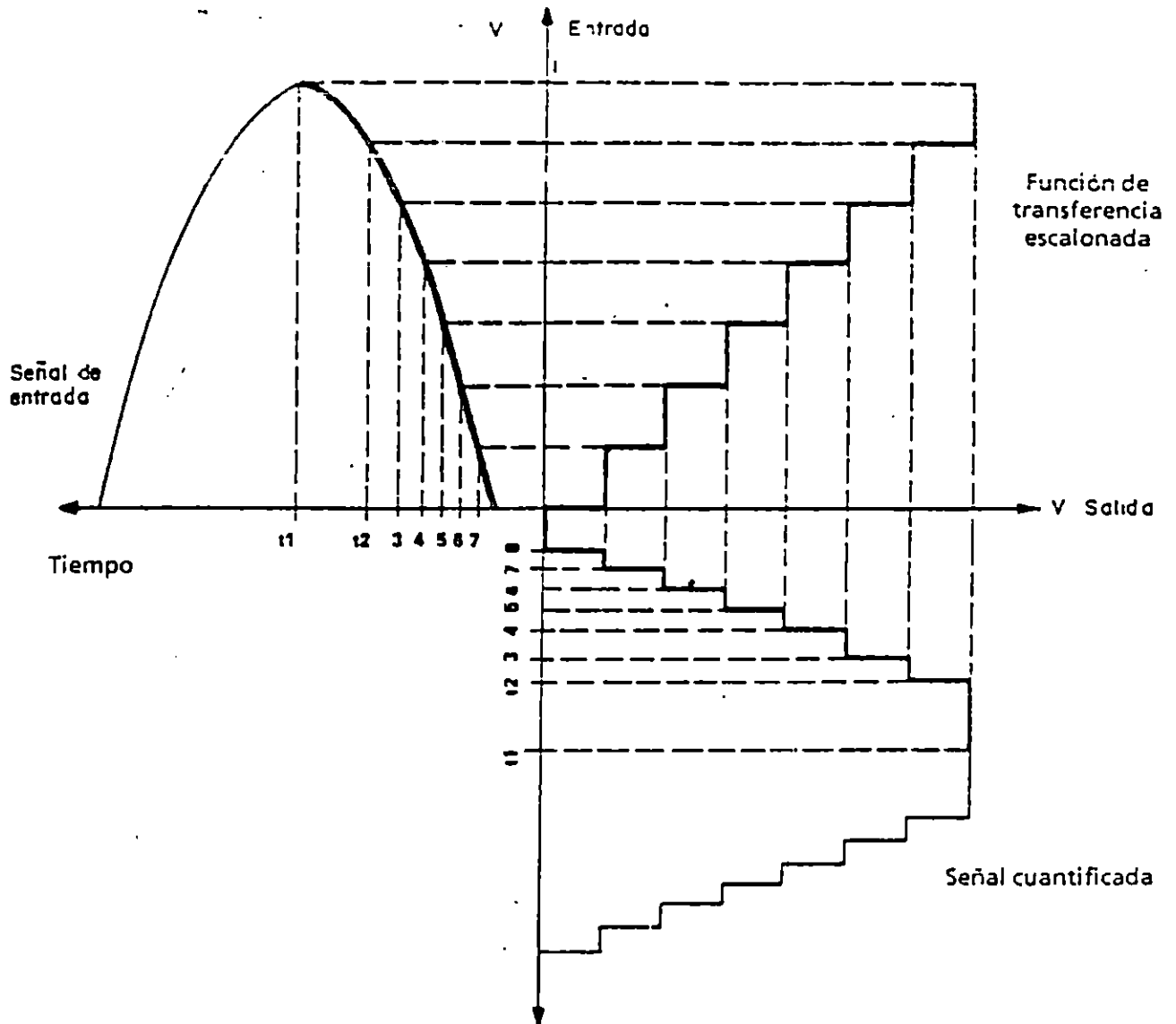


Fig. 1.34 Transformación sufrida por una semisenusoide al pasar a través de un cuadripolo con una función de transferencia escalonada

La figura 1.35 compara la señal original y la señal cuantificada; se puede observar en ella que en el tramo X-Y, la señal original se ha cuantificado a un nivel inferior respecto del real (error por defecto), mientras que en el tramo Y-Z se ha cuantificado a un nivel superior al real (error por exceso).

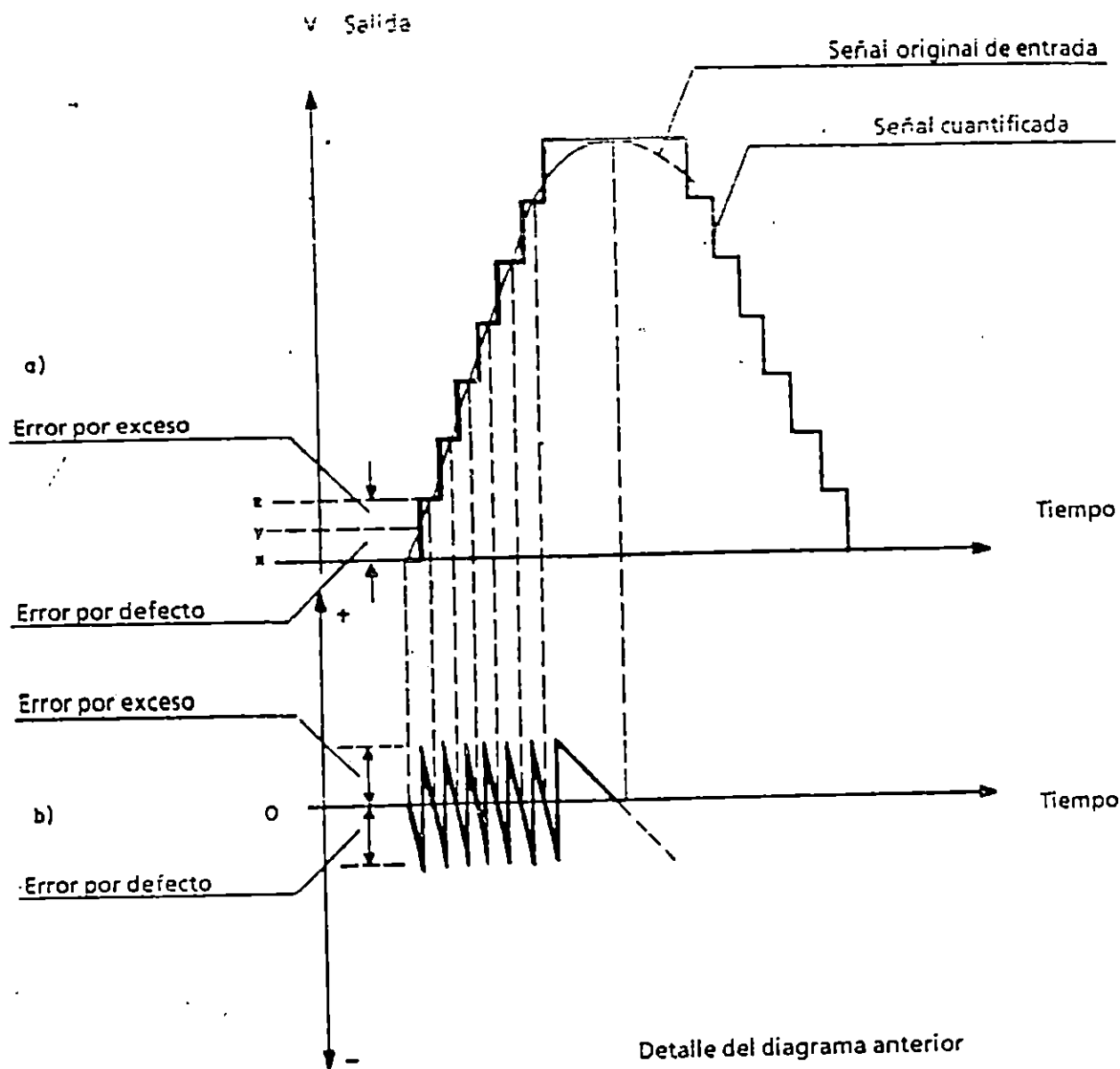


Fig. 1.35 a. Comparación entre la señal original y la señal cuantificada
 b. Forma de la curva de cuantificación
 c. Detalle de la figura b.

La fig. 1.35b muestra la variación, en el tiempo, de la magnitud del error de cuantificación cometido. Dicho error, que se manifiesta en el detalle de la fig. 1.35c puede por tanto alcanzar el valor máximo "e".

Teniendo en cuenta que en la figura solamente se considera la parte positiva de la senoide, este error (que es evidentemente proporcional al número de escalones) vale $1/2^n$, donde "2n" es el número de escalones previstos.

Una señal cualquiera, con amplitud ya sea positiva o negativa, vale en cambio:

$$\text{error máximo (es decir, pico a pico)} = 1/(2^{n+1})$$

En efecto, si por ejemplo se tiene 2^3 escalones positivos y 2^{-3} negativos, se tendrá:

$$2^3 = 8 \text{ escalones para la parte positiva de la señal}$$

$$2^3 = 8 \text{ escalones para la parte negativa de la señal}$$

$$16 \text{ escalones} = 2^4 = 2^3 + 1, \text{ es decir, } 2^{n+1}$$

Se calcula ahora el error eficaz, teniendo en cuenta que deberá, tenerse en cuenta el error de "pico", es decir, $1/2^n$ multiplicado por su ley de variación (exactamente igual que en el cálculo de una tensión eficaz, donde se tiene en cuenta la tensión de pico de la senoide, multiplicada por la ley de variación, es decir $\sin \omega t$).

En este caso la ley de variación, tratándose de una onda triangular, vale la pendiente del triángulo, es decir la tangente, o sea (véase la fig. 1.35c)

(ley de variación)

$$\frac{\frac{e}{2}}{\frac{\tau}{2}} = \frac{e}{2} \cdot \frac{2}{\tau} = \frac{e}{\tau}$$

Sabiendo que el valor eficaz vale la raíz cuadrada de la media del cuadrado, se tiene:

$$\sqrt{\int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \left(\frac{1}{2^n} \cdot \frac{t}{\tau}\right)^2 dt}$$

$$\begin{aligned}
&= \sqrt{\frac{1}{\tau} \left(\frac{1}{2^n} \cdot \frac{t}{\tau} \right)^2 \int_{-\frac{\tau}{2}}^{+\frac{\tau}{2}} t^2 dt} \\
&= \frac{1}{2^{2n}} \sqrt{\frac{1}{\tau} \left[\frac{t^3}{3} \right]_{-\frac{\tau}{2}}^{+\frac{\tau}{2}}} \\
&= \frac{1}{2^{2n}} \sqrt{\frac{1}{\tau} \frac{\left(\frac{\tau}{2}\right)^3 - \left(-\frac{\tau}{2}\right)^3}{3}} \\
&= \frac{1}{2^{2n}} \sqrt{\left(\frac{1}{3\tau}\right) (2) \left(\frac{3\tau}{8}\right)} \\
&= \frac{1}{2^n} \sqrt{\frac{1}{12}} \\
&= \frac{1}{2n\sqrt{12}}
\end{aligned}$$

Por tanto, el error eficaz vale

$$= \frac{1}{2n\sqrt{12}}$$

La correspondiente señal/ruido vale (llamando S' la amplitud de pico de la señal útil, con variación sinusoidal, y por tanto

$$\frac{S}{\sqrt{2}}$$

es su valor eficaz).

$$\frac{S}{n}$$

$$= \frac{S \cdot 2^n \sqrt{24}}{2}$$

$$= S \cdot 2^n \sqrt{6}$$

1.5.4 DIAGRAMA EN BLOQUES DE UN EQUIPO MULTIPLEX

1.5.4.1. UNIDADES FUNCIONALES

El equipo multiplex primario PCM30G se compone de las unidades funcionales mostradas en la figura 30

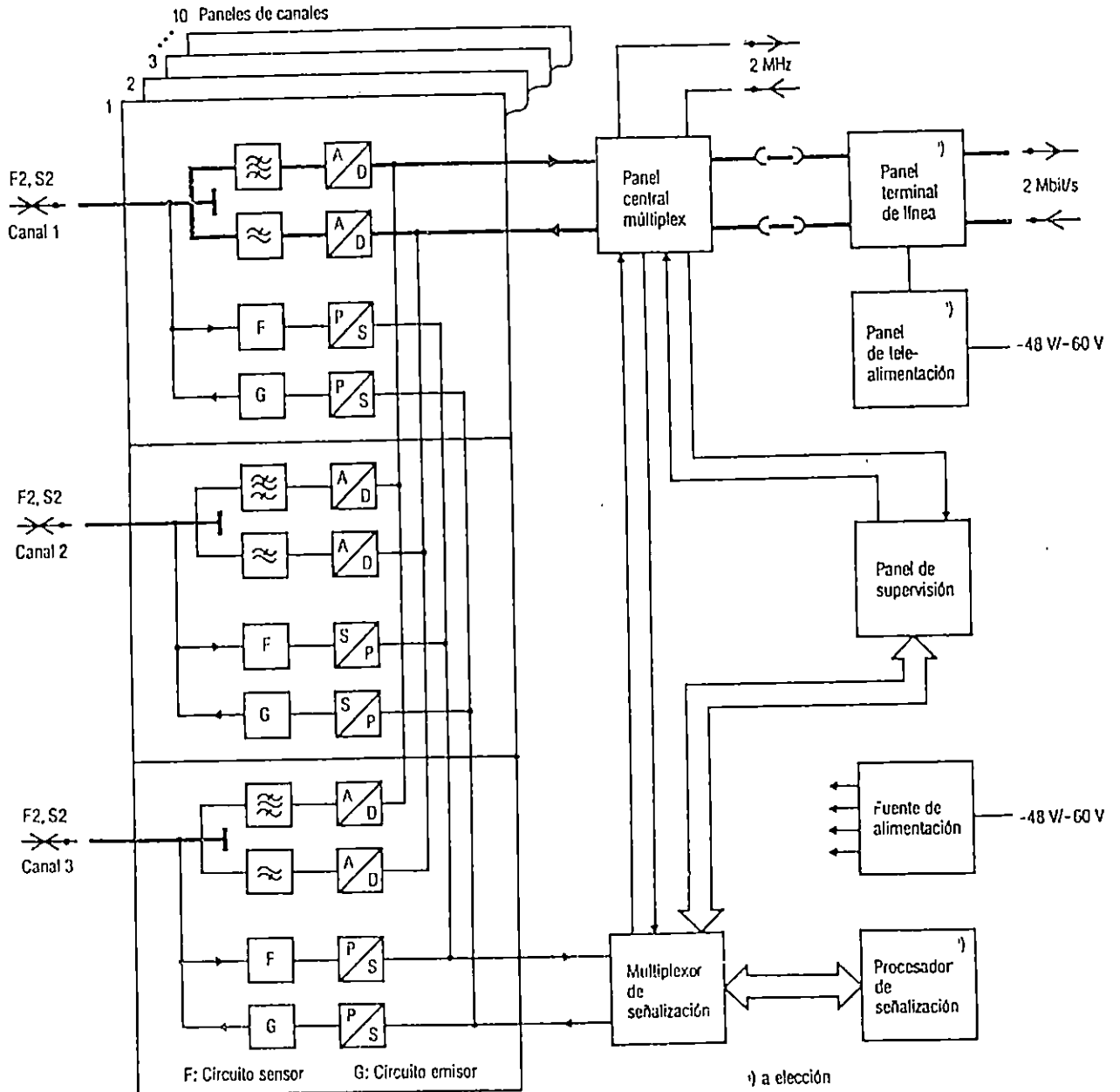


Fig 1.36 Equipo multiplex primario PCM30G con circuito terminal de línea integrado, compuesto por unidades funcionales

Estas unidades funcionales forman la sección central, la sección periférica y el equipo terminal de línea (según necesidad).

La sección central consta del panel multiplex común, el panel de supervisión, el panel de señalización y la fuente de alimentación.

La sección periférica está constituida por los paneles de canales, cada uno con tres circuitos de canal de función igual. Se pueden montar hasta 10 paneles de canales.

En caso necesario se puede instalar el equipo terminal de línea, que consta de un panel terminal de línea y un panel de tele-alimentación.

1.5.4.2. DESCRIPCION DE LAS UNIDADES FUNCIONALES (fig. 1.37)

• PANEL MULTIPLEX COMUN

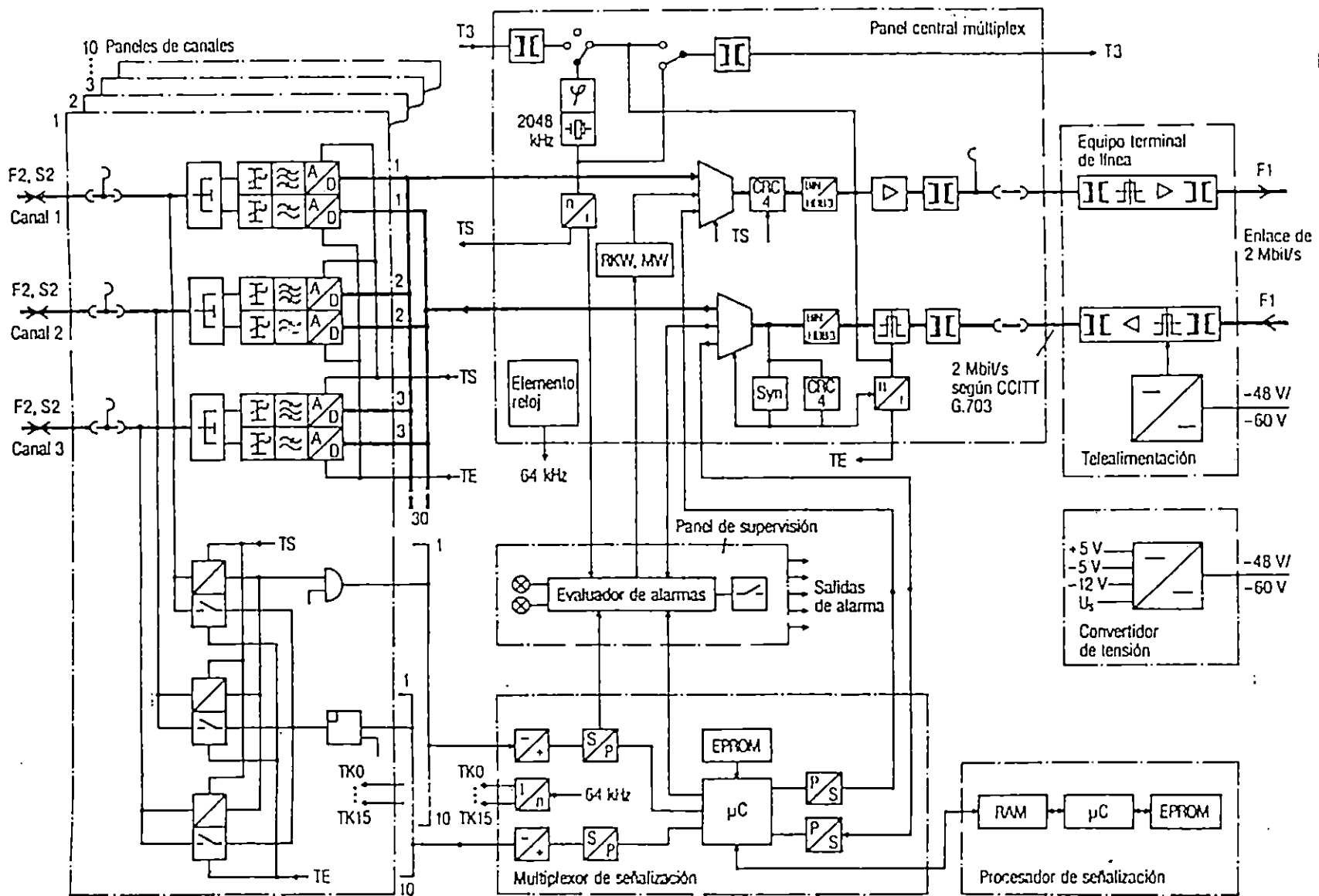
El panel multiplex común tiene el objeto de agrupar en el sentido de transmisión las palabras de código de 8 bits que vienen de los paneles de canal periféricos por líneas bus, y de insertarlas en la trama de 2 Mbps conjuntamente con la señal de alineación de trama, la palabra de servicio y las informaciones para el intervalo de tiempo 16 procedentes del multiplexor de señalización. La señal de 2 Mbps se convierte en una señal HDB3 (HDB3 = High Density Bipolar of Order 3). En el siguiente amplificador de transmisión, la señal es adaptada a las condiciones de interfase, referentes al nivel y a la forma de la señal, de acuerdo con la recomendación del CCITT.

Las terminales OK F1 son, a opción, de tipo simétrico (120 Ohmios) o coaxial (75 Ohmios). En caso necesario se puede conectar también un panel terminal de línea integrado para la conexión a la línea de transmisión.

El oscilador de cristal opera reajustado por la señal de temporización externa T3, o por la señal de temporización derivado de la señal recibida en la entrada F1, o en funcionamiento libre. El elemento reloj de lado de transmisión genera todas las señales de temporización que se requieren para controlar en el lado de Tx las operaciones en la sección multiplex común y en los paneles de canales.

En el sentido de recepción actúa un igualador de reajuste automático, que compensa una atenuación de línea de por lo menos 6 dB. En el siguiente conversor de código, la señal en código HDB3 se convierte en una señal binaria. El circuito de sincronización detecta la señal de alineación de trama de señalización que se presenta con una separación de 2 ms, reconoce de este modo el comienzo de la trama de 2 Mbps y de la trama de señalización, y sincroniza así el elemento reloj de Rx, como también el lado de recepción del multiplexor de señalización.

Fig. 1.37 Esquema general del equipo multiplex primario PCM30G



La señal de 2 Mbps pasa desde el circuito demultiplexor, a través de una línea bus, a los paneles de canal y al multiplexor de señalización. Estos paneles, controlados por el elemento reloj del lado de Rx, extraen de la señal multiplex las palabras de 8 bits asignadas a ellos.

El cometido del panel de supervisión consiste en reunir las indicaciones de avería del equipo, las indicaciones de error en las señales de 2 Mbps recibidas, así como las indicaciones de alarma de la estación colateral; además en combinar estos criterios según la tabla de alarmas y operaciones consiguientes, evaluarlos e iniciar las operaciones consiguientes de reacción, p.ej. la transmisión de las informaciones de alarma a la estación colateral, la indicación óptica de alarmas y la excitación de un interfase de alarmas.

El panel de supervisión contiene un microcontrolador con una memoria de programa externa (EPROM). En esta memoria está almacenada en primer término la tabla de alarmas y operaciones consiguientes.

Debido al principio de conexión elegido, las informaciones de alarma provenientes de los otros paneles centrales (y aplicadas a las entradas paralelas de tres registros de desplazamiento de 8 bits, conectados en serie) son inscritas en paralelo en estos registros y leídas periódicamente en serie por el microcontrolador. A este efecto, el microcontrolador aplica un impulso de desplazamiento a los registros, a través de una puerta, e inscribe los datos en serie por medio de una segunda puerta.

Los criterios de alarma esenciales son:

- Pérdida de la señal de 2 Mbps
- Pérdida de la alineación de trama y de multitrama
- Recepción de la AIS en la trama y la multitrama
- Tasa de errores de bits de 10^{-5} y 10^{-3} en la señal de 2 Mbps recibida
- Información de alarma de la estación colateral
- Falla de divisores de señales de temporización internos
- Falla del multiplexor de señalización
- Falla en una de las líneas bus desde y hacia los conversores de señalización
- Errores en el intercambio de datos entre el multiplexor de señalización y el procesador de señalización

Resultado de la combinación lógica de las alarmas, efectuada por el microcontrolador, son las operaciones consiguientes de reacción. Estas se inscriben en serie en cinco registros de desplazamiento de salida de 8 bits, conectados en serie, y son transferidas a memorias latch

paralelas mediante un impulso de transferencia procedente del controlador. De este modo, las informaciones para el control de las operaciones de reacción quedan aplicadas continuamente, hasta que venga un cambio provocado por el controlador.

Las operaciones consiguientes de reacción esenciales son:

- Indicaciones de alarma óptica con diodos luminiscentes.
- Transmisión de informaciones de alarma a la estación colateral (indicaciones de alarma urgente y no urgente en la palabra de servicio de la trama de 2 Mbps y de la trama de señalización)
- Bloqueo y activación de los convertidores de señalización
- Transmisión de la AIS en la señal de 2 Mbps y en las señales de 64 Kbps (DSC)
- Alarma externa a través de contactos de señalización electrónicos para avisar fallas y perturbaciones de los equipos y trayectos a un panel central de señales de alarma, respectivo a un equipo de telesupervisión.

Para facilitar la localización de averías en un equipo defectuoso contiene el multiplex primario un sistema de diagnóstico, gobernado por el panel de supervisión. Para este propósito, cada panel central tiene un LED que se enciende cuando hay una avería en el panel en cuestión. El panel de supervisión mismo cuenta para esta finalidad con dos diodos luminiscentes; uno indica las fallas en una de las líneas bus hacia los convertidores de señalización, y el otro, la falla del microcontrolador.

Esta segunda situación de alarma se presenta cuando por algún defecto, el microcontrolador no está más en condiciones de emitir señales de temporización definidas. Esto hace que se acciona un circuito "watch-dog" y que se reponga el controlador.

Un conmutador de prueba de alarmas, accesible por el lado frontal del equipo, permite controlar durante el servicio el interfase de alarma del equipo. Otros conmutadores son apropiados para conectar los bucles de 2 Mbps para los trabajos de medición y de prueba. En el "bucle local", la señal saliente de 2 Mbps se aplica a la entrada para la señal entrante. En el "bucle remoto", la señal entrante de 2 Mbps se devuelve en sentido opuesto cuando la estación colateral así lo pide.

El panel común de señalización es el nexo entre el panel multiplex común y los convertidores de señalización. Consta del multiplexor de señalización (SMUX) y del procesador de señalización (SPROZ). Los dos paneles contienen un microcontrolador 80C31 propio, temporizado con 12 Mhz. Los programas de estos microcontroladores están almacenados en

EPROMs enchufables. Gracias a ello se logra fácilmente la adaptación flexible del panel común de señalización a los diferentes sistemas de conmutación.

El panel común de señalización trabaja junto con el panel multiplex común a través del interfase de bus de 2 Mbps. Para el intercambio de datos con los conversores de señalización se han previsto dos buses en serie, cada uno con un ancho de datos de 8 bits. Los conversores de señalización contienen solamente circuitos sensores y generadores; las informaciones de señalización se procesan en el panel común de señalización.

El multiplexor de señalización SMUX busca la señal de alineación de multitrama en los datos recibidos del intervalo de tiempo 16 de interfase de bus de 2 Mbps y supervisa el sincronismo una vez conseguido. Realizando un prueba bit por bit de los datos de señalización recibidos se eliminan los errores de transmisión.

El SMUX distribuye los datos del intervalo de tiempo 16 del interfase de bus de 2 Mbps a los conversores de señalización y viceversa. El plesincronismo entre las señales de 2 Mbps del sentido de transmisión y de recepción es compensado por el SMUX.

Todas las señales de control para los conversores de señalización se generan en el SMUX. En los casos en que no se deben interconectar de modo "transparente" los datos desde y hacia los conversores de señalización, el SMUX se amplía con el procesador de señalización SPROZ. La conmutación al servicio con el SPROZ se efectúa automáticamente al enchufar el panel.

El procesador de señalización (SPROZ) se encarga del procesamiento para los conversores de señalización. El programa completo se compone del programa básico y de los programas de procesamiento. En el programa básico se interrogan cíclicamente los conversores de señalización, se determina su tipo y, si fuera necesario procesar, se provoca el salto a la parte justamente necesaria del programa de procesamiento.

Por la estructura del sistema se dispone únicamente de 62.5 micro-segundos para el procesamiento de la parte correspondiente del programa de un conversor de señalización. Otros programas como corrección de las señales de selección y repetición de impulsos, están incluidos. Si se rebasa el tiempo, p.ej. debido al procesamiento simultáneo de varias partes de programa muy demorosas en un canal, esto se compensa con el "superávit de tiempo" de otros canales. Aparte de ello se ha cuidado de que incluso en el peor de los casos (worst case), las funciones de señalización no se vean afectadas.

INTERFUNCIONAMIENTO DE LOS CONVERTORES SMUX Y SPROZ

Los convertidores SMUX y SPROZ trabajan cada uno por sí solo. Escribiendo los datos que se han de intercambiar en la RAM externa del otro microcontrolador se logra la comunicación más rápida posible: Cada microcontrolador encuentra siempre en su RAM los datos transferidos por su asociado. Mediante un circuito de hardware se impide el acceso simultáneo de los dos microcontroladores a una misma RAM; los datos a transmitir se almacenan en una memoria intermedia hasta que se escriban.

Un circuito "anti-repetición" evita que el SPROZ se dedique nuevamente al procesamiento de datos ya procesados.

• PRUEBAS

Los buses en serie entre los convertidores de señalización y el panel común de señalización son verificados permanentemente. Los paneles SMUX y SPROZ realizan además ciclos de autoverificación y prueban conjuntamente el intercambio de datos entre ellos. Las indicaciones de alarma son evaluadas por el panel central de supervisión. Se da alarma indicando el panel defectuoso.

• SECCION PERIFERICA

Los paneles de canal forman la parte periférica del equipo multiplex primario PCM30G. Se basan en una estructura tricanal, es decir, cada uno de estos paneles contiene tres circuitos de canal de funcionamiento igual; en el equipo hay espacio para diez paneles de canal.

Aparte de los convertidores de señalización para la conexión directa a las etapas selectoras o los trasladadores de línea de los sistemas telefónicos analógicos, hay también paneles de canales E + M y paneles de canales digitales para la transmisión síncrona de 64 Kbps. Estos paneles se pueden mezclar a discreción en el equipo.

Los convertidores de señalización constan de los bloques funcionales de circuitos vocales, de circuitos sensores y generadores, así como de interfase para el panel común de señalización.

Los circuitos vocales para las señales telefónicas del sentido de transmisión y de recepción se adaptan a través de un circuito híbrido activo (siempre que se trate de convertidores de señalización a 2 hilos), al módulo codificador de canal individual. Este módulo contiene los filtros pasabanda de transmisión y pasabajo de recepción (filtros de capacidad conmutada) necesarios para limitar la banda vocal,

así como el codificador y decodificador de canal individual; éste efectúa la codificación y cuantificación de las señales de acuerdo a la recomendación del CCITT.

Bajo el control del circuito direccionador del lado de transmisión y de recepción del panel multiplex común, cada 125 micro-segundos se lee una palabra de 8 bits (equivalente a una muestra de la señal vocal) del módulo codificador de canal individual, y se escribe en el decodificador. El principio de la codificación de canal individual, combinado con la transmisión digital (y por consiguiente exenta de perturbaciones) de la señal entre el panel multiplex común y los paneles de canales, asegura las mejores propiedades de transmisión (bajo ruido en reposo, elevada atenuación de diafonía, etc.).

- **FUENTE DE ALIMENTACION**

El panel de alimentación genera las tensiones continuas que se necesitan para el funcionamiento del equipo multiplex primario PCM30G. Estas tensiones de alimentación se pueden verificar con un voltímetro ($R_i > 50 \text{ KOhmios/V}$) a través de los jacks de medición situados en el lado frontal del equipo. El convertidor de tensión trabaja según el principio del convertidor de paso, con una frecuencia de conmutación de 75 Khz y una regulación de f.m.e. Todas las salidas están desacopladas galvánicamente de la entrada, vigilándose si hay tensiones insuficientes o excesivas. El rendimiento del 80% es casi constante a través de todo el margen de potencia de salida.

- **EQUIPO TERMINAL DE LINEA**

En determinados casos de aplicación, p.ej. en las redes urbanas y locales, es económica y técnicamente más ventajosa que la línea de transmisión se conecte directamente al equipo multiplex primario. Para este caso, el multiplex primario PCM30G tienen espacio para un panel terminal de línea, así como para un panel de telealimentación destinado a abastecer los repetidores regenerativos de 2 Mbps.

Los dos paneles mencionados son paneles con tarjetas de tamaño europeo, con caja de aluminio para reducir las radiaciones parásitas.

El **panel terminal de línea** adapta el interfase de 2 Mbps del panel múltiples común, en lo referente a la forma del impulso y la impedancia, a las condiciones de la línea de transmisión. En el sentido de recepción, un regenerador final iguala y regenera la señal digital, atenuada hasta 40 dB.

Los dos paneles - el panel terminal de línea y el de telealimentación - tienen jacks de corte para conectar un equipo de localización destinado a ubicar los repetidores regenerativos defectuosos y las roturas de línea.

El panel de telealimentación entrega una corriente constante de 49 mA. Su tensión de salida se puede elegir de 100 V ó 200 V. El acoplamiento de telealimentación tiene lugar a través del circuito fantasma de la línea de transmisión.

1.6. MULTIPLEX DE ALTA JERARQUIA

1.6.1 Estructuras Jerárquicas

Los sistemas de transmisión son tanto más rentables cuanto mayor número de canales telefónicos puedan agrupar. Por ello las señales a transmitir se agrupan escalonadamente y, en caso, necesario, pueden puentearse y distribuirse en el nivel de agrupamiento respectivo (nivel jerárquico). Las estructuras de multiplexado que se originan con ello se fundamenta en el sistema MIC básico.

La aplicación más importante de la transmisión MIC es utilizar de forma múltiple rutas de transmisión mediante procedimientos de multiplexado temporal - TDM (Time Division Multiplex)-. A las señales telefónicas que se van a agrupar se les asignan intervalos discretos en el tiempo (intervalos de tiempo) dentro de una trama de impulsos y luego se transmiten en canales de tiempo (canales temporales) en la jerarquía respectiva. Se diferencia los siguientes procedimientos de multiplexado:

- El multiplexado MIC, que combina MIC (PCM) con TDM para formar una señal digital multiplexada de salida a partir de varias señales de entrada analógicas; y
- El multiplexado de señales digitales, que agrupa o segrega señales de entrada y salida de velocidades binarias más bajas en una señal con una velocidad binaria más elevada.

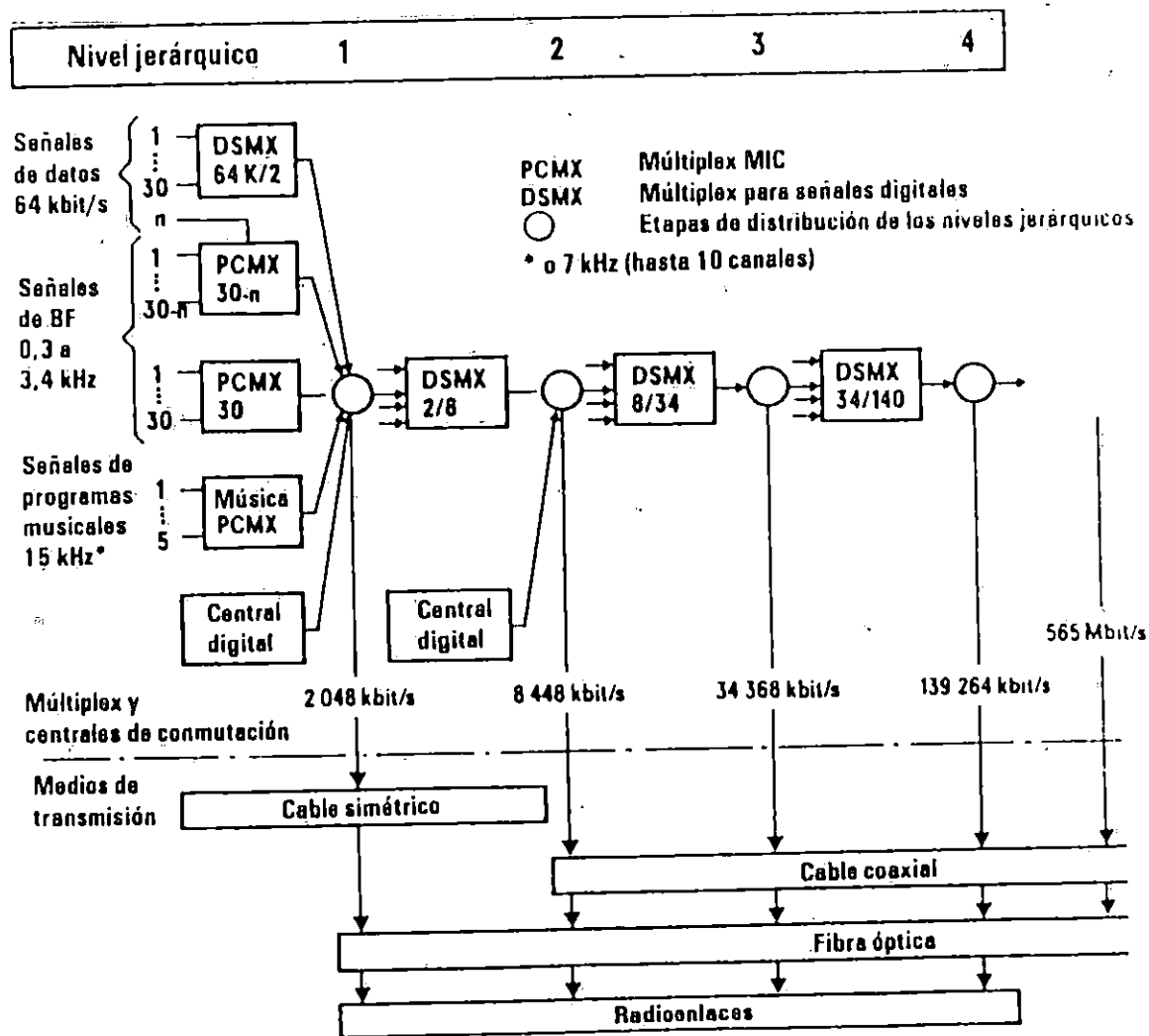


Fig. 1.38 Estructuración jerárquica y medios de transmisión de los sistemas de transmisión digitales desde 2 hasta 565 Mbits/s

1.6.2. Estructura de las tramas de los niveles jerárquicos 2 y 3

El segundo o el tercer nivel jerárquico a 8 o a 34 Mbps se obtiene por multiplexado bit a bit mediante la utilización sucesiva del proceso de multiplexación temporal a 2 Mbps combinado con un procedimiento de justificación positiva

(relleno positivo)². Para ello se utiliza una trama que se ha dividido en cuatro bloques (fig. 1.29) siendo la velocidad binaria nominal de las señales de entrada 2.048 Mbps u 8.448 Mbps, puesto que la estructura de trama contiene además de la información útil, informaciones adicionales referentes a alineación a trama y supervisión así como las informaciones de justificación (relleno) para la adaptación del reloj.

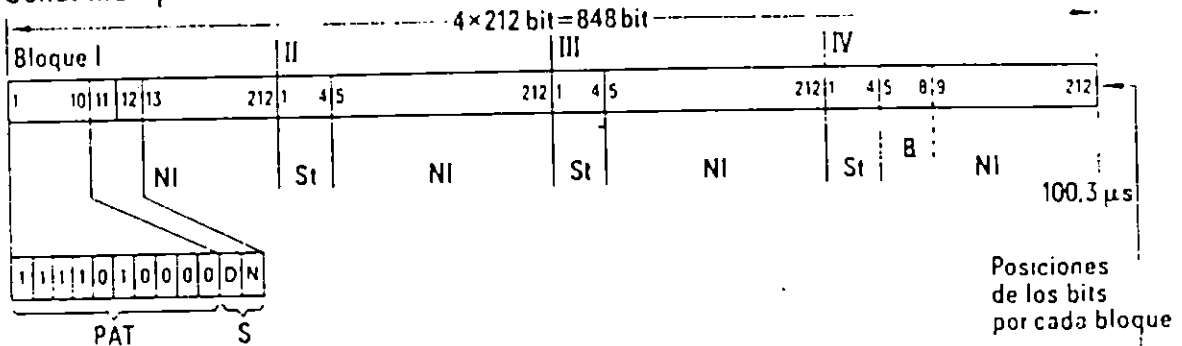
A continuación se explica con más detalle la estructura de trama del segundo nivel jerárquico: en el bloque I de la trama hay diez bits para la palabra de alineación de trama, dos bits para la palabra de alarma (los bits de servicio D para "alarma urgente" y N para "alarma no urgente") y 200 bits de información (útiles). En los bloques II, III y IV de la trama se entrelazan bits de información de justificación bit a bit en las posiciones 1ª a 4ª, correspondientes a las señaladas de entrada. La información "relleno o no relleno" está contenida en una palabra de identificación de 3 bits (por cada señal de entrada), que es evaluada en el equipo colateral; después de la palabra de identificación 000 sigue un bit de información, después de la palabra de identificación 111 sigue un bit de relleno "B". Para que en el caso de presencia de bits erróneos se mantenga lo menor posible un error de los bits de la información de relleno, éstos se reparten a lo largo de la trama. Adicionalmente, mediante una decisión por mayoría en el receptor durante la evaluación de los bits de información de relleno, se evita una decisión errónea y con ello un deslizamiento de bit (consecuencia: pérdida del sincronismo de los sistemas de 2 Mbps).

Para el proceso propio de justificación se han previsto las posiciones binarias "B" (5 a 8) en el paquete de información NI del bloque IV, pudiendo transmitirse aquí en caso de justificación, por cada señal de 2 Mbps, un bit de relleno (bit vacío) o un bit de información útil.

A causa de esta división de la trama de impulsos, puede transmitirse con cada señal de 2.048 Kbps por trama una información máxima útil definida. La cantidad respectiva de bits a transmitir en una trama es función de la relación entre la velocidad binaria de la señal individual respectiva y la velocidad binaria de la señal del multiplex.

² Este procedimiento se utiliza principalmente en los multiplexores digitales para poder agrupar señales plesiócronicas en el múltiplex temporal. En este caso, para una señal de entrada se dispone de un canal temporal cuya capacidad es algo mayor que la velocidad nominal binaria de la señal de entrada (por ejemplo, alrededor del 0.2 %). Para determinados bits de la señal de transmisión, que están definidos por su posición en la trama (bits de relleno), se notifica, mediante bits de información de relleno, si aquellos contienen o no información.

Señal multiplexada de 8448 Kbit/s



Señal multiplexada de 34.368 Kbit/s

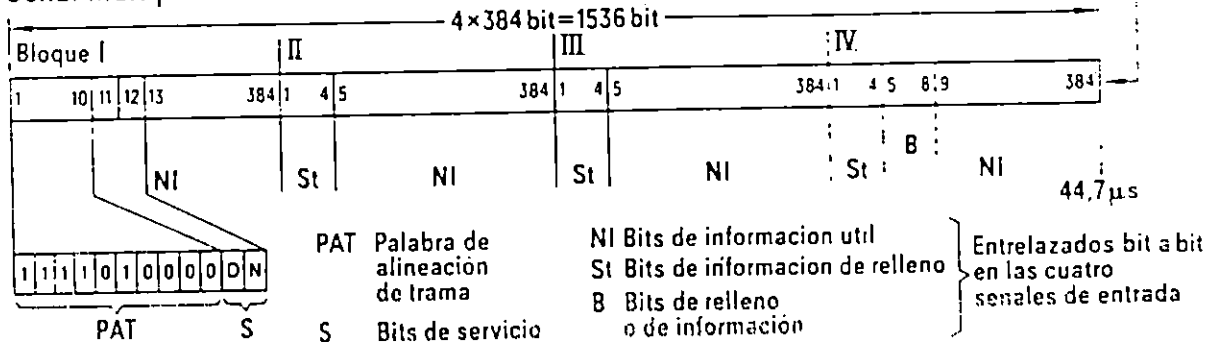


Fig. 1.39 Estructura de las tramas de los niveles jerárquicos 2 y 3

La parte inferior de la fig. 1.39 muestra las relaciones correspondientes para el tercer nivel jerárquico.

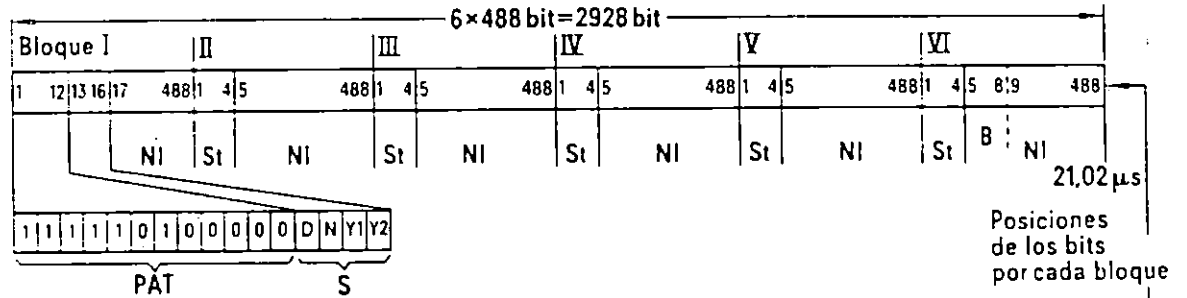
1.6.3. Estructura de las tramas de los niveles jerárquicos 4 y 5

Para el entrelazado temporal de las señales de 34 Mbps en la señal multiplexada de 140 Mbps, se utiliza una trama de 2.928 bits que está dividida en seis bloques de 488 bits (conforme al CCITT) con una duración de trama de 21,02 μs (fig. 1.40). El bloque I contiene la palabra de alineación de trama en las doce primeras posiciones binarias seguida de la palabra de alarma de 4 bits compuesta por los bits de servicio D para "alarma urgente" y N para "alarma no urgente", así como de los bits Y1 e Y2 para formar canales de datos propios del sistema.

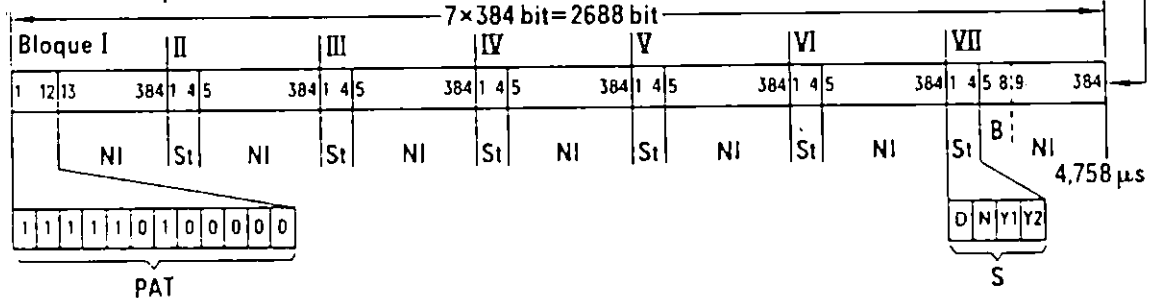
Los bits de información de relleno se entrelazan en el flujo binario de información útil en las cuatro primeras posiciones de los bloques II a IV; éstos informan al equipo colateral, en una palabra de identificación de 5 bits por cada señal, sobre la tolerancia de bits que se mueve flexiblemente:

después de la palabra de identificación 00000 sigue un bit útil; después de 11111, un bit de relleno. Su contenido indica si en el bloque IV, en las posiciones "B" (5 a 8), se transmiten bits de relleno para la adaptación del reloj o bits de información útil.

Señal multiplexada de 139.264 Kbit/s



Señal multiplexada de 564.992 Kbit/s



PAT Palabra de alineación de trama NI Bits de información útil Entrelazados bit
 S Bits de servicio St Bits de información de relleno a bit en las cuatro
 B Bits de relleno o de información, señales de entrada

Fig. 1.40. Estructuras de las tramas de los niveles jerárquicos 4 y 5

Para cada señal de 34 Mbps se puede transmitir por trama una información útil de 723 o de 722 bits en función de la velocidad binaria real de las señales plesiócronicas motivada por la división de la trama.

Subiendo de jerarquía, para el entrelazado temporal de cuatro señales de 140 Mbps se utiliza una trama de 2.688 bits que determina una velocidad binaria de 564,992 Mbps para la señal digital multiplexada (figura 1.40). Aunque esta trama no está normalizada por el CCITT, se inserta armónicamente en la jerarquía de transmisión digital de 2 Mbps bajo cumplimiento de todas las recomendaciones competentes del CCITT. Las características de la trama que la diferencian del cuarto nivel jerárquico son:

- División en siete bloques;

- palabras de alarma de 4 bits en el último bloque;
- duración de la trama de 4758 μ s
- transmisión de una información útil, por cada señal de 140 Mbps, de 633 o 632 bits por trama.

1.6.4. CODIGOS USADOS PARA LA TRANSMISION DE UNA SEÑAL MIC (PCM)

La señal MIC está formada por una secuencia de bits, es decir, por una secuencia de "1" y "0" continuos en el tiempo.

Los datos digitales se pueden transmitir mediante diferentes códigos de transmisión o de línea, tales como encendido-apagado, polar, bipolar y otros. Cada uno presenta sus ventajas e inconveniente. Entre otras propiedades deseables, un código de línea debe tener las propiedades siguientes: Contenido adecuado de sincronización, eficiencia, capacidad de detección y corrección de errores, densidad espectral de potencia favorable, transparencia.

A continuación se presentan los tipos de código más frecuentemente usados, comenzando con el código NRZ.

- **NRZ (NO RETORNO A CERO)
UNIPOLAR 100% (fig. 1.41)**

Esta señal es la más cómoda desde el punto de vista circuital, porque todos los circuitos lógicos funcionan según el principio SI-NO y por tanto el código NRZ es el que se usa en el interior de los equipos (multiplex o radioenlaces). En la señal se observa que todos los bits "1" tienen la misma polaridad positiva, por lo que su espectro, representado al lado, presenta una componente continua.

En la fig. 1.41. se ha supuesto una frecuencia de repetición del reloj de 34 Mbps, y sabiendo que esta onda cuadrada está formada por la superposición de n armónicos, todos de orden impar, se ve de forma intuitiva en la figura que el fundamental tiene la frecuencia de 17 Mhz, el tercer armónico 51 Mhz, y así sucesivamente.

Se observa así que no existe ningún armónico a la frecuencia de 34 Mhz, es decir, a la frecuencia de reloj, por lo que es imposible extraer en recepción el reloj de la señal recibida, y por tanto, si se usa este código, es necesario transmitir también aparte la señal de reloj (NB1).

Observando además que en el espectro de la señal NRZ existe una componente continua, podemos deducir que no está adaptado a la transmisión por cable por las siguientes razones:

- a. La componente continua no permite enviar por la línea la telealimentación de los eventuales regeneradores (que, como se anticipó previamente, deben reconstruir la señal MIC recibida) o transceptores de radio con la misma función que los regeneradores.
- b. Todos los circuitos por los que circula la señal deben tener una respuesta en frecuencia que se extienda hasta las componentes continuas (por ejemplo, los amplificadores no pueden tener acoplamiento capacitivo o mediante transformador), ya que, en caso contrario, el espectro de la señal quedaría alterado de forma irremediable.

Analizando la señal se observa también que es prácticamente imposible detectar un error si, durante la transmisión por cable, un pico de ruido se suma a un cero, simulando así la presencia de un "1".

NB1 En la práctica, el reloj se obtiene usando las transiciones, que se producen siempre (también para los siguientes códigos) a la frecuencia de reloj o a un múltiplo de ella, para sincronizar un VCO. Sin embargo, esto no elimina el problema porque si se producen secuencias largas de ceros, que están privadas de transiciones, no se puede ya sincronizar el VCO.

- **RZ (RETORNO A CERO)
UNIPOLAR AL 50% (fig 1.42.)**

Es similar a la señal NRZ anterior, pero con la duración de los impulsos reducida a la mitad. También este código es cómodo desde el punto de vista circuital, porque todos los circuitos lógicos funcionan según el principio SI-NO, y por tanto el código usado en el interior de los equipos.

En la señal se observa que todos los bits tienen la misma polaridad positiva, por lo que en su espectro, representado al lado, existe una componente continua.

Suponiendo que el reloj sigue siendo de 34 Mbps y sabiendo que la onda cuadrada está formada por la superposición de "n" armónicos de orden impar, se deduce de forma intuitiva de la figura que esta vez el fundamental tendrá la misma frecuencia que el reloj, es decir, 34 Mbps, el tercer armónico será 102 Mhz, y así sucesivamente.

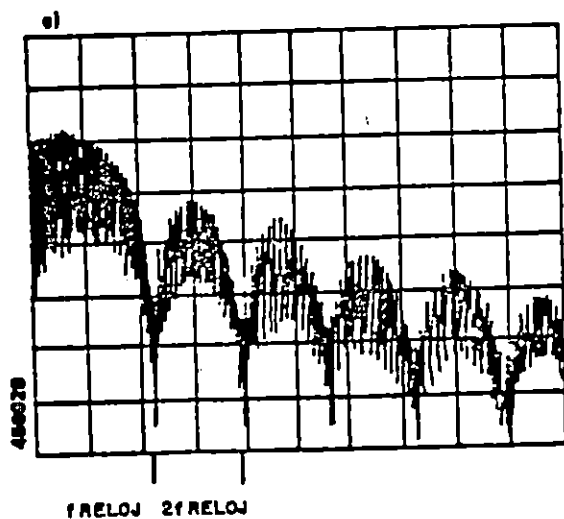
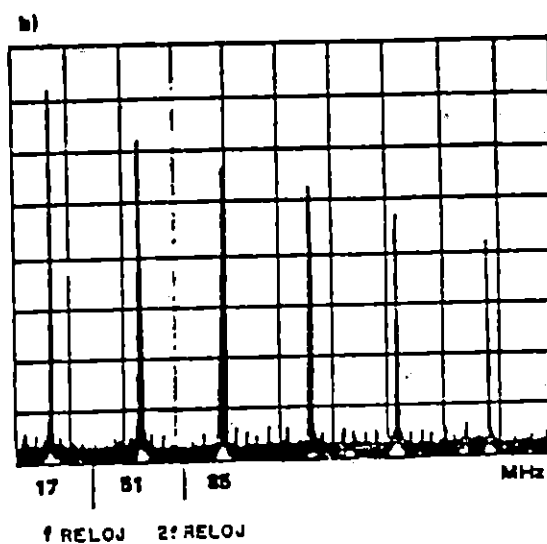
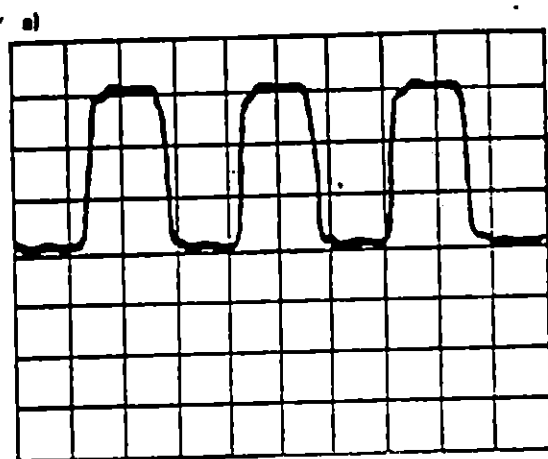
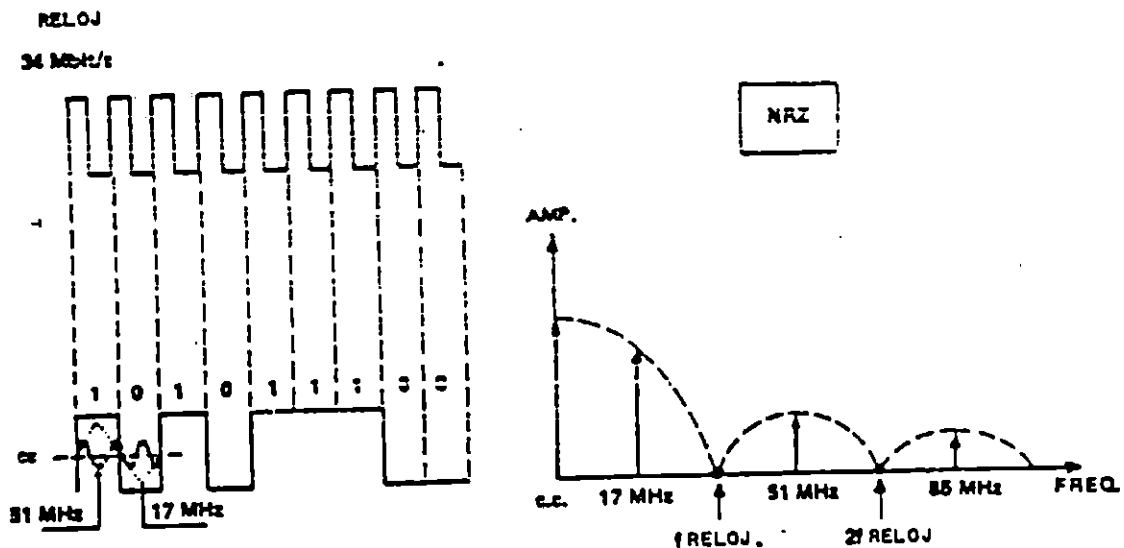
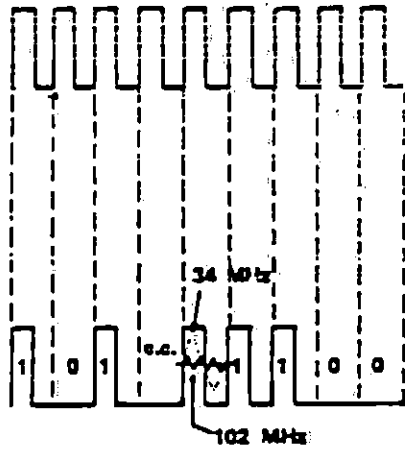


Fig. 1.41. a. Oscilograma de una secuencia 1-0-1-0, etc
 b. Espectro de la señal NRZ formada por 1-0-1 etc.
 c. Espectro de una señal NRZ séudoaleatoria

RELOJ
34 MHz



RZ

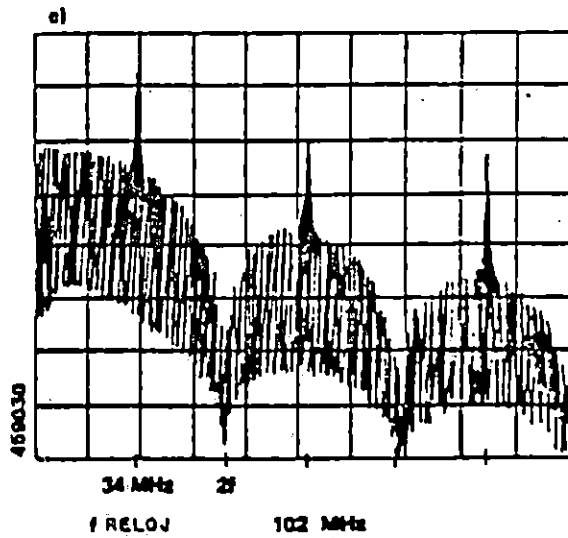
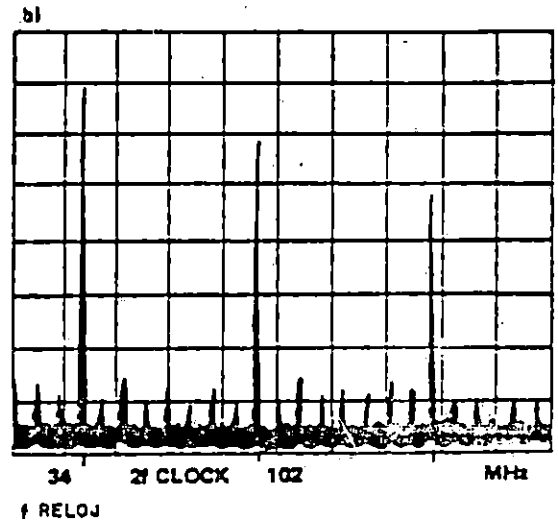
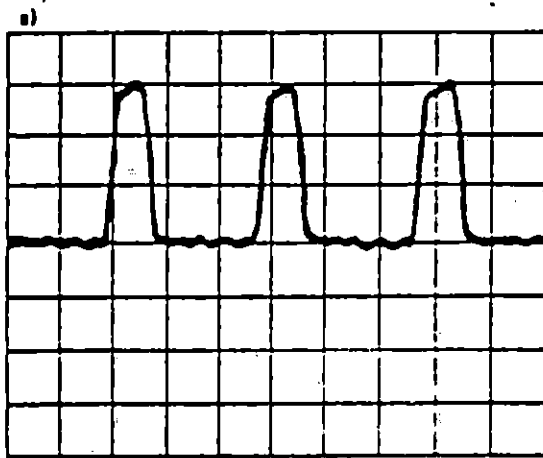
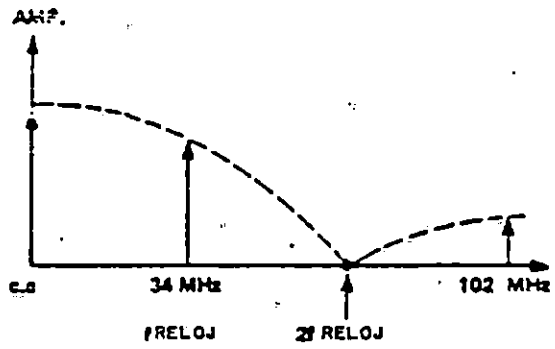


Fig. 1.42. a. Oscilograma de una secuencia 1-0-1-0, etc
 b. Espectro de la señal RZ compuesta totalmente por "1"
 c. Espectro de una señal RZ pseudoaleatoria

Por tanto, es posible, en recepción, extraer el reloj directamente de la señal RZ recibida.

Sin embargo, si la señal RZ presentase una secuencia de ceros larga, sería también imposible extraer el reloj durante todo este período.

La presencia de la componente continua provoca por tanto los mismos inconvenientes ya vistos para la señal RZ, es decir:

- a. La componente continua no permite enviar por la línea la telealimentación de los eventuales regeneradores (que, como se anticipó previamente, deben reconstruir la señal MIC recibida) o transceptores de radio con la misma función que los regeneradores.
- b. Todos los circuitos por los que circula la señal deben tener una respuesta en frecuencia que se extienda hasta las componentes continuas (por ejemplo, los amplificadores no pueden tener acoplamiento capacitivo o mediante transformador), ya que, en caso contrario, el espectro de la señal quedaría alterado de forma irremediable, modificado por tanto la propia señal.

Analizando la señal se observa también que es prácticamente imposible detectar un error si, durante la transmisión por cable, un pico de ruido se suma a un cero, simulando así la presencia de un "1".

- **AMI (ALTERNATIVE MARK INVERSION) BIPOLAR AL 50%
ALTERNATIVO, A TRES NIVELES (fig. 1.43)**

Este es el primer código de "línea"; en efecto, observando la señal se ve que los "1" son alternativamente positivos y negativos, por lo que (véase su espectro) no existe componente continua. La ausencia aparente de la frecuencia de reloj en su espectro se puede evitar, simplemente rectificado para hacer positivos los "1" negativos, haciéndola así similar a la señal RZ; en este caso, la señal recibida ha atravesado ya la línea y por tanto la aparición de la componente continua no importa, y la frecuencia de reloj se puede extraer del nuevo espectro que presenta ahora la señal.

Otra ventaja que presenta esta señal es la posibilidad de reconocer errores si, durante la transmisión por cable, un pico de ruido se suma a un "0", simulando así la presencia de un "1"; se tendría entonces una "violación" del código, el cual establece que los "1" son alternativamente positivos y negativos.

Sin embargo, con este código existe también la posibilidad de que una secuencia larga de "0" haga imposible la extracción de la frecuencia de reloj.

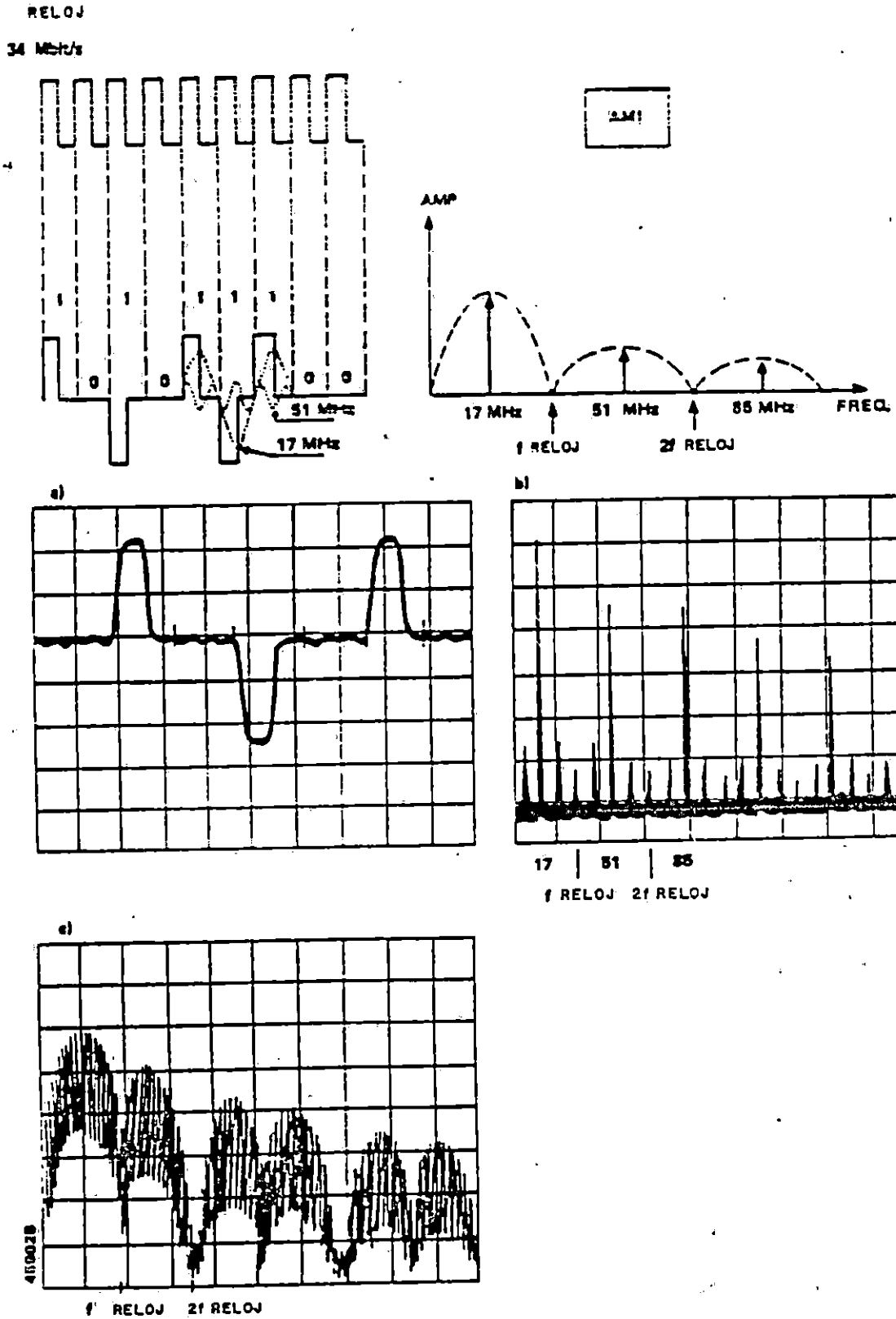


Fig. 1.43 a. Oscilograma de una secuencia 1-0-1-0, etc
 b. Espectro de la señal AMI compuesta totalmente por "1"
 c. Espectro de una señal AMI seudoraleatoria

- **HDB3 (HIGH DENSITY BINARY - BINARIO DE ALTA DENSIDAD - CON MAS DE TRES CEROS CONSECUTIVOS) BIPOLAR AL 50%, ALTERNATIVO A 3 NIVELES (Fig. 1.44)**

Esto código es también un código de línea. Observando la señal, se ve que los "1" son alternativamente positivos y negativos, por lo cual (véase el espectro) no existe componente continua. Por tanto, también aquí es aplicable lo que se ha dicho para la señal AMI, con la excepción de que el HDB3 presenta respecto al AMI, la ventaja de que se puede extraer el reloj también en presencia de secuencias más largas de ceros.

En efecto: cuando aparecen más de tres "0" consecutivos, se inserta automáticamente un "1" en lugar del cuarto "0", violando sin embargo la polaridad (es decir, se inserta un "1" con la misma polaridad del último "1" transmitido), para poder así reconocerlo en recepción y eliminarlo.

Sin embargo, si entre dos violaciones sucesivas no hay "1", se inserta un bit adicional para mantener nula la componente continua (NB1).

NB1 En la práctica, el reloj se extrae filtrando la señal para separar la raya correspondiente, pero usando las transmisiones que se producen a la frecuencia de reloj o a sus múltiplos, para sincronizar un oscilador local (VCO) a la frecuencia de reloj.

- **B6Z6 (BINARY WITH 6 SUBSTITUTION-BINARIO CON 6 SUSTITUCIONES DE CERO) BIPOLAR AL 50% ALTERNATIVO A TRES NIVELES**

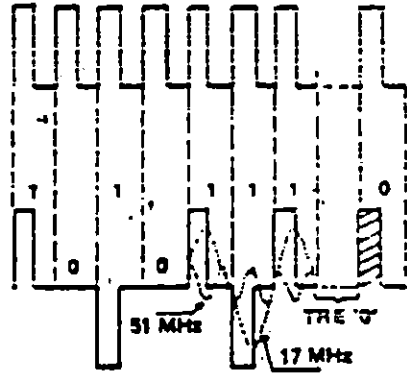
Este código es también un código de línea, totalmente similar al AMI, ya visto, con la excepción de que cuando hay secuencias largas de ceros se sustituye cada grupo de 6 ceros por una secuencia determinada de símbolos (por ejemplo 0-1-1-0-0-1).

- **CMI (CODED MARK INVERSION - INVERSION DE MARCA CODIFICADA) BIPOLAR AL 100%, ALTERNATIVO A DOS NIVELES (fig. 1.45)**

El CCITT recomienda usar este código para la transmisión de señales a 139264 Mbps. Se obtiene, como se ve en la figura representando los bits "1" alternativamente con nivel alto (+1) y bajo (-1).

En cambio, cada bit "0" se representa con valor bajo la primera mitad del ciclo y con valor alto en la segunda mitad, independiente del valor del bit precedente.

34 MB/s



HDB3

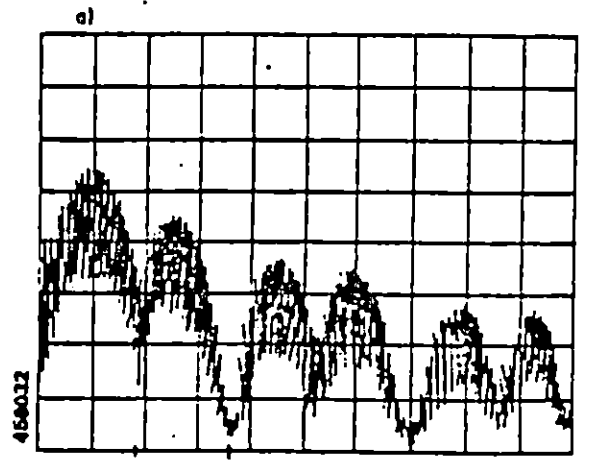
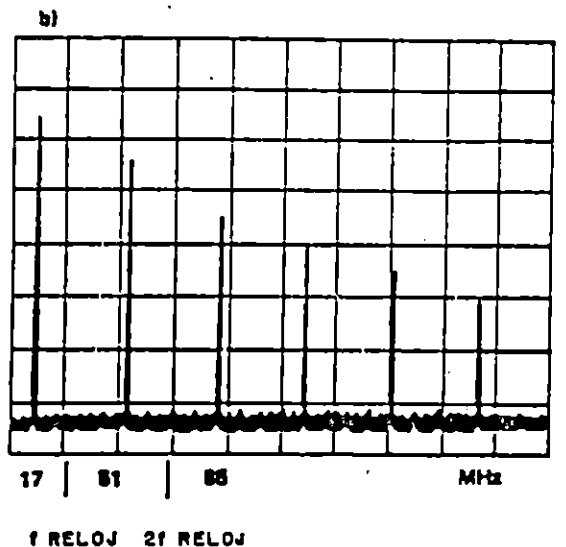
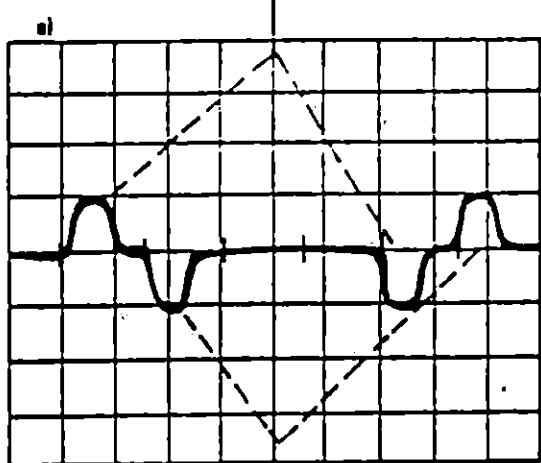
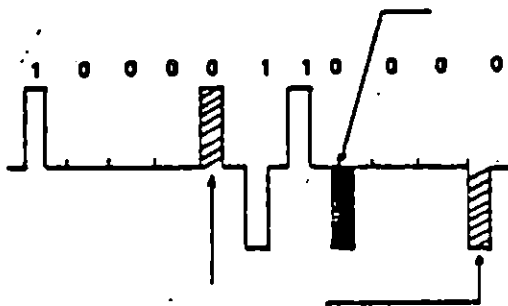
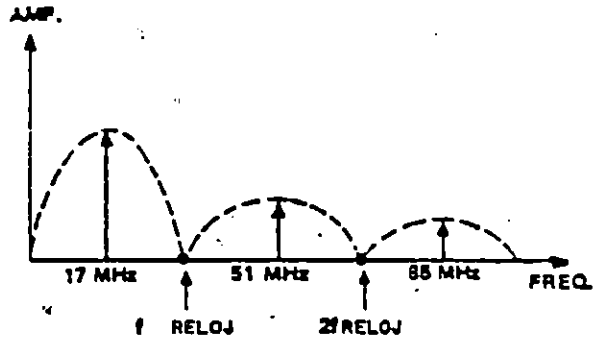


Fig. 1.44 Código HDB3:
 a. Oscilograma de una secuencia 1-0-1-0, etc.
 b. Espectro de la señal AMI compuesta totalmente por "1"
 c. Espectro de una señal AMI pseudoaleatoria.

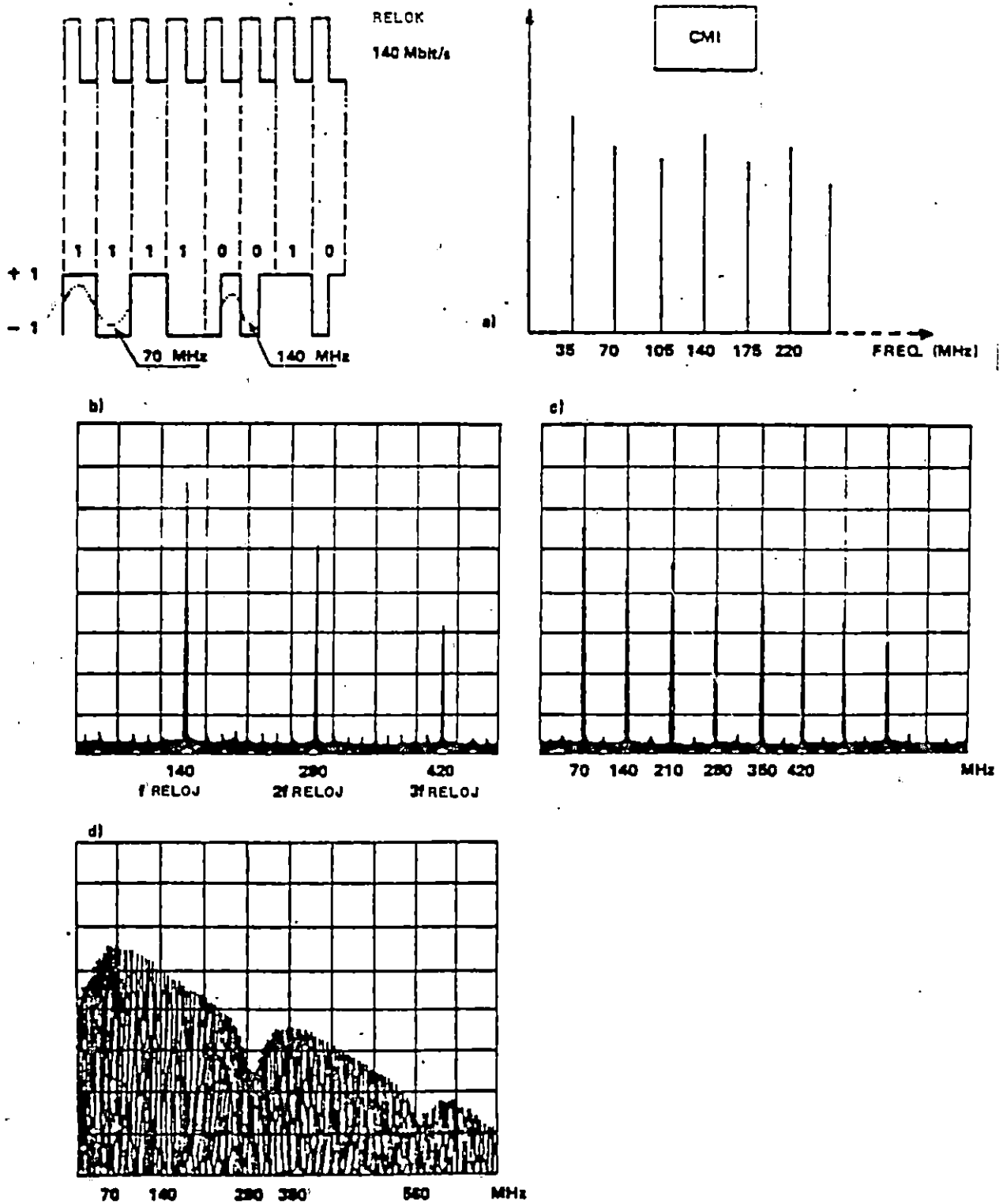


Fig. 1.45 Código CMI:
 a. Espectro de una señal CMI tipo 0-1-0
 b. Espectro de una señal CMI formada totalmente por ceros
 c. Espectro de una señal CMI formada totalmente por unos
 d. Espectro de señal CMI pseudoaleatoria.

El reloj se puede extraer fácilmente, dado el elevado número de transiciones, y no tiene componente continua.

Permite, además, controlar la calidad de la transmisión, ya que una secuencia de bits en código CMI puede mantener el nivel alto (o bajo) durante un tiempo máximo de $1.5 T$ de reloj. Después de este tiempo debe conmutar necesariamente al nivel bajo (o alto).

Este código se emplea debido a la facilidad de realización de las redes de codificación y decodificación, no obstante tiene una ocupación espectral superior al HDB3 (el código HDB3 tiene el primer nulo a la frecuencia de reloj, mientras que el CMI tiene primer nulo a una frecuencia igual al doble de la de reloj).

Además se muestra una comparación de diferentes códigos usados para la transmisión de una señal PCM con frecuencia de reloj a 34 Mbps, en la fig. 1.46.

1.7. FIBRA OPTICA

Como una breve introducción a este apartado se hará la pregunta ¿Por qué fibra óptica? la cual será respondida con la presentación de las ventajas que tiene ésta, sobre los cables metálicos convencionales y estas son:

- Atenuación de línea muy escasa: Mientras una señal de alta frecuencia en un cable coaxial ya después de pocos cientos de metros ha perdido la mitad de su potencia, en fibras ópticas particularmente buenas la potencia lumínica disminuye a la mitad recién después de 15 Km. Esto significa que en los sistemas de larga distancia, los amplificadores para la reactivación de la señal sólo son necesarios distancias mucho mayores o bien ya puede prescindirse totalmente de ellos.
- Significativa mayor capacidad de transmisión de determinados tipos de fibras: Teóricamente son posibles tasas de transmisión en el orden de magnitud superiores a 10 Gbit/s (contrariamente a ello, en los cables coaxiales se llega en la actualidad a aproximadamente 1 Gbit/s). Esta capacidad puede ser aumentada aún utilizando varias ondas portadoras con diferentes longitudes de ondas lumínicas.
- Considerable reducción de volumen y peso del cable: Un diámetro de fibra muy pequeño (con capa sintética protectora de 0.25 hasta 0.55 mm de espesor contra

aproximadamente 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 cables.

- Ninguna conductividad eléctrica: Debido a ello no son necesarias disposiciones de puesta a tierra y protección contra rayos. Una fibra óptica puede, por ejemplo en instalaciones de alta tensión, salvar grandes diferencias de potencial como línea de control.
- Ninguna interacción entre onda lumínica por un lado y ondas electromagnéticas y campos fuera de la fibra por el otro lado: Durante la transmisión sobre fibra óptica no son generados campos electromagnéticos perturbadores; inversamente, la transmisión tampoco puede ser interferida externamente por estos campos. Esto significa, que una transmisión así, sólo muy difícilmente podrá ser escuchada por personas no autorizadas
- Bajo costo: disposición ilimitada de materia prima (cuarzo).

1.7.1. PRINCIPIOS FISICOS DEL CONDUCTOR DE FIBRA OPTICA

1.7.1.1 El espectro electromagnético.

Desde hace algunos años se utilizan las ondas electromagnéticas para la transmisión de informaciones. Su utilidad se debe a que para propagarse no requieren necesariamente de un conductor metálico, sino que, pueden hacerlo con elevada velocidad, tanto en el vacío como en un medio dieléctrico, o sea un material no conductor.

En las comunicaciones por fibra óptica se utilizan las longitudes de onda del infrarrojo cercano o sea de 800 a 1600 nm (nanómetros), siendo los valores preferidos los de 850, 1300 y 1550 como se muestra en la figura.

En el vacío las ondas se propagan con la velocidad de la luz:

$$c_0 = 299792.456 \text{ Km/s.} \approx 3 \cdot 10^5 \text{ Km/s}$$

La onda electromagnética y por ende la luminosa es una onda transversal, es decir, su campo eléctrico y magnético oscila perpendicularmente a la dirección de propagación.

Si el campo eléctrico o magnético oscilan en un plano el vector de intensidad de campo eléctrico o magnético describe una línea recta. Por lo que una onda de este tipo se dice que esta "polarizada linealmente".

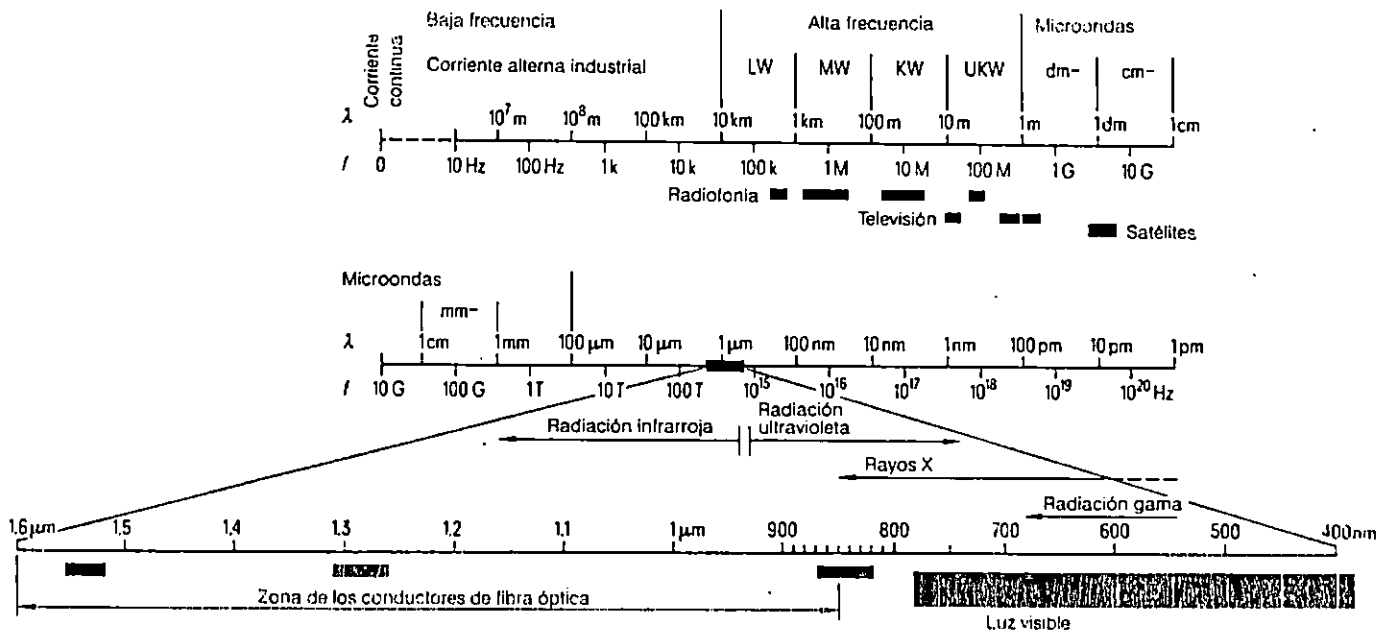


Fig. 1.47. Espectro Electromagnético

1.7.1.2 Reflexión.

Cuando una onda luminosa incide sobre la superficie de separación entre dos sustancias, una fracción de la misma se refleja. La porción de la luz reflejada es función del ángulo α_1 , que forma el rayo de luz incidente con la perpendicular a la superficie de separación (interfase). Por rayo de luz entiéndase la trayectoria por la cual se extiende la energía luminosa. Para el rayo luminoso reflejado y el ángulo α_2 que éste forma con la perpendicular a la superficie de separación de las sustancias ver fig. 1.48.

El rayo reflejado.

- Se mantiene en el plano formado por el rayo luminoso incidente y la perpendicular a la superficie de separación de las sustancias.
- Se halla en el semiplano opuesto (en relación con el rayo luminoso incidente a la perpendicular) a la superficie de separación de las sustancias.
- Tiene los ángulos de incidencia y reflexión iguales.

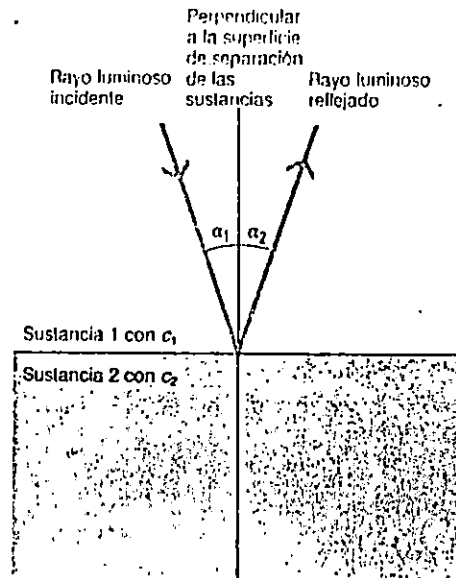


Fig. 1.48. Reflexión de la luz

1.7.1.3 Refracción.

Si un rayo luminoso incide con un ángulo α de modo oblicuo desde una sustancia ópticamente menos densa, por ejemplo el aire a otra más densa, por ejemplo el vidrio, en dirección de propagación se equilibra y su trayectoria continúa en la segunda sustancia con un ángulo de refracción β .

Para una sustancia, medio o material que presenta idénticas propiedades en todas sus direcciones, vale la "ley de refracción de Snell".

El cociente entre el seno del ángulo de incidencia α y el seno del ángulo de refracción β es constante e igual a la relación de las velocidades de la luz c_1/c_2 en ambas sustancias fig. 1.49.

$$\frac{\text{Sen}_\alpha}{\text{Sen}_\beta} = \frac{c_1}{c_2}$$

En donde:

α = Angulo de incidencia.

β = Angulo de refracción

c_1 = Velocidad de la luz en la sustancia 1.

c_2 = Velocidad de la luz en la sustancia 2.

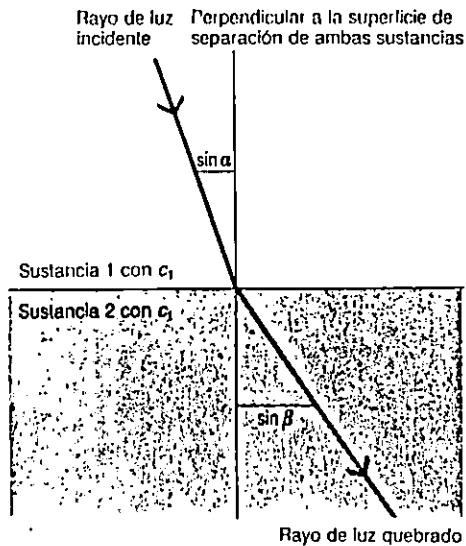


FIG. 1.49. Refracción de la luz

Si se considera la transición desde el vacío (\approx aire) en el cual la velocidad de la luz es c_0 , a una sustancia con velocidad de la luz c_1 se obtiene:

$$\frac{\text{Sen } \alpha}{\text{Sen } \beta} = \frac{c_0}{c} = n$$

La relación entre la velocidad de la luz en el vacío c_0 y en la de la sustancia c , se denomina índice de refracción n de esa sustancia y es una constancia material de la misma. Otra expresión de la ley de refracción de Snell es:

$$\frac{\text{Sen } \alpha}{\text{Sen } \beta} = \frac{n_2}{n_1}$$

La cual significa que la relación del seno del ángulo de incidencia al seno del ángulo de refracción es inversamente proporcional a la respectiva relación de los índices de refracción.

Pero fundamentalmente el índice de refracción de una sustancia depende de la correspondiente longitud de onda de la luz; en el caso del vidrio de cuarzo y las longitudes de onda del infrarrojo, de gran importancia para las comunicaciones ópticas, este índice decrece continuamente cuando se incrementa la longitud de onda.

Si las ondas se propagan con una única longitud de onda y con amplitud constante no pueden transmitir información, por lo que tienen que **modularse**.

En las comunicaciones ópticas (digitales) la modulación se efectúa por medio de pulsos luminosos. Se trata de grupos de ondas de corta duración que contienen ondas luminosas de diferentes longitudes.

En estos grupos las ondas no se propagan con la misma velocidad ya que sus longitudes de ondas difieren entre sí. La velocidad de propagación de un grupo de ondas se denomina velocidad de grupo, para lo cual se define el índice de refracción de grupo n_g por medio de la reacción:

$$n_g = n - \lambda \frac{dn}{d\lambda}$$

Las variaciones de n y n_g en función de la longitud de onda luminosa λ para vidrio de cuarzo puro se observa en la fig. 1.50.

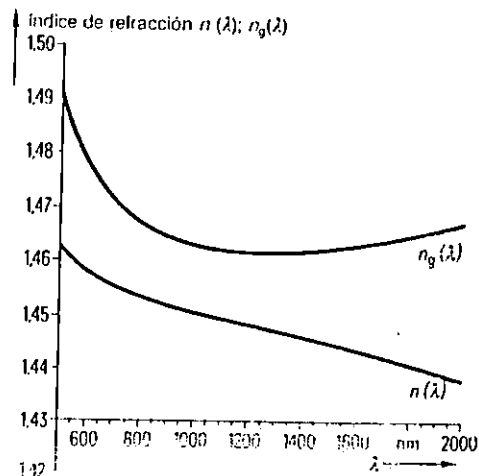


Fig. 1.50. Índice de refracción $n(\lambda)$ e índice de refracción de grupo $n_g(\lambda)$

La expresión $dn/d\lambda$ indica la pendiente de la curva de los índices de refracción $n(\lambda)$, la cual es decreciente en la gama de las longitudes de onda considerada.

Para calcular los tiempos de propagación de señales ópticas se debe utilizar este índice únicamente.

1.7.1.4 Reflexión total.

Cuando el rayo luminoso 3 con ángulos α cada vez mayores desde una sustancia ópticamente más densa con un índice de refracción n_1 sobre la superficie de separación con una sustancia menos densa con índice de refracción n_2 , el ángulo de refracción β_0 al llegar a determinado ángulo de incidencia α_0 puede llegar a ser igual a 90° fig. 1.51. En este caso el rayo luminoso 2 se propaga paralelamente a la superficie de separación de ambas sustancias y el ángulo de incidencia α_0 se denomina ángulo límite de las dos sustancias.

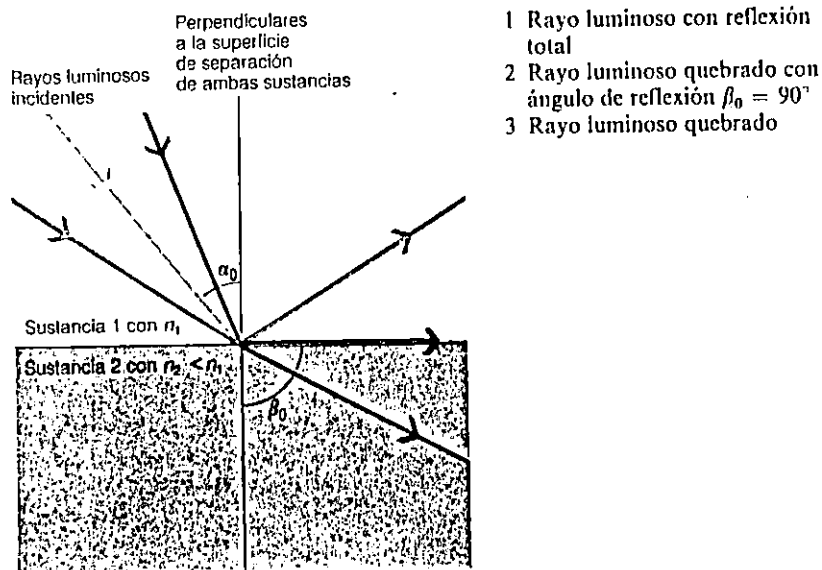


Fig. 1.51. Reflexión total de la luz

Y éste ángulo vale la relación:

$$\text{Sen} \alpha_0 = \frac{n_2}{n_1}$$

O sea el ángulo límite es en función de la relación de los índices de refracción n_1 y n_2 de ambas sustancias. Todos los rayos que inciden con un ángulo α mayor que el ángulo α_0 son reflejados en la superficie que separa ambas sustancias, o sea no se propaga en la sustancia menos densa sino que en la más densa. Este fenómeno se denomina reflexión total (rayo luminoso número 1).

1.7.1.5 Apertura numérica.

En los conductores de fibra óptica se utiliza el efecto de la reflexión total para conducir el rayo luminoso en virtud

de tener estos conductores en su centro un núcleo formado por un vidrio con un índice de refracción n_1 , y envolviéndolo, un recubrimiento, formado con un vidrio con un índice de refracción n_2 . El valor de n_1 es mayor que el de n_2 .

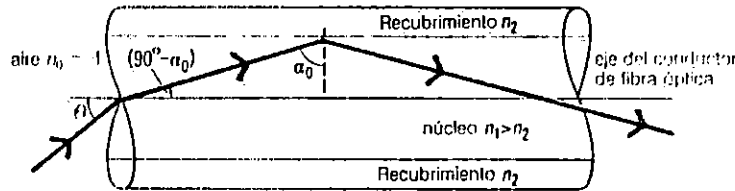


Fig. 1.52. Conducción de la luz en un conductor de fibra óptica

Todos los rayos luminosos que inciden con un ángulo menor que $(90^\circ - \alpha_0)$ con respecto al eje de la fibra óptica son conducidos en el núcleo, y para acoplar al núcleo un rayo luminoso desde el exterior de la fibra, el ángulo entre el rayo luminoso y el eje de la fibra se rige de acuerdo con la ley de refracción:

$$\frac{\text{Sen } \theta_0}{\text{Sen}(90 - \alpha_0)} = \frac{n_1}{n_0}$$

$$\text{sen } \theta = n_1 (\text{Cos } \alpha_0) = n_1 (\sqrt{1 - \text{sen}^2 \alpha_0})$$

Considerando la condición del ángulo límite se obtiene la expresión:

$$\alpha_0 = \frac{n_2}{n_1}$$

$$\text{Sen } \theta = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

El máximo ángulo de acoplamiento θ_{\max} se denomina ángulo de aceptación del conductor de fibra óptica y es un cociente función de los índices de refracción n_1 y n_2 .

Al seno del ángulo de aceptación se le denomina apertura numérica (AN) del conductor de fibra óptica:

$$AN = \text{Sen} \theta_{\max}$$

Este valor es de gran importancia para el acoplamiento de la luz a los conductores de fibra óptica.

1.7.2 Propagación de la luz en el conductor de fibra óptica.

Para efectuar un análisis más detallado de las diferentes posibilidades de propagación de la luz dentro del núcleo, es necesario considerar los fenómenos de la óptica ondulatoria dado que el diámetro del núcleo de un conductor de fibra óptica se halla típicamente entre los 10 y los 100 μm , es decir, solamente un poco mayor que la longitud de onda de la luz transmitida por el. Debido a esto ocurren fenómenos de interferencia que solo pueden describirse con ayuda de la óptica ondulatoria, con la cual se puede estudiar la interferencia y otros fenómenos.

En general se denomina interferencia a la superposición de dos o más ondas y su combinación para formar una onda única. Una manifestación de la interferencia de dos ondas, se obtiene solamente cuando ambas tienen la misma longitud de onda y existe una diferencia de fase constante entre ambas en el tiempo, este tipo de ondas se denominan ondas coherentes.

Para la transmisión de luz con conductores de fibras ópticas fue necesario encontrar fuentes luminosas coherentes o sea las que emiten una luz lo más coherente posible. Por ello, el ángulo espectral de un emisor debería ser lo más pequeño posible. A diferencia de diodos luminosos con un ancho espectral de líneas $\geq 40 \text{ nm}$, se tiene especialmente los láser que en virtud de una emisión de luz forzada dan la posibilidad de contar con una distancia de fases constante e igual longitud de onda. Con ello también aparecen interferencias en el conductor de fibra óptica, las cuales son reconocidas porque la luz se propaga en el núcleo únicamente en determinados ángulos que corresponden a direcciones en las cuales las ondas asociadas al superponerse se refuerzan (interferencia constructiva).

1.7.3. CONVERSION ELECTROOPTICA DE SEÑALES.

Para la transmisión óptica de señales a través de fibra óptica son necesarios componentes receptores y emisores como transformadores optoelectrónicos, cuyas propiedades son determinadas por las exigencias del sistema.

Si se limita a sistemas basados en la modulación de intensidad significará para los componentes emisores que:

- La emisión debe producirse en el área espectral fijada por las cualidades de la fibra óptica y debe considerarse el semiancho de la emisión.
- La potencia de radiación acoplada en la fibra óptica en lo posible debe ser grande para un elevado rendimiento de transformación electroóptico, y un alto rendimiento de acoplamiento lumínico en las fibras.
- La emisión debe ser modulable en forma sencilla y con la señal de transmisión.

Los componentes receptores además de los primeros dos requerimientos tienen las siguientes condiciones:

- La sensibilidad en el área espectral deseada debe ser en lo posible elevada con propiedades de ruido simultaneas favorables.
- Para la tasa de transmisión existente la velocidad de reacción debe ser suficientemente grande.

Diodos luminiscentes y diodos láser de semiconductores III-V (GaAs, AlAs o InP) como fotodiodos de semiconductores III-V y con ciertas limitaciones también de Si y Ge satisfacen ampliamente las condiciones citadas anteriormente.

A continuación serán descritos los fundamentos de la generación y detección de la luz con semiconductores, el funcionamiento y las cualidades más importantes de diodos luminiscentes, diodos láser y fotodiodos.

1.7.3.1 Generación y detección de la luz con semiconductores. Transiciones ópticas en semiconductores.

Los semiconductores se caracterizan por poseer dos zonas energéticas para electrones - banda de valencia y banda de conducción - que están separadas una de la otra por el espacio

o la separación entre bandas E. El mecanismo físico básico en los componentes emisores y receptores es la interacción entre electrones en la banda de valencia y la banda de conducción y fotones, por lo que se distinguen tres mecanismos simples de la interacción, representados en la fig. 1.53.

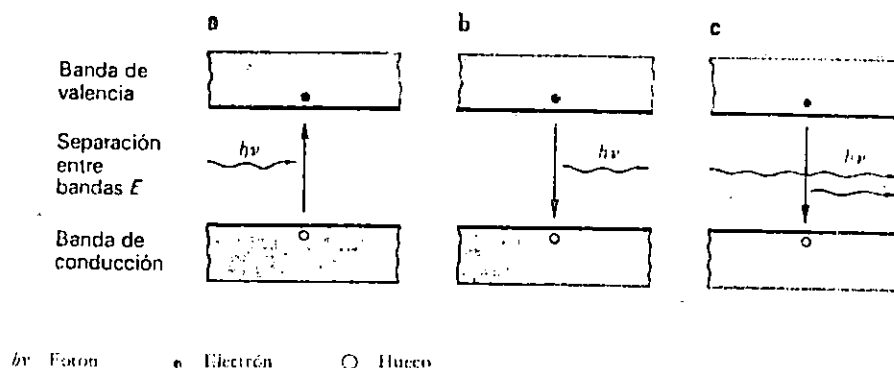


Fig. 1.53. Interacciones electro-ópticas en uniones de semiconductores: (a) absorción; (b) emisión espontánea; (c) emisión estimulada

En la absorción fig. 1.53a un fotón irradiado en el semiconductor es destruido por aumento energético de un electrón de la banda de valencia a la de conducción - en un estado de mayor energía - dejando un electrón defectuoso (hueco) en la banda de valencia.

Una emisión espontánea (luminiscencia) se origina cuando hay demasiados electrones en la banda de conducción fig. 1.53b; espontáneamente caen en lugares libres de la banda de valencia; y por cada electrón es emitido un fotón respectivamente, cuya energía es igual a la separación entre bandas E.

De emisión estimulada fig. 1.53c es cuando los fotones existentes en el semiconductor excitan a los portadores de carga excedentes para la combinación radiactiva es decir, la emisión de fotones. La luz emitida es en longitud de onda y fase idéntica con la luz que se estimula.

Los procesos descritos anteriormente son transiciones ópticas directas contrapuestas a las indirectas donde intervienen oscilaciones reticulares o imperfecciones en la red cristalina. Todo esto depende de la estructura de banda o sea de la relación entre los estados energéticos permitidos por el impulso de los electrones.

Los componentes correspondientes a los tres efectos interactivos anteriores son:

- EL fotodiodo.
- El diodo luminiscente y
- El diodo láser.

1.7.3.2 Elección del material.

Para los componentes emisores de la técnica de fibra óptica, los semiconductores compuestos de elementos de los grupos III-V constituyen el grupo de materiales más importantes, por lo general poseen cualidades parecidas a las de los semiconductores de elementos Si y Ge; pero contrariamente a estos; algunos causan transiciones Ópticas directas.

Para componentes receptores tienen aplicación tanto semiconductores de elementos puros como también compuestos III-V.

Los semiconductores III-V poseen la propiedad de generar cristales mixtos en una amplia zona, esto permite que la separación entre bandas de los cristales mixtos, y con ello, la longitud de onda de la luz emitida pueda ser variada dentro de ciertos límites. Estos cristales mixtos pueden fabricarse de la manera más simple de acuerdo a los llamados procesos epitaxiales. Dado que como solo se dispone de semiconductores III-V-binarios, como GaAs e InP, se limita considerablemente la diversidad de los posibles cristales mixtos.

Para la transmisión óptica de informaciones han adquirido relevancia dos series de cristales mixtos que son: el $Ga_{1-x}Al_xAs$ sobre GaAs y $Ga_xIn_{1-x}AsyP_1-y$ sobre InP.

De ambas series de cristales mixtos, la primera logro de manera más simple mayores avances en la tecnología; la segunda cubre el importante rango de longitud de onda de mínima dispersión y absorción de la fibra óptica sobre la base de vidrio de cuarzo.

1.7.3.3 Luminiscencia por inyección.

Para poder aprovechar ambos efectos de emisión, es necesario introducir de alguna manera, con fines de excitación portadores de carga excedentes en los semiconductores. Para esto es aprovechado el semiconductor de juntura pn: en una juntura pn polarizada en dirección del flujo son inyectados portadores de carga de un lado al otro respectivamente de la juntura pn, donde luego se recombinan como los denominados portadores minoritarios con los portadores mayoritarios existentes en cantidad superior.

El proceso de la inyección de portadores de carga con posterior emisión de luz se designa como luminiscencia por inyección; diodos luminiscentes y diodos láser están basados en este efecto. Este tipo de generación lumínica posibilita una modulación de intensidad particularmente simple de la radiación emitida, directamente a través de la corriente de diodos.

1.7.3.4 Diodos luminiscentes.

Un diodo luminiscente es fundamentalmente un diodo semiconductor, en el cual la generación lumínica es aprovechada por emisión espontánea. Una magnitud importante para éste es el rendimiento de la transformación de la energía eléctrica en luz.

Generalmente el grado de rendimiento, o sea la relación de la potencia óptica disponible externamente respecto a la potencia eléctrica utilizada, es considerablemente menor a 1, Y lograr un rendimiento exterior en lo posible elevado, es un problema de la elección del material y de la optimización de la estructura del componente.

La longitud de onda de la luz emitida está dada por la separación entre bandas del semiconductor pertinente para GaAs por ejemplo en $E = 1.43$ eV a temperatura ambiente $\lambda = 870$ nm.

Otra magnitud importante para la transmisión de información es la frecuencia límite de modulación de un diodo luminiscente. La vida útil media de portadores de carga excedentes fija un límite, debajo de la cual la emisión de luz ya no responde a las modificaciones de la corriente de inyección del diodo. Valores mínimos de la vida útil de la

recombinación radiativa en semiconductores con transiciones ópticas directas se encuentran en algunos nanosegundos, lo que posibilita frecuencias límites de modulación hasta algunos cientos de megahertz.

Característica principal de diodos luminiscentes para la técnica de fibra óptica es su pequeña superficie de emisión adaptadas al diámetro del núcleo de la fibra, para lograr un alto rendimiento de acoplamiento de la luz en la fibra óptica.

Debido a ello las densidades de corrientes para las potencias lumínicas necesarias ascienden a valores que se encuentran muy encima de aquellos usuales para diodos luminiscentes.

1.7.3.5 Diodos láser.

En principio un diodo láser es un diodo luminiscente con un elemento selectivo de longitudes de ondas, en el caso más simple con un resonador Fabry-Perot, que consta principalmente de dos espejos semitransparentes planos paralelos. Con este resonador se logra que ya con escasa intensidad lumínica total, aumente la intensidad lumínica igual en longitud de onda y fase, o sea, que la emisión estimulada ya actúa con corriente de inyección baja. En el diodo láser ambas superficies de espejo son, naturalmente, superficies cristalinas que se originan por separación del cristal semiconductor.

En la figura 1.54. está representada la curva luz-corriente de un diodo láser. Consta de dos zonas con corrientes pequeñas; el diodo láser actúa como diodo luminiscente encima de la denominada corriente de umbral, la emisión lumínica crece mucho más empinadamente.

Diferencia importante respecto al diodo luminiscente es que la emisión encima de la corriente del umbral ya no se realiza en una distribución espectral ancha fig.1.54b, sino en unas pocas líneas espectrales fig 1.54c

La luz que se origina en el diodo láser por emisión estimulada es especialmente coherente y, por ello, deja acoplarse efectivamente en una fibra monomodo. La emisión de un diodo luminiscente en cambio, es incoherente y la potencia lumínica acoplada en una fibra monomodo sería indiscutiblemente baja.

La no lineabilidad de la curva luz-corriente según la fig 1.54a se advierte también en las propiedades de modulación de diodos láser. Un incremento rápido de la corriente provoca la emisión estimulada recién después de un tiempo de retardo. Al reaccionar el diodo láser con un aporte de corriente continua

cercana al umbral desaparece, sin embargo, este efecto retardador; las frecuencias límite de modulación que se obtienen luego, llegan hasta el rango de los gigahertz. De esto surge que para tasas de transmisión elevadas, el diodo láser trabaja prácticamente en operación constante.

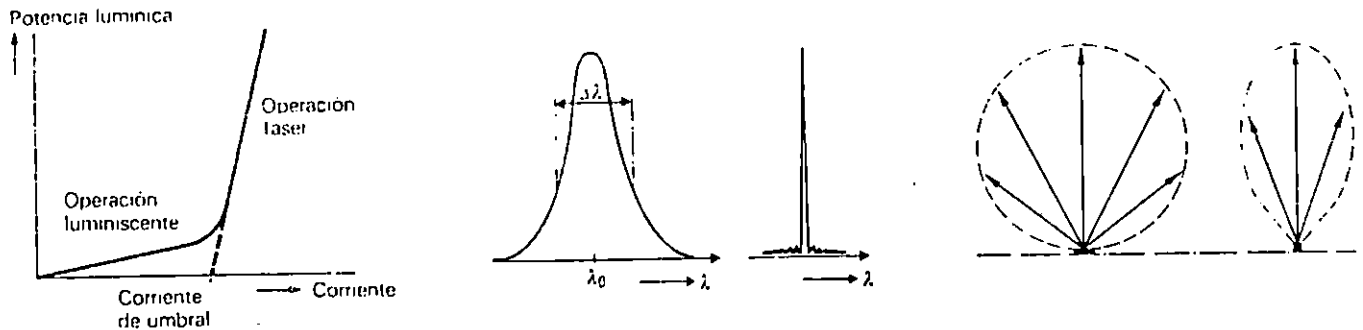


Fig. 1.54. Curva luz corriente de un diodo laser

1.7.3.6 Fotodiodos.

Las junturas pn de semiconductores no solo pueden ser aprovechadas para la excitación del portador por inyección, sino también para la colección de portadores estimulados ópticamente por separación en el campo eléctrico de la zona de carga espacial, o sea para la detección de radiación. La fig 1.55. muestra esquemáticamente el funcionamiento.

Para una colección deben considerarse los portadores de carga generados en la juntura pn de la zona de carga espacial y aquellos dentro de un área de la magnitud de la longitud de difusión de electrones y huecos de la juntura pn, es decir, dentro de la denominada área de difusión. Mientras en el primer caso ambos portadores generados son separados inmediatamente por el campo eléctrico en la zona de carga espacial, en el segundo caso los portadores minoritarios generados deben difundirse inicialmente hacia la juntura pn, antes de que sean absorbidos por la zona de carga espacial y transportados al área semiconductor neutral opuesta, al tiempo que fluye una fotocorriente en el círculo exterior. Acá a partir de intensidades de campo eléctricas de 10^4 V/Cm, los portadores de carga se mueven con su velocidad de desplazamiento de saturación de aproximadamente 10^7 Cm/s; por el contrario, los portadores en difusión alcanzan sólo velocidades de hasta 10^5 Cm/s.

Portadores que son generados fuera de la zona de difusión, desaparecen por recombinación y, por lo tanto, no aportan a la fotocorriente, con lo cual el rendimiento de transformación disminuye.

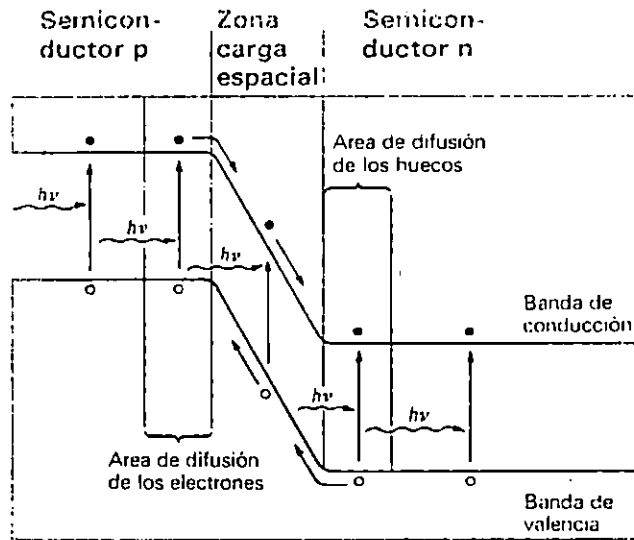


Fig. 1.55. Función de un fotodiodo polarizado en dirección de bloqueo

Los fotodiodos para la transmisión óptica de información deben ser concebidos además de forma tal que, con una tasa de bit prefijada puedan comprobarse en lo posible pequeñas potencias de señales. El límite de comprobación es determinado por el ruido de la corriente de señales, el ruido del fotodiodo propiamente y la electrónica de ampliación postconectada como así mismo por la relación señal-ruido necesaria para la proporción de errores de bit exigida. En sistemas transmisores con modulación de intensidad, en el rango de longitud de onda de 850 hasta 1700 nm con potencias receptoras pequeñas, el ruido de señales con respecto al ruido de granalla de las corrientes de oscuridad del fotodiodo y el ruido de amplificación pueden desprejarse.

En fotodiodos de avalancha se origina otro mecanismo de ruido relacionado con el proceso de amplificación interno - llamado ruido adicional - que aumenta con la multiplicación. El factor de ruido adicional F valedero como medida, cuando en la zona de multiplicación son inyectados exclusivamente los portadores de carga de ionización más débil y más fuerte.

Como consecuencia del ruido adicional resulta para los diodos de avalancha un factor de multiplicación óptimo, cuando el ruido de las corrientes de señales y el ruido de oscuridad multiplicado es justamente tan grande como el ruido de la electrónica de amplificación postconectada.

De acuerdo al caso de aplicación presente y a las propiedades de los componentes utilizados, el factor de multiplicación óptimo asume distintos valores.

1.7.4. ATENUACION Y ANCHO DE BANDA EN FIBRA OPTICA.

1.7.4.1 Atenuación.

La luz que se propaga en un conductor de fibra óptica experimenta una atenuación: produce una pérdida de energía. Para cubrir grandes distancias sin emplear regeneradores intermedios es necesario mantener esta pérdida en el mínimo posible. La atenuación de un conductor de fibra óptica es un parámetro muy importante para la planificación de redes de cables para telecomunicaciones ópticas y la producen principalmente los fenómenos físicos como son absorción y dispersión.

La magnitud de estas pérdidas luminosas depende entre otros factores la longitud de onda de la luz acoplada. Por eso, para determinar las gamas de longitudes de ondas adecuadas para la transmisión óptica con baja atenuación, resulta, en general, útil medir la atenuación de un conductor de fibra óptica en función de la longitud de onda.

Mientras que el fenómeno de la absorción se produce únicamente en determinadas longitudes de ondas, las bandas de absorción, la pérdida luminosa o la dispersión existen para todas las longitudes de onda. Dado que la dispersión se produce por inhomogeneidades en la fibra, cuyas dimensiones son en general menores que la longitud de onda de la luz, se puede utilizar la ley de la dispersión de Rayleigh con buena aproximación para explicar este fenómeno indica que a medida que aumentan las longitudes de onda, la pérdida por dispersión decrece con la cuarta potencia de λ fig 1.56.

$$\alpha \propto \frac{1}{\lambda^4}$$

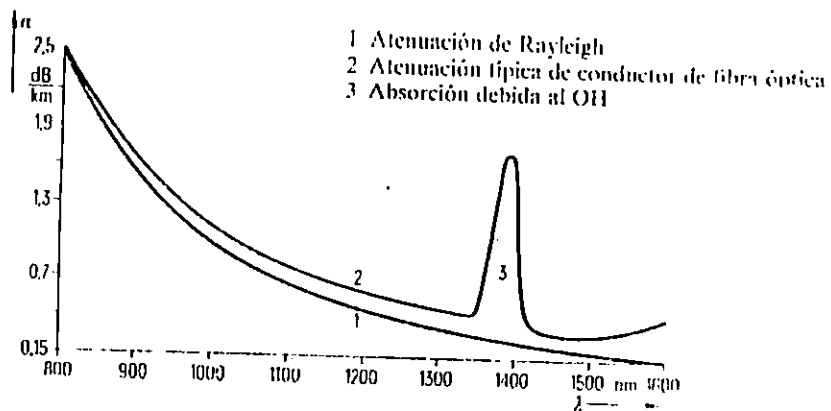


Fig. 1.56. Curva de atenuación de Rayleigh

Si se comparan por ejemplo las pérdidas por dispersión en las longitudes de ondas preferidas para las telecomunicaciones ópticas 850, 1300, 1550 nm, se observa que a 1300 nm las pérdidas ascienden a sólo el 18% y a 1550 nm a sólo el 9% del valor que tenían a 850 nm. Resulta entonces ventajoso el servicio de los con conductores de fibra óptica a estas longitudes de onda.

1.7.4.2 Ancho de banda.

Los dos parámetros más importantes que definen características, de transmisión en un conductor de fibra óptica son la atenuación y el ancho de la banda B o bien el producto de longitud y ancho de banda b, como parámetro utilizado en la práctica. Mientras que con la atenuación se describen las pérdidas de luz que se producen a lo largo del conductor de fibra óptica, el ancho de banda constituye una medida de su comportamiento dispersivo.

Un pulso que se propaga a lo largo del conductor incrementa su duración a causa de la dispersión. Si este efecto se traslada al campo de las frecuencias, el conductor de fibra óptica se comporta como un filtro pasa bajos.

Por lo anterior se entiende el hecho que un conductor de fibra óptica a medida que aumenta la frecuencia de modulación f decrece la amplitud de una onda luminosa hasta quedar anulada. El conductor deja pues, pasar señales con bajas frecuencias y atenúan aquellas a medida que aumentan éstas. Si por cada frecuencia de modulación f_m se miden las amplitudes de la potencia luminosa al comienzo $P_1(f_m)$ y al final $P_2(f_m)$ del conductor de fibra óptica, se obtiene al establecer la relación de ambas amplitudes el valor de la frecuencia de transferencia $H(f_m)$.

$$H(f_m) = \frac{P_2(f_m)}{P_1(f_m)}$$

$H(f_m)$ es una función de la frecuencia de modulación f_m . Habitualmente se normaliza el valor de la función de transferencia dividiéndolo por $H(0)$. En este caso $H(0)$ es la función de transferencia correspondiente a la frecuencia de modulación $f_m=0\text{Hz}$, es decir no hay modulación. En la fig.1.57. se representa una curva típica de la función de transferencia de un conductor de fibra óptica.

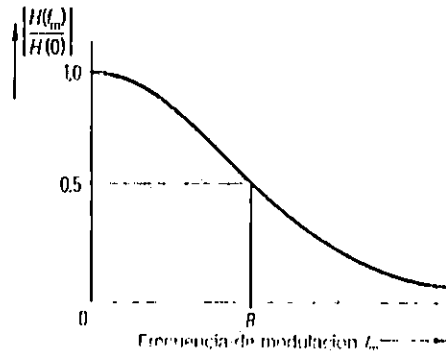


Fig. 1.57. Función de transferencia de un conductor de fibra óptica

El desarrollo de la curva acampanada corresponde aproximadamente al de un filtro pasabajos de Gauss. La frecuencia de modulación, para la cual el valor normalizado de la frecuencia de transferencia es igual a 0.5, se denomina ancho de banda del conductor de fibra óptica vale:

$$\frac{H(f_m=B)}{H(0)} = 0.5$$

El ancho de banda es pues aquella frecuencia de modulación a la cual la amplitud comparada con el valor que tiene la frecuencia nula, decae óptimamente en un 50% o sea 3 dB.

1.7.5. FIBRAS MONOMODO Y MULTIMODO.

El conductor de fibra óptica esta compuesto por dos elementos básicos:

- El núcleo y el recubrimiento.

Cada uno de ellos formado por material ópticamente transparente (por ejemplo: vidrio de cuarzo) y el revestimiento.

El núcleo es el área central de un conductor de fibra óptica, utilizado para la conducción de las ondas luminosas.

Por revestimiento se entiende se entiende aquella capa que se aplica durante la fabricación del conductor de fibra óptica en contacto directo con el recubrimiento, debiendo ser posible quitarlo para hacer conexiones o para acoplar y desacoplar el conductor.

1.7.5.1 Conductor de fibra óptica multimodo de vidrio de cuarzo.

En la tabla siguiente se indican los valores geométricos normalizados internacionalmente para los conductores de fibras ópticas multimodo.

En la fig. 1.58. se ilustra la conformación de los conductores de fibra óptica multimodo.

Con sólo $50\ \mu\text{m}$ el diámetro del núcleo de un conductor de fibra óptica es del orden del diámetro de un cabello humano.

Se utiliza el método de los cuatro círculos para verificar las tolerancias de las dimensiones de un conductor de fibra óptica. Todos los parámetros se verifican simultáneamente por medio de una mascara en la cual se han grabado los círculos concéntricos en consecuencia, este método se puede utilizar para determinar cada uno de los diámetros o desviaciones de redondez o de la concentricidad.

En la Tabla 1.3. se ilustra la información de conductores de fibras ópticas.

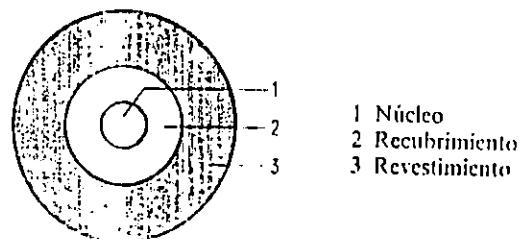


Fig. 1.58. Conductor de fibra óptica multimodo

TABLA 1.3. Conductor de fibra óptica multimodo

Valor nominal en μm		Norma DIN VDE 0888 sec. 2	Recomendación CCITT G.651	Norma IEC 793-1	Especificación del fabricante
Diámetro del núcleo	50	x	x	x	-
Desviación admis.	± 3				
Tolerancia en la redondez del núcleo	≤ 3	x	x	x	-
Diámetro del recubrimiento	125	x	x	x	-
Desviación admis.	± 3				
Tolerancia en la redondez del recub.	$\leq 2,5$	x	x	x	-
Tolerancia admis. en la concentricidad entre núcleo y recubrimiento	≤ 3	x	x	x	-
Diámetro del conduc. valores típicos en uso actualm.	250 500	- -	- -	- -	x x

1.7.5.2 Conductor de fibra óptica monomodo de vidrio de cuarzo.

A diferencia del conductor de fibra óptica multimodo en el cual se indica el diámetro del núcleo, en el monomodo es suficiente indicar el diámetro de campo $2w_0$ (que es función de la longitud de onda). El diámetro de campo es aproximadamente 10 a 12 % mayor que el diámetro del núcleo a una longitud de onda de 1300 nm.

La dependencia de la longitud de onda es de gran importancia en la técnica de comunicaciones. Dado que en el conductor de fibra óptica se tiene un único modo, influye más la adaptación lumínica que la del vidrio sobre la calidad de un empalme.

Para este conductor se fijarán al igual que para el conductor de fibra óptica multimodo, las desviaciones máximas admisibles para la redondez y concentricidad:

Valor nominal en μm		Norma DIN VDE 0888 sec. 2	Recomendación CCITT G.652	Norma IEC 793-1	Especificación del fabricante
Díámetro del campo a 1300 nm	10	x	x	x	-
Desviación admisible	± 1				
Díámetro del recubrimiento	125	x	x	x	-
Desviación admisible	± 3				
Díámetro del conductor de fibra óptica valores típicos en uso actualmente	250 500	- -	- -	- -	x x

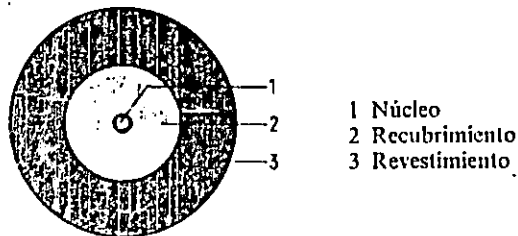


Fig. 1.59. Conductor de fibra óptica monomodo

1.7.6 FUNDAMENTOS DE LA TRANSMISION ELECTROOPTICA DE SEÑALES.

La transmisión electroóptica de señales por medio de fibras ópticas ofrece ventajas técnicas y económicas para el envío de mensajes principalmente con redes de telecomunicaciones.

Un sistema de este tipo consta de un transmisor óptico (multimodo o monomodo y un receptor óptico (fotodiodo).

En comparación con los sistemas de transmisión coaxiales, los sistemas de fibra óptica, en particular los que están dotados con fibra monomodo y diodo láser, tres canales de transmisión amplios (> 20 Km) son, simultáneamente, una atenuación más baja (< 1 dB/Km para $\lambda=1300$ nm) en todo el rango de frecuencias. A causa de las distorsiones no lineales del sistema electroóptico, la transmisión electroóptica de

señales se adapta sobre todo para la transmisión de señales analógicas, por medio de un procesamiento previo de las señales analógicas se pueden mejorar tanto la relación de señal-ruido, como la linealidad de transmisión electroóptica de señales.

Desde la perspectiva de la transmisión de mensajes, cabe considerar las siguientes características importantes:

En que forma es modulada la transmisión de comunicaciones a la señal portadora óptica?
Que amplitud de banda útil ofrece el canal de transmisión?

Cuan lineal es la interdependencia entre la señal de transmisión I_1 y la señal de recepción I_2 ?
Que factores determinan la relación señal-ruido S_2/n_2 al final del circuito de transmisión?

Estas características no son dependientes exclusivamente del transmisor óptico o de la fibra óptica, sino que también son determinados por la interacción de las características específicas del transmisor óptico y las propiedades de guiar la luz que posee la fibra considerada.

1.7.6.1 Modulación de la señal portadora óptica.

En la transmisión de mensajes con señales eléctricas se dispone de osciladores unifrecuentes cuyas señales de salida son prácticamente constante en frecuencia, fase y amplitud. Estos portadores pueden ser modulados por la señal de telecomunicaciones en forma múltiple en su frecuencia, fase y amplitud.

En el lado de recepción se dejan realizar detectores muy sensibles (demoduladores), cuando existe la posibilidad de regenerar allí la portadora y utilizarla para la demodulación de la señal.

Con los componentes ópticos hoy disponibles no es posible una tal modulación y demodulación de la señal óptica, porque el ancho espectral de los transmisores ópticos (de los láser y en extrema medida de los diodos luminiscentes) es demasiado grande y su estabilidad de frecuencia es demasiado pequeña, por ejemplo, una modulación de frecuencia o de fase prácticamente no es realizable. A esto se añade que todas las fibras multimodales (fibras con índice escalonado y gradual), a causa de su transmisión multimodal (propagación por vías múltiples), distorcionan seriamente la señal de transmisión. En consecuencia el único tipo de modulación actual mente posible para un uso práctico, y el único tipo de modulación aplicada, consiste en la modulación de intensidad (potencia) de la señal óptica.

Esta se traduce en concepto de transmisor y receptor simple, ya que los diodos transmisores ópticos se dejan modular directamente por la corriente de control, y fotodiodos convierten inmediatamente en corriente (fotocorriente) la potencia Óptica recibida.

1.7.6.2 Anchos de banda útil.

El ancho de banda útil de la vía de transmisión electroóptica con la modulación en potencia de la luz es dada por:

- El ancho de banda de modulación del transmisor óptico.
- Los efectos de dispersión en la fibra.
- El ancho de banda de modulación del receptor óptico.

Los diodos láser se pueden modular hasta en el rango de lo gigahertz; en cambio los diodos fotoemisores sólo pueden ser modulados hasta algunos cientos de megahertz. Un tiempo de incremento más corto de un diodo fotoemisor sólo es alcanzable mediante una disminución de la potencia de salida disponible.

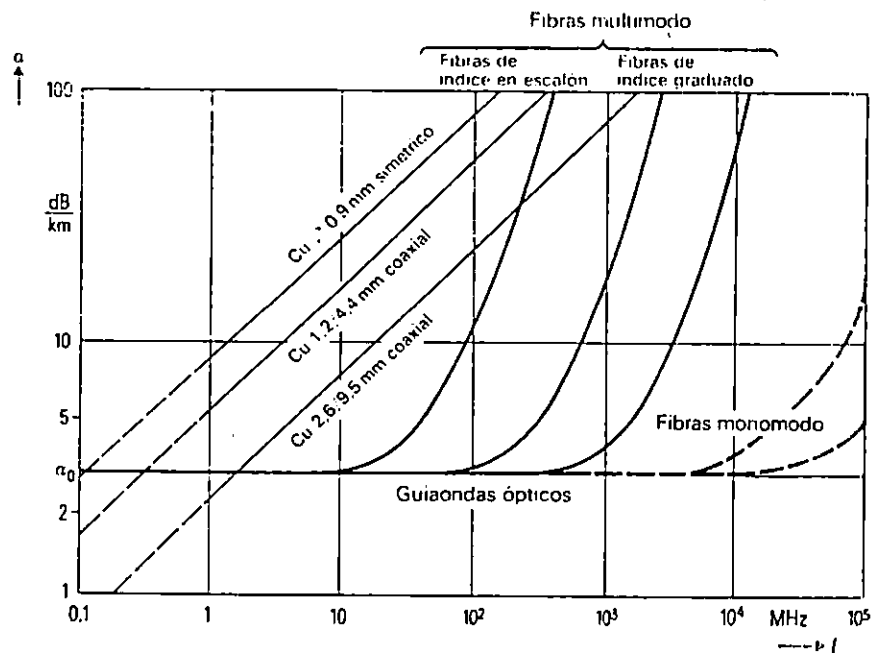


Fig. 1.60. Respuesta en frecuencia de guías de onda ópticas comparada con las de línea de cobre

EL comportamiento en transmisión de las fibras para la señal de telecomunicaciones que modula la intensidad de la luz es aproximadamente igual a la de un filtro parabaja. Su frecuencia limite es determinada no sólo por la fibra misma sino también por el ancho espectral del transmisor óptico.

En la fig. 1.60. está representado el comportamiento en transmisión en función de la frecuencia para diversos tipos de fibras en comparación con conductores de cobre.

Además la fig. 1.60. muestra que la fibra según su tipo, tiene un comportamiento de transmisión constante para un amplio rango de frecuencias; esta rango es utilizado preferentemente para la transmisión de señales. Una distorsión de la señal de transmisión en la fibra es entonces insignificante y torna indispensable una supresión de la distorsión de la señal en el receptor, como es forzosamente necesaria ésta en los sistemas con cable coaxial de banda ancha.

1.7.6.3 Linealidad.

La linealidad del sistema de transmisión electroóptica está determinada principalmente por la curva característica de la luz-corriente del transmisor. En general, las potencias sobre el diodo receptor son tan escasas que las distorsiones no lineales causadas por el receptor se pueden despreciar.

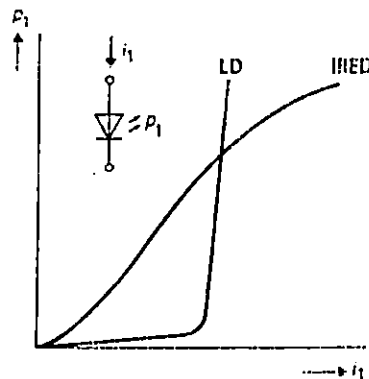


Fig. 1.61. Característica luz/corriente de un diodo láser (LD) y un diodo fotoemisor (IRED)

Curvas típicas para los dos transmisores ópticos mencionados están representados en la fig. 1.61. En tanto que para el diodo fotoemisor con elevada potencia ocurre un efecto de saturación en forma relativamente rápida, para el diodo láser la linealidad en el rango de potencia lumínica comparable, para mayor potencia, resulta mejor. Como el ulterior aumento de la potencia, depende en gran medida de la

ejecución del láser, y en que rango de potencia lumínica, puedan producirse quiebres en la curva característica. A fin de aclarar en que orden de magnitud se sitúa la linealidad alcanzable, se indican algunos valores numéricos: Si se modulan con una oscilación sinusoidal en un punto situado en una potencia lumínica permanente máxima admisible (CW), por ejemplo, con un grado de modulación de 70%, se podrán alcanzar sin fibra óptica valores de 50 dB para la atenuación de la segunda y tercera armónica con respecto a la oscilación fundamental.

1.7.6.4 Relación señal-ruido en el lado de recepción.

La relación señal-ruido en la salida del sistema de transmisión electroóptica es determinada por la señal de recepción.

$$I-2=p_2 \frac{n_e}{h\nu}$$

Así como también por una serie de fuentes de ruidos y perturbación que se describirán brevemente.

Ruido térmico del receptor óptico.

Las fuentes de ruido térmico esenciales de un receptor óptico son el ruido de resistencia del resistor de carga R y el ruido de las primeras etapas de amplificación.

Ruido cuántico

Tras la conversión en la corriente de recepción i_2 la señal de recepción esta sujeta a un ruido cuántico. La potencia de ruido es proporcional a la potencia lumínica recibida. La relación de potencia de señal a potencia de ruido cuántico es de:

$$\frac{S_2}{N_q} = \frac{I_2^2}{I^2} Q = \frac{I_2^2}{2} e I_2 b = p_2 * \frac{n}{2} h\nu B$$

Esta relación determina la sensibilidad físicamente alcanzable de un receptor óptico ideal.

Ruido de corriente de oscuridad.

En los fotodiodos, semiconductores fluye una corriente aunque el diodo no sea iluminado. Esta corriente de oscuridad conduce a una potencia de ruido proporcional a:

$$I_b^2 = 2e * I_D * B$$

Ruido de avalancha.

El proceso de multiplicación en los foto diodos de avalancha (APD) se traduce en una fuerte elevación del ruido.

Junto a las fuentes de ruido del receptor deben considerarse el ruido de los láser y las interferencias que son causadas por la interacción de láser y fibra.

Ruido láser.

La estabilidad de la potencia de salida de un láser es limitada, y esta limitada por la estructura del láser y por las condiciones operativas eléctricas y ópticas.

• Uno de los elementos más importantes en toda red de comunicaciones digital es el medio de transmisión, y en el presente el mejor medio físico que existe es la fibra

Optica.

• Para la transmisión de señales analógicas debe haber un tratamiento anterior, es decir, una codificación, el tratamiento más utilizado es el PCM o Modulación por

Impulsos codificados.

• En primer lugar se puede concluir que la transmisión de señales digitales es la forma óptima para las comunicaciones, por las múltiples ventajas que presenta sobre los sistemas analógicos.

CONCLUSIONES

BIBLIOGRAFIA

- INTELSAT, **Tecnología Digital**, Primera Edición, Diciembre de 1989.
- Ericsson de Colombia, **Subsistema GSS-D**, Colombia.
- SIEMENS, **Resumen del Sistema UN 1460**, Redes de Comunicación Pública, 1991.
- B. P. Lathi, **Sistemas de comunicación**, McGraw-Hill, Primera edición, 1986

CAPITULO II

EQUIPO MULTIPLICADOR DE CIRCUITOS (DCME)

INTRODUCCION

La tecnología IDR ha venido a revolucionar el área de las comunicaciones a nivel mundial por su gran versatilidad de servicios, que van desde la tradicional llamada telefónica entre dos abonados, hasta la comunicación de datos entre dos computadoras, y ambas comunicaciones pueden realizarse entre dos puntos opuestos del globo terráqueo.

Pero además de sus multiplex utilidades esta tecnología trae otros beneficios al país como lo es la multiplicación de canales de comunicación, reduciendo los costos económicos y simultáneamente optimizando los recursos utilizados, todo esto con una pequeña inversión si se compara con los beneficios a corto y largo plazo.

Todo lo anterior hace evidente la utilidad de hacer un estudio técnico de la implementación de esta tecnología en el país; por lo que este documento (que es el 2º capítulo de la tesis) tiene como objetivo el estudio de un equipo fundamental para la implementación y funcionamiento de la tecnología IDR. Este equipo es el Equipo Digital Multiplicador de Circuitos (DCME), el cual se describe en forma de bloques funcionales explicando la función de cada parte del equipo, además para complementar este estudio el documento contiene lo que son los requerimientos del DCME, sus características técnicas, descripción de tramas, y las pruebas de aceptación realizadas al equipo.

2.1. INTRODUCCION IDR/DCME

La tendencia más importante en la evolución del sistema INTELSAT en los próximos años es la implementación de la tecnología digital y, en particular, las de velocidad intermedia de transmisión (IDR). Una de las principales ventajas de la operación en IDR son los beneficios en función del costo del segmento espacial, mediante la implementación del equipo digital multiplicador de circuitos.

La función del equipo multiplicador de circuitos consiste en concentrar varios canales telefónicos en un número menor de canales de transmisión. Con la llegada de la tecnología digital se logró una elevada ganancia de concentración, buena calidad de transmisión y gran fiabilidad. El equipo para la multiplicación de circuitos en formato digital se designa DCME.

El sistema DCME especificado por INTELSAT está basado en un sistema de codificación ADPCM de 5/4/3 bits. Utiliza una interpolación digital de señales vocales (DSI) Y modulación por impulsos codificados diferencial adaptable (ADPCM). Con este sistema el tráfico de voz se codifica en ADPCM de 3 ó 4 bits (24 ó 32 Kbps), independientemente de la carga de tráfico. El sistema también cursa canales transparentes de 64 Kbps asignados por demanda y canales de 32, 40, 64 Kbps pre-asignado.

2.2. EQUIPO UTILIZADO PARA IMPLEMENTAR LA TECNOLOGIA IDR/DCME

La fig. 2.1 muestra diagramas de bloques típicos para las operaciones en IDR. La fig. 2.1a es representativa de una configuración de equipo cuando el tráfico entrante es analógico. Se podría usar un transmultiplexor para convertir una señal analógica multiplexada en un tren de bits digital. En el caso de la fig. 2.1b el tráfico entrante ya es digital.

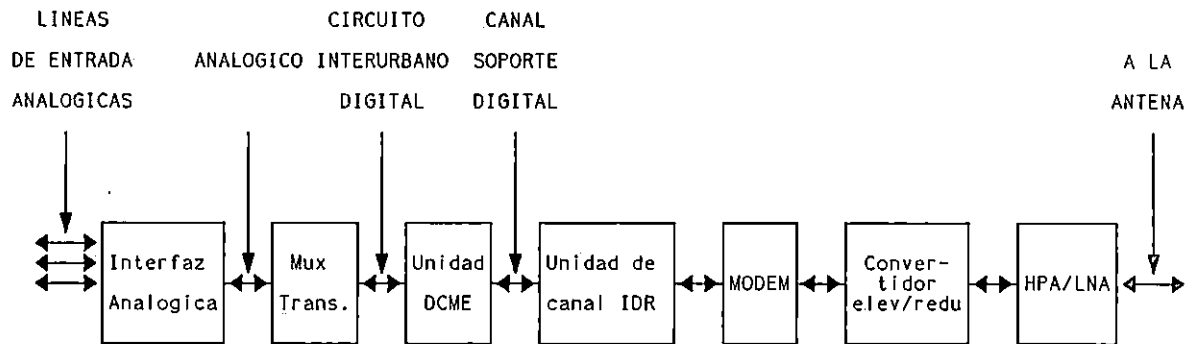


Fig. 2.1a Diagrama de bloques simplificado de equipo digital con entrada analogica

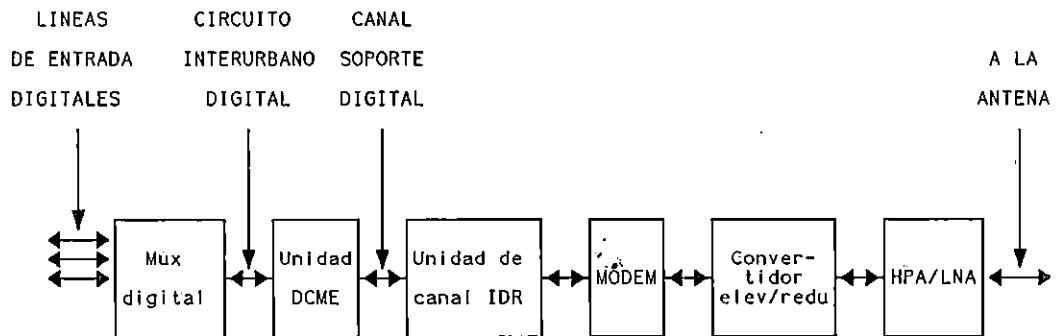


Fig. 2.1b. Diagrama de bloques simplificado de equipo digital con entrada digital

Para compensar el efecto que produce el movimiento del satélite y, en ciertos casos, la disparidad existente entre los relojes de los extremos de origen y recepción, quizá se requiera una memoria intermedia en este último. La capacidad de esta memoria depende principalmente de la fuente de temporización y de las variaciones en el tiempo de propagación desde el satélite.

Se requiere que las señales digitales de orden primario de 1.544 Mbps o 2.048 Mbps se deriven ya sea de un reloj local con una precisión de 1 parte en 10^8 ó de un reloj entrante recibido vía satélite de una estación terrena distante, o del reloj interno del equipo multiplex PCM (precisión de 50 partes en 10^6) si no se pueden conseguir los dos anteriores.

Los arreglos en cuanto a temporización, ubicación de la memoria intermedia y su capacidad son algunas de las funciones más críticas que se deben considerar al establecer la interfase de las portadoras IDR con redes nacionales. La temporización de un enlace determinado dependerá de muchos factores, tal como la naturaleza del tráfico que se esté cursando la red terrestre y el equipo que se esta conectando.

La unidad DCME típica utiliza la interpolación digital de señales vocales (DSI) en combinación con la PCM diferencial adaptable (ADPCM), y se compone esencialmente de 3 etapas, suponiendo que la información ya esté en formato digital. Se requerirán 2 de estas terminales, una en cada extremo del canal soporte digital.

2.3. ESTRUCTURA BASICA DEL DCME

A continuación se describe brevemente la estructura básica del DCME. La división en bloques de las diferentes funciones, tal como se describirá estan sólo con carácter conceptual.

En la práctica, los fabricantes probablemente basaron sus diseños en una arquitectura específica para cada aplicación.

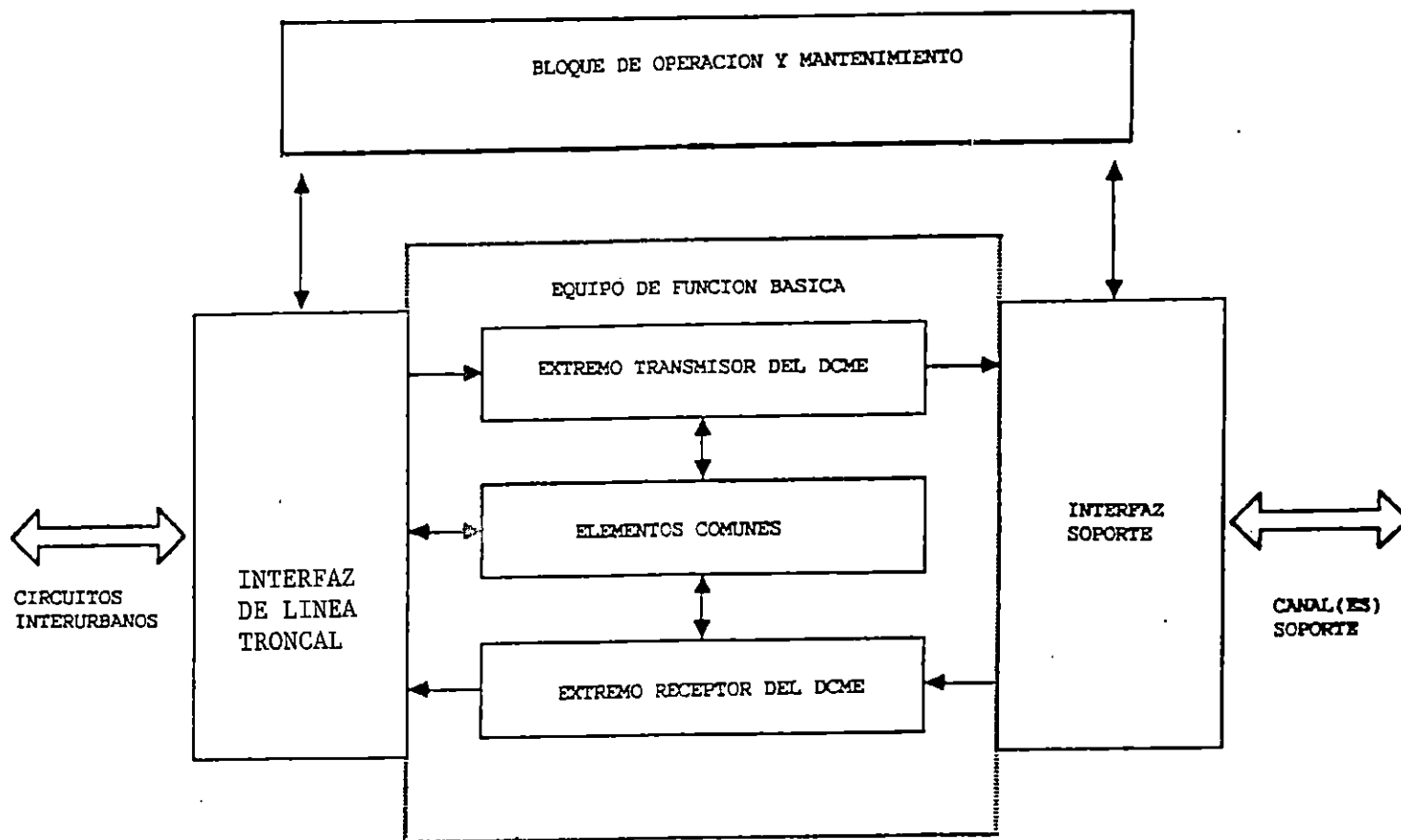


Fig. 2.2 Estructura Básica del DCME

En la fig. 2.2 se identifican 3 bloques principales del DCME: "La interfase de línea troncal" el "equipo de función básica" y la "interfase soporte". Para las funciones de operación y mantenimiento (por ejemplo, control de la configuración, conmutación a equipo redundante, alarma, comunicaciones por circuitos de órdenes, etc) se requiere un bloque adicional como se muestra en la fig. 2.2.

2.3.1. INTERFASE DE LINEA TRONCAL

Cursa el tráfico de los circuitos inter-urbanos que se originan en la estación local. Se pueden cursar un máximo de 7 entradas múltiplex PCM primarias de 2.048 Mbps (210 canales), o de 9 trenes de 1.544 Mbps (216 canales). Se calcula que esta interfase será modular, lo que permitirá añadir entradas multiplex PCM primarias a medida que se vayan necesitando.

2.3.2. INTERFASE SOPORTE

Se usa para conectar el DCME al equipo de transmisión/recepción de la portadora (y equipo de banda base conexo), ubicados en la estación terrena cuando el DCME se encuentra en la estación local, la interfase soporte conectará al DCME a un enlace terrestre digital que termina en la estación terrena, (como sucede en el país). La estructura de banda base soporte puede ser multiplex primaria de 2.048 Mbps o de tipo T1 (1.544 Mbps).

2.3.3. EQUIPO DE FUNCION BASICA

Está compuesto por el equipo DCME del extremo transmisor y del extremo receptor, y los elementos comunes según se muestra en la fig. 2.2.

2.3.3.1. Extremo transmisor de DCME

Analiza las señales de tráfico cursadas por los circuitos interurbanos de entrada y realiza la interpolación de canales y la codificación ADPCM. La actividad es observada en cada canal entrante, y cuando la señal está presente, se reconoce

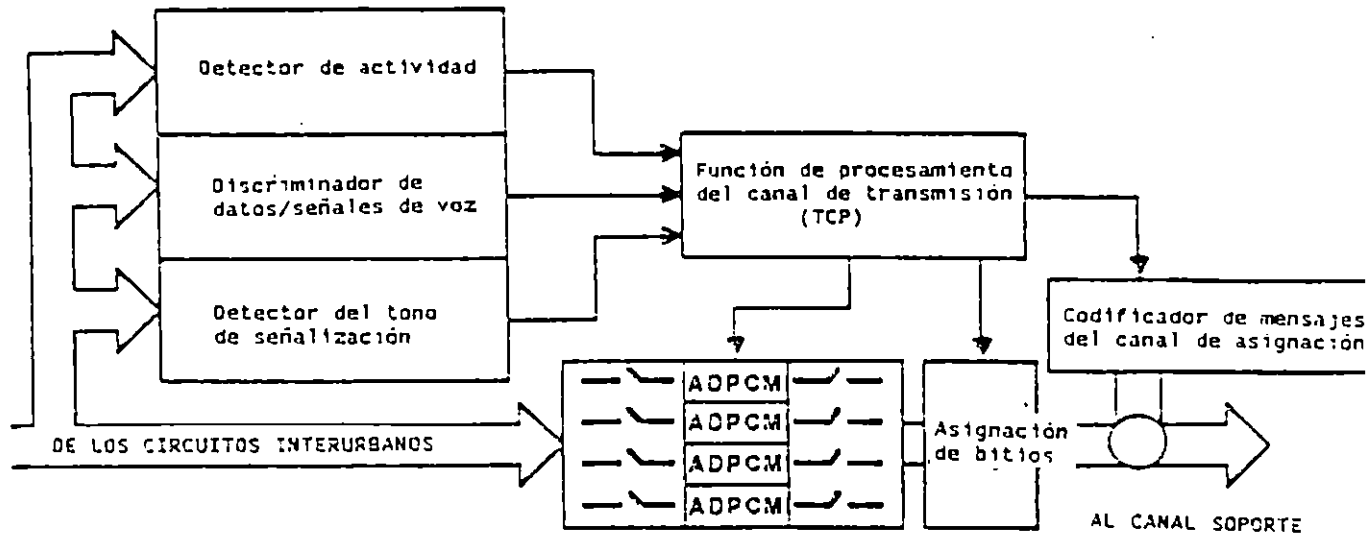


Fig. 2.3. Extremo transmisor del DCME

como señal de voz, de datos o de señalización telefónicas. Según la disponibilidad y las prioridades establecidas, a cada canal de entrada se le asigna un codificador ADPCM, una relación de codificación (3,4,5 bit por muestra) y el número correspondiente de bits en el canal soporte de salida. Estos bits cambian de posición con suma rapidez, (cada 2 ms) en la trama del canal soporte cuando se usan canales de sobrecarga, lo que ofrece una transmisión de calidad uniforme para todos los canales telefónicos. La información sobre la asignación de los canales entrantes a los canales soportes es codificada en el mensaje de asignación (AC) que se transmite al DCME del extremo distante como se muestra en la fig. 2.3.

2.3.3.2. Extremo receptor del DCME

Desempeña una función subordinada con respecto al extremo transmisor, interpretando el mensaje de asignación y procesando los bits soporte. Los bits correctos pasan a distintos decodificadores ADPCM, donde se decodifican, y se restablecen los circuitos interurbanos a su formato original, ver fig. 2.4.

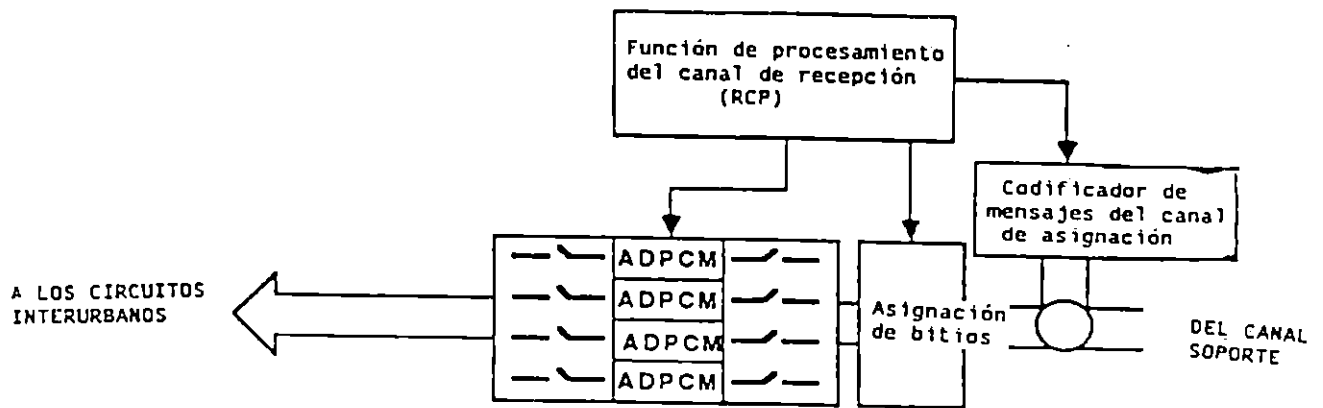


Fig. 2.4. Extremo receptor del DCME

2.3.3.3. Elementos comunes

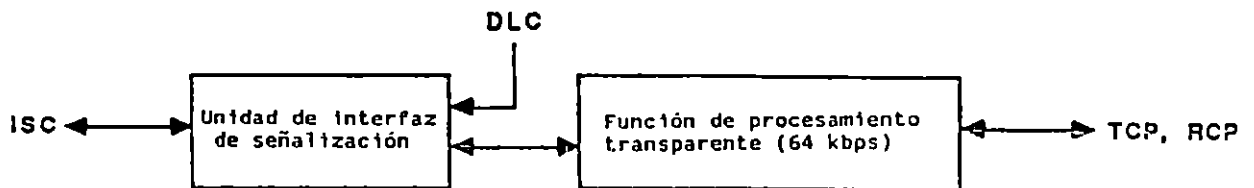


Fig. 2.5. Elementos comunes

Realizan funciones que no están relacionadas específicamente con el extremo transmisor o receptor, o sea, el control dinámico de la carga (DLC) y el procesamiento de canales transparentes de 64 Kbps.

La función de control dinámico de la carga está basada en el monitoreo de la calidad de las señales de voz transmitidas (específicamente la relación promedio decodificación ADPCM).

Cuando una carga de tráfico mayor que la planeada hace que la relación promedio de codificación caiga por debajo de un límite preasignado, se activa el control dinámico de la carga, lo que hace que se transmita un mensaje a la central internacional local por conducto de la unidad de interfase de señalización. (También envía un mensaje a la central internacional distante por el canal de asignación). Al recibir dicho mensaje, el conmutador bloquea nuevas llamadas, en los circuitos troncales terrestres atendidos por el DCME. El bloqueo de las llamadas se cancela cuando la carga regresa a su valor normal. El DCME tiene capacidad para cursar llamadas transparentes de 64 Kbps a petición estos son canales RSDI que transmiten telefonía digital, datos continuos, datos conmutación de paquetes, etc, que no debían estar sujetos a ningún tipo de procesamiento. Los elementos comunes realizan la función interactiva exigida por los procedimientos de la central internacional, para el establecimiento y desconexión de llamadas. Para su funcionamiento satisfactorio se requiere la cooperación de los equipos DCME de los extremos transmisor y receptor. Ver fig. 2.3. y fig. 2.4.

2.4. REQUERIMIENTOS BASICOS DEL DCME

Los requerimientos básicos del DCME se muestran en la tabla 2.1.

Técnica de multiplicación de circuitos

La técnica de multiplicación de circuitos adoptada emplea una combinación de interpolación digital de voz (DSI) y adaptabilidad diferencial de modulación por pulsos codificados (ADPCM). DSI toma ventaja de los intervalos de silencio existentes en una conversación telefónica para transmitir las muestras de voz de otras conversaciones activas. ADPCM reduce el número de bits necesarios para las muestras de voz, de 8 a un valor menor (valor promedio nominal 4) sobre ganancia.

TABLA 2.1. Requerimientos básicos del DCME

CARACTERISTICAS	REQUERIMIENTO
Tipo de multiplicación de circuitos.	DSI y ADPCM combinados
Ganancia de la multiplicación de circuitos	Cinco nominal
Algoritmo ADPCM	Recomendado por la CCITT
Canales de sobrecarga de 3 bits	Requerido
Número de canales conectados	216 máximo
Tipo de portadora	CEPT 2.048 Mbit/seg
Tipo de troncales	CEPT 2.048 Mbit/seg
Capacidad de señalización*	CCITT N° 5 y señalización fuera de banda
Máxima velocidad de datos	9600 bit/seg
Control dinámico de carga	Basado en la velocidad de codificación de voz
Transmisión de datos de alarma	Información relacionada a los circuitos
* Existe la opción para R2 digital o R1 (sistemas de señalización)	

Debido a que el factor de actividad de voz es menor al 40% y la velocidad de los bits es la mitad, la ganancia nominal de la multiplicación de circuitos es 5.

Algoritmo ADPCM

El algoritmo ADPCM fue originalmente especificado por el CCITT, en la recomendación G.721, para operar a 4 bits, (32 Kbps). Más tarde se tubo la capacidad de codificar a 3 bits por la creación de los canales de sobre carga y codificar a 5 bits (para la transmisión de datos 9600 bps) lo que genero la recomendación G.723 del CCITT.

Capacidad de señalización

El DCME tiene la capacidad de manejar el sistema de señalización número 5 especificado por la CCITT, que es la que utiliza la central internacional LD2 de ANTEL. También existe una opción para manejar el sistema de señalización R2 digital (R2D) utilizada en el país para comunicación entre centrales locales.

Control dinámico de carga (DLC)

El control dinámico de carga es usado para prevenir sobrecargas en el manejo del tráfico telefónico para indicar que no se pueden aceptar más llamadas en la ruta por ese DCME.

De igual manera cuando el tráfico disminuye se genera una señal para indicar a la central que es posible cursar tráfico por esta ruta. El parámetro de monitorio de activación y desactivación del DLC es la velocidad promedio de codificación de las muestras de voz ADPCM cuyo valor típico es de 3.6 bits por muestra.

Transmisión de los datos de alarma

Un canal de comunicación interno del DCME es establecido entre los correspondientes DCME mediante la transmisión de punto a punto (end to end) del circuito cuyo contenido es la información de supervisión y alarma.

2.5. CARACTERISTICAS TECNICAS DEL DCME

En esta sección se describen las características técnicas del DCME. El formato de la portadora de canal y el canal de asignación son dos de las características más importantes en la operación del DCME. Dos conceptos básicos también son introducidos dentro del formato de portadora de canal, estos son el canal internacional (IC) y el canal satélite (SC).

2.5.1. FORMATO DE LA PORTADORA DE CANAL

La fig. 2.6. ilustra el formato de la portadora para 2.048 Mbps.

La figura muestra una trama PCM de 125 μ s la que consiste de 32 intervalos de tiempo a 8 bits de la palabra de alineamiento de trama. El intervalo de tiempo 0 es reservado para los bits de la palabra de alineamiento de trama. Cada uno de los 31 intervalos de tiempo restantes son divididos en intervalos de tiempo de 4 bits llamados nibbles. El nibble adyacente al intervalo de tiempo cero es reservado para comunicación interna de DCME este es llamado canal asignado. Los restantes 61 nibbles son usados para tráfico. Los nibbles son numerados del 1 al 61 de izquierda a derecha.

2.5.1.1. Canal Internacional IC y Canal Satélite CS

Canal Internacional (IC)

El IC es un número entero los cuales identifican cada troncal con tráfico conectado. Su rango de numeración es

2. Los SC pueden incluir 8 bits, 4 bits del nibble con el mismo número y los cuatro bits del nibble adyacente. Este es un caso en el cual el SC es usado para la transmisión de un canal sin restricciones a 64 Kbps. En este caso el número del SC siempre será par. El próximo mayor SC (impar) no contiene bits y no corresponde a ningún nibble.
3. El SC puede incluir 5 bits, 4 del nibble correspondiente y 1 tomado de un SC a 4 bits especial; a éste se refiere como "banco de bits" (un SC del rango normal a 4 bits); un banco de bits provee el quinto bit de hasta 4 SC's.

El rango de SC's de 64-83 es llamado "rango de sobrecarga". Cada SC en este rango está formado por robos de los bits menos significativos de ciertos SC's del rango normal.

Tres o cuatro bits pueden ser robados; por lo tanto un SC de sobre carga puede ser de cuatro o tres bits de ancho. Algunas veces un SC de sobrecarga no contiene ni un tan sólo bit. Esto ocurre porque los canales de sobrecarga son únicamente creados cuando se necesitan y son borrados cuando no son requeridos.

2.5.2. CANAL ASIGNADO (AC)

El AC es un canal de datos de protección de errores y es por donde se comunica un DCME de transmisión con su correspondiente DCME de recepción remota.

El AC es portador de un "Mensaje Asignado" conteniendo 24 bits, de información cada 2 ms. Los 48 bits del mensaje asignado (24 bits de información y 24 bits de chequeo) son transmitidos sobre 16 tramas PCM a razón de 3 bits por trama (más un bit de sincronización por trama). Las 16 tramas PCM algunas veces se refiere como trama DCME. La función principal del "mensaje asignado" es informar al DCME remoto de la conexión establecida, por ejemplo el tipo de canal, el cual puede ser, voz, datos, transparente, banco. El esquema del canal asignado se puede ver en la fig. 2.7.

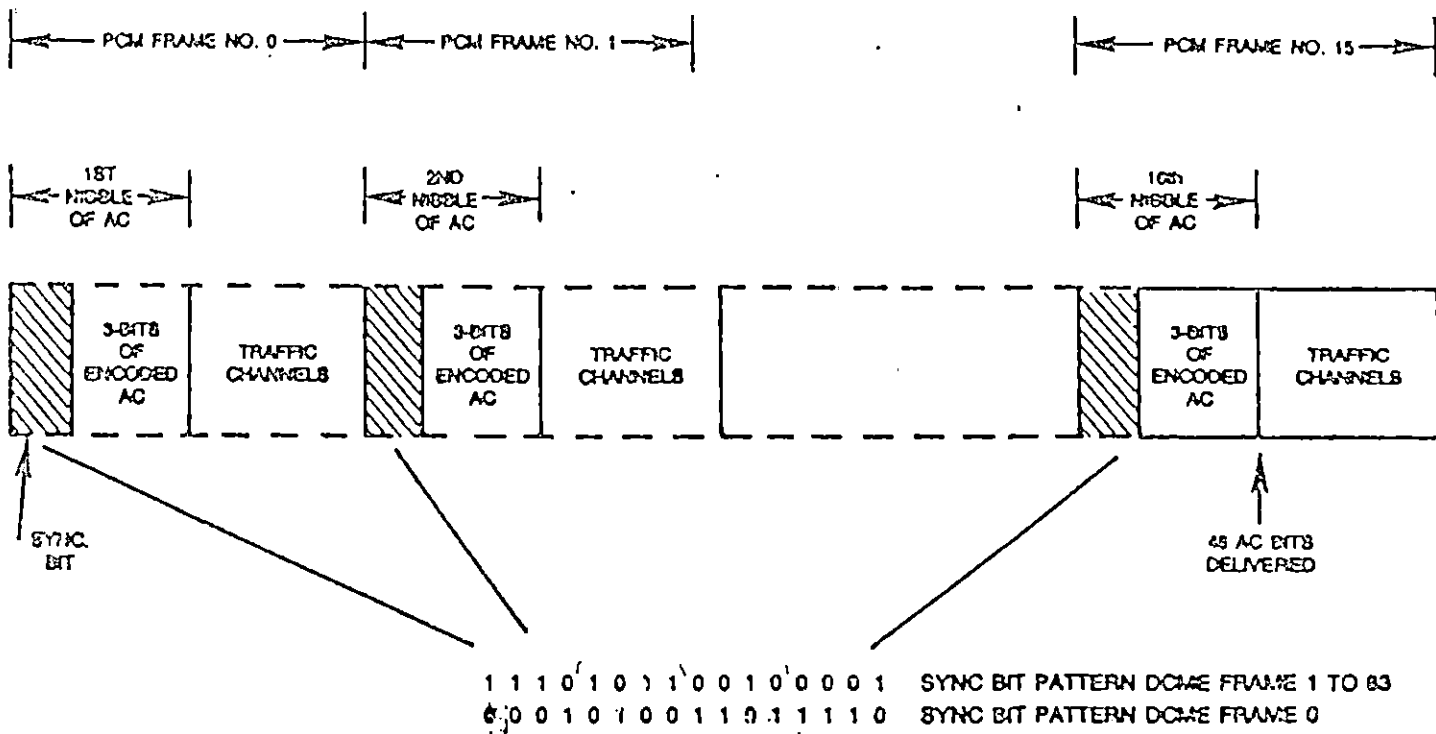


Fig. 2.7 Esquema de transmisión de canal asignado

2.6. ESTRUCTURA Y FUNCIONAMIENTO DEL DCME

La estructura del DCME se representa con el modelo de la fig. 2.8 Esta es dividida en tres partes principales las cuales son: Interfase de troncal, Interfase de portadora y Núcleo.

Interfase de Troncal y Portadora

La interfase de troncal permite funciones de Entrada/Salida de los canales con tráfico sin comprimir. La interfase de portadora tiene funciones similares pero para la portadora de canal (tráfico comprimido).

Núcleo

Este abarca todos los aspectos de procesamiento de las troncales y portadoras llevadas a cabo por el DCME. Estas funciones son separadas en 3 grupos: La estructura en el lado de transmisión, La estructura en el lado de recepción, Los elementos comunes.

Estructura del lado de transmisión

Este lleva a cabo el procesamiento de las troncales de entrada y la compresión de éstas, dentro de la portadora de canal. Está compuesta por: Los módulos de entrada, Función de procesamiento del canal de transmisión (TCP), Codificación del canal asignado

Módulos de entrada

Estos llevan a cabo el primer nivel de procesamiento de la señal de cada troncal conectada. Este procesamiento consiste en la detección de la actividad de la troncal y de la determinación del tipo de señal del troncal. Las unidades funcionales utilizadas para este propósito son: Detector de actividades, discriminador de datos y voz y detector de señalización. La salida de estos 3 módulos es transferida a la "función TCP", el cual lleva a cabo el siguiente nivel jerárquico del procesamiento de la señal.

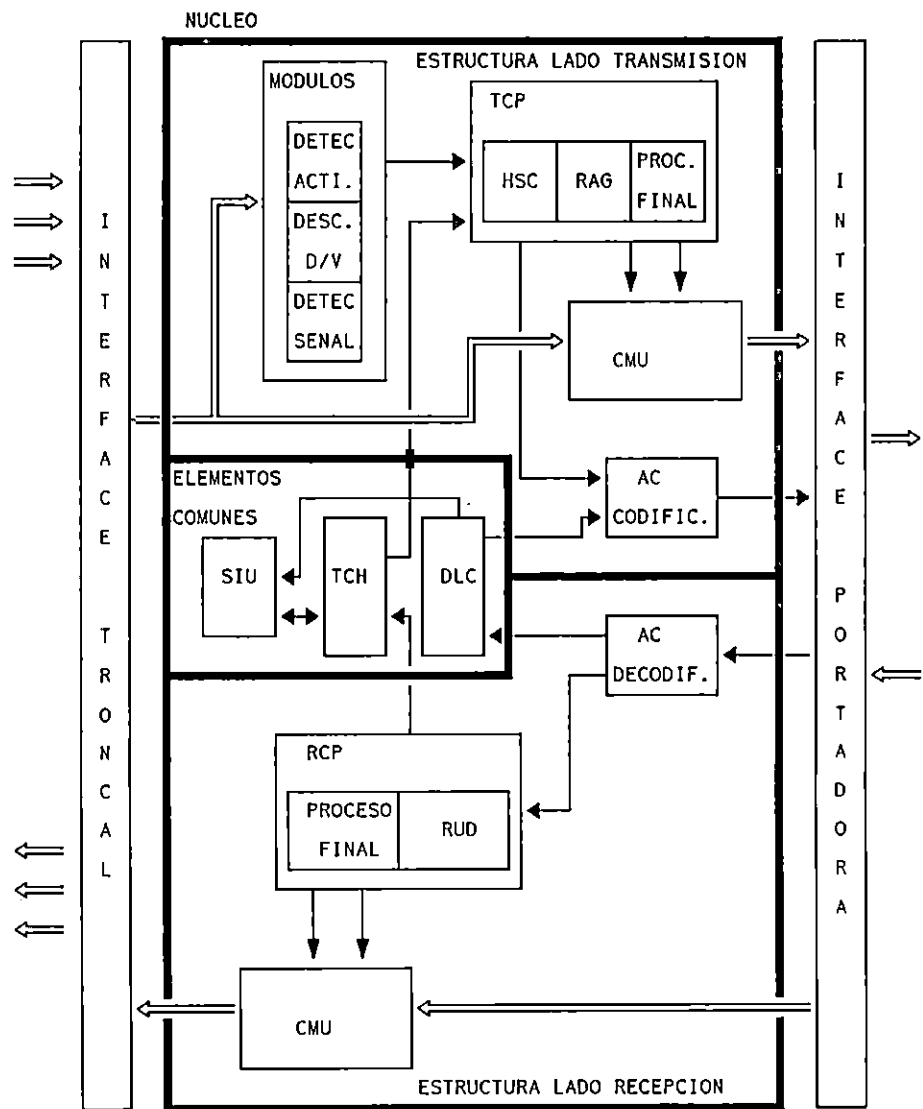


Fig. 2.8 Estructura del DCME

El detector de actividad es un importante componente del DCME, puesto que tiene un efecto significativo en lo que se lleva a cabo (detección de actividad). Un detector de umbral es requerido por la especificación. Esto implica que una señal con potencia normal en el rango de -40 dbm a -30 dbm, la actividad es detectada como una relación señal a ruido más bien que como una potencia de entrada. Típicamente un estímulo senoidal con una relación de potencia señal a ruido de 10 db y una duración de más de 10 msg. puede activar al detector.

El discriminador de datos/voz

Determina si la señal en cada troncal es voz o datos. Esta implementación puede utilizar una combinación de análisis espectral y un tono de detección de 2100 Hz.

El discriminador de datos/voz le indica a las funciones del TCP quien es un dato y quien es voz, de acuerdo a la tabla 2.2.

TABLA 2.2 Comparación de señal de datos y voz

SEÑAL	SALIDA
VOZ	"VOZ"
TONOS EXCEPTO 2100 Hz	"VOZ"
DATOS	"DATOS"
TONO DE 2100 Hz	"DATOS"

El detector de señalización

Detecta la presencia del tono (2400 Hz) de señalización del sistema CCITT N° 5 y provee una indicación de detección a las funciones del TCP.

Función de procesamiento del canal de transmisión (TCP)

Es la función más inteligente del DCME. Esta contiene 3 elementos principales: Proceso de control remanente y clasificación de señal (HSC), Proceso de generación de recursos, localización y asignación (RAG) y Proceso final.

El proceso HSC consiste de un estado de máquina, en la cual la transición ocurre dependiendo de las entradas recibidas. Hay un proceso HSC por cada IC conectado (por ejemplo troncales entrantes). Las entradas son recibidas desde los módulos de entrada y también puede recibir desde los elementos comunes, (ver fig. 2.8). El HSC genera señales de salida hacia el proceso RAG. El control del tiempo remanente asociado con la detección de actividad es manejada también por el proceso HSC. Los siguientes valores de tiempo remanente son usados para los diferentes tipos de señal, ver tabla 2.3.

TABLA 2.3. Tiempo remanente para señales

TIPO DE SEÑAL	TIEMPO REMANENTE
Voz	30 mseg.
Señalización	200 mseg.
Datos	cada IDH o SDH

Donde:

IDH (dato remanente inicial) = 14 seg. (típico)
SDH (segundo dato remanente) << 14 seg. (típico)

Los 30 mseg del habla remanente permite tomar ventajas de las pausas pequeñas intersílabas para la interpolación de otros canales activos (Resultando una mayor ganancia). Los 200 mseg de señalización remanente permite puentar sobre los intervalos de tiempo en medio de tonos consecutivos de señalización (de este modo asegura la integridad de la secuencia de señalización).

El valor de los 14 seg. de IDH permite puentear sobre los intervalos entre la transmisión de páginas en la dirección hacia adelante de una transmisión de facsimiles (incluyendo la comunicación inicial de conexión). Puesto que los intervalos de tiempo asociado son menores de 14 seg., IDH nunca expira durante la transmisión hacia adelante (SDH nunca tiene efecto, SDH se aplica después de la primera expiración del IDH), de modo que una conexión permanente hacia adelante es asegurada para la completa transmisión del facsímile.

En la dirección de retorno, sin embargo el tiempo de separación entre el corto reconocimiento del mensaje, es mayor que 14 seg. por lo tanto el IDH expirará y un SDH será aplicado. Puesto que el SDH es corto el canal de transmisión será tomado sólo para un tiempo ligeramente mayor que la duración del reconocimiento del mensaje mismo.

Como resultado, el canal debe estar disponible para otros usos para un porcentaje de tiempo mayor. A estas características descritas se refiere algunas veces como "eliminación del silencio". Los procesos HSC producen una salida para cada troncal entrante (IC), destinados a los procesos RAG. Estas salidas consisten de cualquiera de los siguientes mensajes: voz (IC), voz inactiva (IC), datos (IC), datos inactivos (IC), requerimiento transparente (IC) y respuesta desconexión. Estos mensajes son típicamente generados como un resultado de una transición a los siguientes estados: voz inactiva, voz activa, datos activa, datos inactivos, transparente.

El proceso RAG, recibe los mensajes asociados con los IC desde los procesos HSC y generan "recursos de información asignada", ambos para uso local y para la transmisión al DCME remoto vía el codificador de canal asignado.

Los recursos de información asignada son cargados en un "mapa de recurso". En este mapa es grabada la conexión de cada IC y SC y el tipo de la conexión (SC Type). Los

tipos de SC son: voz, datos, transparentes, bancos y desconexión. En el mapa se graba también indicaciones de que una conexión a terminado, lo cual hace que los SC estén disponibles para otros usos.

El mensaje recibido de los procesos HSC constituyen una solicitud para una acción de asignación, con la excepción de esas indicaciones inactivas en una conexión de datos o SC de voz en el rango normal. En estos dos casos, en realidad, el mensaje es una indicación que el SC está disponible para otros usos. Si un SC con voz en el rango de sobrecarga se vuelve inactivo, una solicitud de desconexión de un SC deberá ser generada automáticamente, después los canales de sobrecarga deberán ser borrados cuando no se requieran más. (para optimizar el uso de los bits de la portadora).

Un ejemplo claro donde está involucrada la capacidad de operación de asignación se ilustra a continuación; considere una operación de portadora (ver fig. 2.9).

- d = data
- b = bank
- t = transparent
- v = voice

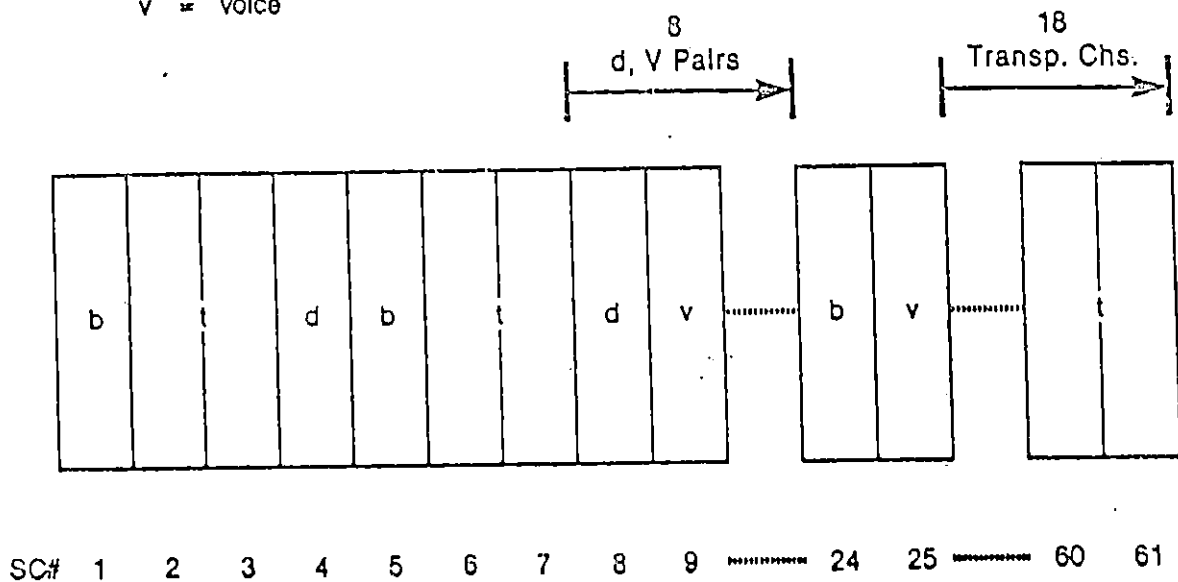


Fig. 2.9. Ejemplo de configuración de portadora

Compuesto de 20 canales transparentes, 9 canales de voz, 9 canales de datos, y 3 bancos de bit. Asuma que el canal de datos en el SC4 cambia a 64 Kbps -canal transparente- puesto que el canal transparente requiere dos continuos SC en el rango normal, se comienza con un número par de SC, la nueva llamada transparente, únicamente puede ser acomodada por una reasignación de un par de datos/voz (canales 8 y 9) y usando los SC vacantes. El canal de voz en el SC 25 es reasignado al rango de sobrecarga así que el canal de datos en SC8 puede tomar su lugar. Entonces el canal de voz en el SC 9 es reasignado al rango de sobrecarga así que la llamada transparente puede ser asignada al SC8 y 9. A este momento el SC 4 ya no es ocupado por un canal de datos, es desconectado. Esto causa que el número de canales de datos disminuya de 9 a 8, como resultado, el banco de bits en el SC 24 deberá ser borrado. Esto se debe a que la suspensión de un "banco de bits" resulta de la desconexión, implícita o explícita de un canal de datos. El criterio para la creación/suspensión de un banco de bits es el siguiente:

1. Se crea un banco de bits si $N_b < N_d/4$
2. Se suspende un banco de bits si $N_b \geq N_d/4+1$

Donde N_b es el número de bancos de bits y N_d es el número de canales de datos.

Los mensajes de asignación (internos) generados por el proceso RAG van hacia el "codificador del canal asignado" y al "proceso final".

El proceso final. Este recibe información del proceso RAG y lo combina con el resultado de las rutinas internas y produce la información de control para la unidad de codificación y Mapeo (CMU). Estos procesos llevan a cabo la asociación de bits entre los bancos y los canales de datos y crean los canales de sobrecarga de los SC normales.

El proceso final crea los canales de sobrecarga, los cuales pueden ser de 3 ó 4 bits de ancho. Cada canal es

obtenido tomando un bit de 3 ó 4 SC de voz del rango normal con el resultado que 3 ó 4 canales de voz estarán operando en el modo de 3 bits.

El proceso final recibe mensajes de la RAG cada 2 mseg. El modelo de 4 ó 3 bit de cada canal de voz, es también conocido como resultado de las tareas internas que realiza el proceso final. Con tal información, un mensaje de control es armado y enviado a cada codificador de la CMU, indicando la conexión del IC, la conexión del SC y el modo de operación de 3/4/5/8 bit y si el codificador deberá ser reseteado o inicializado.

La Unidad de Codificación/Mapeo (CMU) lleva a cabo la compresión de las N troncales digitales de entrada sobre los bits de la portadora de canal. Esta unidad contiene el banco de codificadores ADPCM y el módulo de mapeo SC. Existen codificadores ADPCM como SC (81). Un codificador puede ser conectado o desconectado a cualquiera de las centrales. La salida de los codificadores consiste de muestras de 3,4,5 u 8 bits de ancho. El módulo de mapeo coloca los bits de cada SC en la localización de bit apropiada en la trama de la portadora, de acuerdo con el mapa recibido del proceso final.

El codificador del canal asignado recibe los mensajes asignados del proceso RAG y codifica la información en el formato adecuado para transmisión. También la información adicional recibida de los elementos comunes es codificada.

Estructura del lado de Recepción

La estructura del lado de recepción lleva a cabo los procesamientos de los canales de la portadora para la regeneración de los canales de los enlaces. La estructura del lado de recepción está compuesta de 3 partes: El decodificador de canal asignado, la función de procesamiento del canal de recepción (RCP) y la unidad de Codificación/Mapeo CMU. (Ver figura 2.8).

El decodificador AC extrae la información del mensaje asignado, enviado por el canal asignado y la lleva al RCP y a los elementos comunes.

La función RCP recibe la información de asignación, del tipo (SC, IC y tipo de canal) del codificador AC y estos son procesados para la generación de un mensaje de control dirigido a la unidad de codificación y mapeo del lado de recepción. La función RCP está constituida por el proceso de codificación de los canales de sobrecarga (RUD) y de los procesos finales.

El proceso de codificación de los canales de sobrecarga (RUD)

El proceso RUD interpreta los "mensajes asignados" recibidos y genera información para el proceso final. El proceso RUD también lleva a cabo la función de creación de los canales de sobrecarga y la asociación de bits para canales de datos y bancos de una manera idéntica, de como lo realiza el proceso final en el lado de transmisión.

El RUD procesa toda la información necesaria para el control del Hardware en el CMU. La información es llevada al CMU vía el proceso final, el cual maneja el Hardware de dicha unidad. La unidad de codificación y mapeo lleva a cabo la regeneración de los canales del enlace a partir de los bits de la portadora de canal. Esta unidad es similar a la unidad correspondiente en el lado de transmisión, con la única diferencia que los codificadores ADPCM, son reemplazados por decodificadores ADPCM.

Elementos comunes

Los elementos comunes llevan a cabo aquellas funciones que especifican la dirección de transmisión y recepción de los DCME. Estas incluyen el manejo punto a punto (end-to-end) de las llamadas transparentes, el control de la carga dinámica y otras funciones como el procedimiento de chequeo de canales y la función de alarma.

El manejador de canales transparentes controla y supervisa los procesos de conexión y liberación de los circuitos transparentes a 64 Kbps entre los DCME's correspondiente e inicia automáticamente el procedimiento de recuperación en caso de falla y doble toma. Las interfases TCH con la central internacional completan una interfase funcional de señalización residente en el DCME,

y su implementación en este enlace está de acuerdo con las recomendaciones del CCITT y cubre lo que respecta la conexión y liberación del circuito a solicitud de un mensaje generado por la central, y el reconocimiento del mensaje retornado por el DCME.

Control de Carga Dinámica (DLC). El control de carga dinámica reduce la probabilidad de degradación de la calidad del habla debido a las condiciones de carga excesiva. Las señales a las centrales vía la SIU y la señalización del enlace hacia el DCME remoto inician la condición de carga excesiva. Las centrales que reciben el mensaje DLC activo se espera no tomen ningún circuito en el enlace DCME para nuevas llamadas entrantes.

Las condiciones del DLC son puestas o anuladas basándose en umbrales preasignados. La información del DLC es intercambiada entre los correspondientes DCME's mediante el mensaje asignado.

2.7. TECNICAS DE CODIFICACION ADPCM Y DSI

2.7.1 CODIFICACION DE SEÑALES DE VOZ (ADPCM)

INTRODUCCION

La técnica PCM ha sido ampliamente utilizada como el método convencional de codificación de voz (así 64 Kbps Leyes A y M PCM) en redes telefónicas. Como las redes tienden a evolucionar hacia ISDN, técnicas avanzadas para codificación de voz a velocidades binarias más bajas son requeridas para proveer comunicación eficiente y económica.

En este apartado se discute la técnica ADPCM la cual codifica señales de voz en banda telefónica, con calidad para larga distancia a 32 Kbps. La actividad de normalización del CCITT en la codificación ADPCM y los aspectos técnicos relevantes de la norma ADPCM 32 Kbps.

NORMA ADPCM 32 KBPS (RECOMENDACION G-721 DEL CCITT)

NORMALIZACION

Una necesidad internacional para una norma de codificación a 32 Kbps fue identificada. Por lo que se hizo necesario especificar completamente un algoritmo a 32 Kbps de razonable complejidad que pudiera ofrecer reducción de velocidad binaria a partir de 64 Kbps PCM y mantener la calidad de transmisión. Varios algoritmos fueron examinados y una solución fue encontrada en lo que resultó como un algoritmo ADPCM definido como una técnica de transcodificación digital de 64 Kbps PCM. El CCITT formalmente aprobó el algoritmo como una norma internacional.

El algoritmo fué probado bajo varios ambientes de aplicación. Los resultados de extensas pruebas en la versión modificada del algoritmo ADPCM 32 Kbps mostraron que todos los problemas fueron satisfactoriamente resueltos, manteniendo la misma calidad original para voz los datos en banda de voz, tono de multifrecuencia (Dual Tone Multi Frecuence) y facsímil.

• ASPECTOS SOBRESALIENTES DEL ALGORITMO

Acontinuación se menciona algunas consideraciones tomadas en cuenta en el diseño del algoritmo.

- Una secuencia independiente para canales a 32 Kb/s debería estar disponible para transmisión.
- El algoritmo sería definido como una transcodificación digital de y hacia 64 Kbps PCM, ya sea para Ley A=876 ó Ley M=255 con codificación y calidad de transmisión especificada por el CCITT (así, muestreo a 8 Khz y codificación a 4 bits por muestra son requisitos implícitos).

- El algoritmo no debe contar con información lateral (ejemplo, para parámetros de transmisión o mantenimiento, alineamiento de trama codificador/decodificador).
- Con la finalidad de minimizar retardos de transmisión, todos los procesos de adaptación de retardo deben desarrollarse a tiempo.
- Particular atención debe ser puesta a la recuperación de enganche codificador/decodificador en presencia de problemas de transmisión digital (errores, deslizamientos, etc.)
- Calidad de transmisión adecuada debe ser mantenida no solamente para voz sino también para otras señales tales como datos en banda de voz, señalización, tonos de medición, telecopias analógicas, etc., comúnmente encontrada en redes telefónicas internacionales y domésticas que contienen códigos TANDEM síncronos (interconexión con PCM 64 Kbps) y asíncrono (interconexión a 4 Khz), analógicos (ejemplo pérdida, ruido) y problemas digitales.
- El algoritmo debe incluir una técnica para eliminar distorsión acumulada en codificaciones sincronas TANDEM.

En la fig. 2.10 se muestra un diagrama a bloques de codificador y decodificador. Notese que las diferencias entre el codificador y el decodificador solamente son encontradas en las entradas y salida de los bloques del formato de conversión PCM y el ajuste de codificación sincrono el cual aparece solamente en el decodificador.

• CUANTIFICADOR ADAPTATIVO

Un cuantificador adaptativo de retardo de 15 niveles es usado para cuantificar la diferencia de señal, $d(k)$, obtenida de restar la señal estimada de la señal uniforme PCM de entrada:

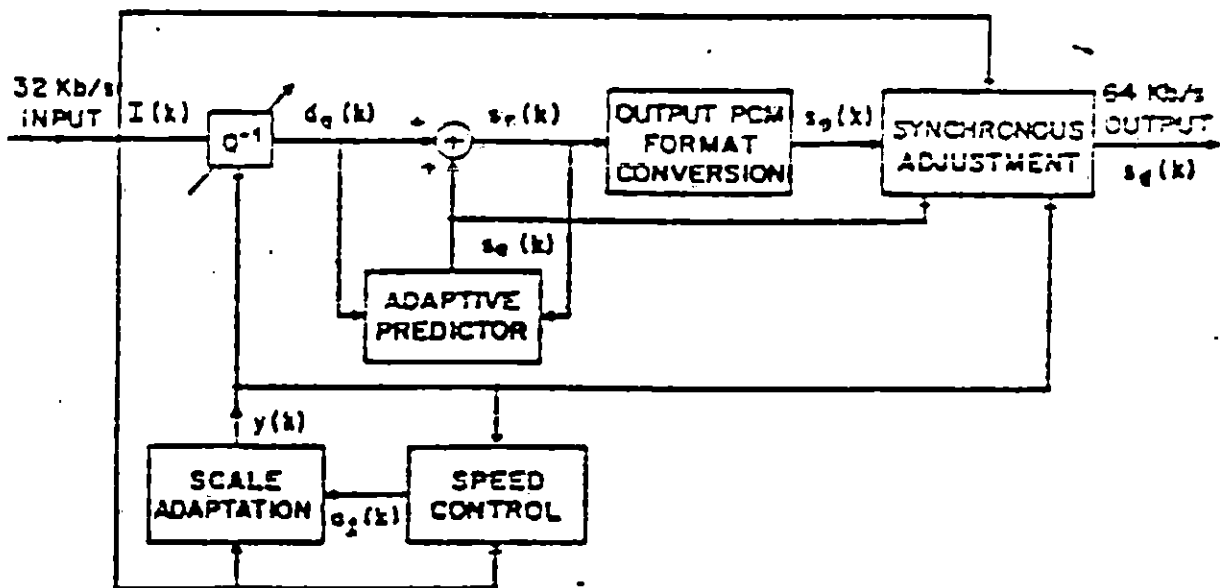
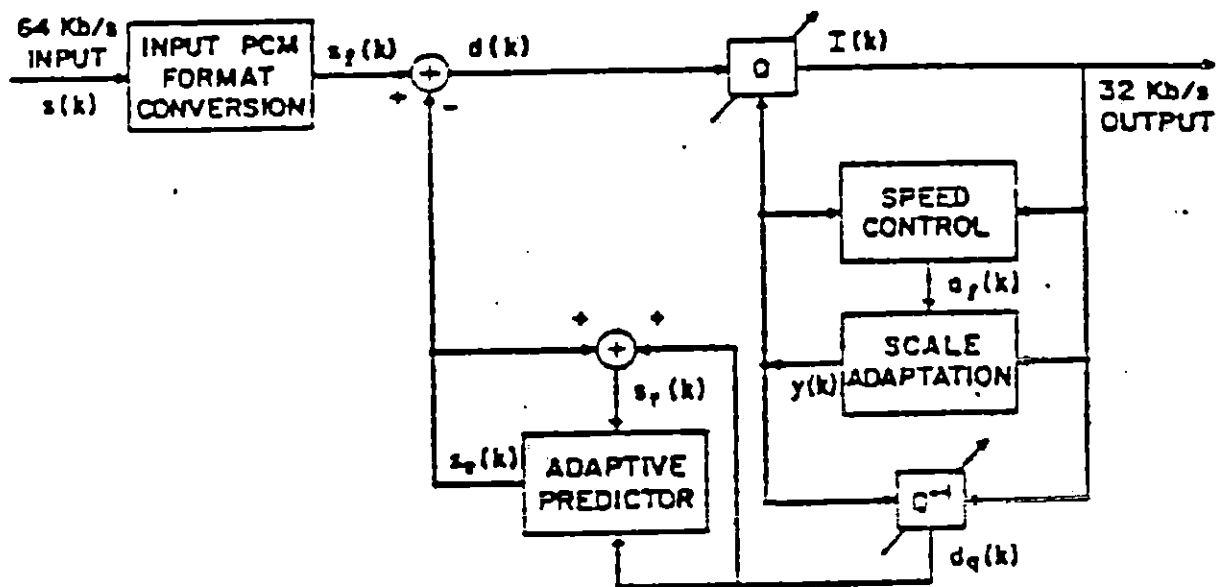


Fig. 2.10 Diagrama en bloques del codificador y decodificador

$$d(k) = S_1 - S_e(k)$$

La característica de cuantificación es de naturaleza gaussiana (de Gauss), reflejando un diseño intencional tendiente a optimizar calidad de datos en banda de voz a 4800 bps. La calidad de voz es significativamente afectada por esta tendencia.

Con el fin de mantener un amplio rango dinámico y mínizar la complejidad, la cuantificación y su adaptación son ejecutadas en el dominio logarítmico de base 2 como se muestra en la fig. 2.11.

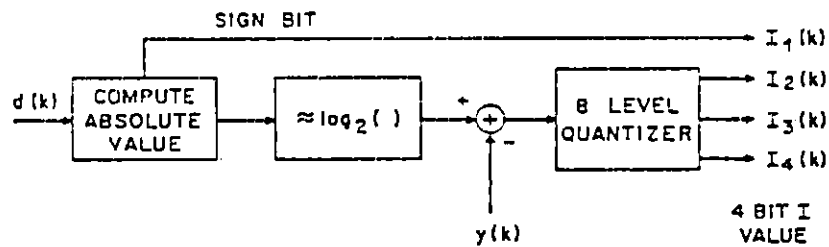


Fig. 2.11. Detalles del cuantificador adaptativo

La entrada al cuantificador elaborada a escala restando el factor de escala logarítmico $Y(k)$ del $\log_2[d(k)]$. De estudios posteriores fue determinado que la conversión logarítmica de $d(k)$ podría ser simplificada por la aproximación:

$$\log_2(1+x) \approx x$$

Sin efectos significativos en la calidad. La decisión y niveles de salida (representación de precisión infinitas usados en el proceso de cuantificación son listados en la tabla 2.4.

TABLA 2.4. CARACTERISTICA ENTRADA/SALIDA DE CUANTIFICADOR NORMALIZADO

RANGO DE ENTRADA DE CUANTIFICADOR NORMALIZADO $\log_2 d(k) - y(k)$	$ I(k) $	SALIDA DE CUANTIFICADOR NORMALIZADO $\log_2 d_q(k) - y(k)$
[3.16, +∞)	7	3.34
[2.78, 3.16)	6	2.95
[2.42, 2.78)	5	2.59
[2.04, 2.42)	4	2.23
[1.58, 2.04)	3	1.81
[0.96, 1.58)	2	1.29
[-0.05, 0.96)	1	0.53
[-∞, -0.05)	0	-1.05

• **ADAPTACION DEL FACTOR DE ESCALA**

El principio básico usado en la actualización del factor de escala logarítmico $y(k)$ es de adaptación bimodal. Es deseable que $y(k)$ cambie rápidamente para diferencia de señales con fluctuaciones largas (ejemplo: crecientes de voz) pero despacio para la diferencia de señales con pequeñas fluctuaciones (ejemplo: las de tonos, datos en banda de voz). Esta aproximación es superior a un único arreglo de velocidades de adaptación porque permite un grado de independencia en el diseño para cada una de las dos clases de

señales. La adaptación bimodal es realizada mediante la formación de una combinación lineal de factores de escala rápidos y lentos. Primero, un factor de escala rápido $y_u(k)$ es computado desde el presente valor de $y(k)$:

$$y_u(k) = (1-2^{-5})y(k) + 2^{-5}W[I(k)]$$

Donde $1.06 \leq y_u(k) \leq 10$. El factor de fuga $(1-2^{-5})$ presenta memoria finita para la recuperación de enganche de codificador/decodificador siguiendo los errores de transmisión. La función discreta (variable discreta) $W[I]$ es definida:

[I]	7	6	5	4	3	2	1	0
W[I]	69.2	21.2	11.5	6.12	3.12	1.70	0.25	-0.75

Un factor de escala lento es entonces derivado de $Y_u(k)$:

$$Y_1(k) = (1-2^{-6})Y_1(k-1) + 2^{-6}y_u(k)$$

El factor de escala resultante $y(k)$ está formado con la combinación:

$$Y(k) = a_1(k)Y_u(k-1) + (1-a_1(k))Y_1(k-1)$$

El parámetro de control $a_1(k)$ puede asumir valores continuos entre 1 y 0. Por eso el control de velocidad de transición, del cuantificador entre los modos rápido y lento es un proceso suave, evitando ciclos límite con origen en el mal enganche entre los factores de escala en el codificador y el decodificador siguiendo errores transmisión.

• CONTROL DE VELOCIDAD ADAPTATIVA

El parámetro de control $a_1(k)$ es derivado de una porción de medida de cambio de la señal de diferencia. Primero medidas de términos cortos y largos de $I(k)$ son computados:

$$d_{ms} = [1-2^{-5}]d_{ms}(k-1) + 2^{-5}F[I(k)]$$

$$d_{m1}(k) = [1-2^{-7}] d_{m1}(k-1) + 2^{-7} F[I(k)]$$

Donde $F[I]$ está definida por

[I]	7	6	5	4	3	2	1	0
F[I]	7	3	1	1	1	0	0	0

$F[I]$ es una simple función empíricamente definitiva que amplifica diferencias en la secuencia $I(k)$ con el objeto de reducir el tiempo de transición entre los modos de adaptación rápido y lento.

Luego la variable intermedia $a_p(k)$ definida:

$$[1-2^{-4}] a_p(k-1) + 2^{-3}, |d_{ms}(k) - d_{m1}(k)| > 2^{-3} de_{m1}(k)$$

$$a_p(k) =$$

$$[1-2^{-4}] a_p(k-1)$$

Notese que $a_p(k)$ tiende al valor de 2 si la diferencia entre $d_{ms}(k)$ y $d_{m1}(k)$ es grande o si para factores de escala pequeños (indica señal de entrada libre) y $a_p(k)$ tiende a cero si la diferencia es pequeña.

Finalmente, $a_1(k)$ es obtenida de una limitante asimétrica de $a_p(k)$ para eliminar transiciones prematuras por pulsos de señales de entrada (ejemplo: portadora de datos en banda de voz conmutada)

$$a_1(k) = \begin{cases} 1, & a_p(k-1) > 1 \\ a_p(k-1), & a_p(k-1) \leq 1 \end{cases}$$

PREDICTOR ADAPTATIVO

El predictor adaptativo está compuesto de dos estructuras, una sección de sexto orden que moldea los ceros en la señal de entrada y una sección de segundo orden que moldea los polos en la señal de entrada. La opción final de esta estructura resultó de la investigación de muchos factores: calidad para banda estrecha y señales de banda ancha, estabilidad, enganche codificador/decodificador con errores de transmisión y eficiencia computacional. Tal como las estructuras polo-cero son más afectivas que aquellas en las cuales se emplea solamente ceros adaptativos cuando la complejidad es considerada. No obstante, la estabilidad y el comportamiento de mal enganche están mayormente ligados con una estructura de polo adaptativo. Estos problemas fueron superados con el empleo de solamente una sección de segundo orden usando un nuevo algoritmo con coeficiente de actualización que minimiza el mal enganche.

El calculo de la señal esta computado por:

$$s_o(k) = \sum_{i=1}^2 a_i(k-1) s_r(k-i) + s_{oz}(k)$$

- **AJUSTE SINCRONO**

La función de ajuste síncrono se anticipa a la ocurrencia de distorsión acumulativa en secuencias de códigos síncronos "tandem", (ejemplo: ADPCM-PCM-ADPCM-PCM sin conversión analógica intermedia), provisto de que los errores de transmisión y los dispositivos de procesamiento de señal digital no son encontrados en flujos de información intermedia a 32 y 64 Kbps. Si el codificador y decodificador tienen diferentes condiciones iniciales (ejemplo: después de conmutación), la prevención de la distorsión acumulativa tomará tiempo para establecerse.

2.7.2 ASPECTOS DE INGENIERIA DEL "DSI" "Digital Speech Interpolation"

El número de circuitos telefónicos que puede llevar un sistema de cable (submarino) puede ser duplicado mediante el uso de los intervalos normales en tráfico de voz para interpolar conversaciones adicionales. El DSI es un sistema de transmisión y conmutación de alta velocidad que asigna un abonado a un canal tan pronto como él comience a hablar y lo desconecta cuando hace pausa, si alguien más necesita el canal. La conmutación de canal a canal puede ocurrir muchas veces durante el desarrollo de una llamada típica, pero el efecto en la calidad de transmisión es insignificante porque el tiempo de conmutación es rápidamente comparado con la tasa silábica.

Por muchos años la gente dedicada a la telefonía ha estado intrigada con la idea de hacer uso del tiempo libre durante una llamada telefónica. El DSI que es la abreviación para interpolación digital de voz, es un sistema de transmisión y conmutación de alta velocidad basado en el principio de usar el tiempo libre del canal para interpolar abonados adicionales.

En una conversación bidireccional normal cada abonado usa ordinariamente el circuito aproximadamente la mitad del tiempo. Agregúese que, el circuito puede dejar de ser ocupado momentáneamente mientras el operador esta tratando de enlazar a los suscriptores, o mientras uno de ellos hace pausas normales entre oraciones o aún sílabas. Todos estos intervalos en suma hacen un monto sustancial de tiempo libre. Mediciones en circuitos de trabajo, indican que el promedio de actividad (porcentaje de tiempo que la energía arriba de un umbral muy bajo es transmitido en una dirección) no es mayor del 35 al 40% de el tiempo que el circuito está ocupado en el conmutador. Puesto que los circuitos de larga distancia usan pares separados de hilos o canales con portadoras separadas para las dos direcciones de transmisión, la consecuencia es que, en promedio cada sentido del canal está libre 60 ó 65 por ciento del tiempo.

Un intento por interpolar dos o más conversaciones independientes en un sólo canal crearía considerable retardo e interferencia mutua puesto que la probabilidad de que dos usuarios demanden el mismo canal al mismo tiempo es moderadamente alto. No obstante, cuando dos o tres docenas de canales están operado como un grupo, estas variaciones en actividad individual tienden a reducirse y las probabilidades pueden ser contadas para minimizar la interferencia mutua hasta un punto donde no habrá efecto perceptible en la continuidad de la conversación. Por ejemplo, aún cuando todos los canales estén ocupados, por lo menos un canal del promedio está disponible para reasignación.

Un diagrama a bloques simplificado para un sistema DSI es mostrado en la fig. 2.12 para una dirección de transmisión. Un arreglo idéntico pero independiente es usado para la dirección opuesta. Cada una de las "n" líneas de el conmutador está equipada con un detector de voz el cual es capaz de reconocer la voz más débil en un período de 5 milisegundos o menos. Cuando el detector de voz opera en la línea 1, la red de conmutación DSI conecta la línea 1 a un canal libre, por ejemplo canal C, y luego envía una señal codificada (10 - 15 milisegundos) que instruye al receptor distante para que concentre ese canal al oyente de la línea 1.

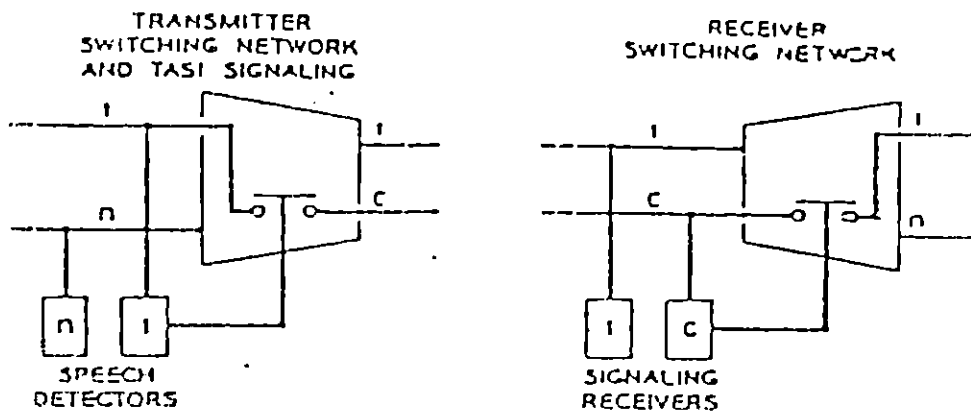


Fig. 2.12 Diagrama en bloques simplificado para DSI

Una vez que una conexión ha sido establecida, es mantenida hasta que alguien más necesite el canal, aunque la persona pueda dejar de hablar en ese momento. Una señal codificada similar de 10-15 milisegundos es usada para propósitos de desconexión pero ésta es enviada en un canal de reserva separado para este propósito con el objeto de evitar interferencias al oyente.

Cuando aparece la voz en cualquiera de las n líneas, ésta debe ser reconocida por el detector, el cual causa algunos cortes durante los primeros milisegundos (pocos ms). Este tipo de cortes pueden ser minimizados mediante el incremento en la sensibilidad del detector de voz.

La sensibilidad no puede ser muy alta, porque operaría con demasiada frecuencia con ruido. Esto es indeseable porque crece la actividad, y en consecuencia reduce la ventaja DSI.

Se necesita un compromiso para alcanzar el mínimo de actividad pero manteniendo calidad de voz satisfactoria aún para los usuarios con voz débil.

El deterioro potencial causado por la pérdida de energía de voz que está bajo la sensibilidad del detector de voz y por el tiempo de retardo requerido para establecer una conexión puede hacerse despreciable de acuerdo al diseño. Otro posible deterioro es inherente a cualquier arreglo de línea, pero éste puede ser minimizado a cualquier grado deseado mediante la limitación del número de líneas a servir.

Este factor significa la posibilidad de que el número individual de quienes están hablando o comenzando a hablar en un instante en particular excederán el número de canales disponibles. Por ejemplo suscriptores con línea dividida deben compartir el tiempo con sus vecinos en un único par de hilos dirigidos a la oficina central. Además, todas las líneas troncales entre dos o más oficinas centrales pueden ocasionalmente estar ocupada y una llamada entrante en ese instante experimentará algún retardo. De manera similar, DSI puede ocasionalmente ser sobrecargado por un número grande

inusual de usuarios simultáneos. Es este caso, sin embargo, la información no puede ser retrasada y cualquier falla para hacer una conexión casi instantánea resulta en una transmisión con pérdida de voz (llamado congelamiento) hasta que un canal se vuelva disponible. Parece que el efecto en la calidad de transmisión es despreciable en tanto el porcentaje de pérdida de voz (fracción de congelamiento) sea menor al 0.5%

Durante períodos de tráfico intenso, la operación del sistema es esencialmente el mismo que sin DSI, y de ahí en adelante puede no haber deterioro de DSI.

No obstante, al aumentar la carga, el monto de conmutaciones y posibles deterioro aumenta.

El objetivo es limitar el número de líneas ocupadas hasta un punto donde el deterioro resultante no sea perceptible para el oyente promedio y no sea objetable para el oyente más crítico.

Para una actividad promedio en el rango de 35 a 40 por ciento, aparece que el uso de DSI en un grupo de 36 canales puede por lo menos duplicar el número de circuitos disponibles y mantener aún buena calidad.

El número promedio de usuarios simultáneos, np , es el producto del número de líneas ocupadas, n multiplicada por la actividad promedio de usuarios simultáneos es aproximadamente igual al número de canales, C , existe un 50 por ciento de oportunidad de que un nuevo usuario estará congelado momentáneamente. Esto no significa que el 50% de voz se pierda, pero el deterioro no es perceptible. Con el objeto de permitir para variaciones de cerca del promedio y alcanzar calidad satisfactoria, el número promedio de usuarios simultáneos np debe ser limitado a un valor que satisfaga la condición aproximada.

$$np + \sqrt{np} \leq C$$

Cuando este criterio sea conocido, solamente un porcentaje pequeño de las conexiones experimentará algún grado de congelamiento, excepto para el requerido para conectar los códigos de señalización.

Como se mencionó antes, un abonado retiene un canal hasta que su detector de voz indica que él ha dejado de hablar y alguien más necesita su canal. Esto es verdadero en todo excepto para tres de los canales disponibles. Un canal está reservado todo el tiempo para desconexión y otros propósitos de control y dos canales de habla tomados al azar son desconectados cuando sea posible, con el propósito de que un canal este instantáneamente disponible para el abonado siguiente.

La conmutación de canal a canal durante una conversación causa también algunas variaciones en el ruido del circuito y las pérdidas netas. Es de esperar que algo de ruido se introduzca en los circuitos de recepción con la finalidad de prevenir un corte completo en el receptor durante los intervalos de silencio. Las variaciones en pérdidas netas se espera que no sean importantes en tanto la planta sea mantenida al tanto de los objetivos presentes.

• **ANALISIS MATEMATICO DE INTERPOLACION DE VOZ**

Se asume que hay n abonados independientes, cada uno de los cuales tiene una actividad promedio p, compitiendo con una llamada individual de prueba (número total de abonados = n+1). En cualquier instante particular, la probabilidad de que el número de abonados simultáneos sea igual o exceda C (donde C es menor que n) está dada por distribución binomial acumulada,

$B_{(c,n,p)}$

$$B_{(c,n,p)} = \sum_{x=c}^n \frac{n!}{x! (n-x)!} P^x (1-P)^{n-x}$$

La probabilidad de que la duración de un congelamiento sea mayor que t segundos está dada por $B_{(c,n,\theta)}$, donde $\theta = Pe^{-t/L}$.

El promedio de duración de congelamiento es:

$$t_f = L \sum_{k=c}^n \frac{1}{K} \frac{B_{(k,n,p)}}{B_{(c,n,p)}}$$

$$t_f = \frac{L}{C} M$$

donde:

$$M = \left[1 + \frac{C}{C+1} \frac{B_{(c+1,n,p)}}{B_{(c,n,p)}} + \frac{C}{C+1} \frac{B_{(c+2,n,p)}}{B_{(c,n,p)}} + \dots \right]$$

Esta serie converge rápidamente, de manera que solamente unos pocos términos son realmente necesitados para alcanzar resultados suficientemente exactos:

La fracción de voz que es congelada es

$$\phi = \frac{t_f B_{(c,n,p)}}{L} = \frac{M}{C} B_{(c,n,p)} = \sum_{k=c}^n \frac{1}{K} B_{(k,n,p)}$$

No obstante, en el rango de interés para DSI, esta función es casi idéntica con la Ley de Probabilidad normal acumulada, que es:

$$B_{(c,n,p)} \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x=y}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} du$$

donde:

$$Y = \frac{c - np - \frac{1}{2}}{\sqrt{np(1-p)}}$$

En esta expresión el valor medio es $np+1/2$ y $\sigma=\{np(1-p)\}^{-1/2}$.

2.8. PRUEBAS DE ACEPTACION

El propósito principal de la prueba de aceptación es garantizarle al cliente, que el sistema está instalado y operando correctamente. Estas pueden realizarse con cualquier equipo de prueba para PCM (Prueba de Transmisión) y con un equipo simulador de tráfico para las pruebas de generación de tráfico.

- **Pruebas de transmisión**

Pruebas de canal de voz

Se hace un puente (LOOP) a la salida del DCME a probar y el equipo de prueba de PCM se conecta a uno de los sistemas de entrada. (Ver fig. 2.13)



Fig. 2.13. Esquema de conexión

Se transmite a un nivel de -10 dbm, una frecuencia de 1014 Hertz en una onda Seno, en todos los canales del sistema PCM y se debe verificar la recepción del tono en la recepción del canal correspondiente. El nivel de recepción puede variar entre ± 0.5 dbm.

Luego cambiar el nivel de transmisión a -45 dbm.

Prueba de la banda de datos

La diferencia con la prueba anterior es la frecuencia que se transmite la cual es 2100 Hz. Esta también debe chequearse en la recepción del canal correspondiente.

- **Prueba de simulación de tráfico**

Se conecta el simulador de tráfico, para una actividad de voz del 30%. La prueba se activa por 24 horas y luego se analizan los resultados y se chequea si no hubo errores registrados en el lado de recepción.

Las pruebas que se han ejecutado anteriormente son conocidas como pruebas locales. También es necesario realizar las respectivas pruebas que involucren el extremo remoto (el otro DCME). Para realizar esta prueba se asume que en la portadora las pruebas resultaron satisfactoriamente y la tasa de bit de errores y los deslizamientos en las últimas 24 horas están de acuerdo a la norma CCITT G.821 (ver anexo 1).

Después de haber chequeado la portadora se hace la prueba de punto a punto, la cual permite chequear todo el equipo en conjunto.

- **Pruebas de punto a punto**



Fig. 2.14. Esquema para las pruebas de punto a punto

Prueba de monitoreo de la portadora

Esta prueba permite verificar que la comunicación entre ambos DCME's esté funcionando correctamente.

Prueba de simulación de tráfico

Similar a la prueba local del mismo nombre.

CONCLUSIONES

- El elemento fundamental de la tecnología IDR es el equipo multiplicador de circuitos digitales DCME que proporciona una ganancia de 4 a 1 utilizando técnicas muy avanzadas como el DSI y ADPCM.
- La información que entra a un DCME puede ser conocida o interpretada porque se trata de afluentes de 2 Mbps con 30 circuitos, sin embargo a la salida no se puede rastrear la información de un canal específico debido a la compresión de canales que produce el equipo.
- El equipo DCME/IDR es un gran avance de la tecnología de las comunicaciones, y para el país representa una ventaja su implementación porque lo coloca en un lugar privilegiado a nivel internacional por las facilidades que presenta.

BIBLIOGRAFIA

- INTELSAT
TECNOLOGIA DIGITAL
- RECOMENDACIONES G.801-821 (LIBRO AZUL)
CCITT
- INTELSAT EARTH STATION STANDARS (IESS)
Document IEES-501
Digital Circuits Multiplication Equipment
Specification
32 Kbits/s ADPCM WITH DSI
- INTELSAT
IDR/DCME: Utilización de la tecnología y sus
ventajas.

CAPTULO III

EQUIPO DIGITAL DE MODULACION/DEMODULACION PARA EL SERVICIO DE VELOCIDAD INTERMEDIA DE TRANSMISION

INTRODUCCION

En El Salvador, a pesar de años de conflicto armado, el desarrollo industrial no se vió frenado completamente, ya que instituciones como ANTEL trabajaron intensamente para proporcionar servicios adecuados al país, consiguiendo incluso modernizar para la transmisión internacional, modificando el subsistema de transmisión, con un equipo nuevo y moderno de avanzada tecnología, como es la IDR, siguiendo las recomendaciones hechas por organismos internacionales como INTELSAT.

Algunas de las modificaciones mencionadas en el párrafo anterior son el contenido de este capítulo, específicamente, se tratará detalladamente el equipo Modulador/Demodulador MODEM, iniciando con su principio básico, para luego describir el equipo MODEM IDR, necesario en la Estación Terrena, esta descripción se realiza en base a bloques funcionales, además de los requerimientos operacionales, configuración, montaje e instalación.

3.1. PRINCIPIOS DE MODEM (MODULACION/DEMODULACION)

La modulación constituye uno de los medios más valiosos en telecomunicaciones estrictamente hablando, el proceso de modulación no es indispensable para las comunicaciones eléctricas, como lo demuestra el caso de la telefonía, que nació y se desarrolló sin ella; pero las posibilidades de las telecomunicaciones se hubieran limitado enormemente sin la modulación, inclusive el caso mencionado de la telefonía, cuyos últimos adelantos se han logrado por medio de la modulación digital.

La modulación es el proceso por el cual se modifican las características de una forma de onda en conformidad con otra señal. Una senoide posee tres características que pueden utilizarse para distinguirla de otras: amplitud, frecuencia y fase. Para las transmisiones radiofónicas, la modulación consiste básicamente en variar la amplitud, la frecuencia o la fase de una portadora de radiofrecuencia (rf) en conformidad con la información que se habrá de transmitir. La figura 3.1 contiene ejemplos de formatos de modulación digital para modulación por desplazamiento de fase (PSK), la modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK) y la modulación por desplazamiento de amplitud (ASK), así como para una combinación de PSK y ASK conocida también como modulación de amplitud de cuadratura (QAM). Como se observa en la figura 3.1, en el caso de la llamada señalización PSK M-valente (MPSK), el procesador acepta K bitios de la fuente a la vez, y ordena al modulador que produzca uno de varios tipos de forma de onda $M=2^k$ que están disponibles. En el caso de la modulación bivalente $K=1$ y $M=2$, y este tipo especial de PSK se conoce como PSK bivalente (BPSK). Para la modulación por desplazamiento de fase en cuadratura o cuadrivalente (PSK cuadrivalente o QPSK), $k=2$ y $M=4$. Asimismo, para la PSK octal (QPSK), $k=3$ y $M=8$. Para el ejemplo de FSK dado, se ha escogido un valor de $M=3$ con el fin de hacer hincapié en tres tipos de forma de onda. En la práctica, M corresponde por lo regular a una potencia de dos distinta de cero (2, 4, 8, 16, ...).

En un sistema de transmisión, cuando el receptor utiliza la referencia de fase de la onda portadora para detectar la información, ello se denomina detección coherente. De lo contrario se considera que la detección no es coherente. En un sistema ideal de detección coherente, se dispondría en el receptor de prototipos de todas las señales entrantes posibles. Estas formas de onda prototipo darían una réplica exacta de la señal, copiando incluso su fase RF, y luego el receptor sería enclavado en fase al transmisor. Durante la detección, el receptor correlacionaría la señal entrante con cada una de las replicas prototipo.

Sin embargo, de los formatos de modulación presentados, tan sólo unos cuantos se prestan convenientemente a las comunicaciones por satélite. Las no linealidades de los transpondedores y los efectos de rendimiento de potencia de

ordinario exigen que el formato de la modulación tenga una envolvente constante, excluyendo de esta forma el formato ASK. Los métodos más interesantes serían el PSK y una versión del FSK de fase continua denominada modulación por desplazamiento.

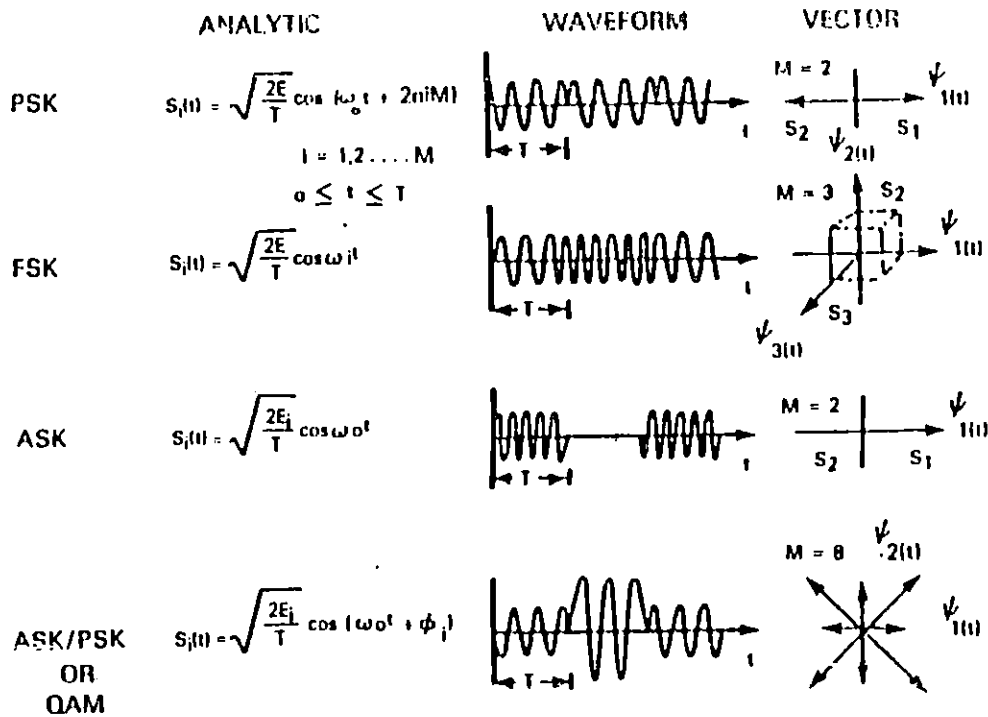


Fig. 3.1. Formato de modulación digital

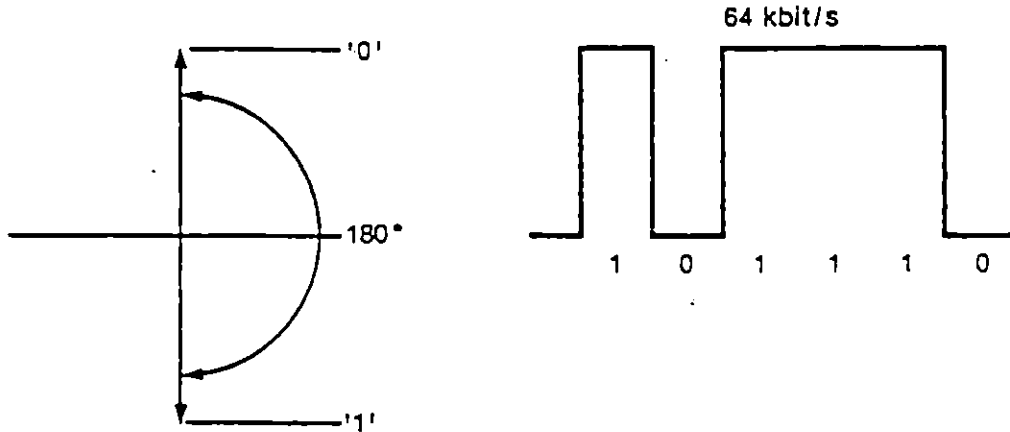
3.1.1 MODULACION POR DESPLAZAMIENTO DE FASE (PSK)

La modulación por desplazamiento de fase bivalente o BPSK es la forma más simple de PSK, en la que el desplazamiento de fase varía con cada nuevo bitio de datos. En este caso, un código fuente binario se correlaciona bitio por bitio con un par de estados de fase, cuya diferencia de fase es de 180 grados.

La modulación cuadrifásica o QPSK codifica cada par de bitios en una de cuatro fases, según se muestra en la figura 3.2. En comparación con el método BPSK, el QPSK tiene como una de sus principales ventajas el hecho de que arroja el mismo rendimiento de potencia utilizando únicamente la mitad de la anchura de banda. El QPSK es particularmente importante para la transmisión de datos por satélite, es decir, para los servicios IBS e IDR. El calificativo "cuadrifásico" proviene

del hecho de que una portadora es modulada a lo largo del vector de fase de 0° , 180° (el canal en fase cosenoidal) y la otra a lo largo del vector de fase de 90° , 270° (el canal en cuadratura o senoidal). Teóricamente los dos canales son independientes.

1) 2 PHASE PSK



2) 4 PHASE PSK

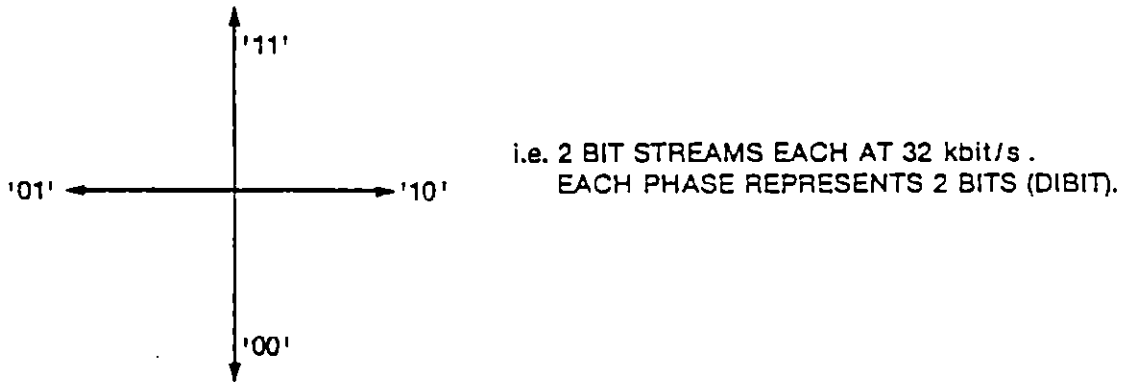


Fig. 3.2 Ejemplo de dos y cuatro fases PSK

En la figura 3.3 aparece el modulador PSK típico. Los trenes de datos entrantes (1) se transforman en dos señales analógicas de múltiples niveles (2) a la entrada del convertidor D/A, que se encarga también de procesar las señales. Las amplitudes de cada una de estas dos señales varían con A_k , $\text{Sen } \theta_k$ y $A_k \text{ cos } \theta_k$, de manera que se correlaciona con el punto vectorial K . Luego, las señales se hacen pasar por un filtro de paso bajo para perfilarlas por corte progresivo cosenoidal en (3) y modular las portadoras, que se disponen para que su relación de fase sea en cuadratura. Estas dos portadoras moduladas se suman para obtener una portadora modulada (5). Mediante este proceso se transforma la señal digital de banda base en una señal IF modulada.

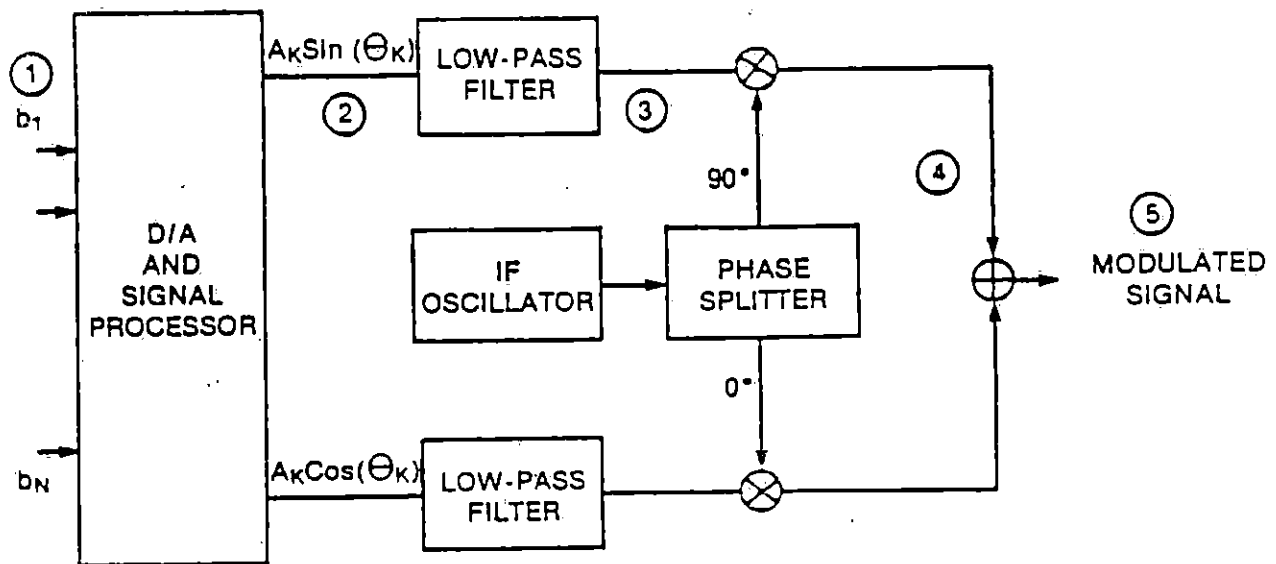


Fig. 3.3. Diagrama en bloques de un modulador PSK

Un modem digital en el extremo receptor emplea la detección coherente con decisión por muestreo instantáneo. En la figura 3.4 aparece un demodulador típico. La banda de la señal recibida (1) se limita el filtro pasabanda (BPF) y se divide en dos señales (2). Estas son detectadas en forma coherente por el circuito de recuperación de la portadora local, que proporciona dos señales relacionadas en cuadratura. Las señales detectadas (3) se hacen pasar por un filtro de paso bajo a fin de restablecer las señales de datos (4). Cada una de las señales demoduladas tiene una amplitud $A_k \text{ Sen } \Theta_k$ y $A_k \text{ Cos } \Theta_k$, que corresponde a la posición vectorial de la señal entrante. El funcionamiento de este demodulador exige disponer de un circuito de recuperación de la portadora y de un circuito de restablecimiento de la temporización de los símbolos.

3.2 INTRODUCCION AL EQUIPO DIGITAL DE MODULACION/DEMULACION PARA IDR

Con la emisión de la especificación para la tasa de datos intermedia (IDR), la escala grande de digitalización del servicio troncal de telefonía internacional, vía el rango INTELSAT de satélites, es establecido para implementarse. La especificación permite velocidades de datos en el rango de 64 Kbps hasta 45 Mbps.

Se describirá el diseño de un equipo de modulación/demodulación dirigido específicamente al servicio

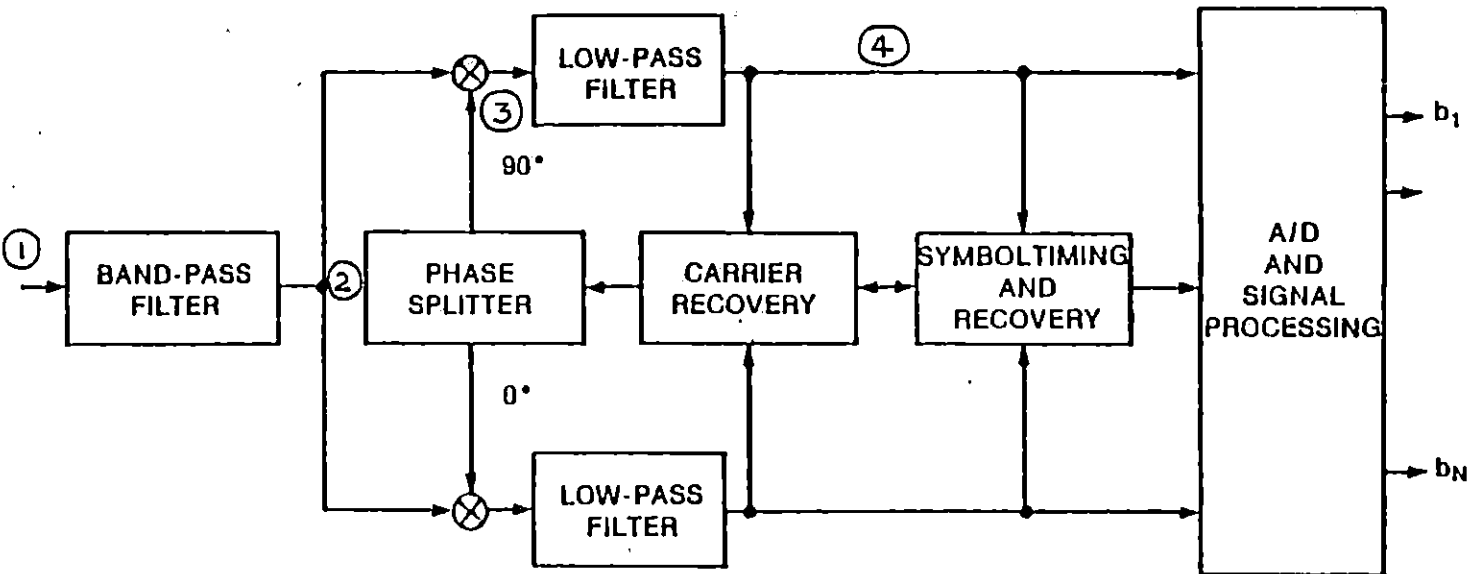


Fig. 3.4.

Diagrama en bloque de un demodulador PSK

IDR de INTELSAT. El equipo está dirigido al rango más bajo de las tasas de datos especificadas, expandiendo el rango de 64 hasta 8,448 Kbps.

El propósito principal de este equipo es aceptar datos terrestres vía la INTERFASE apropiada con norma CCITT y presentarlo al equipo de radio de la estación terrena vía una interfase de frecuencia intermedia (FI). Siguiendo una breve revisión de los requerimientos de mayor importancia del sistema, los factores de acercamiento que influyen a la implementación de modulador/demodulador, son detallados y la descripción del equipo es presentada a continuación.

3.3. REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA

3.3.1 GENERAL

El servicio IDR está destinado a proveer un amplio rango de servicios digitales vía satélite, con quizá la aplicación más común prevista como interfase entre telefonía troncal y equipo modulador/demodulador en el nivel principal de multiplex. (ejemplo 1,544 ó 2,048 Kbps) o en el nivel de segundo orden del multiplex (6,312 u 8,442 Kbps).

Los requerimientos más relevantes definiendo el diseño del equipo modulación/demodulación son brevemente definidos a continuación.

3.3.2. FORMATO DE LOS DATOS

El equipo de modulación acepta los datos terrestres a su entrada y le da forma a los datos antes de presentarlos a la modulación y equipo de codificación. El equipo de demodulación ejecuta, por supuesto, la función inversa.

Las funciones principales para darle forma a los datos pueden ser resumidos así:

- Una estructura de encabezado de trama está definida por las tasas de datos de 1.544/2.048/6.312/8.448 Mbps. Este permite el establecimiento de 2 canales de voz a 4 hilos y un canal de datos a 8 Kbps como "canal de servicio de ingeniería" (ESC), junto con el tráfico de datos para la comunicación entre los encargados de estaciones terrenas. La estructura de la trama adicionalmente habilita "alarmas hacia atrás" para ser llevados hasta 4 estaciones terrenas. Estas señales de fallas son detectadas en las estaciones terrenas correspondientes y proveen una ayuda adicional para el mantenimiento.
- La aleatorización de datos de conformidad a la recomendación del CCITT es especificada para asegurar un patrón de datos aleatorizados convenientemente para ser

transmitidos, y lograr dos propósitos el de dispersión de energía de acuerdo a potencia del espectro y el de operación de recuperación de portadora/reloj.

3.3.3 MODULACION Y CODIFICACION

Puesto que el sistema IDR es fundamentalmente limitado en potencia o más bien limitado en ancho de banda, la corrección de errores hacia adelante es utilizada para mejorar la capacidad total del sistema. Una codificación rotativa disminuida hasta $3/4$ de la velocidad original con decisión de cambios suaves para máxima probabilidad de decodificación es aplicada a todos los canales, con codificación/decodificación diferencial para resolución ambigua. La técnica de codificación en conjunto con la modulación "Coherente" PSK de cuatro niveles, permite que se alcance una tasa de errores de 10^{-6} en una razón de densidad de 7.1 dB, energía por información bit a ruido.

3.4 REQUERIMIENTOS OPERACIONALES

3.4.1 INTRODUCCION

Además de los requerimientos obligados del sistema como lo ha definido la especificación de INTELSAT, hay muchos requerimientos operacionales necesarios para el despliegue exitoso del equipo de modulación/demodulación para el operador de estaciones terrenas.

Estos comprenden un número de atributos básicos del equipo, junto con un rango de facilidades auxiliares (pero esenciales). La categoría más reciente incluye una conmutación redundante de 1 para N, un subsistema divisor/combinador FI y una repisa de protección.

Estos requerimientos operacionales y su impacto en el diseño del equipo son descritos a continuación.

3.4.2 CONFIGURACION MODULADOR/DEMULADOR

Un aspecto importante del servicio IDR INTELSAT es que la especificación permite operaciones punto-multipunto. El resultado es que para cualquier instalación de estación terrena es probable que se necesiten más equipos para demodulación que para modulación.

Esto implica que desde el punto de vista del operador de la estación terrena, se sostiene que para esta aplicación el costo más efectivo, flexible y aproximación compacta, es para que el equipo de modulación y demodulación esté físicamente separado e independiente.

La necesidad de un equipo de costo efectivo y compacto serán en el futuro mejorados con el uso de las siguientes técnicas:

Es una práctica normal para equipos de estación terrena, con servicio de portadoras troncales, que sean operadas con una configuración caliente-reserva. Usualmente el equipo modulación/demodulación es operado con una configuración N, donde uno de reserva sirve a varios (convencionalmente hasta ocho) unidades en operación por medio de un sistema de conmutación redundante. Este sistema puede dividirse en dos distintas áreas: la función de control; para esta aplicación el control requerido es completamente independiente en la

3.4.5. CONMUTACION REDUNDANTE

Se requiere que la interfase remota sea operada con una configuración de bus múltiplo con el objeto de que muchos equipos puedan ser conectados convenientemente a un sólo computador.

Una interfase de control y monitoreo es requerida entre el equipo de modulación/demodulación y el computador centralizado. Este canal de comunicación es usado para enviar mensajes de control al equipo de modulación (ejemplo canal de frecuencia) y para permitir que mensajes de estado y alarmas sean mediante reléadores enviados desde el equipo. Esto permite el control operacional y que la supervisión de un gran número de moduladores/demoduladores residan en un sólo computador, el cual puede estar localizado remotamente del equipo de transmisión. Además, el computador puede ejecutar actividades "HOUSEKEEPING" incluyendo un evento log y la acumulación estadística de tasa de errores de bit.

3.4.4. MONITOREO Y CONTROL REMOTO

La interfase para el equipo de radio de la estación terrena puede tener como frecuencia central 70 Mhz ó 140 Mhz. El primer valor es el más común en términos de la existencia de equipos conversores de frecuencia para estaciones terrenas. Cualquier fabricante de equipo de modulación/demodulación IDR requiere proveer opciones para evitar restringir la aplicación de su producto. Claramente, desde un punto de vista de producción, las diferencias entre opciones debe ser minimizada.

3.4.3. INTERFASE FI

Es factible implementar mucho la función de modulación/demodulación usando técnicas digitales. Esto tiene los atributos de permitir técnicas de integración a gran escala, simplificar procedimientos de prueba producción/mantenimiento y facilitando el cambio de velocidad de datos en un equipo dado.

transmisión y recepción (correspondiendo con la separación física de moduladores y demoduladores).

Para la conmutación de modulador automático (ejemplo: detección de falla) o por control de operador, las funciones de control comprenden:

- Programación del de reserva a la frecuencia de transmisión de la unidad en operación fallada.
- Programación del de reserva con el nivel de potencia de la unidad en operación fallada.
- Habilitar la salida de FI del de reserva, y deshabilitar la salida de FI de la unidad en operación fallada.
- Controlar el estado de un número de interruptores para enrutar las señales de la unidad en operación fallada al de reserva.

La función de conmutación del modulador comprende el enrutamiento de un gran número de posibles señales para aplicaciones IDR como se lista a continuación:

- La entrada de tráfico en banda base, la cual puede ser balanceada o desbalanceada dependiendo de la velocidad binaria.
- La entrada de señales FI las cuales pueden ser de 70 ó 140 Mhz.
- El reloj de referencia a la salida del modulador (derivado del tráfico entrante).
- Las entradas duales de voz ESC, cada una de las señales balanceadas.
- Las entradas de datos ESC, y la salida de reloj asociada, una vez más cada una de las señales balanceadas.
- Las cuatro diferentes señales de alarmas hacia atrás habilitadas.

Requerimientos de control similar y función de conmutación aplican por supuesto al sistema de conmutación redundante del demodulador.

La implementación de la función de redundancia 1-N representa una de las áreas clave del sistema modulador/demodulador IDR y, los factores de mayor influencia para el diseño de la función de control son detallados a continuación:

La función de control debe ser implementada con alta confiabilidad (puesto que representa un punto único de mecanismo de falla dentro del sistema de redundancia) y debe ser fácilmente integrado a los equipos modulador/demodulador portadores de tráfico.

- Cada grupo de redundancia 1-N debe ser independiente (para propósitos de confiabilidad de estación) y debe ser controlable en forma automática (ejemplo: respondiendo a las fallas individuales de equipo), por el operador local (ejemplo: panel frontal) o por monitoreo remoto e interfase de control.
- Las funciones transmisión recepción deben ser independientes y físicamente separadas, pero casi idénticas.
- La circuitería activa de control, la cual no porta el tráfico actual debe ser separada de la circuitería de redundancia, la que si lleva tráfico, con el afán de minimizar cualquier interrupción.

Los factores de mayor influencia en el diseño de la función de redundancia son:

- La conmutación para cada clase de señal debe ser de extremadamente alta confiabilidad y tener efecto imperceptible en la señal que lleva (puesto que las interfases están esencialmente definidas en el equipo de modulación/demodulación). Esto sugiere el uso de relevadores (de especificación conveniente) como elemento de conmutación.
- La conmutación para cada tipo de señal debe ser implementada de la manera más común que sea posible.
- Puesto que los elementos de conmutación en la mayoría de los casos representan mayormente las interfases entre el equipo de modulación y demodulación y el resto de la estación terrena, el acceso a estas interfases debe permitir la expansión de estación conveniente y el re-arreglo de tráfico mediante la modificación del alambrado.

3.4.6 COMBINADOR/DIVISOR DE FI

En la mayor parte de instalaciones de estaciones terrenas, puede ser previsto que muchos moduladores/demoduladores sean asignados a un sólo transponder y por consiguiente a un sólo equipo de conversión de frecuencia. Esto hace necesario el uso de un sub-sistema combinador/divisor de FI para la conversión de interfases moduladores/demodulador a una sola interfase de estación terrena. Además, un gran número de grupos de redundancia

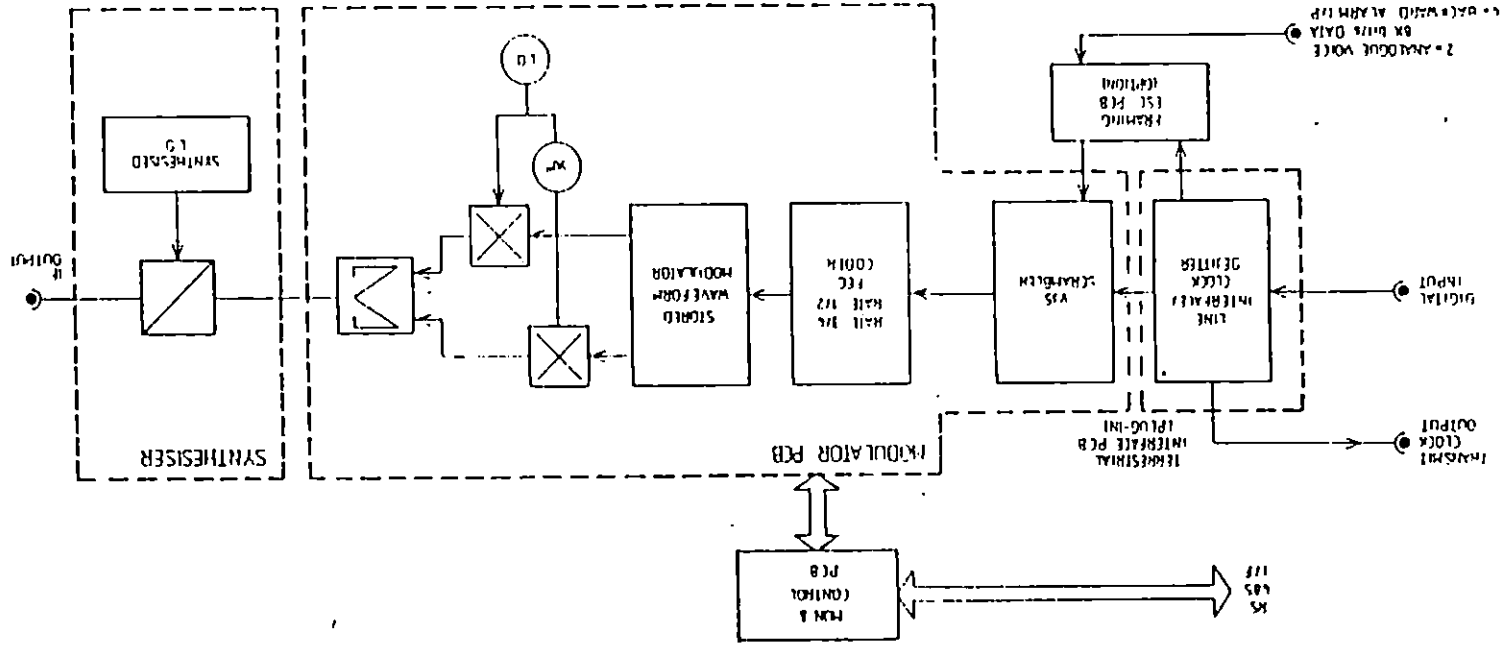


Fig. 3.5. Modulator IDR

La trama de transmisión ESC p.c.b. implementa el circuito de voz para servicio de ingeniería codificando una trama de encabezado para 1,544, 2,048, 6,312 y 8,448 Kbps (tasas de datos. Para otras tasas de datos este p.c.b. puede ser omitido.

El modulador p.c.b. aleatoriza el flujo de datos de acuerdo con la recomendación del CCITT y ejecuta la función de codificación a la mitad de la velocidad binaria seguido por el circuito de reducción para transformar el proceso de codificación a $3/4$ de la velocidad. Estos procesos son seguidos del modulador de almacenamiento de forma de onda el cual implementa cuatro niveles de modulación PSK mediante una aproximación del todo original.

Esto elimina completamente la necesidad de filtros con forma de canal analógico convencional usados previamente en estas tasas de datos. El mezclador de cuadratura final usa dos osciladores locales alternativos ajustados previamente con pruebas de fábrica, de 138 u 86 Mhz para habilitar la salida final de FI y centrarle en 70 ó 140 Mhz.

El modulo sintetizador aloja el sintetizador mismo y a la etapa final de mezclador/amplificador. El sintetizador opera sobre el rango de 190 a 262 Mhz y el mezclador/amplificador puede aceptar entradas y proveer salidas en el rango de 50-90 Mhz y 100-180 Mhz. Para la opción del modulador de FI 70 Mhz, la entrada del mezclador es a 138 Mhz y la salida puede ser puesta en el rango de 52-88 Mhz; los valores correspondientes para la opción 140 Mhz son 86 Mhz y 104-176 Mhz.

El monitoreo y control p.c.b. sirven de interfase entre los controles/monitoreos del panel frontal o la interfase remota, y los circuitos del demodulador. Promueven procesos de indicaciones de falla locales e inicia cualesquiera acciones consecuentes.

3.5.2 REPISA DEL DEMODULADOR

El equipo demodulador en general, sus funciones principales comprenden las inversas de las del modulador.

Un diagrama a bloques del demodulador es mostrado en la figura 3.6.

El modulo sintetizador es de diseño idéntico al del modulador. En este caso para la opción de FI 70 Mhz, la entrada puede ser seleccionada en el rango de 52-88 Mhz con la salida en 138 Mhz; los valores correspondientes para la opción de 140 Mhz con 104-176 Mhz y 86 Mhz.

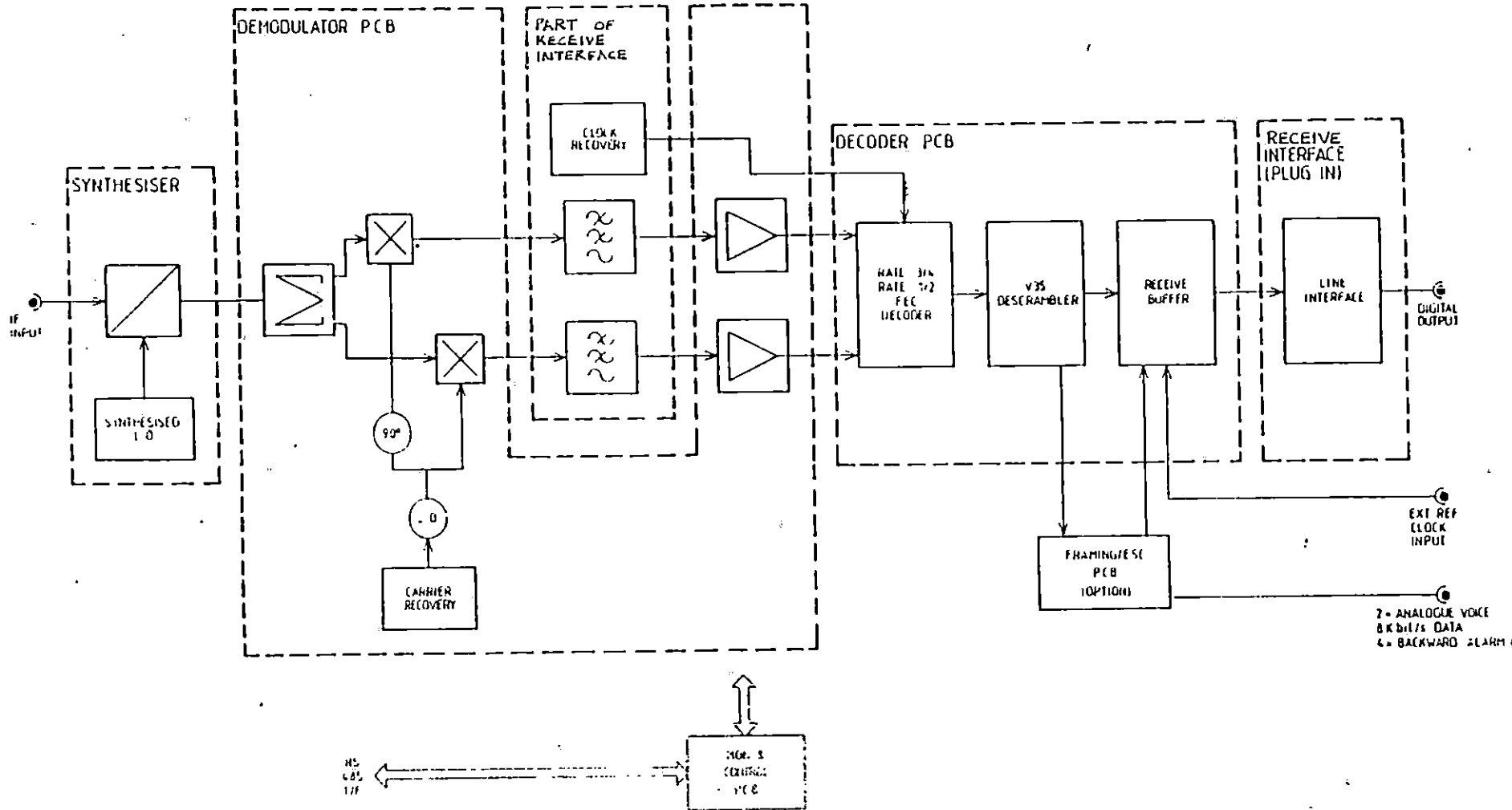


Fig. 3.6 Demodulator IDR

El demodulador p.c.b. incorpora un circuito AGC, los detectores coherentes y la función de recuperación de portadora. El circuito de recuperación de portadora hace uso de un circuito de adquisición sofisticada para ayudar a la recuperación de la señal en presencia de una frecuencia "offset" relativamente grande; esto es de particular importancia para las tasas de datos con aproximación al límite más bajo permisible de 64 Kbps. Es de hacer notar que los componentes dependientes de la tasa de datos del demodulador, llamados filtros de forma de canal y circuito de recuperación de reloj, están alojados en la interfase p.c.b. de recepción (la cual también incluye la circuitería de interfase terrestre).

El decodificador p.c.b. aloja el decodificador FEC de máxima probabilidad, el circuito de reducción asociado y el desaleatorizador, junto con la memoria elástica plesiócrona que sigue la oscilación.

El decodificador FEC hace uso de un sólo dispositivo para implementar el algoritmo de tasa media para probabilidad máxima, para todas las tasas de datos. La memoria elástica plesiócrona permite la traslación opcional desde el reloj recuperado del demodulador al reloj local terrestre. el reloj local terrestre está dado como una referencia externa para la repisa (vía el conmutador de redundancia si es apropiado).

La trama de recepción ESC pcb desarrolla la función inversa del pcb de transmisión correspondiente. Aquí se necesita una "tarjeta hija" que contiene la circuitería para sincronismo de trama, la cual requiere ocho líneas de retardo de 125 ms para permitir cada palabra de trama en una multitrama corrientemente examinada.

La interfase pcb de recepción aloja todos los componentes que varían con la interfase particular y tasa de datos en uso, y es implementada como "caballete" pcb "hija".

3.5.3 REPISA DE CONTROL DE REDUNDANCIA 1-N

Cada grupo de redundancia, moduladores o demoduladores es controlado por una sola repisa. La repisa aloja una única tarjeta procesadora la cual controla el estado de los relevadores de la conmutación redundante y el modulador o demodulador de reserva.

En operación normal, las salidas de control de esta repisa son derivadas censando las indicaciones de normal o falla de cada equipo dentro del grupo de redundancia. No obstante, el control por operador local (panel frontal) debe ser seleccionado para fines de mantenimiento.

3.5.4 REPISA DE CONMUTACION 1-N

La repisa de conmutación es capaz de alojar los siguientes relevadores pcs y módulos para ambos sentidos, transmisión y recepción.

- Un pcb tráfico banda base, para enrutar tráfico al de reserva; ya sea versión balanceada o desbalanceada que es provista dependiendo de la interfase en uso y opcionalmente,
- Un modulo de relevador coaxial FI, para enrutar la señal de FI al de reserva. Este modulo permite mayor seguridad en el control de encendido/apagado, facilidad de acceso para pruebas en unidades fuera de servicio y la capacidad de propagar un sólo grupo de redundancia a través de varios transponders.
- Un reloj pcb para enrutar un reloj de referencia al de reserva. Este pcb será utilizado solamente cuando reloj de referencia del demodulador se derive del modulador asociado.

La alternativa es usar una referencia de la estación terrena para dar el reloj a todos los demoduladores, En este caso, el reloj de transmisión pcb no se necesita y la función de distribución sustituye al reloj de recepción pcb.

- Un conmutador ESC pcb para enrutar voz ESC, datos y alarmas hacia atrás al de reserva. Para minimizar equipo complementario, aquí se utilizan relevadores conectables que se ajusten a las necesidades del operador de la estación terrena.

3.5.5 PANEL COMBINADOR/DIVISOR DE FI

Un número de combinadores de tres tipos están montados en un panel de conexión para proveer un panel combinador/divisor de FI. Dos bancos, cada uno de cuatro combinadores que permiten un requerimiento máximo de nueve moduladores o demoduladores unidos mediante interfases a cuatro convertidores de frecuencia. Un equipo parcial se ajusta a la provisión de "hardware" actual para que sean creados arreglos de acuerdo a las necesidades individuales del operador de la estación terrena.

3.5.6. COMPUTADOR PARA SUPERVISION Y CONTROL REMOTO

El control remoto y sistema de supervisión opcional está destinado para control remoto operacional (ej. parámetros programables) y supervisión de potencialmente un gran número de moduladores y demoduladores y grupos de redundancia en un sólo punto centralizado. No está normalmente proyectado para conmutación redundante.

CONCLUSIONES

- La tecnología IDR utiliza equipos muy sofisticados a nivel tecnológico, como el equipo de Modulación/Demodulación, el cual debe cumplir muchas especificaciones técnicas y de calidad.
- Toda señal para su transmisión debe recibir un tratamiento previo, a esto se le denomina Modulación, lo cual se transpone en frecuencia.
- Los tipos de Modulación se clasifican de acuerdo al tipo de portadora a utilizar, a la señal modulante y al elemento característico de la función que se va a variar.

BIBLIOGRAFIA

- INTELSAT
TECNOLOGIA DIGITAL
- **Digital Modulation/Demodulation**
Equipment for the INTELSAT intermediate
data rate (IDR) service
Robison P.F.
- Carrillo, Juan Antonio, **Introducción a los
sistemas de comunicaciones eléctricas**

CAPITULO IV

DESCRIPCION DE LA ARQUITECTURA COMPLETA DEL SISTEMA Y CONSIDERACIONES PARA SU IMPLEMENTACION

INTRODUCCION

En un capítulo previo se hizo la descripción detallada, utilizando bloques representativos del sistema que ANTEL poseía, antes de la implementación de la tecnología IDR, entonces la comunicación del país con el resto del mundo, se hacía con tecnología analógica, esto desde luego resultaba costoso por las desventajas que lo analógico tiene con respecto a lo digital.

Ahora la realidad de las comunicaciones del país es otra ya que la arquitectura completa del sistema para la transmisión internacional se modificó, introduciendo, en primer lugar los equipos DCME's en la central centro, así como radios digitales y MODEM's IDR en la Estación Terrena.

Esta nueva arquitectura (con tecnología IDR) del sistema, es lo que se tratará en este capítulo, adicionando también las consideraciones necesarias para la introducción de estos equipos, sus especificaciones técnicas y otro aspecto muy importante como es la inversión en forma detallada que realizó ANTEL para el cambio de tecnología y el tiempo en el cual recupero esta inversión, debido al ahorro en el segmento espacial en el satélite.

4.1. Arquitectura completa

Lado de transmisión

Debido a la evolución de la tecnología de las comunicaciones, la Administración Nacional de Telecomunicaciones, modificó todo el sistema para la transmisión de los circuitos internacionales, esta

modificación consistió, en la digitalización de todo el enlace de transmisión, desde la Central Centro (conocida como El Telégrafo), hasta la estación terrena. Como puede verse en la fig. 4.1 .

En la Central Internacional LD2 en la actualidad existen 20 sistemas digitales y 11 sistemas con circuitos analógicos para el tráfico Internacional, haciendo un total de 930 circuitos, estos sistemas son conectados a un equipo multiplicador de canales con entradas estrictamente digitales, por lo que los circuitos analógicos tienen que ser procesados mediante la técnica PCM para generar la señal de 2 Mbps, antes de ser introducidos al equipo multiplicador de canales (DCME), como se puede ver en la fig. 4.1.

El DCME lo que hace es utilizar dos técnicas, una que se llama DSI (Digital Speech Interpolation) y la que se llama ADPCM (PCM Diferencial Adaptable) para que en una velocidad de 2.048 Mbps puedan ubicarse no solamente 30 canales telefónicos sino que 120 canales, quiere decir que la salida del DCME tiene una velocidad de 2.048 Mbps por lo tanto la ganancia que el DCME produce al tráfico que está pasando a través de él es una ganancia de 4:1 es decir que entran 120 circuitos . Esto se hace en los 8 equipos DCME, luego las 8 señales de salida de los DCME que contiene cada una 120 circuitos digitales es multiplexada en un multiplex de 2/34 Mbps, para este caso.

La configuración de los DCME que se tienen es de 8:1 como se puede ver la fig. 4.1, esto se hace así porque es la configuración más óptima para dar redundancia debido al tiempo promedio de vida de las tarjetas de los DCME.

El multiplexor de 2/34 Mbps es un multiplexor en tiempo TDM (Time Division Multiplex) que combina 16 entradas de 2 Mbps en una sola salida de 34 Mbps, multiplexando bit a bit cada uno de los afluentes de entrada, para tener a la salida los 16 sistemas en uno sólo de 34 Mbps.

Debido a que los sistemas DCME tienen una salida de 120 circuitos en una velocidad de 2048 Mbps un sistema de 2/34 Mbps que normalmente podría cursar 480 canales, si en la entrada tiene equipos de multiplicación de circuitos este puede cursar 1920 canales, es decir, el DCME produce una ganancia en los sistemas de transmisión digital.

Luego en la Central Centro se encuentra un equipo de 34/140 Mbps, que hace exactamente lo mismo que el de 2/34 Mbps, solamente que este toma cuatro afluentes de 34 Mbps y los multiplexa bit a bit para obtener una salida de 140 Mbps. Esta señal pasa a un radio digital en centro el cual está direccionado hacia el cerro Los Naranjos, para poder ser transmitida. El radio por ser un radio digital no tiene

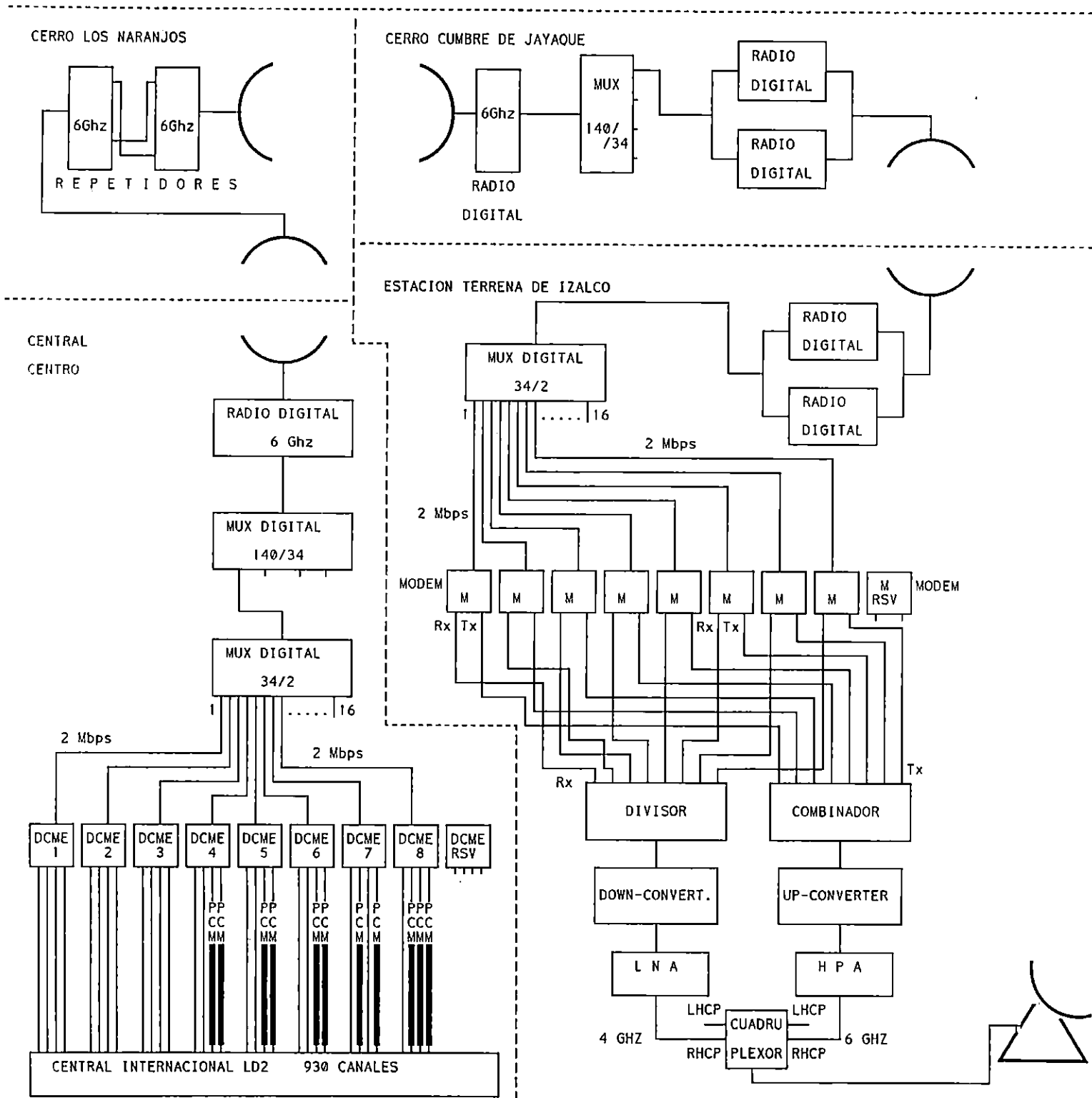


Fig. 4.1. Arquitectura completa con tecnología IDR

ninguna diferencia entre lo que es un radio analógico antiguo en la parte de Radio Frecuencia, la única diferencia es el modulador que es una parte digital y la parte de RF es normal. La señal de radio de central centro se va hacia la repetidora de los Naranjos, en ese lugar se tiene nada más una repetición del tipo activa de banda base, es decir que la señal es demodulada totalmente, generada nuevamente la señal de banda base original, retemporizada y equalizada. Esto significa que la señal que pudo haber sufrido una distorsión a través de la propagación en el medio a la cual también se le suma ruido por causa del mismo medio es regenerada hasta alcanzar el nivel original, es decir, exactamente el nivel que tenía en la entrada anterior. Retemporizada porque toda aquella influencia externa en fluctuación de fase, cualquier incerteza de los osciladores, etc, es quitada y es nuevamente retemporizada en base a la señal de temporizador que de la señal entrante el modulador envió al demodulador, por lo tanto, la señal que se tiene a la salida del primer receptor en el cerro los Naranjos es una señal exactamente idéntica a la señal que entró al modulador en Central Centro. Esta señal regenerada alimenta al modulador de un radio que esta direccionado hacia cumbres de Jayaque. En Cumbres de Jayaque se encuentra otro repetidor el cual el objetivo es el mismo, que reciba la señal y la regenere para que a la salida se tenga una señal de 140 Mbps igual a la señal entrante en Central Centro. En Cumbres de Jayaque se encuentra un demultiplexor de 140/34 Mbps como puede verse en la Fig. 4.1; la idea de este demultiplexor es sacar el tráfico de 34 Mbps que viene del multiplexor 2/34 Mbps que alimentaron los DCME y este enrutarlo hacia la Estación Terrena y los otros afluentes de 34 Mbps poderlos utilizar para cualquier otro tráfico por ejemplo tráfico nacional, y de esa manera utilizar en una forma más eficiente el radio de 140 Mbps.

Esta señal de 34 Mbps es alimentada a un radio digital de 34 Mbps también ubicado en Cumbres de Jayaque y que está direccionado hacia la Estación Terrena de Izalco. En la ETI la señal es recibida por otro radio digital como puede verse en la Fig. 4.1, se desmodula la señal para obtener una señal de banda base de 34 Mbps ésta pasa a un demultiplexor de 34/2 Mbps el cual entrega las 8 señales de 2.048 Mbps que generaron los DCME's en Central Centro. Estas señales son entregadas a los MODEM IDR los cuales están en una en una configuración de 8:1. Los MODEM IDR son unos equipos exactamente iguales a cualquier MODEM DIGITAL, la única diferencia es que su entrada es una velocidad de 2.048 Mbps. También tiene un filtro de FI para darle el ancho de banda deseado a la salida de FI de su transmisión y en su recepción por supuesto, tiene además una inserción de bitios suplementarios para alarmas, es decir, el

MODEM IDR cumple con la filosofía de cualquier medio de transmisión digital la cual es informar a su extremo distante si no hay señal de entrada, si no tiene señal en su entrada de recepción y a la vez informar al extremo receptor en banda base si la señal de entrada ha fallado en recepción o si en transmisión también ha fallado, es decir, es un medio de transmisión completa.

La cualidad que diferencia a los MODEM IDR, es que trabaja a una velocidad baja, normalmente los modem de radio trabajan a velocidades más altas por ejemplo 34 Mbps. Como la velocidad a la que trabajan los MODEM IDR es 2.048 Mbps, la RF en la salida va a tener un ancho de banda de 2.048 Mbps máximo, luego de habersele sumado los bit's suplementarios. Otra cualidad que tiene este equipo es que posee un circuito de corrección de errores hacia adelante llamado FEC. El FEC es un código adicional que se mezcla con la señal de banda base en la entrada para producir un código de transmisión tal que el receptor pueda demodularlo y en caso de ruido, por las perturbaciones del medio satelital el cual es un medio bien susceptible a las perturbaciones de la señal de Banda base, todavía pueda ser recuperada y reconocida la señal original a esto se le llama corrección de errores hacia adelante FEC. Otra de las cualidades de MODEM IDR es que su frecuencia de FI no es una frecuencia fija, sino variable dentro de un rango más o menos 30 Mhz.

Cada DCME va a requerir de un modem, 8 modem van a requerir uno de reserva y esta configurado de esta manera ya que es la forma óptima para no desperdiciar tanto dinero en redundancia.

La salida FI de los modem IDR es mezclada en un combinador de FI, no existe ningún problema en mezclar todas estas señales de FI en un solo combinador porque cada una tiene una FI diferente, por lo tanto a la salida del combinador se va a tener todo un ancho de banda conteniendo en una posición de frecuencia diferente cada una de las señales de los moduladores de entrada del combinador. El up-convertir va a realizar una conversión de todo ese ancho de banda a una frecuencia mucho más alta, esta frecuencia es 6 Ghz la cual es la frecuencia de transmisión de la Estación Terrena, luego esta señal es amplificada por el HPA. Este dispositivo no es más que un amplificador de RF con la única cualidad de que da una potencia muy alta a la salida, este puede dar hasta 700 Watts de RF. Las portadoras IDR están utilizando apenas una señal con potencia de 10 Watts para todas las portadoras IDR, es decir 1.2 Watt/portadora. (Una portadora analógica necesita de 200-300 Watts para unos 100 canales).

La reducción de potencia se logra sencillamente porque el MODEM IDR tiene la cualidad de corrección de errores hacia adelante (FEC). El FEC hace que el requisito de potencia sea menor porque la señal que se transmite tiene un código en el cual se puede detectar en la recepción si el medio introdujo un error en la señal que se está transmitiendo. Luego la señal pasa a un mezclador de recepción/transmisión que se llama cuádruplexor y va hacia la antena.

Lado recepción

La señal de recepción que se colecta en la antena pasa al divisor de transmisión y recepción que se llama cuádruplexor y es enrutado hacia los LNA como se puede ver en la Fig. 4.1.

El LNA igual que el HPA tiene una ganancia extremadamente alta solamente que su función es totalmente diferente. El HPA es un equipo que le da la potencia necesaria a la señal para transmitir hacia el satélite, el LNA por el contrario es un equipo amplificador que le da la ganancia necesaria a la señal para ser recuperada del bajo nivel que trae por causa de las distancias extremadamente grandes que hay entre el satélite y la estación Terrena. El LNA tiene otra cualidad, de ser un dispositivo de bajo ruido, es decir, que él no añade ningún ruido a la señal que se recibe sino que tan sólo la amplifica.

Luego del LNA, la señal que se recibe del satélite en la banda de 4 Ghz y que ya está amplificada, es pasada hacia un equipo llamado convertidor descendente (down-converter).

El convertidor descendente lo que hace es convertir la información que viene en la banda de 4 Ghz a una señal de FI la cual es de 140 Mhz, exactamente el mismo proceso que hace el up-converter solamente que en sentido inverso. EL up-converter convierte de 140 Mhz más o menos 36 Mhz a 6 Ghz más o menos 36 Mhz y el down-converter convierte de 4 Ghz más o menos 36 Mhz a 140 Mhz más o menos 36 Mhz.

La señal es pasada al divisor y este entrega 8 salidas como puede verse en la Fig. 4.1, con la misma potencia cada una de las cuales van a los demoduladores IDR y cada uno de estos van a estar sintonizado a una frecuencia diferente para poder recuperar la señal digital que viene modulada en la portadora que está recibiendo del satélite.

El demodulador IDR tiene el demodulador, el decodificador FEC para recuperar la información, el equipo que sustrae los bits que fueron agregados suplementariamente para alarmas, etc. y a la salida del demodulador nuevamente entrega una señal de 2.048 Mbps, con la información de 120 canales exactamente igual como la señal que entrega el DCME, solamente

que en este caso con la información que viene del DCME del otro país. De ahí en adelante se da el proceso de multiplexación como en el caso de transmisión.

4.2. ESPECIFICACIONES TECNICAS PARA EL CAMBIO EN LA ESTACION TERRENA

4.2.1 ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA

El sistema deberá estar diseñado para prestar servicio continuo. Por esa razón se deberán hacer arreglos que permitan al personal técnico brindar mantenimiento de forma fácil sin interrumpir el tráfico.

El diseño general para futuras ampliaciones deberá ser de tal forma que sea posible en lo sucesivo hacer las modificaciones o ampliaciones necesarias sin que para esto se requiera períodos de interrupción largos u otros inconvenientes.

4.2.2 SUBSISTEMAS DE TRANSMISION Y RECEPCION

Los subsistemas de transmisión y recepción comprenden el siguiente equipo intermedio:

- Modems IDR
- Combinadores de FI
- Subsistemas "UP CONVERTER"
- Combinadores de RF
- Divisores de RF
- "DOWN CONVERTER"
- Divisores de FI
- Paneles de conexión FI y RF
- Conexión digital cruzada

4.2.2.1 Terminal IDR

Cada modulo del terminal IDR deberá ser fácilmente reconfigurable desde cualquier tasa de bits a otra.

Se dará para un equipo completamente flexible el cual no necesite la sustitución de elementos dependientes de tasa de bits o los módulos completos para modificar la tasa de bit transmitida o recibida.

La FI nominal deberá ser 140 Mhz. El terminal deberá tener la capacidad de transmitir o recibir portadoras cuyas frecuencias de separación son múltiplos de 22.5 KHz del ancho de banda de FI de 72 Mhz.

Una indicación de la tasa de corrección de error deberá ser desplegada, con o sin codificador externo, para monitorear la calidad de la portadora.

El terminal IDR deberá aceptar los flujos digitales terrestres como es especificado en el párrafo de adelante de interfases, el modulo de interfase terrestre deberá detectar las fallas, y deberá ejecutar las acciones necesarias.

La señal de indicación de alarma (AIS) para interfases terrestres deberá estar disponible. La falla FA1 (pérdida de señal entrante) de la interfase terrestre deberá ser detectada. Las fallas FS1 (falla de enlace hacia arriba -up link-) y FS2 (falla de enlace hacia abajo-down link-); ambas fallas de equipo deberán ser detectados en el equipo pertinente y ser transmitidas al terminar IDR para permitirle ejecutar la función requerida.

Deberán brindarse facilidades para combinar la salida de FI de cada unidad de canal (después de redundancia) para alimentar solamente a un "UP CONVERTER" o para conectar a un "UP CONVERTER" dedicado. El equipo común de FI deberá dar estas facilidades.

En el lado de recepción, el equipo común de FI deberá dividir la señal de FI recibida de los "DOWN CONVERTER" para alimentar a los demoduladores IDR. Deberá ser posible conectar varios "DOWN CONVERTER" a los terminales IDR.

- **Parte de transmisión (Tx) del terminal IDR**

La parte transmisora del terminal IDR deberá tener las siguientes características identificables:

- Empleo del esquema de modulación QPSK.
 - Formar trama de los datos terrestres y agregar bits de encabezado.
 - Operar con modificación de tasas seleccionables de $1/2$, $3/4$ con codificador FEC.
 - Ser interfase con el subsistema ESC existente.
 - Proveer una señal de reloj recurepado de la señal de datos terrestres entrantes.
 - Modulador/demodulador.
 - Incorporar una computadora para configuración, monitor e impresor para manejo de subsistema ESC.
- **Parte de recepción (Rx) del terminal IDR**

La parte de recepción del terminal IDR deberá tener las siguientes características identificables:

- Empleo de un esquema QSPK coherente para demodulador.
 - Remover el bit de encabezado de los datos recibidos del satélite.
 - Hacer interfase con el ESC.
 - Memoria elástica presiócrona para operación con un satélite.
 - Provee una señal de reloj recuperado de la señal de datos entrante del satélite.
- **Parte común del terminal IDR**

Para el propósito de estas especificaciones, la parte común del terminal IDR deberá tener las siguientes características identificables:

- Generar frecuencias para sintetizadores de transmisión y recepción desde una frecuencia de referencia interna o externa.
- Interfase de FI con los sistemas de transmisión y recepción de la estación terrena.
- Facilidades de monitoreo y control (MAC) deberán ser provistas para permitir el monitoreo del terminal IDR sin interrumpir el servicio y para controlar la conmutación de redundancia.

Unidades para elaborar trama y extracción/inserción

Para tasas de bit menores a 1544 Kbps una unidad con función de elaboración de trama y de extracción/inserción deberá existir en el Modem IDR. Esta función en el lado de transmisión deberá extraer portadora de canales a 64 Kbps del flujo de datos terrestre y elaborar formato de portadoras en tramas de 64 bytes. La función opuesta será ejecutada para la dirección de recepción.

• Interfases terrestres

Las características de las interfases se describen a continuación:

- Tasa de bit: 2048 Kbps.
- Impedancia característica 75 Ohmios desbalanceada.
- Código de línea: HDB-3.

• Interfase FI

FI de salida

La FI de salida del terminal deberá ser un conector coaxial con una impedancia característica de 75 Ohmios resistivo y desbalanceado. La pérdida por retorno deberá ser mayor de 20 dB. El nivel de salida nominal deberá ser ajustado automáticamente de acuerdo a la tasa de bit. El rango de ajuste manual deberá ser de por lo menos +5 dB a -10dB del nivel de salida nominal.

La estabilidad de amplitud de la FI de salida deberá variar entre más o menos 0.25 dBm cuando sea medida al mes y cuando opere en ambiente de temperatura normal variando entre 15 y 35 grados centígrados.

La exactitud de frecuencia de la señal de FI su variación no deberá ser mayor que 100 Hz. La estabilidad de frecuencia de la FI de salida del modulador deberá ser mayor que una parte en 10^6 cuando sea medida al mes y cuando opere en ambiente de temperatura entre 15 y 35 grados centígrados.

FI de entrada

La FI de entrada del terminal deberá ser un conector coaxial con impedancia característica de 75 Ohmios resistivo y desbalanceado. La pérdida por retorno deberá ser mayor que 20dB. El nivel de entrada nominal deberá ser menor que el nivel de salida del terminal para

facilitar un lazo (loop-back). El demodulador deberá acomodar reducciones de nivel de entrada hasta de 10 dB bajo el nivel nominal debido a desvanecimiento en el sentido de transmisión.

Referencia de entrada externa

El terminal IDR deberá aceptar una entrada de referencia de frecuencia externa. Las características de esta entrada son las siguientes:

- Frecuencia: 5 ó 10 Mhz senoidal.
- Nivel de entrada: 0 dBm \pm 5 dB.
- Conector coaxial con una impedancia característica de 75 Ohmios, resistivo, desbalanceado. La pérdida de retorno deberá ser mayor que 20 dB.

Interfase de alarma

Deberán suministrarse relevadores con contacto de cambio para los indicadores de alarma para la extensión del sistema de alarma de la estación terrena. Los relevadores deberán operar cada vez que exista una condición de falla.

4.2.2.2 RED DE COMBINADORES DE FI

Se deberá suministrar una red combinadora de FI que combine las salidas de los moduladores dentro de una banda de FI contigua para la interconexión con la frecuencia de los "UP-CONVERTER". El combinador de FI deberá tener un mínimo de ocho (8) puertos de entrada. La red combinadora deberá estar montado en un rack, en la placa del panel frontal sobre los "UP-CONVERTER" conectores del tipo BNC deberán ser usados con cables coaxiales como cuerdas de distribución. Los puertos de combinador sin uso deberán ser terminados con cargas apropiadas.

4.2.2.3 UP-CONVERTER

El "UP-CONVERTER" debe ser de un tipo ágil de frecuencia la cual transpone una entrada de 140 Mhz a cualquier frecuencia en el rango de 5850-6425 Mhz. La conexión de los "UP-CONVERTERS" deberá ser a través de una red combinadora definida en la especificación de la estación de integración.

Estabilidad de frecuencia

La estabilidad de frecuencia de los osciladores locales deberán ser mayores que $\pm 2 \times 10^{-8}$ por mes y $\pm 5 \times 10^{-8}$ por día con una temperatura en el rango de 0°C a 45°C.

Interferencia en modulación de frecuencia

La modulación de frecuencia compuesta inducida en una portadora debida al ruido del oscilador local y señales parásitas de todas las fuentes internas en cualquier banda de 4Khz deberán de estar por lo menos 40 dB por debajo del nivel de una portadora no modulada (-40 dBc) para portadoras de hasta 2.048 Mbps y 50 dB (-50dBc) para portadoras arriba de los 2,048 Mbps.

Salida

El nivel de salida del "UP-CONVERTER" será adecuado para manejar la salida de HPA dB en saturación. El nivel de salida deberá ser ajustable sobre un rango de +10 dB a -20 dB del nivel de saturación manejado por el HPA.

Ancho de banda FI

El ancho de banda de FI deberá ser de 80 Mhz.

Impedancia de salida

La impedancia de salida deberá ser de 75 Ohmios desbalanceados con un conector BNC. La salida deberá ser de 50 Ohmios desbalanceados con un conector N.

Nivel de entrada

El nivel de entrada deberá estar entre 0 y -40dBm

Respuesta de amplitud FI/RF

La respuesta de amplitud FI/RF deberá ser de ± 0.5 dB a ± 36 Mhz.

Retardo del grupo FI/RF

El retardo de grupo FI/RF deberá ser de ± 2 ns a ± 24 Mhz y ± 4 ns a 36 Mhz y el rizado de 2 ns.

Tamaño del paso del sintetizador de frecuencia

El sintetizador de frecuencia debe estar en pasos de 1 Mhz.

4.2.2.6 DOWN CONVERTER

Los "DOWN-CONVERTER" deberán estar a una frecuencia del tipo ágil las cuales transpongan frecuencias en el rango de 3625 a 4200 Mhz y para 140 Mhz. La conexión de los "DOWN-CONVERTER" deberá ser a través de una red divisora. La conmutación redundante deberá ser manual usando panel de conexión y/o automático usando MAC. Ambas posibilidades deberán estar disponibles. Cada "DOWN-CONVERTER" deberá estar permanentemente conectado a cualquier polarización.

Especificaciones

Banda de frecuencia:	3625 - 4200 Mhz.
Tamaño de paso del sintetizador	25 Khz
Frecuencia central de FI	140 Mhz.
Ancho de banda FI:	72 Mhz a 1dB.
Ruido de fase:	Cumple con los requerimientos de transmisión.
Figura de ruido	Mayor a 14 dB.
Respuesta amplitud RF/FI	± 0.2 dB a $f_0 \pm 24$ Mhz ± 0.5 dB a $f_0 \pm 36$ Mhz.
Respuesta retardo de grupo RF/FI	± 2 ns a $f_0 \pm 24$ Mhz ± 4 ns a $f_0 \pm 36$ Mhz.

Estabilidad de frecuencia

La estabilidad de frecuencia de los osciladores locales deberá ser mayor que $\pm 2 \times 10^{-8}$ por mes y $\pm 5 \times 10^{-8}$ por día a temperaturas en el rango de 0° a 45°C.

Modulación de frecuencias parasitas

La modulación de frecuencia compuesta inducida en una portadora debido al ruido de oscilador local y señales parásitas de todas las fuentes internas en cualquier banda de 4 Khz deberá estar al menos 40 dB bajo el nivel de una portadora no modulada (-40 dBc) para portadoras de hasta 2.048 Mbps, y 50 dB (-50 dBc) para portadoras sobre 2.048 Mbps.

Salida

El nivel de salida deberá estar al menos entre -15 y 10 dBm. La pérdida por retorno de salida deberá ser como mínimo 25 dB. El rango de iluminación para la señal de telemetría es de -170 a -110 dBW/M² (señal luminosa).

Ancho de banda de FI

El ancho de banda de FI deberá ser de 80 Mhz. El cambio de retardo de grupo en cualquier punto dentro de la banda relativa de FI hacia la banda central no deberá exceder lo siguiente en ningún punto de la banda de 40 Mhz: Lineal ± 0.25 ns/Mhz, parabólico ± 0.05 ns/Mhz y rizado 5ns p-p máximo.

Impedancia

La impedancia de FI deberá ser de 75 Ohmios desbalanceados con un conector BNC. La de RF deberá ser de 50 Ohmios desbalanceados con un conector N.

Intermodulación

Con dos portadoras de prueba, cada una con nivel de potencia de -100 dBW a la entrada del LNA, la intermodulación producida deberá ser de por lo menos 50 dB por debajo del nivel de las dos portadoras de prueba.

Rechazo de imagen

La imagen del primer oscilador local de "DOWN-CONVERTER" no deberá estar entre 5850 y 6425 Mhz.

El rechazo deberá ser mayor que 80dBm.

Entrada de referencia de frecuencia extrema

Cada "DOWN-CONVERTER" deberá aceptar una entrada de referencia de frecuencia externa. Las características de esta entrada deberán ser como sigue:

Frecuencia 5 ó 10 Mhz senoidal.

Nivel de entrada 0 dBm \pm 5 dB.

Conector coaxial con impedancia característica de 75 Ohmios, resistivo, desbalanceado.

La perdida por retorno deberá ser mayor que 20 dB.

Interfase de alarma

Relevadores con contactos de cambio deberán permitir la extensión de indicaciones de alarma y control de la estación terrena. Estos relevadores deberán operar cada vez que exista una condición de falla.

Operación y mantenimiento

Se deberá definir claramente las capacidades de control y monitoreo del equipo propuesto.

Según las siguientes capacidades:

- **CONTROL**

Ajuste de nivel de salida.

Ajuste de frecuencia.

- **MONITOREO**

Desenganche de oscilador local.

Ganancia del convertidor.

Frecuencia central de RF

4.2.2.7 RED DE DIVISORES DE FI

Se proveerá una red de divisores de FI que de las entradas a los demoduladores para la interconexión con la frecuencia de los "DOWN-CONVERTER". Los divisores de FI deberán tener un mínimo de ocho (8) puertos de salida. La red divisora deberá estar montada en un rack en una plancha del panel frontal sobre los "DOWN-CONVERTER". Conectores del tipo BNC deberán ser usados con cables coaxiales como cordones de conexión.

4.2.2.8 EQUIPO DE CONEXION CRUZADA CON ACCESO DIGITAL

Este equipo deberá estar en la capacidad de conectar cualquier intervalo de tiempo de un flujo de 2048 Kbps entrante en cualquier intervalo de tiempo de un flujo saliente. La señalización de bits asociada deberá ser transferida.

Interfase

La impedancia característica es de 75 Ohmios desbalanceada. La trama y formato de multiplexaje deberán cumplir con la recomendación del CCITT.

Tasa de errores de bit

El equipo propuesto deberá satisfacer la tasa de errores de bit y requerimientos de calidad de servicio de la recomendación del CCITT.

4.3 COSTO DEL DCME Y EQUIPO AFIN.

El equipo DCME especificado por INTELSAT está disponible desde mediados de 1990 y su costo puede calcularse partiendo del costo del equipo DCME de diseño exclusivo ya disponible de ciertos proveedores.

A continuación se muestran los costos estimados según presupuesto del equipo básico para implementar la tecnología IDR.

ITEM	DESCRIPCION	PRECIO (\$)
1	Equipo multiplicador de circuitos (DCME) con redundancia	180,000 a 200,000
2	Equipo de modulación/demodulación y conmutación automática.	40,000-45,000

4.3.1. INVERSION REALIZADA POR ANTEL PARA LA IMPLEMENTACION DE IDR

A continuación se presentará un desglose sobre la inversión realizada por la empresa ANTEL para implementar la tecnología IDR, así como también se mostrarán los beneficios en función del costo del segmento espacial, como los cálculos que muestran en cuanto tiempo ANTEL esperaba recuperar la inversión.

SUMINISTROS FUNDAMENTALES
Equipo de prueba y repuestos

TABLA 4.1. Equipos y materiales instalados en la Central Internacional LD2

ITEM	DESCRIPCION	CANT	PRECIO UNITARIO US \$	PRECIO TOTAL US \$
1	RT Shelf consisting of: Test Rx, Speech Interpolation Rx, Message Rx, voice ADPCM Tx/Tx, voice Band Data ADPCM, Bearer input Switch Rx, Text Tx, Speech detector Tx, Bearer Output Switch Main Central Processing unit.	9	38,199.00	343,791.00
2	If Shelf consisting of: Alarm Central Processing unit, redundant switch, clock select, dummy communication CPU, receive signalling CPU, power supply unit.	9	7,976.00	71,784.00
3	Matrix control and Matrix switch	1	13,250.00	13,250.00
4	DLC switch card	1	1,850.00	1,850.00
5	Digital Line Interface	63	1,525.00	96,075.00
6	Miscellaneous accessories for RT and IF Shelf, cable, cabinet spare and test equipment.			365,762.00
	COSTO TOTAL F.O.B. SAN SALVADOR, EL SALVADOR			892,512.00
	COSTO POR FLETE Y SEGURO			4,071.00
	COSTO TOTAL C.I.F. SAN SALVADOR, EL SALVADOR			<u>1,339.00</u> 897,922.00

TABLA 4.2. Equipos y materiales instalados en la Estación Terrena

ITEM	DESCRIPCION	CANT	PRECIO UNITARIO US\$	PRECIO TOTAL US\$
1	UP-DOWN CONVERTER SUBSYSTEM RACK	1	94,255.00	94,255.00
2	UP CONVERTER SPARES	-	4,329.00	4,329.00
3	DOWN CONVERTER SPARES	-	4,282.00	4,282.00
4	IDR MODEM SUBSYSTEM RACK	9	16,665.00	149,985.00
5	MODEM IDR SPARES	-	13,175.00	13,175.00
6	MISC EQUIPMENT (up-down converter IDR modem)	-		55,230.24
	COSTO TOTAL F.O.B. San Salvador, El Salvador			321,256.24
	COSTO POR FLETE SEGURO			3,410.00
				482.00
	COSTO TOTAL CIF SAN SALVADOR, EL SALVADOR			325,148.24

TABLA 4.3. Sistemas de amplificadores de alta potencia y accesorios

ITEM	DESCRIPCION	PRECIO UNITARIO US\$	COSTO TOTAL US\$
1	Amplificador de alta potencia (HPA) y accesorios	222,118.00	222,118.00
2	Filtro de guía onda	295.00	295.00
TOTAL EN US\$			222,413.00

TABLA 4.4. Costos de capacitación, ingeniería, instalación y pruebas

ITEM	DESCRIPCION	PRECIO UNITARIO US\$	COSTO TOTAL US\$
1	Capacitación	12,600.00	12,600.00
2	Ingeniería, instalación y pruebas	130,000.00	130,000.00
TOTAL EN US\$			142,600.00

RESUMEN DE COSTOS DEL PROYECTO IDR

Total de costos en Central LD2	\$ 897,922.00
Total de costos en ETI	\$ 547,561.94
Total de costos de Capacitación, Ingeniería, Instalación y Prueba	<u>\$ 142,600.00</u>
TOTAL US\$	\$1,588,083.94
 PRECIO NEGOCIADO	 \$1,505,413.00

4.3.2. BENEFICIOS EN FUNCION DEL COSTO DEL SEGMENTO ESPACIAL Y ESTIMACION DE TIEMPO DE RECUPERACION DE LA INVERSION

La tarifa aplicable al uso del segmento espacial, o sea, a cada canal de información son reguladas para nuestro país por la compañía INTELSAT. En la tabla siguiente se presentan las tarifas que son aplicables a la empresa ANTEL.

Para interpretar la tabla, es necesario considerar el servicio prestado por INTELSAT, la capacidad de éste y el tipo de antena que tiene cada país, El Salvador tiene el tipo A (32 mts. de diámetro)

TABLA 4.5. Compendio de tarifas para los servicios mas utilizados de INTELSAT

SERVICIOS POR CANAL/POR PORTADORA
(US\$ por mes, para servicios comprometidos por 15 años)

SERVICIO	CAPACIDAD	A	B	F-1	F-2
FDM	4 Khz	340	-	-	
CFDM	4 Khz	280	390	-	
IDR	1544 Mbps	5000	6350	7700	
IDR	2048 Mbps	6300	8001	9702	

Estas tarifas corresponden a los compromisos a largo plazo, 15 años; se ofrecen también cargos mensuales. Se aplica un descuento del 10% a los compromisos renovables a largo plazo. A continuación se presenta un análisis de costos, los cuales ANTEL tenía que pagar por el uso del segmento especial a INTELSAT, antes de implementar IDR.

En ese momento ANTEL contaba con 679 canales FDM con USA y Canada, como puede observarse en la tabla anterior ANTEL pagaba por cada canal al mes US\$ 340.00; entonces el costo del uso del segmento espacial era:

$$\begin{aligned} \text{Costo Segmento Espacial} &= \text{N}^\circ \text{ de Cktos} \times \$ 340.00/\text{ckto} \\ \text{CSE}' &= 679 \text{ CKTS} \times \$ 340/\text{ckts} \\ (1) \text{ CSE}' &= \$ 230,860.00 \text{ por mes} \end{aligned}$$

Este era el desembolso que ANTEL tenía que hacer mensual por el uso del Segmento Espacial a INTELSAT.

Ahora se muestran los costos que ANTEL paga a INTELSAT después de la transición a IDR asumiendo que los 679 circuitos se cambian a IDR.

Para los 679 circuitos se necesitan 6 portadoras IDR esto resulta de:

Cada Portadora IDR maneja 120 circuitos para nuestro país, entonces

$$\frac{679}{120} = 5.65$$

6 portadoras de 2 Mbps

Entonces para transmitir los 679 circuitos ANTEL necesitaría 6 portadoras, INTELSAT por cada portadora IDR de 2 Mbps cobra \$6,300.00 de uso del segmento espacial como puede verse en la tabla, el costo de las seis portadoras sería:

$$(2) \text{ CSE} = 6 \times 6,300.00 = \$ 37,800.00 \text{ mensual}$$

Comparando los resultados de (1) con (2) se tiene una diferencia de :

$$\begin{aligned} (3) \quad & \$ 230,860.00 \\ & - \$ 37,800.00 \\ & = \$ 193,060.00 \text{ (ahorro mensual)} \end{aligned}$$

El resultado de (3) es el ahorro mensual que ANTEL tiene por transmitir los 679 circuitos lo único que mediante portadoras IDR de 2 Mbps. Ahora se calculará el tiempo estimado para recuperar la inversión que ANTEL hizo para implementar IDR. Como es del conocimiento ANTEL invirtió \$ 1,505,413.00 para este proyecto, si con éste, mensualmente se está ahorrando \$ 193,060.00 de utilización del espacio entonces el tiempo en el que se espera recuperar la inversión es:

\$ 193,060.00	=	1 mes
\$ 1,505,413.00	=	7.79 meses
aproximadamente 8 meses		

Esto demuestra lo rentable que resulta implementar IDR, para el tráfico telefónico internacional en el país, ya que la recuperación de tan cuantiosa inversión es a corto plazo, lo que ha hecho que muchos países del mundo y El Salvador no es la excepción se estén sumando para cambiar a la tecnología IDR.

CONCLUSIONES

- La implementación de la tecnología IDR, originó el cambio total en el sistema de transmisión internacional en el país, iniciando en la Central Centro y finalizando en la Estación Terrena de Izalco, ETI.
- Las especificaciones técnicas de los equipo utilizados en el cambio de tecnología, son una parte fundamental del proyecto, ya que de ello depende el éxito o el fracaso del sistema.
- El arrendamiento del segmento especial en el satélite, depende del tipo de la antena de la estación terrena, la tecnología utilizada para la transmisión y el tiempo de arrendamiento contratado por la empresa con INTELSAT.
- En el país la transmisión internacional era antiguamente (con tecnología analógica) muy costosa económicamente hablado, ya que se invertían mensualmente \$ 230,860.00 en alquiler de segmento espacial.
- La inversión realizada por ANTEL para el cambio de tecnología, se puede considerar como mínimo, si se compara con las ventajas y mejoras técnicas que esta tecnología proporciona.
- La tecnología IDR es sumamente rentable para ANTEL ya que por sus ventajas técnicas proporciona grandes ahorros económicos en alquiler del segmento espacial en el satélite.
- Una de las principales ventajas de la tecnología IDR es la rápida recuperación económica de la inversión realizada para implementarla (en el país esta recuperación fue de aproximadamente 8 meses).

BIBLIOGRAFIA

- **INTELSAT**
IDR/DCME SPECIFICATIONS
March 1994

CAPITULO V

ESTUDIO DE FACTIBILIDAD PARA LA RED NACIONAL

INTRODUCCION

Todo trabajo de graduación debe perseguir la solución de un problema o la explicación de una realidad para hacerla accesible a todo lector, esto es lo que le confiere validez a una tesis, por lo que este capítulo contiene los elementos finales del estudio realizado en la tecnología IDR; como una sucesión se han presentado en los capítulos anteriores desde los fundamentos o principios básicos para la transmisión de señales hasta las especificaciones de los equipos utilizados en la nueva tecnología, para finalizar con un estudio de factibilidad técnico-económico para implementar esta tecnología en el país, con proyecciones al año 2000, para la comunicación "interna" en el área metropolitana y a nivel interdepartamental.

Los resultados de este estudio son presentados con su marco teórico, como lo es el estudio de la red nacional de telecomunicaciones, con todos sus elementos, se especifican los costos en base a un estudio real de precios actuales para realizar los respectivos cálculos de los que se obtienen las conclusiones que aquí se presentan, así como las aplicaciones de esta tecnología a la Estación Terrena que ANTEL tiene proyectada construir en El Angel (Apopa).

Todo lo anterior, es el producto de un estudio e investigación detallada y profunda realizados en esta tesis.

5.1. RECOMENDACIONES PARA IMPLEMENTAR UN PROYECTO IDR

5.1.1 PASOS PREVIOS A LA IMPLEMENTACION DE UN PROYECTO

El propósito de este apartado es mostrar un camino que se puede recorrer para la implementación de portadoras digitales. Pero antes de entrar en más detalles se debe señalar que este estudio se concentrará principalmente en la implementación de

portadoras IDR/DCME para el servicio internacional, sin embargo los conceptos son aplicables para la estructura nacional.

Una de las preocupaciones que deban tener las empresas de telecomunicaciones debe ser, introducir en sus redes, los adelantos tecnológicos que impliquen servicios de mejor calidad y menor costo, traspasando a los usuarios estos beneficios.

Para poder hacer lo anterior deben de implementarse óptimamente los proyectos, por lo que se debe hacer un estudio previo, teniendo en cuenta algunos aspectos que se consideran a continuación, aunque estos son "pasos" propuestos para un proyecto específico:

- a. Evaluación económica del proyecto
- b. Entrenamiento
- c. Adquisición de equipos e instrumentos
- d. Instalación y pruebas locales
- e. Pruebas de sistemas y cambio de tráfico

A continuación se explica con más detalle cada uno de estos aspectos.

- **EVALUACION ECONOMICA O ASPECTOS TARIFARIOS.**

INTELSAT tiene una política tarifaria, para compromisos a 15 años con las empresas que compran sus servicios, pero si estas empresas reducen el tiempo de compromiso, INTELSAT aumenta en un porcentaje determinado el valor del servicio, este porcentaje depende del tiempo en el que se reduce el compromiso, tomando como base los 15 años antes mencionados.

- **ENTRENAMIENTO**

Este es uno de los aspectos más importantes en el desarrollo de un proyecto, y este debe ser dado no sólo a los profesionales encargados del proyecto si no también y especialmente, al personal de operación y mantenimiento de la estación terrena y debe cubrir tanto los aspectos teóricos de las comunicaciones digitales como del funcionamiento de los equipos que se adquieren y es necesario contratarlo directamente con el fabricante, incluyéndolo en la orden de compra de equipos.

En lo posible este entrenamiento debe constar de dos partes; una para un grupo pequeño y previo a las pruebas de aceptación del equipo y otra a ser impartida en forma amplia en el lugar de instalación del equipo y antes de iniciar la operación comercial.

Es recomendable que tanto el personal de la Estación Terrena como el de la central internacional tengan un conocimiento global de sistema y no sólo de la parte que a ellos les corresponde operar.

- **ESPECIFICACIONES DE EQUIPOS**

A continuación se tratarán los distintos subsistemas que componen un sistema digital con portadoras IDR, teniendo como objetivo indicar algunos aspectos relevantes en estos subsistemas.

Como norma general, se deben cumplir en forma irrestricta las especificaciones de INTELSAT.

- **UP/DOWN CONVERTER**

Desde el punto de vista de IDR los aspectos más relevantes son tres:

- a. Bajo ruido de fase
- b. Alta estabilidad de frecuencia
- c. Bajo nivel de intermodulación del up converter

También se debe decidir si se va a trabajar con F.I. de 70 Mhz ó 140 Mhz. Los primeros sirven bien en transponders de 36 Mhz, si son de 72 Mhz se necesitan dos convertidores, o bien, uno con FI de 140 Mhz que cubre los 72 Mhz de ancho de banda.

Por lo tanto, trabajar con FI de 70 Mhz requiere más equipos que con FI de 140 Mhz, pero se gana en confiabilidad y menos problemas de intermodulación.

Respecto a la redundancia, tanto en transmisión como en recepción se puede trabajar con sistemas N+1 ó N+2.

- **MODEM**

Todos los fabricantes de MODEMS aseguran que sus equipos cumplen con las especificaciones de INTELSAT.

Esto debe ser comprobado al detalle durante las pruebas de aceptación de los equipos. También debe comprobarse, en lo posible con dos instrumentos distintos, el interfaz de los MODEMS en la parte de banda base.

Aunque todos los MODEMS puede que cumplan con mayor o menor holgura las especificaciones de INTELSAT, las diferencias entre uno y otro fabricante son principalmente, en las facilidades de control de parámetros operacionales que ofrecen.

En cuanto a la redundancia, también se puede trabajar con sistemas N+1 ó N+2. Deben incluirse los combinadores que aceptan varias señales provenientes de los MODEMS en una sola salida que se interconectará con los convertidores.

- **DCME**

Los DCME trabajando en multidestino son utilizados con hasta cuatro destinos diferentes normalmente con rutas de bajo tráfico con el fin de aumentar el conjunto de circuitos a los cuales es posible aplicar el efecto de interpolación de voz, obteniéndose de esta forma ganancias altas. Para esto los DCME se instalan en las estaciones terrenas, con lo cual, la ganancia se aplica sólo al segmento espacial.

Además, los equipos DCME especificados por INTELSAT, permiten trabajar en un ambiente de red abierta, es decir, cada uno de los corresponsales involucrados en un enlace está en condiciones de elegir cualquier equipo que cumpla con las especificaciones de INTELSAT.

Por otra parte existen en el mercado multiplicadores de circuitos, DCME, con protocolo de manejo de la información diferentes al otro por lo que su empleo constituye redes cerradas, o sea, los extremos involucrados en la red deben utilizar el mismo modelo de equipo.

Para la adquisición de los DCME se deben estudiar las características de los equipos más conocidos en el mercado, posteriormente solicitar cotizaciones, y tomar una decisión teniendo en cuenta, sus características, plazos de entrega y precios.

Respecto a la redundancia, se puede trabajar con un sistema de capacidad final de 8+1.

INSTRUMENTOS

Es necesario que en la estación Terrena se cuente con, analizador de espectro preferentemente con tratamiento digital de la señal, a fin de facilitar las mediciones, medidores de potencia y osciloscopios. Tanto en la estación terrena como en la central internacional deben haber instrumentos para hacer pruebas a nivel de 2 Mbps y 64 Kbps.

La cantidad de instrumentos que se deben tener depende fundamentalmente de la carga de trabajo, sin embargo en la estación terrena debe de contarse con al menos dos medidores de trama de 2 Mbps complementarias entre sí, uno para el análisis de la trama y otro para la generación y medición de secuencias pseudoaleatorias pre-fijadas.

• INSTALACION Y PRUEBAS LOCALES

Respecto a la instalación es necesario asegurarse que exista una buena conexión a tierra y buena malla de tierra. Una vez instalados los equipos es necesario hacer pruebas locales exhaustivas hasta estar seguro que cada uno de los sistemas está trabajando de acuerdo con las normas establecidas. Se deben efectuar pruebas en LOOP, desde la central internacional e incluyendo la mayor cantidad de subsistemas posibles.

Tanto para las pruebas locales, como las de sistemas con el corresponsal, se recomienda que los instrumentos sean alimentados desde una fuente de energía ininterrumpida y perturbaciones en la red son detectadas por los instrumentos y reportadas como falla en el enlace, si esto sucede, las pruebas deben repetirse hasta que exista un total convencimiento que el enlace está trabajando correctamente.

Las pruebas a nivel de 2 Mbps que incluyen el enlace terrestre deben efectuarse durante el mayor tiempo posible.

PRUEBAS DE SISTEMAS Y CAMBIO DE TRAFICO

Para las pruebas de sistemas se deben seguir los protocolos entregados por INTELSAT.

Una vez que se han efectuado en forma satisfactorias todas las pruebas, es el momento de proceder a trasladar el tráfico desde el sistema antiguo al nuevo sistema. Esta etapa debe hacerse en forma paulatina para ver el comportamiento del sistema.

5.2. ESTUDIO DE FACTIBILIDAD PARA LA IMPLEMENTACION MULTIPLICADORES DE CIRCUITOS EN LA ZONA METROPOLITANA DE SAN SALVADOR

El siguiente estudio pretende analizar la factibilidad técnica-Económica de implementar equipo multiplicador de circuitos (DCME) en la zona metropolitana, para ello se fundamentará el estudio en un análisis de la situación actual, las necesidades de tráfico para el año 2000, capacidad del sistema actual para el mismo año, así como los requerimientos de compra y comparación económica.

La empresa ANTEL en la actualidad cuenta con una red de transporte de tráfico telefónico cimentada en 4 nodos principales para manejar lo que se conoce como tráfico de desborde, para las diferentes centrales telefónicas del área metropolitana.

En este momento (julio de 1994) la cantidad de centrales telefónicas en la zona metropolitana son 25 y cada una de ellas están interconectadas entre sí, a está interconexión es conocida como ruta directa. Es de hacer notar que los cuatro nodos que se presentan en la fig 5.1, están dentro de las 25 centrales con la peculiaridad de que, sus interconexiones son de mayor capacidad o sea tienen mayor cantidad de sistemas de 2 Mbps entre ellas, esto es así porque se han diseñado para que cursen tráfico de desborde. Este tráfico es aquel que no es capaz de ser satisfecho por las rutas directas de las diferentes centrales. Para ampliar el concepto anterior puede verse la fig 5.2, la cual muestra, que la central Montebello tiene una ruta directa para la central San Miguelito, si esta ruta por alguna circunstancia fallara o en horas de alto tráfico, la cual es la hora en la que todos los circuitos están ocupados; para estos casos es cuando se utiliza la ruta de desborde, la central de Montebello tiene la capacidad de transferir el tráfico telefónico hacia la central telefónica San Miguelito vía la central Zacamil.

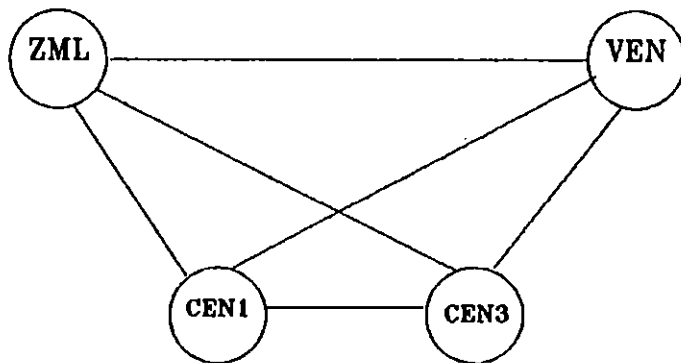


Fig. 5.1. Central de tránsito o de desborde actuales.

Para las diferentes interconexiones entre las centrales telefónicas del área metropolitana, ANTEL cuenta con una configuración de 3 nodos principales en lo que respecta la parte del equipo de transmisión, como puede verse en la fig. 5.3; estos nodos están ubicados en los edificios de la Central Roma, Central Centro y Central San Miguelito, conocidos así en el ámbito de ANTEL. En estos nodos es donde se hacen los diferentes enlaces para interconectar las centrales telefónicas de la zona metropolitana.

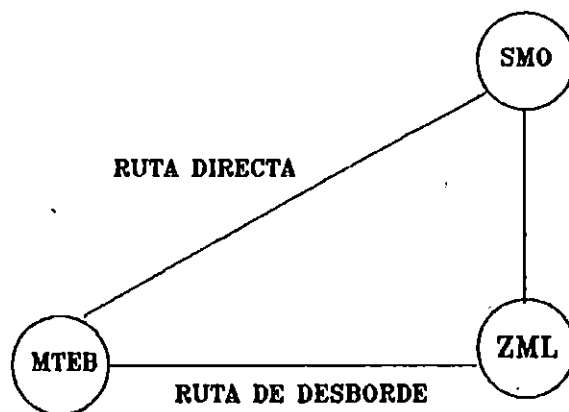


Fig. 5.2. Utilización de ruta de desborde.

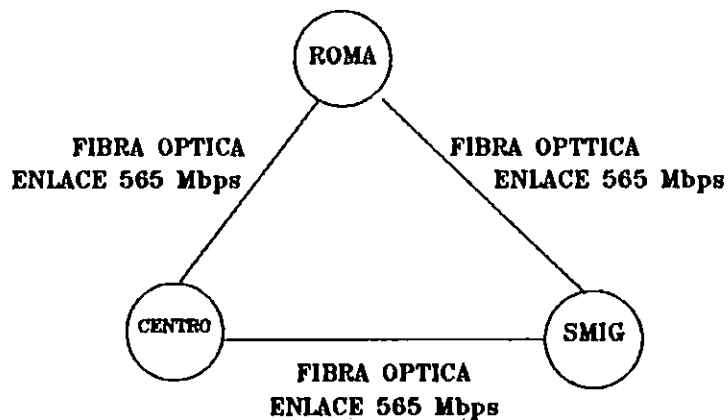


Fig. 5.3. Nodos principales de transmisión.

Estos nodos de transmisión están conectados a través de fibra óptica, a una velocidad de 565 Mbps y en cada nodo existe toda una estructura de multiplex digitales de alta jerarquía.

La estructura del sistema de transmisión en los nodos principales para salir a una velocidad de 565 Mbps es como se muestra en la fig. 5.4., esta configuración es de tipo modular, cuya capacidad final es la de manejar 256 sistemas de 2 Mbps, esto implica 7,680 circuitos (256 x 30).

De acuerdo a la fig. 5.4, se pueden notar los requerimientos para tener completada un sistema de 565 Mbps, en las siguientes tablas se muestra la capacidad instalada en los diferentes nodos.

TABLA 5.1. Configuración completa para un sistema de 565 Mbps

MUX 2/8 Mbps	MUX 8/34 Mbps	MUX 34/140 Mbps	MUX 140/565 Mbps	TLO
64	16	4	1	1

TABLA 5.2. Configuración Nodo CENTRO

2/8		8/34		34/140		140/565		TLO	
128	disp	32	disp	8	disp	2	disp	2	disp
	12		3		-		-		-

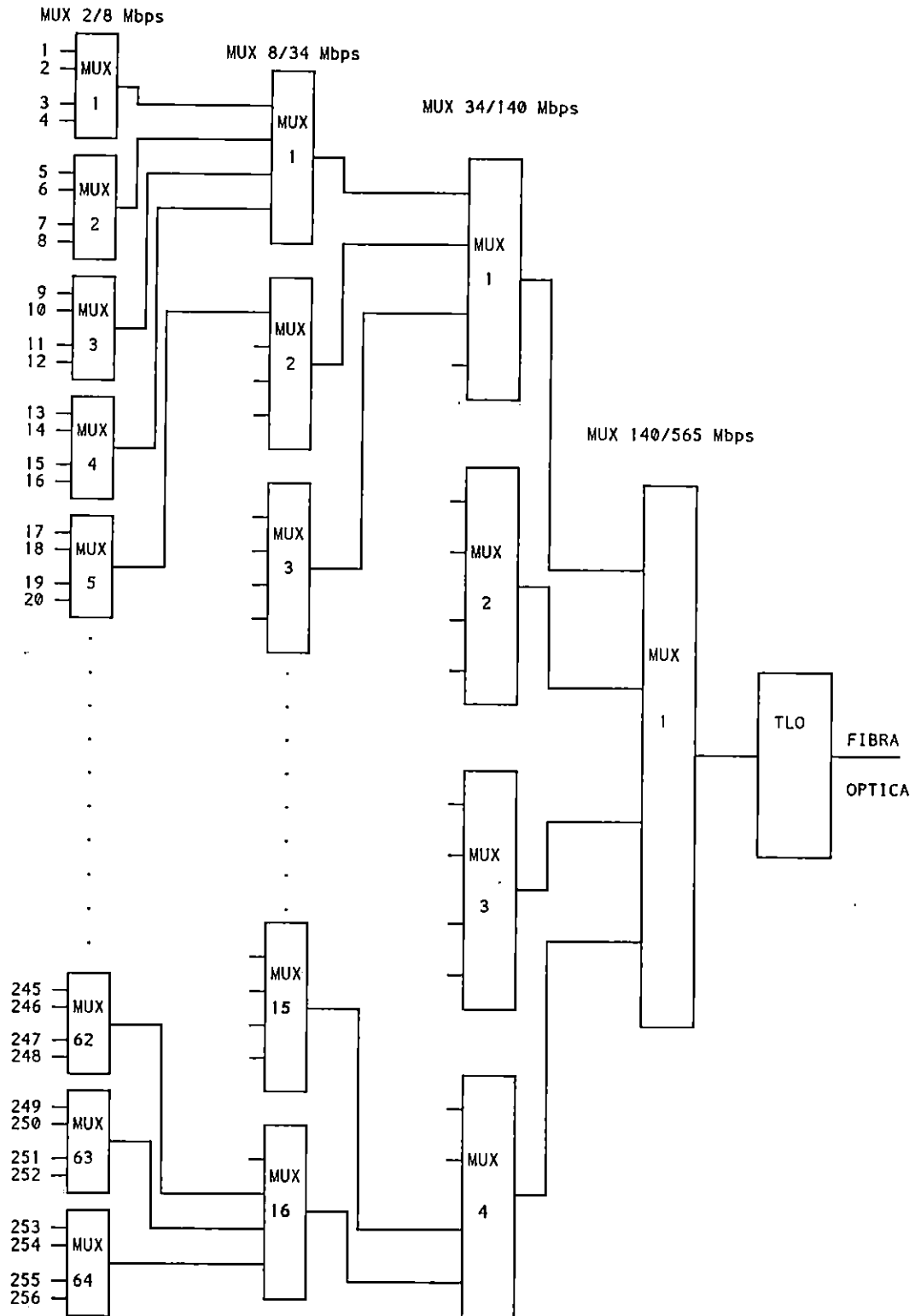


Fig. 5.4. Estructura de transmisión con multiplex de alta jerarquía

TABLA 5.3. Configuración Nodo ROMA

2/8		8/34		34/140		140/565		TLO	
128	disp	32	disp	8	disp	2	disp	2	disp
	16		4		-		-		-

TABLA 5.4. Configuración Nodo SAN MIGUELITO

2/8		8/34		34/140		140/565		TLO	
128	disp	32	disp	8	disp	2	disp	2	disp
	28		7		-		-		-

A continuación se presenta un detalle de los costos del equipo multiplex de orden superior y equipo terminal óptico

TABLA 5.5. Costos del equipo multiplex

ITEM	DESCRIPCION	CENTRALES			TOTAL	PRECIO UNITARIO	TOTAL US\$
		ROM	CEN	SMO			
1	Bastidor T/BYB	4	4	4	12.00	1,096.00	13,152.00
2	Magazine de fuerza y alarma incluyendo cables	4	4	4	12.00	861.00	10,332.00
3	Unidad Multiplex 2/8	128	128	128	384.00	758.00	291,072.00
4	Unidad Multiplex 8/34	32	32	32	96.00	1,012.00	97,152.00
5	Unidad Multiplex 34/140	8	8	8	24.00	1,600.00	38,400.00
6	Almacen para MUX digital incluyendo convertidor CD/CD unidad supervisora	16	16	16	48.00	1,161	55,728.00
7	LTO 565 Mbps Tx 1300 mm incluyendo MUX 4x140 Mbps	4	4	4	12.00	12,257.00	147,084.00
8	LTO 565 Mbps Rx 1300 mm incluyendo MUX 4x140 Mbps	4	4	4	12.00	14,008.00	168,096.00
9	Atenuador óptico	4	4	4	12.00	404.00	4,848.00
10	Unidad monitoreo MUX-DIG	1	1	1	3.00	175.00	525.00
11	Conmutador Línea para cuatro	2	2	2	6.00	12,365.00	74,190.00
12	Acceso de Medición LTO 565 Mbps	1	1	1	3.00	1,292.00	3,876.00
13	Distribuir optico	3	3	3	9.00	106.00	954.00
14	Unidad interconexión óptica y cable de interconexión optico (JUMPER)	16	16	16	48.00	504.00	24,192.00
TOTAL EN US\$							929,601.00

Como puede observarse en la tabla 5.5. la inversión de ANTEL en la estructura actual de los 3 nodos principales de transmisión fue de:

US\$ 929,601.00

5.2.1. PROYECCION DE TRAFICO Y REQUERIMIENTO PARA EL AÑO 2000 DE ACUERDO A DEPENDENCIAS DE ANTEL PARA LA ZONA METROPOLITANA

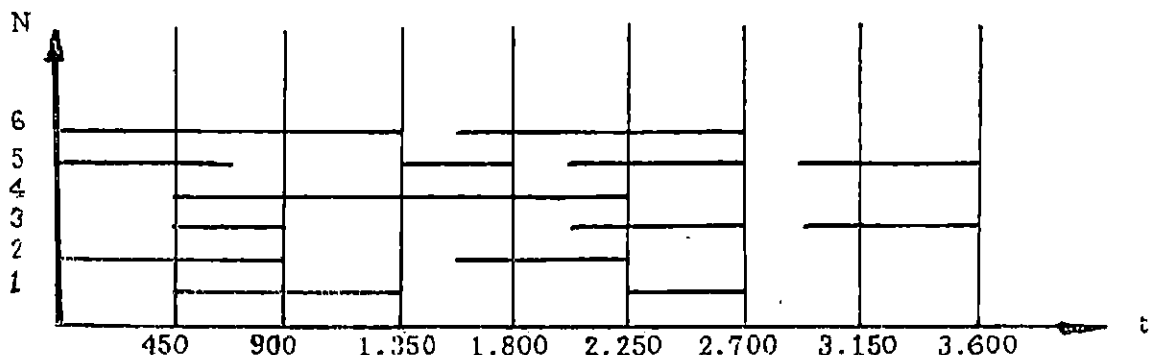
Antes de establecer los datos de proyecciones según ANTEL, para el año 2000, se estudiarán algunos conceptos básicos de tráfico telefónico, los cuales ayudaran a entender de como se calculan la cantidad de circuitos que una determinada ruta debe tener entre dos centrales y así calcular la cantidad de sistemas de 2 Mbps necesarios entre los nodos principales de transmisión.

TRAFICO TELEFONICO

Se define como intensidad de tráfico telefónico al flujo de ocupaciones simultáneas en un grupo de órganos durante un período de tiempo dado.

La intensidad instantánea de tráfico en un grupo de órganos es el número de ellos ocupados en un instante.

La unidad de tráfico es el Erlang que significa la cantidad de horas de ocupación por hora en un grupo de órganos. Si se refiere a un sólo órgano el tráfico máximo que se puede obtener es un erlang, en el caso de que el órgano se encuentre ocupado toda la hora. Esta unidad es muy conveniente pues equivale al porcentaje de ocupación por órgano en un grupo. Si por ejemplo en una hora un grupo de 10 órganos cursa un tráfico de 6 erlangs, cada órgano tiene una ocupación promedio de un 60% durante la hora medida.



En el gráfico se observa una ruta de 6 órganos a través de una hora con diversas ocupaciones de sus órganos.

El primer órgano tiene dos ocupaciones, una de 900 segundos y otra de 450 segundos con un total de 1,350 segundos en la hora, o sea, 0.375 erlangs.

Efectuado el mismo análisis para los 6 órganos se tiene la tabla siguiente:

Organo N°	Tiempo de ocupación durante la hora (en segundos)
1	1.350
2	1.700
3	1.800
4	1.800
5	2.500
6	2.550
TOTAL	11.700 segundos/hora. 3.25 Erlangs en los 6 órganos

La división por 3.600 es para obtener horas de ocupación/hora.

Este tráfico da una idea de la ocupación del grupo durante el período de una hora de observación. Si se quiere obtener el tráfico instantáneo en cualquier punto, basta contar ocupaciones en ese punto. Por ejemplo en el instante del segundo N° 1.000 se obtienen únicamente 2 ocupaciones (órganos 1 y 4) para un tráfico instantáneo de 2, y en el instante del segundo N° 500 se tienen un tráfico instantáneo de 6 (todos ocupados)

Este tráfico instantáneo por intervalo infinitesimal se puede integrar para todo el período de una hora para lograr así el tráfico total.

$$A = \frac{1}{T} \int_0^T n(t) dt$$

donde:

- A = Tráfico local
- n(t) = Número de ocupaciones en el tiempo t
- T = Período de observación

Otra forma de calcular el tráfico de un grupo de órganos es sumando los tiempos de todas las ocupaciones habidas en el grupo:

$$A = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^n t_i$$

donde:

t_i = Tiempo de duración de la ocupación i
 n = Número total de ocupaciones en el grupo

En este caso la sumatoria incluiría 14 ocupaciones como total para el grupo.

Como es lógico, si se obtienen el tiempo promedio de las ocupaciones, la fórmula para encontrar el tráfico se reduce a:

$$A = \frac{1}{T} (n \cdot t_m)$$

donde:

t_m = Tiempo promedio de ocupación

Ejemplo:

En un grupo de 25 líneas se cursaron 150 llamadas en media hora, con un promedio de duración de 3 minutos. Calcular el tráfico total y por línea.

Solución:

t_m = 3 minutos = 180 segundos
 T = 1/2 hora = 1,800 segundos
 n = 150

$$A_t = \frac{1}{T} (n \cdot t_m)$$

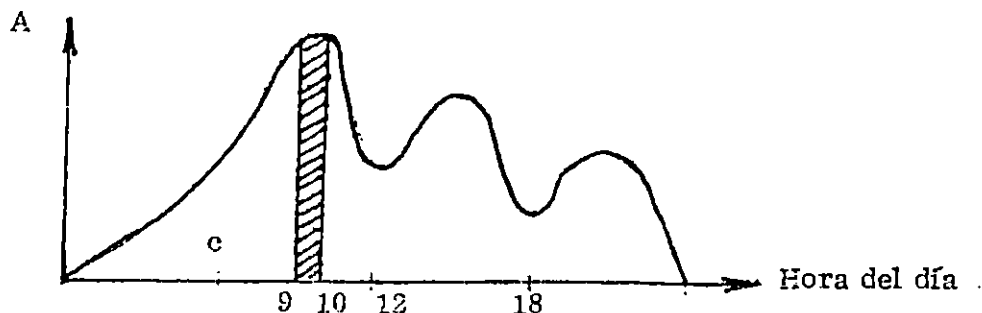
$$A_t = \frac{1}{1800} (150 \times 180) = 15 \text{ erlangs}$$

$$\frac{A}{\text{Linea}} = \frac{15}{25} = 0.6 \text{ erlangs}$$

VARIACIONES DE TRAFICO, CONCEPTO DE HORA PICO

Debido a que el tráfico telefónico es producido por abonados que originan llamadas según sus necesidades y gustos, se producen grandes variaciones durante el transcurso de un día y en los diferentes días de la semana. La producción de tráfico por los abonados está íntimamente relacionada con los horarios de trabajo y la intensidad comercial e industrial del sector privado, por lo que se da al tráfico un carácter periódico cuando se consideran períodos largos.

En un día laboral se obtiene a través del día una curva de intensidad de tráfico como la mostrada en la figura a continuación.



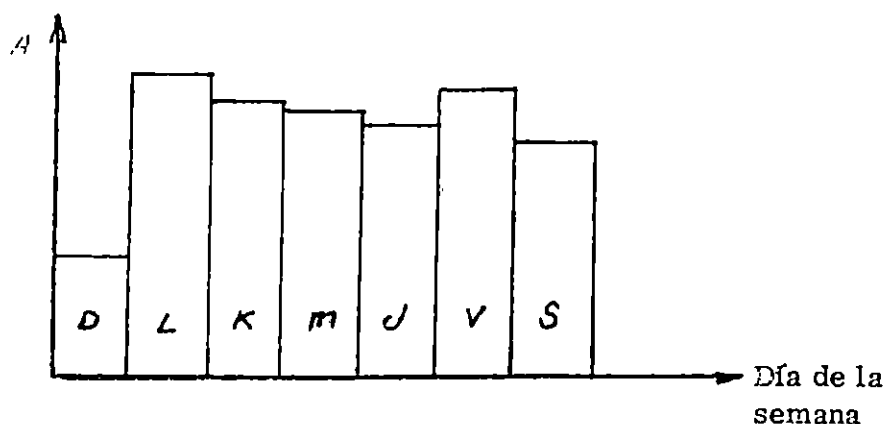
Curva de intensidad de tráfico

Se nota que cierto período del día el tráfico alcanza sus valores máximos. Este período que se escoge por conveniencia de una hora, se llama "hora pico" ya que a cualquier otra hora del día se obtienen tráficos inferiores.

En términos generales, si el pico es en la mañana, se pueden definir otros picos secundarios que ocurren en la tarde

y en la noche; pero se ha de entender como hora pico, para propósitos de cálculos de tráfico a la más cargada hora del día.

Existen, además de las variaciones durante el día, fluctuaciones de tráfico de hora pico durante los días de la semana. La hora pico de los días Lunes, por ejemplo, es diferente a las de los martes o miércoles. En el gráfico siguiente se muestra un ejemplo de las variaciones de tráfico máximo durante la semana.



PROBABILIDAD DE PERDIDA, FORMULA DE ERLANG

En el dimensionado de los diferentes órganos encargados de las comunicaciones telefónicas es esencial conocer o estimar el tráfico que se ha de manejar para con base en él calcular las cantidades de órganos que debe tener cada tipo de equipo para su buen funcionamiento. Si se subdiseña el equipo se producen congestiones y muchas llamadas fracasan por falta de órganos. Si se sobre-diseña se gastan sumas considerables en forma innecesaria.

Una vez conocido o estimado el tráfico a ser cursado por un grupo de órganos, hay que establecer una relación entre ese tráfico, la cantidad de órganos necesarios para cursarlo y la probabilidad de que una llamada se pierda en las condiciones habidas. Es necesario tomar en cuenta que el tráfico ofrecido a un equipo telefónico no es fijo, sino que tiene un media y una varianza, y es a su vez un experimento aleatorio que sigue la ley de aparición de llamadas de Poisson y la ley exponencial negativa para la duración de las mismas.

Existe, con las condiciones mencionadas una función que define la relación entre el tráfico, la cantidad de órganos y la probabilidad de pérdida.

Esta función fue desarrollada por A.K. Erlang basado en tres premisas principales:

1. Número de infinito de fuentes de tráfico
2. Aparición de llamadas según ley de Poisson.
3. Duración de llamadas según ley de exponencial negativo

$$E_N(A) = \frac{\frac{A^N}{N!}}{\sum_{i=0}^N \frac{A^i}{i!}}$$

donde:

N = Número de órganos
 A = Tráfico ofrecido
 $E_N(A)$ = Probabilidad de pérdida con N y A (accesibilidad completa en sistema de pérdida)

Existen tablas donde se pueden encontrar los valores de E para diferentes A y N.

La formula de Erlang expuesta anteriormente, es difícil para trabajar con valores altos para N y A debido a los exponentes y factoriales.

Para cálculos, sobre todo utilizando el computador, se desarrolla, a partir de la fórmula original, el método recursivo que es la ecuación expuesta a continuación:

$$E_n(A) = \frac{A \cdot E_{n-1}(A)}{N + A \cdot E_{n-1}(A)}$$

Para $E_0(A) = 1$

Comenzando del valor $E_0(A) = 1$ se realizan N iteraciones hasta lograr en una forma rápida (por computador) el valor de la probabilidad de pérdida.

Conocida esta relación se puede calcular, a partir de un tráfico medido o estimado y de una probabilidad de pérdida

establecida, la cantidad de órganos necesarios para cursar el tráfico en las condiciones requeridas.

Los cálculos deben realizarse con el tráfico de hora pico y permitiendo una probabilidad de pérdida que oscile del 3% al 5% dependiendo del tipo de órgano.

Realizar diseños sin pérdidas apreciables en el tráfico de hora pico resulta demasiado caro, y el aceptar pérdidas superiores a un 5% produce congestiones serias y el servicio brindado al abonado es deficiente. La probabilidad de pérdida es llamada también "grado de servicio"

Ejemplo:

A un grupo de órganos se ofrecen 900 llamadas por hora pico con un tiempo de ocupación de 120 segundos. Se permite un pérdida de 0,01.. Calcular el número de órganos necesarios.

$$A = \frac{1}{T} (n \cdot tm) = \frac{1}{3,600} (900 \times 120) = 30 \text{ erlangs}$$

En la tabla 5.6. con:

$$\begin{aligned} E &= 0.01 \\ A &= 30 \text{ erlangs} \\ N &= 42 \text{ órganos} \end{aligned}$$

En la actualidad como ya se mencionó existen 25 centrales telefónicas operando en el área metropolitana con una capacidad de 218,590 abonados de acuerdo a documento de plan de numeración elaborado por el departamento de planes fundamentales con fecha de mayo de 1994.

Según proyecciones realizadas por el área de planificación de ANTEL y en base a datos de tráfico se tendrá un crecimiento de 50,000 líneas por año en el área metropolitana por lo que para el año 2000 se tendrá una cantidad de 503,000 líneas aproximadamente, lo que representa un incremento de 130.7% de lo actual, según documento del departamento de planes fundamentales con fecha mayo de 1994; este crecimiento será solventado con la instalación de 7 centrales telefónicas más, y ampliaciones en la ya existentes, con lo cual se llegará a 32 centrales telefónicas en el área metropolitana.

Para el manejo de tráfico de este incremento de líneas será necesario aumentar 1.5 veces la estructura actual, asumiendo que el crecimiento de líneas tendrá un comportamiento de tráfico más o menos similar al ya existente.

TABLA 5.6. Tráfico ofrecido en Erlangs

n	Loss Probability (E)										n
	.007	.008	.009	.01	.02	.03	.05	.1	.2	.4	
1	.00705	.00806	.00908	.01010	.02041	.03093	.05263	.11111	.25000	.66667	1
2	.12600	.13532	.14416	.15259	.22347	.28155	.38132	.59543	1.0000	2.0000	2
3	.39664	.41757	.43711	.45549	.60221	.71513	.89940	1.2708	1.9299	3.4798	3
4	.77729	.81029	.84085	.86942	1.0923	1.2589	1.5246	2.0454	2.9452	5.0210	4
5	1.2362	1.2810	1.3223	1.3608	1.6571	1.8752	2.2185	2.8811	4.0104	6.5955	5
6	1.7531	1.8093	1.8610	1.9090	2.2759	2.5431	2.9603	3.7584	5.1086	8.1907	6
7	2.3149	2.3820	2.4437	2.5009	2.9354	3.2497	3.7378	4.6662	6.2302	9.7998	7
8	2.9125	2.9902	3.0615	3.1276	3.6271	3.9865	4.5430	5.5971	7.3692	11.419	8
9	3.5395	3.6274	3.7080	3.7825	4.3447	4.7479	5.3702	6.5464	8.5217	13.045	9
10	4.1911	4.2889	4.3784	4.4612	5.0840	5.5294	6.2157	7.5106	9.6850	14.677	10
11	4.8637	4.9709	5.0691	5.1599	5.8415	6.3280	7.0764	8.4871	10.857	16.314	11
12	5.5543	5.6708	5.7774	5.8760	6.6147	7.1410	7.9501	9.4740	12.036	17.954	12
13	6.2607	6.3863	6.5011	6.6072	7.4015	7.9667	8.8349	10.470	13.222	19.598	13
14	6.9811	7.1154	7.2382	7.3517	8.2003	8.8035	9.7295	11.473	14.413	21.243	14
15	7.7139	7.8568	7.9874	8.1080	9.0096	9.6500	10.633	12.484	15.608	22.891	15
16	8.4579	8.6092	8.7474	8.8750	9.8284	10.505	11.544	13.500	16.807	24.541	16
17	9.2119	9.3714	9.5171	9.6516	10.656	11.368	12.461	14.522	18.010	26.192	17
18	9.9751	10.143	10.296	10.437	11.491	12.238	13.385	15.548	19.216	27.844	18
19	10.747	10.922	11.082	11.230	12.333	13.115	14.315	16.579	20.424	29.498	19
20	11.526	11.709	11.876	12.031	13.182	13.997	15.249	17.613	21.635	31.152	20
21	12.312	12.503	12.677	12.838	14.036	14.885	16.189	18.651	22.848	32.808	21
22	13.105	13.303	13.484	13.651	14.896	15.778	17.132	19.692	24.064	34.464	22
23	13.904	14.110	14.297	14.470	15.761	16.675	18.080	20.737	25.281	36.121	23
24	14.709	14.922	15.116	15.295	16.631	17.577	19.031	21.784	26.499	37.779	24
25	15.519	15.739	15.939	16.125	17.505	18.483	19.985	22.833	27.720	39.437	25
26	16.334	16.561	16.768	16.959	18.383	19.392	20.943	23.885	28.941	41.096	26
27	17.153	17.387	17.601	17.797	19.265	20.305	21.904	24.939	30.164	42.755	27
28	17.977	18.218	18.438	18.640	20.150	21.221	22.867	25.995	31.388	44.414	28
29	18.805	19.053	19.279	19.487	21.039	22.140	23.833	27.053	32.614	46.074	29
30	19.637	19.891	20.123	20.337	21.932	23.062	24.802	28.113	33.840	47.735	30
31	20.473	20.734	20.972	21.191	22.827	23.987	25.773	29.174	35.067	49.395	31
32	21.312	21.580	21.823	22.048	23.725	24.914	26.746	30.237	36.295	51.056	32
33	22.155	22.429	22.678	22.909	24.626	25.844	27.721	31.301	37.524	52.718	33
34	23.001	23.281	23.536	23.772	25.529	26.776	28.698	32.367	38.754	54.379	34
35	23.849	24.136	24.397	24.638	26.435	27.711	29.677	33.434	39.985	56.041	35
36	24.701	24.994	25.261	25.507	27.343	28.647	30.657	34.503	41.216	57.703	36
37	25.556	25.854	26.127	26.378	28.254	29.585	31.640	35.572	42.448	59.365	37
38	26.413	26.718	26.996	27.252	29.166	30.526	32.624	36.643	43.680	61.028	38
39	27.272	27.583	27.867	28.129	30.081	31.468	33.609	37.715	44.913	62.690	39
40	28.134	28.451	28.741	29.007	30.997	32.412	34.596	38.787	46.147	64.353	40
41	28.999	29.322	29.616	29.888	31.916	33.357	35.584	39.861	47.381	66.016	41
42	29.866	30.194	30.494	30.771	32.836	34.305	36.574	40.936	48.616	67.679	42
43	30.734	31.069	31.374	31.656	33.758	35.253	37.565	42.011	49.851	69.342	43
44	31.605	31.946	32.256	32.543	34.682	36.203	38.557	43.088	51.086	71.006	44
45	32.478	32.824	33.140	33.432	35.607	37.155	39.550	44.165	52.322	72.669	45
46	33.353	33.705	34.026	34.322	36.534	38.108	40.545	45.243	53.559	74.333	46
47	34.230	34.587	34.913	35.215	37.462	39.062	41.540	46.322	54.796	75.997	47
48	35.108	35.471	35.803	36.109	38.392	40.018	42.537	47.401	56.033	77.660	48
49	35.988	36.357	36.694	37.004	39.323	40.975	43.534	48.481	57.270	79.324	49
50	36.870	37.245	37.586	37.901	40.255	41.933	44.533	49.562	58.508	80.988	50
51	37.754	38.134	38.480	38.800	41.189	42.892	45.533	50.644	59.746	82.652	51
n	Loss Probability (E)										n
	.007	.008	.009	.01	.02	.03	.05	.1	.2	.4	

En la siguiente tabla se representan los costos económicos en que se incurrirían si se decidiera continuar con los sistemas ya existentes.

TABLA 5.7. Costos con multiplex Zona Metropolitana

ITEM	DESCRIPCION	CENTRALES			TOTAL	PRECIO UNITARIO	TOTAL US\$
		ROM	CEN	SMO			
1	Bastidor T/BYB	8	8	8	24.00	1,096.00	26,304.00
2	Magazine de fuerza y alarma incluyendo cables	8	8	8	24.00	861.00	20,664.00
3	Unidad Multiplex 2/8	192	192	192	576.00	758.00	436,608.00
4	Unidad Multiplex 8/34	48	48	48	144.00	1,012.00	145,728.00
5	Unidad Multiplex 34/140	12	12	12	36.00	1,600.00	57,600.00
6	Almacen para MUX digital incluyendo convertidor CD/CD unidad supervidora	24	24	24	72.00	1,161	83,592.00
7	LTO 565 Mbps Tx 1300 mm incluyendo MUX 4X140 Mbps	8	8	8	24.00	12,257.00	294,168.00
8	LTO 565 Mbps Rx 1300 mm incluyendo MUX 4x140 Mbps	8	8	8	24.00	14,008.00	336,192.00
9	Atenuador optico	8	8	8	24.00	404.00	9,696.00
10	Unidad monitoreo MUX-DIG	1	1	1	3.00	175.00	525.00
11	Conmutador Línea para cuatro	4	4	4	12.00	12,365.00	148,380.00
12	Acceso de Medición LTO 565 Mbps	1	1	1	3.00	1,292.00	3,876.00
13	Distribuir optico	6	6	6	18.00	106.00	1,908.00
14	Unidad interconexión óptica y cable de interconexión optico (JUMPER)	24	24	24	72.00	504.00	36,288.00
TOTAL EN US\$							1,601,529.00

TABLA 5.8. Costo de fibra óptica para los tres nodos

ITEM	DESCRIPCION	CENTRALES			TOTAL	PRECIO UNITARIO (US\$)	TOTAL US\$
		R-C	C-S	S-R			
1	Cable de 16 F.O. M.MO. (metros)	4631	3004	5144	12,779.00	11.50	146,958.50
2	Hilo de acometida (metros)	4312	2775	4924	12,011.00	0.40	4,804.40
3	Cordones monofibra para terminación de cable en repartidor de F.O. (unidad)	34	34	34	102.00	150.00	15,300.00
4	Cable de 16 F.O. M.MO. (reserva)	-	-	-	2,500.00	11.50	28,750.00
5	Material de instalación para fibra óptica	-	-	-	27,408.00	0.24	6,577.92
TOTAL EN US\$							202,390.82

Como puede observarse en las tablas 5.7. y 5.8. el costo total de la inversión para soportar el incremento de circuitos en el área metropolitana utilizando equipo similar al existente sería:

US\$ 1,601,529.00	
<u>US\$ 202,390.82</u>	F.O.
US\$ 1,803,919.82	

5.2.2 ANALISIS ECONOMICO PARA AUMENTAR LA CAPACIDAD DEL SISTEMA CON PROYECCIONES AL AÑO 2000 MEDIANTE MULTIPLICADOR DE CIRCUITOS

Como se mencionó anteriormente, para satisfacer las necesidades del año 2000, se requerirá aproximadamente 1.5 veces más la capacidad actual, esto implica lo siguiente:

1. Cantidad de sistemas de 2 Mbps actuales en cada nodo de transmisión. (actual)

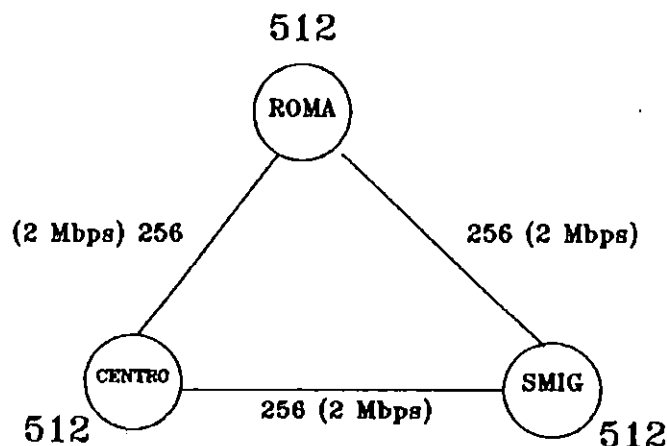


Fig. 5.5. Afluentes de 2 Mbps actuales

2. Requerimientos aproximados para el año 2000 de sistemas de 2 Mbps estos con 768 sistemas por nodo, lo que equivale a 23,040 circuitos, basados en la proyecciones de ANTEL.
3. Como puede verse en el paso 2 en cada nodo son necesarios 768 sistemas de 2 Mbps, para ello se calculará cuantos

equipos multiplicadores de circuito son necesarios
 asumiendo una ganancia de 4:1

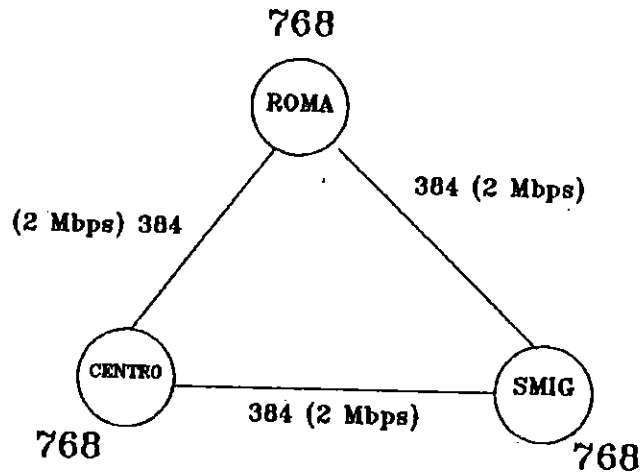


Fig. 5.6. Cantidad de afluentes de 2 Mbps para el año 2,000

$$DCME's = \frac{768}{4} = 192$$

Este es el número de equipos multiplicadores de circuito DCME's necesarios por cada nodo principal en el área metropolitana, distribuidos así:

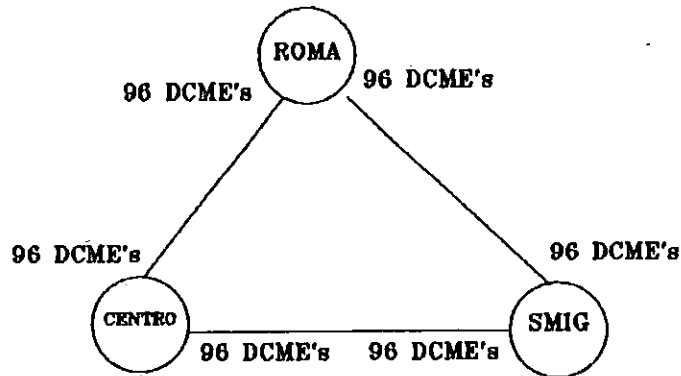


Fig. 5.7. Cantidad de DCME's necesarios en cada nodo

Pero como puede verse en la figura anterior existen 3 nodos principales por lo que el número total de equipo será:

$$\text{totalDCME's} = 192 \times 3$$

$$\text{DCME's} = 576$$

4. El costo de un equipo de multiplicación de circuitos para poder implementar el sistema proyectado para el año 2000 se detalla a continuación.

TABLA 5.9. Costos con DCME Zona Metropolitana

ITEM	DESCRIPCION	CANTIDAD	PRECIO GLOBAL	TOTAL US\$
1	RT Shelf consisting of: Test Rx, Speech Interpolation Rx, Message Rx, voice ADPCM Tx/ex, voice Band Data ADPCM, Bearer input Switch Rx, Text Tx, Speech detector Tx, Bearer Output Switch Main Central Processing unit.	576 (unidades diversas)	38,199.00	22,002,624.00
2	If Shelf consisting of: Alarm Central Processing unit, redundant switch, clock select, dummy communication CPU, receive signalling CPU, power supply unit.	576 (unidades diversas)	7,976.00	4,594,176.00
3	Digital Line Interface	2,304	1,525.00	3,513,600.00
4	Miscellaneous accessories for RT and IF Shelf, cable.	-	-	365,762.00
TOTAL EN US\$				30,476,162.00

De la tabla 5.9. se deduce que cada DCME se ha cotizado a un precio aproximado de \$ 53,000.00.

5. CONCLUSION

De la comparación de ambas alternativas se puede concluir que técnicamente es factible implementar cualquiera de las dos, pero desde el punto de vista económico a la empresa ANTEL le resulta factible ampliar la estructura actual (Multiplex de orden superior)

Resumen de costos :

Con multiplex digital US\$ 1,803,919.82

Con DCME's US\$ 30,476,162.00

Como se puede ver anteriormente invertir en DCME's representa aproximadamente 17 veces más inversión que con multiplex de orden superior, por lo que se concluye:

NO ES FACTIBLE ECONOMICAMENTE IMPLEMENTAR EL SISTEMA DE MULTIPLICADORES DE CIRCUITOS EN EL AREA METROPOLITANA DE SAN SALVADOR

5.3 ESTUDIO DE FACTIBILIDAD PARA LA IMPLEMENTACION DE MULTIPLICADORES DE CIRCUITOS EN EL INTERIOR DEL PAIS

5.3.1 RED ACTUAL

En este apartado se realizará un estudio de factibilidad económica, similar al realizado para el área metropolitana. Este se basará en datos reales actuales y las proyecciones realizadas por ANTEL para el año 2000.

Actualmente la red de telefonía para interior del país está configurada como se muestra en la fig. 5.8.

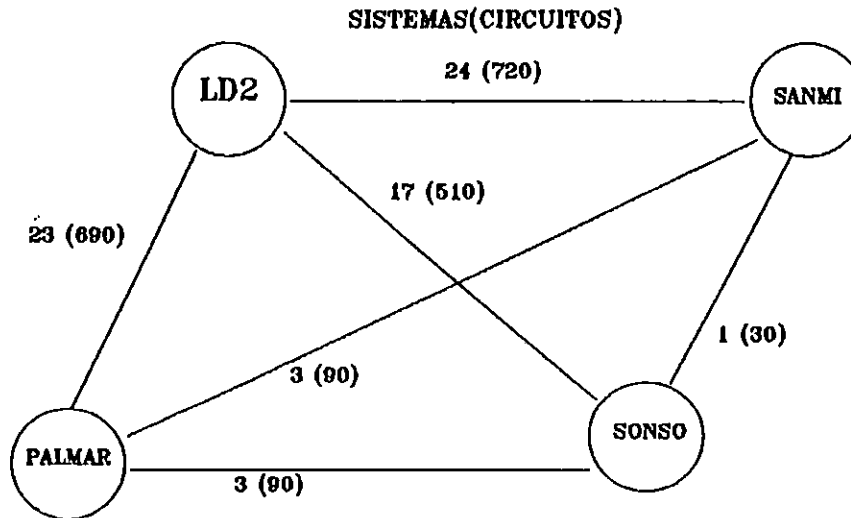


Fig. 5.8. Cantidad de afluentes de 2 Mbps y circuitos actuales

En ésta figura puede verse que dicha red está compuesta por 4 nodos los cuales son:

- LD2 Larga distancia 2, ubicado en San Salvador.
- EL PALMAR Ubicado en Santa Ana.
- SONSO Ubicado en Sonsonate.
- SANMI Ubicado en San Miguel.

Así como la cantidad de sistemas a 2 Mbps conectados entre nodos y entre paréntesis la cantidad de circuitos a 64 Kbps entre ellos.

Con la red antes mostrada la empresa ANTEL da soporte en la actualidad a todo el tráfico telefónico del interior del país, utilizando la siguiente estrategia de tráfico:

- Para la zona central del país, el tráfico en todas las centrales telefónicas que pertenecen a esta zona es manejado por el nodo LD2.
- Para la zona occidental del país, este manejo de tráfico se ha compartido en dos nodos, los cuales un porcentaje de centrales es manejado por EL PALMAR y el otro por SONSO.
- Para el oriente del país, todo el tráfico telefónico está localizado en el nodo SANMI.

5.3.2 PROYECCIONES DE LA RED PARA EL AÑO 2000

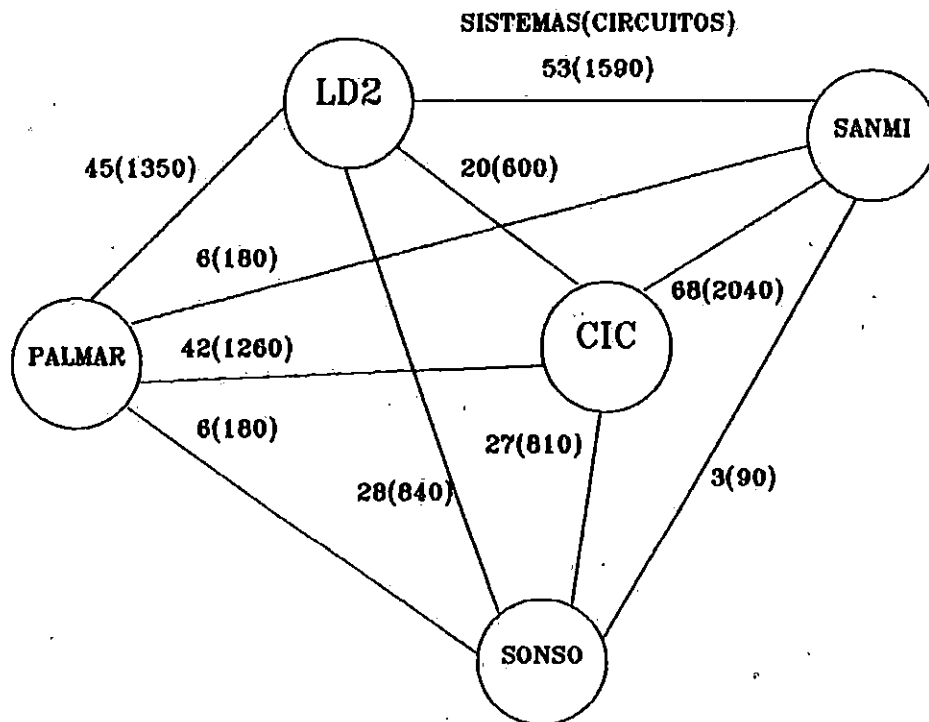


Fig. 5.9. Configuración proyectada para el año 2,000

De acuerdo a datos proporcionados por el departamento de Telegráfico de la empresa ANTEL, se proyecta un incremento de líneas telefónicas para el interior del país de aproximadamente 120,000 líneas. Además para el próximo año (1995), entrará en funcionamiento un nuevo nodo para la zona central, a este se le llamará CIC por lo que la nueva red que

dará soporte al incremento de tráfico telefónico para el interior del país y su capacidad en cuanto a sistemas de 2 Mbps y circuitos de 64 Kbps, de acuerdo a datos de la empresa ANTEL, quedará configurada de acuerdo a la figura 5.9.

A partir de esta figura se puede determinar el porcentaje de incremento, de circuitos telefónicos proyectados para el año 2,000 de los 4 nodos más el incremento que representará el aumento de un nodo llamado CIC.

De los diagramas antes mencionados fig. 5.8 y 5.9 se obtiene la siguiente tabla comparativa para los 4 nodos.

Sumatoria de circuitos actuales = 2130 (71 sistemas de 2 Mbps)
Sumatoria de circuitos proyectados (2000) = 4230 (141 sistemas 2Mbps)
Porcentaje incremento = $(4230-2130)/2130 \times 100 = 98\%$ aprox. =100%

De los datos anteriores se determina que para el año 2000 los 4 nodos existentes, prácticamente manejarán el doble de sistemas a 2 Mbps.

Si a los cálculos anteriores se le suman los sistemas o circuitos con los cuales contará el nuevo nodo CIC, se tiene:

Sumatoria de circuitos actuales = 2130 (71 sistemas de 2Mbps)
Sumatoria de circuitos proyectados (2000) = 4230+4710 = 8940 (298 sistemas de 2 Mbps)
Porcentaje incremento = $(8940-2130)/2130 \times 100 = 319.7\%$

De lo anterior se deduce que el incremento total para satisfacer la demanda de tráfico para el año 2000 en el interior del país, de acuerdo a datos proporcionados por la empresa ANTEL, será de aproximadamente 3.2 veces la estructura actual. Este incremento es elevado debido a que se involucra un nuevo nodo (CIC) para la zona central con la finalidad de dar seguridad al tráfico de dicha zona.

ANALISIS ECONOMICO PARA AUMENTAR LA CAPACIDAD DEL SISTEMA CON PROYECCIONES AL AÑO 2000 MEDIANTE MULTIPLICADORES DE CIRCUITOS

De la figura 5.8 y 5.9 se obtienen los sistemas a 2 Mbps necesarios. Ver fig. 5.10.

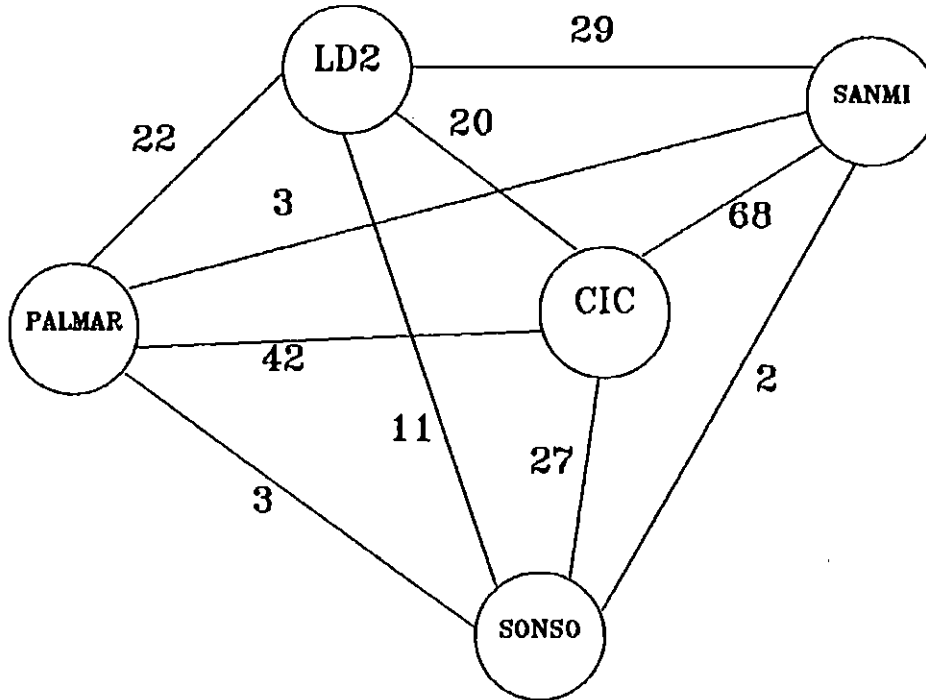


Fig. 5.10. Afluentes de 2 Mbps necesarios para el año 2,000

De la figura anterior se calculará la cantidad de DCME's necesarios por cada nodo, asumiendo una ganancia 4:1

TABLA 5.10. Costos con DCME interior del país

NODO	SISTEMAS A 2 Mbps TOTALES	CANTIDAD DCME'S	PRECIO UNITARIO	TOTAL US\$
PALMAR	67	17	53000.00	901,000.00
LD2	82	21	53000.00	1,113,000.00
SONSO	43	11	53000.00	583,000.00
CIC	257	40	53000.00	2,120,000.00
SANMI	102	26	53000.00	1,378,000.00
TOTAL DE COSTOS				6,095,000.00

El costo total de la tabla representa la inversión total con DCME's que es de **seis millones noventa y cinco mil dolares. (US\$ 6,095,000.00).**

ANALISIS ECONOMICO UTILIZANDO MULTIPLEX DE ALTA JERARQUIA

En la figura 5.11, se muestra, el enrutamiento a nivel de transmisión con la cantidad de afluentes a 2 Mbps necesarios para los diferentes nodos, es de hacer notar que se calculará los precios y cantidad de Mux-digitales asumiendo que no hay reserva disponible, pero sí infraestructura (bastidores y radios).

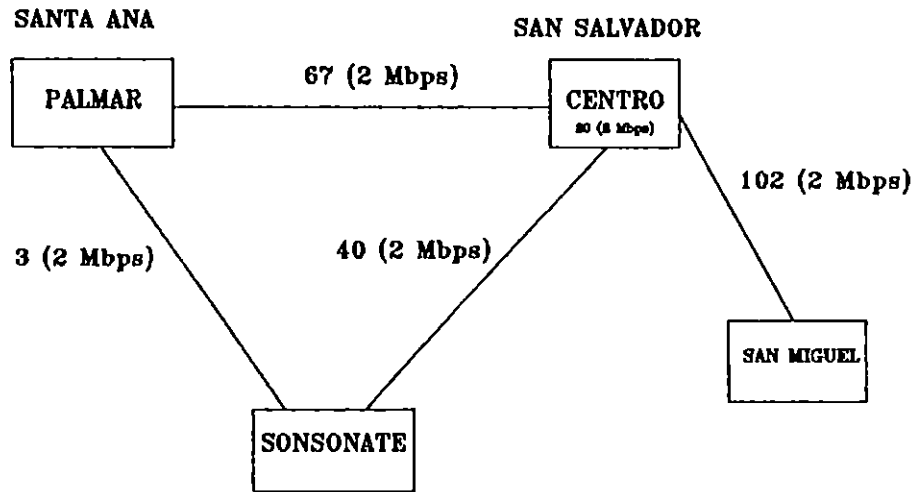


Fig. 5.11. Enrutamiento de transmisión para los diferentes nodos

En la tabla 5.1. se presenta un detalle de los costos del equipo multiplex de orden superior.

TABLA 5.11. Costos con multiplex interior del país

ITEM	DESCRIPCION	CENTRALES					TOTAL	PRECIO UNITARIO EN US\$	TOTAL
		PALMAR	PALMAR	LD2	LD2	LD2			
		LD2	SONSO	SANMI	SONSO	LD2			
1	Bastidor T/BYB	2	2	2	2	2	10.00	1,096.00	10,960.00
2	Magazine de Fuerza y alarma incluyendo cables	2	2	2	2	2	10.00	861.00	8,610.00
3	2/8	17	1	26	10	5	59.00	758.00	44,722.00
4	8/34	5	1	7	3	2	18.00	1,012.00	18,216.00
5	34/140	2	1	2	1	1	7.00	1,600	11,200.00
TOTAL EN US\$									93,708.00

CONCLUSION

Si se comparan los resultados totales de cada tabla, para su implementación, resulta obvio que la alternativa factible por su costo económico es la ampliación de la red con Mux de alta jerarquía, por representar una mínima inversión comparada con la alternativa de los multiplicadores de circuitos DCME's.

5.4. APLICACION DE LA TECNOLOGIA IDR, A LA ESTACION TERRENA EL ANGEL CON FINES DE SEGURIDAD.

Dentro de los proyectos a corto plazo, de la empresa ANTEL está, la instalación de una nueva estación terrena ubicada en la la ciudad de Apopa, en un lugar conocido como El Angel. Esta ha sido adquirida con la finalidad de dar soporte en cuanto a seguridad al tráfico Internacional, de tal manera que se maneje 50% de tráfico Internacional por la ETI y el restante por la nueva estación terrena.

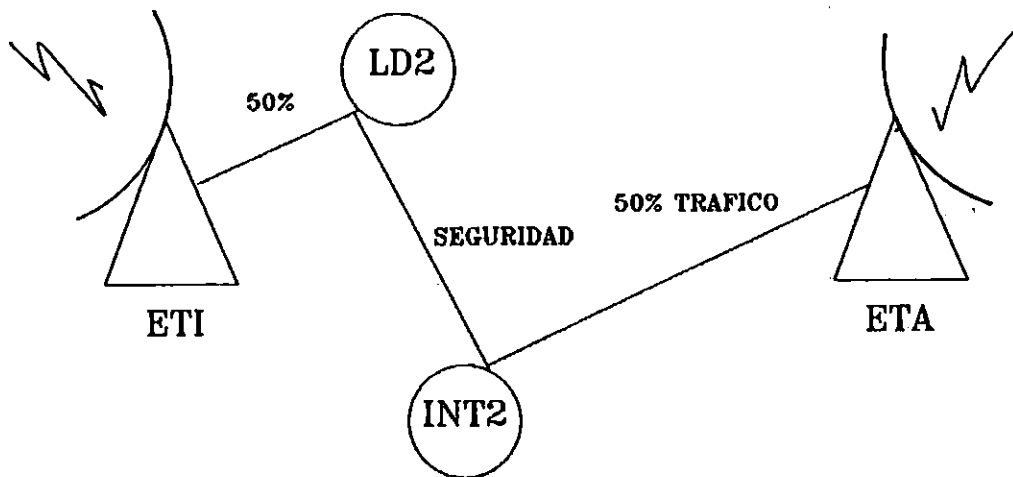


Fig. 5.12. Configuración proyectada para el tráfico internacional

También dentro de estos proyectos está la adquisición de una nueva central telefónica Internacional cuya finalidad es la misma que la estación terrena, bifurcar el tráfico internacional, y así impedir que el país quede aislado o incomunicado a nivel mundial, en caso de una falla crítica de la estructura actual. En la figura 5.12 se muestra la configuración proyectada.

También se está proyectando que en caso de falla crítica de una de las centrales telefónicas internacionales, la otra sea capaz de manejar un porcentaje de tráfico.

Como se mencionó en el estudio de factibilidad en el área local, habrá un crecimiento en cuanto a líneas telefónicas, lo que originará un incremento de tráfico internacional; y de acuerdo a un estudio hecho por la empresa ANTEL, para el año 2,000 se necesitarán para la comunicación con los Estados Unidos de Norteamérica 1,800 circuitos internacionales para poder satisfacer la demanda. Para manejar este incremento de circuitos, resulta evidente determinar que se aplicará tecnología IDR por los beneficios que ofrece los cuales han sido expuestos anteriormente.

De acuerdo a lo anterior, un porcentaje de este crecimiento será manejado a través de la nueva estación terrena, y la inversión que realizará ANTEL para manejar este tráfico con tecnología IDR se muestra en la tabla de la siguiente página. Antes se calculará la cantidad de multiplicadores de circuitos necesarios, asumiendo una ganancia de 4:1.

$$\text{Cantidad de afluentes 2 Mbps} = \frac{\text{Cantidad de Cktos}}{30 \text{ Cktos}} = 30$$

$$\text{DCME's} = \frac{\text{Número de afluentes a 2 Mbps}}{4}$$

$$\text{DCME's} = 7.5 \text{ aprox. } 8$$

De acuerdo al dato anterior se deduce que se tendrá una configuración similar a la estructura existente desde LD2 hacia la ETI.

TABLA 5.12. Detalles de costos con DCME para la nueva estación terrena

ITEM	DESCRIPCION	CANT	PRECIO GLOBAL US \$	PRECIO TOTAL US \$
1	RT Shelf consisting of: Test Rx, Speech Interpolation Rx, Message Rx, voice ADPCM Tx/Tx, voice Band Data ADPCM, Bearer input Switch Rx, Text Tx, Speech detector Tx, Bearer Output Switch Main Central Processing unit.	9	38,199.00	343,791.00
2	If Shelf consisting of: Alarm Central Processing unit, redundant switch, clock select, dummy communication CPU, receive signalling CPU, power supply unit.	9	7,976.00	71,784.00
3	Matrix control and Matrix switch	1	13,250.00	13,250.00
4	DLC switch card	1	1,850.00	1,850.00
5	Digital Line Interface	36	1,525.00	54,900.00
6	Miscellaneous accessories for RT and IF Shelf, cable, cabinet spare and test equipment.			365,762.00
7	MODEMS IDR subsystem	9	16,665.00	149,985.00
	TOTAL			1,001,322.00

CONCLUSIONES

- El estudio realizado muestra que la tecnología es óptima para la transmisión a nivel internacional, NO así para su implementación a nivel local (urbana y del interior del país).
- El crecimiento proyectado para el año 2,000 es bastante grande (más del 100%) en todo el país, lo que implica un mayor desarrollo económico, además de una inversión, para ampliar la infraestructura ya establecida.
- El estudio realizado tiene una utilidad práctica para ANTEL por que demuestra que la ampliación de la estructura actual es la solución para el incremento en el servicio telefónico.

RECOMENDACIONES GENERALES

- La Escuela de Ingeniería Eléctrica debe desarrollar e incentivar, la investigación de el área de las comunicaciones, a través de los medios que sean posibles, como proyectos de Ingeniería, tesis, trabajos ex-aula.
- El estudio de las comunicaciones es muy importante para el desarrollo integral de un país, ya que el estancamiento en esta área genera, aislamiento y atraso económico y social.
- Las grandes empresas e instituciones públicas y privadas deben de capacitar personal de mantenimiento, tanto profesional como técnico, en áreas tecnológicas nuevas, como la IDR para contribuir al desarrollo del país.
- El fin último que todo trabajo de graduación debe perseguir es el de beneficiar a la sociedad, por lo que los trabajos de investigación y/o estudio en áreas tecnológicas deben de ser generados o incentivados.

BIBLIOGRAFIA

- **Curso de tráfico telefónico**
Concepto y aplicaciones
Soto Samsó
- **Documentos de planificación e ingeniería de ANTEL**

ANEXO 1
EXTRACTO DE LA RECOMENDACION
CCITT G.821

ANEXO 1
RECOMENDACION G.821

El CCITT

Considerando:

- a. Que es previsible que en el futuro los servicios se basen en el concepto de red digital de servicios integrados (RSDI);
- b. Que los errores constituyen una fuente de degradación, por afectar a los servicios vocales en forma de distorsión de la voz y a los servicios de tipo datos en forma de pérdida o inexactitud de información, o en forma de reducción de caudal.
- c. Que aunque es probable que predominen los servicios vocales, la RSDI tiene que transmitir una amplia variedad de tipos de servicios vocales, por lo que es conveniente disponer de una especificación unificada;

Recomienda:

Que dentro del siguiente alcance y definiciones, se cumplan los requisitos expuestos en el cuadro 1/G.821 y en los puntos subsiguientes.

1. Alcance y definiciones

1.1. Los objetivos de calidad se aplican a cada sentido de una conexión con conmutación de circuitos a 64 Kbit/s para tráfico vocal o un "canal portador" para servicios de tipo datos.

1.2. El objetivo de calidad de funcionamiento se especifica en términos de parámetros de características de error, cada uno de los cuales se define como sigue:

Porcentaje de períodos de promediación de duración T_0 cada uno, en los que la tasa de errores en los bits (TEB) sobrepasa un valor umbral. El porcentaje se determina a

lo largo de un intervalo de tiempo T_L mucho mayor (véase el cuadro 1/G.281 nota 3).

Debe señalarse que el tiempo total T_L se divide en dos partes, a saber, el tiempo durante el cual la conexión se considera disponible y el tiempo en que está indisponible.

Los requisitos relativos al porcentaje admisible de tiempo indisponible serán objeto de una Recomendación separada.

1.3. En el enunciado de los objetivos se utilizan las siguientes TEB intervalos:

- a. TEB de menos de 1×10^{-6} para T_0 = 1 minuto;
- b. TEB de menos de 1×10^{-3} para T_0 = 1 segundo;
- c. cero errores para T_0 = 1 segundo
(equivalente al concepto de segundos sin error, SSE)

Estas categorías equivalen a las del cuadro 1/G.821. En la evaluación de estos objetivos se excluyen los períodos de indisponibilidad.

1.4. Los objetivos de calidad de funcionamiento tienen dos funciones principales:

- a. dar al usuario de las futuras redes digitales nacionales e internacionales una indicación de la característica de error prevista en condiciones de explotación real, lo que facilitará la planificación del servicio y el diseño del equipo terminal;
- b. sentar la base para el establecimiento de normas de calidad de funcionamiento de los equipos y sistemas de transmisión de una conexión de la RSDI.

1.5. Los objetivos de calidad de funcionamiento representan un compromiso entre el deseo de satisfacer las necesidades de servicios y la necesidad de construir los sistemas de

transmisión teniendo en cuenta las limitaciones técnicas y económicas. Aunque se expresa atendiendo a las necesidades de los diferentes servicios se pretende que estos objetivos representen un sólo nivel de calidad de transmisión.

El objetivo de calidad establecido para minutos degradados (cuadro 1/G.821.a) se basa en un período de promediación de 1 minuto. Este período de promediación y la exclusión de los errores que se produzcan en segundos con muchos errores en ese período de 1 minuto (véase el cuadro 1/G.821 nota 2) podría permitir que las conexiones con frecuentes errores en ráfaga cumplan este aspecto particular del objetivo global, pero en cierta medida esto quedará limitado por el objetivo en materia de segundos con muchos errores (cuadro 1/G.821.b). Sin embargo se duda de que los objetivos sean adecuados para el correcto funcionamiento de servicios de video en tiempo real de duración relativamente larga, que debe ser objeto de estudio ulterior.

1.6. Dado que los objetivos de calidad de funcionamiento pretenden satisfacer las necesidades de la futura red digital, es preciso reconocer que no pueden ser alcanzadas fácilmente por todos los equipos y sistemas digitales de hoy en día. La intención, sin embargo, es establecer, objetivos del diseño del equipo que sean compatibles con los especificados en la presente Recomendación. Estos aspectos son actualmente objeto de debate en el CCITT y el CCIR.

También se recomienda vivamente que todas las tecnologías, cualquiera que sea su posición en la red, se diseñen con arreglo a normas mejores que las indicadas en esta Recomendación, a fin de deducir al mínimo la posibilidad de que se excedan los objetivos extremo a extremo en una cantidad significativa de conexiones reales.

CUADRO 1/G.821

**OBJETIVO DE CARACTERISTICA DE ERROR PARA LAS
CONEXIONES INTERNACIONALES DE LA RSDI**

CLASIFICACION DE LA CARACTERISTICA	OBJETIVO (notas 3 y 4)
(a) (Minutos degradados) (notas 1 y 2)	Menos del 10% de los intervalos de 1 minuto tendrán una tasa de errores en los bits peor que 1×10^{-6} (nota 4)
(b) (Segundos con muchos errores) (nota 1)	Menos del 0.2% de los intervalos de 1 segundo tendrá una tasa de errores en los bits peor que 1×10^{-3}
(c) (Segundos con error) (nota 1)	Menos del 8% de los intervalos de 1 segundo tendrán por lo menos un error (equivalente a 92% de segundos sin error)

Nota 1 Se utilizan los términos "minutos degradados", "segundos con muchos errores" y "segundos con error" como "identificador" práctico y conciso de objetivo de calidad de funcionamiento. Su utilización no pretende indicar la aceptabilidad, o cualquier otra valoración de ese nivel de calidad.

Nota 2 Los intervalos de un minuto mencionados en el cuadro 1/G.821 y en sus notas se deducen restando el tiempo indisponible y los segundos con muchos errores del tiempo total, y agrupando entonces consecutivamente los segundos restantes en bloques de 60. Los intervalos básicos de 1 segundo se deducen de un esquema temporal fijo.

Nota 3 No se ha especificado el intervalo de tiempo T^L en el que han de determinarse los porcentajes, ya que puede depender de la aplicación. Se sugiere como referencia un período del orden de un mes.

Nota 4 Por razones prácticas, a 64 Kbit/s, un minuto que contenga cuatro errores (equivalente a una tasa de errores de 1.04×10^{-6}) no se considera degradado. No obstante, esto no implica una relajación del objetivo de tasa de errores de 1×10^{-6} .

GLOSARIO
TERMINOS EN INGLES Y ABREVIATURAS

GLOSARIO DE TERMINOS EN INGLES Y ABREVIATURAS

SSS	(Subscriber Switching Subsystem) Sistema de Selector de Abonados
GSS-D	(Group Switching Subsystem-Digital) Sistema Selector de Grupo-Digital
TSS	(Trunk and Signalling Subsystem) Sistema de Troncales y Señalización
RPS	(Regional Processor Subsystem) Sistema de Procesadores Regionales
CPS	(Central Processor Subsystem) Sistema de Procesadores Centrales
IOS	(Input-Output Subsystem) Sistema de Entrada y Salida
GSN-D	(Group Switching Network Digital) Red Digital de Conmutación
PCD	(Pulse Coded Modulation Device) Dispositivo de Modulación por Pulsos Codificados
ETC	(Exchange Terminal Device) Circuito Terminal de Central
TS	(Time Slot) Intervalo de Tiempo
TST	(Time Space Time) Tiempo Espacio Tiempo
GS-D	(Group Switching-Digital) Selector de Grupo Digital

SSA (Speech Store A)
Memoria de Conversación A

CSA (Contral Store A)
Memoria de Control A

SSB (Speach Store B)
Memoria de Conversación B

CSB (Control Store B)
Memoria de Control B

DL (Digital Link)
Eslabones Digitales

APT Sistema de Aplicación

TSM (Time Switching Module)
Módulo de Conmutación Temporal

ETCC ETC con Señalización para Canal Común

PFRU (Phase Aligning and Framing Unit)
Unidad de Trama y Alineamiento de Fase

TPLU (Timing and Plane Slection Unit)
Unidad de Temporización y Selección de Plano

LIU (Line Interface Unit)
Unidad de Interface de Línea

FS (Frame Synchronization)
Sincronización de Trama

NS (Network Synchronization)
Sincronización de la Red

MJ (Multijunctor Functions)
Funciones de Multiconector

PCM (Pulse Code Modulate)
Modulación por Impulso Codificado

MIC Modulación por Impulsos Codificados

PAM (Pulse Amplitude Modulation)
Modulación en Amplitud de Pulsos

CCITT Comité Consultivo Internacional
Telegráfico y Telefónico

TDM (Time Division Multiplex)
Multiplex por División de Tiempo

NRZ (Non-Return to Zero)
No Retorno a Cero

AMI (Alternate Mark Inversion)
Inversión de Marca Alterna

HDB3 (Third Order High Density Bipolar)
Alta Densidad de Tercer Orden

INTELSAT Organización Internacional de Telecomunicaciones
por Satélite

LD2 Larga Distancia 2

ETI Estación Terrena de Izalco

TL Terminal de Línea

Ghz Giga Hertz

LNA (Low Noise Amplifier)
Amplificador de bajo ruido

HPA (High Power Amplifier)
Amplificador de Alta Potencia

LHCP	Polarización Circular Izquierda
RHCP	Polarización Circulas Derecha
IF	Frecuencia Intermedia
RF	Radio Frecuencia
BB	Banda Base
FM	Frecuencia Modulada
AM	Amplitud Modulada
FDM	Modulación por División de Frecuencia
SPC	Control por Programa Almacenado
Tx	Transmisión
Rx	Recepción
ADPCM	PCM Diferencial Adaptable
ISC	Centro de Servicio Internacional
DLC	Control Dinámico de Carga
IC	Canal Internacional
CS	Canal Satélite
AC	Canal Asignado
TCP	Procesamiento del Canal de Transmisión
HSC	Control Remanente y Clasificación de Señal
RAG	Generación de Recursos, Localización y Asignación

IDH	Dato Remanente Inicial
SDH	Segundo Dato Remanente
CMU	Unidad de Codificación y Mapeo
RCP	Procesamiento del Canal de Recepción
RUD	Codificación de los Canales de Recepción
TCH	Manejador de Canales Transparentes
SIU	Unidad de Señalización

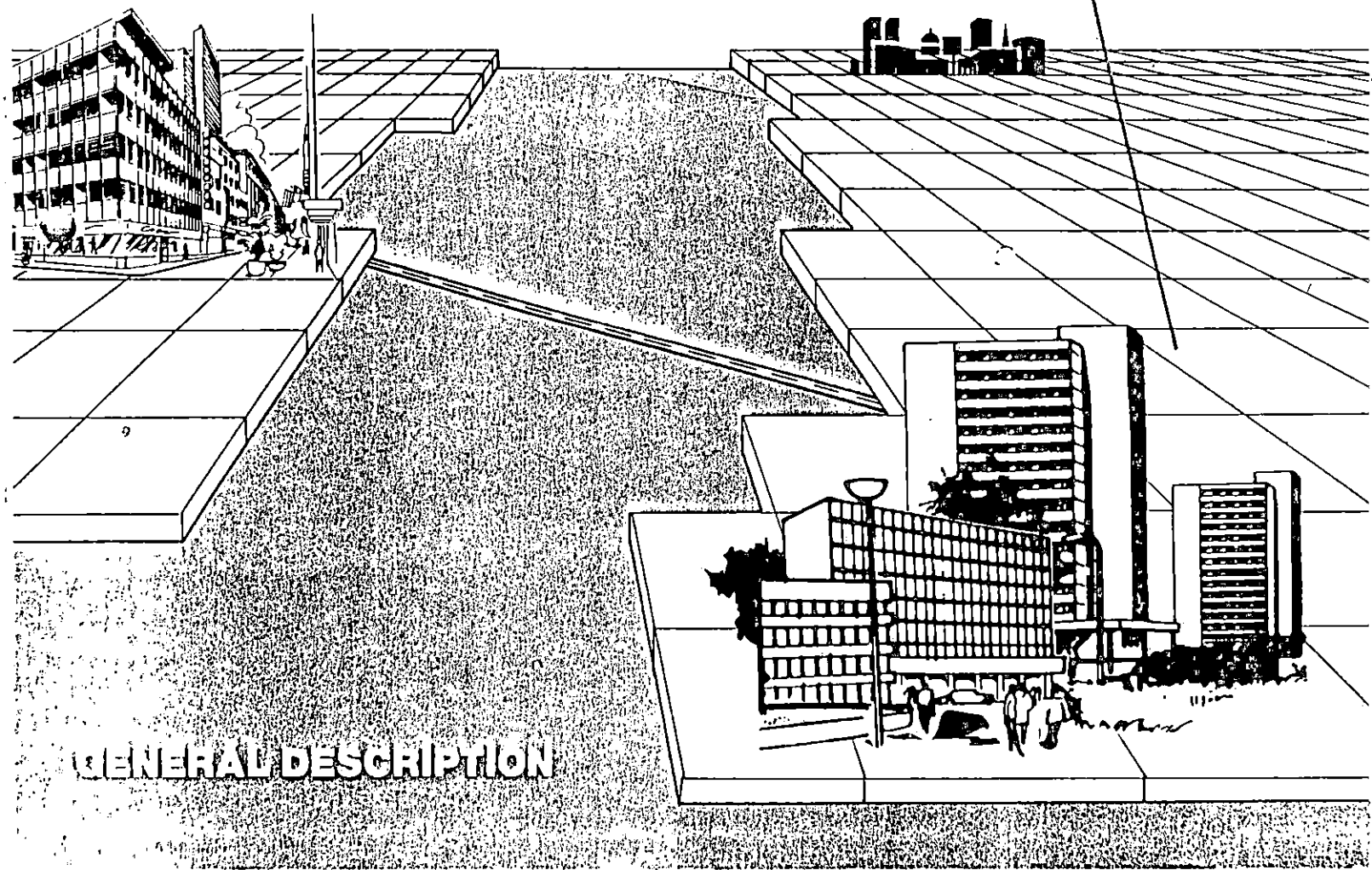
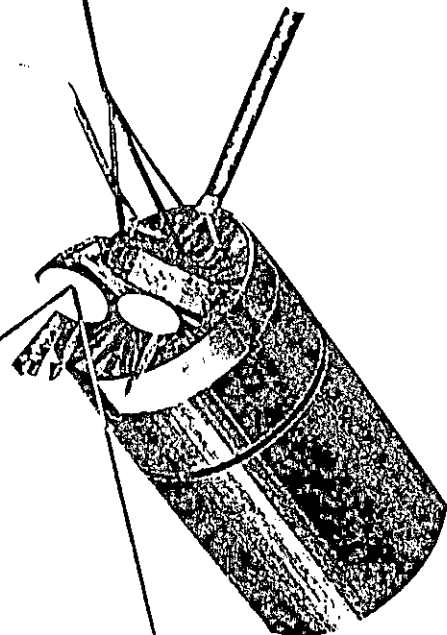
ANEXO 2
FOTOGRAFIA DE DCME



DTX-240F

Digital Circuit Multiplication System

for the facsimile era



GENERAL DESCRIPTION

INTRODUCTION

1.1 Overview

The DTX-240F Digital Circuit Multiplication System (DCMS) is an enhancement of the DTX-240D. The DTX-240F DCMS (a single terminal is shown in Fig. 1-1) retains all of the DTX-240D system capabilities, and adds a high compression ratio feature for Group 3 Facsimile (FAX) traffic. Group 3 FAX traffic is handled by the DTX-240F system separately from non-FAX traffic. Using a demodulation-modulation technique, the total compression performance of the system is substantially improved.

The DTX-240F system accepts up to two hundred and forty (240) 64 kbit/s trunks carrying either voice, voice-band non-speech signals, or digital data for transmission over a 2.048 Mbit/s or a 1.544 Mbit/s digital link.

The DTX-240F system consists of a pair of terminals, one on each side of the inter-terminal digital link, i.e. bearer (see Fig. 1-2).

The DTX-240F enables circuit multiplication ratios of up to 6:1 to be maintained irrespective of the combination of voice and FAX traffic.

The users are able to increase the number of trunks up to 240 over a single 2.048 Mbit/s bearer, when time-zone differences cause non-simultaneous busy hours on a single DTX-240F system.

The DTX-240F is normally located at an International Switching Center (ISC), but may also be installed at an earth station of a satellite communication link, as required.

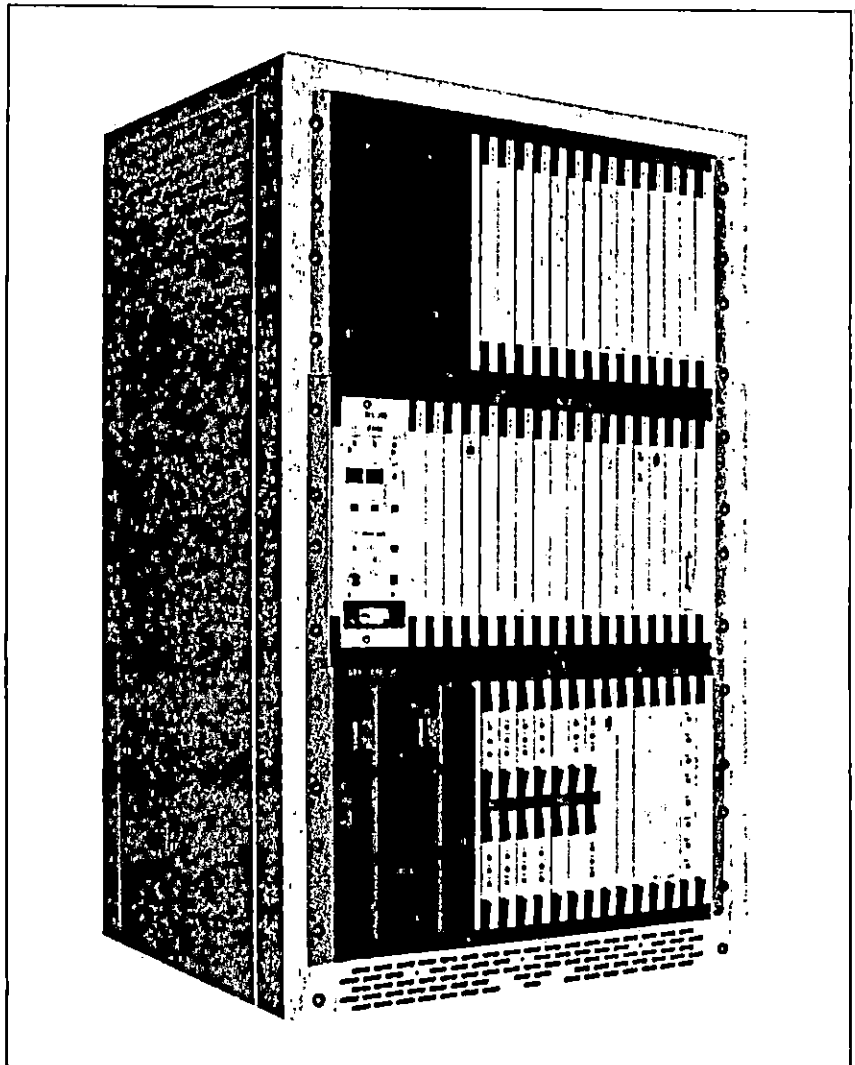


Figure 1-1. DTX-240F Terminal

The DTX-240F utilizes different compression methods for various types of input traffic.

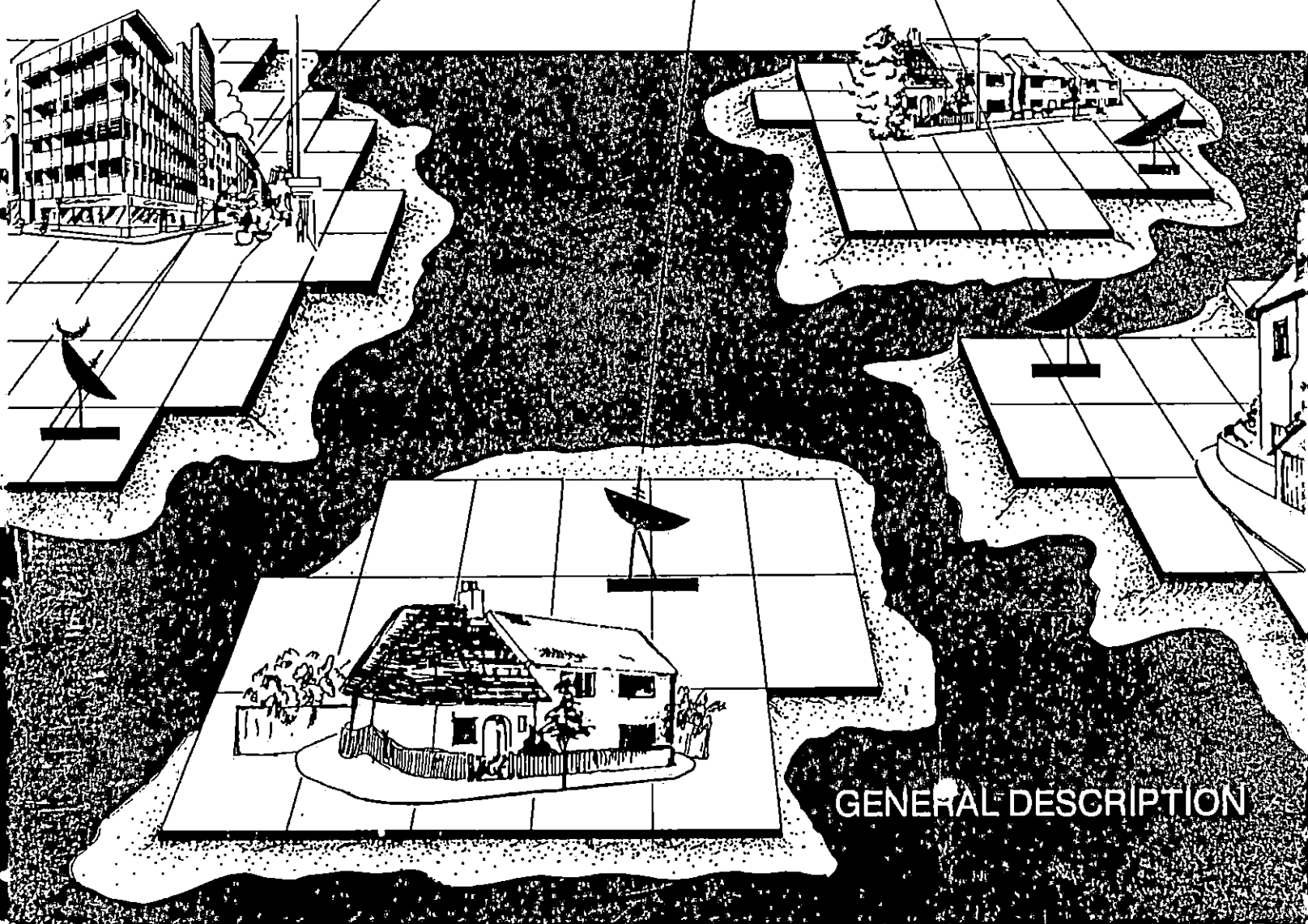
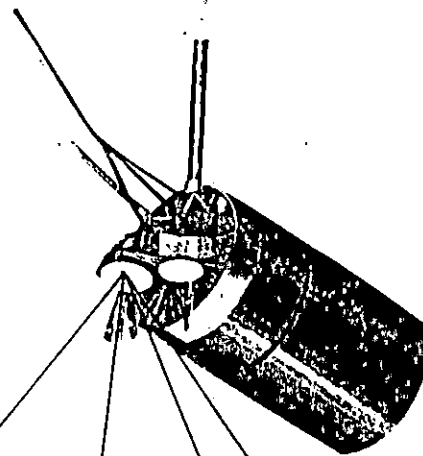
For speech traffic, a Digital Speech Interpolation (DSI) stage, providing more than 2.5:1 multiplication ratio, is followed by an Adaptive Differential Pulse Code Modulation (ADPCM) stage, yielding an additional 2:1



DTX-240T

Digital
Circuit
Multiplication
System

for thin routes



GENERAL DESCRIPTION

GENERAL

ECI Telecom's DTX-240T Digital Circuit Multiplication System (DCMS) is optimized to operate on small IDR links, of between 6 and 16 time slots. This solution provides significant savings for international carriers. Additionally, it makes a significant contribution to solving the bandwidth shortage problem in the INTELSAT space segment.

IDR links using digital circuit multiplication systems (DCMS) have recently started to operate successfully on INTELSAT satellites.

The IDR-DCMS configuration offers a cost-effective solution for international telecommunications. At present, DCMS equipment is installed on 2048 kbit/s and 1544 kbit/s bearer routes. Low Rate Encoding (LRE) and circuit multiplication enables transmission of more than 120 channels over the bearer link. However, many of the satellite links currently in operation require a smaller capacity.

Therefore, it is desirable to achieve an efficient IDR-DCMS solution for thin routes. A new rate of 512 kbit/s (or $nx64$ kbit/s) is standardized in Revision 5 of the IDR specifications, IESS-308. Until now, only the ADPCM technique with a 2:1 gain was recommended for multiplication of thin routes. However, DCMS which combines DSI, ADPCM and VBR can provide a higher multiplication gain which will result in significantly reduced cost and better bandwidth utilization.

The DTX-240T (see Figure 1-1) is a single-shelf version of ECI Telecom's widely used DTX-240D DCMS. For example, it is capable of transmitting a full 2048 kbit/s bit stream (30 trunks) with a typical traffic composition of up to 20% Voice-Band Data, over a 512 kbit/s IDR bearer. Maximum configuration is 60 trunks over 16 bearer time slots (1024 kbit/s IDR bearer).

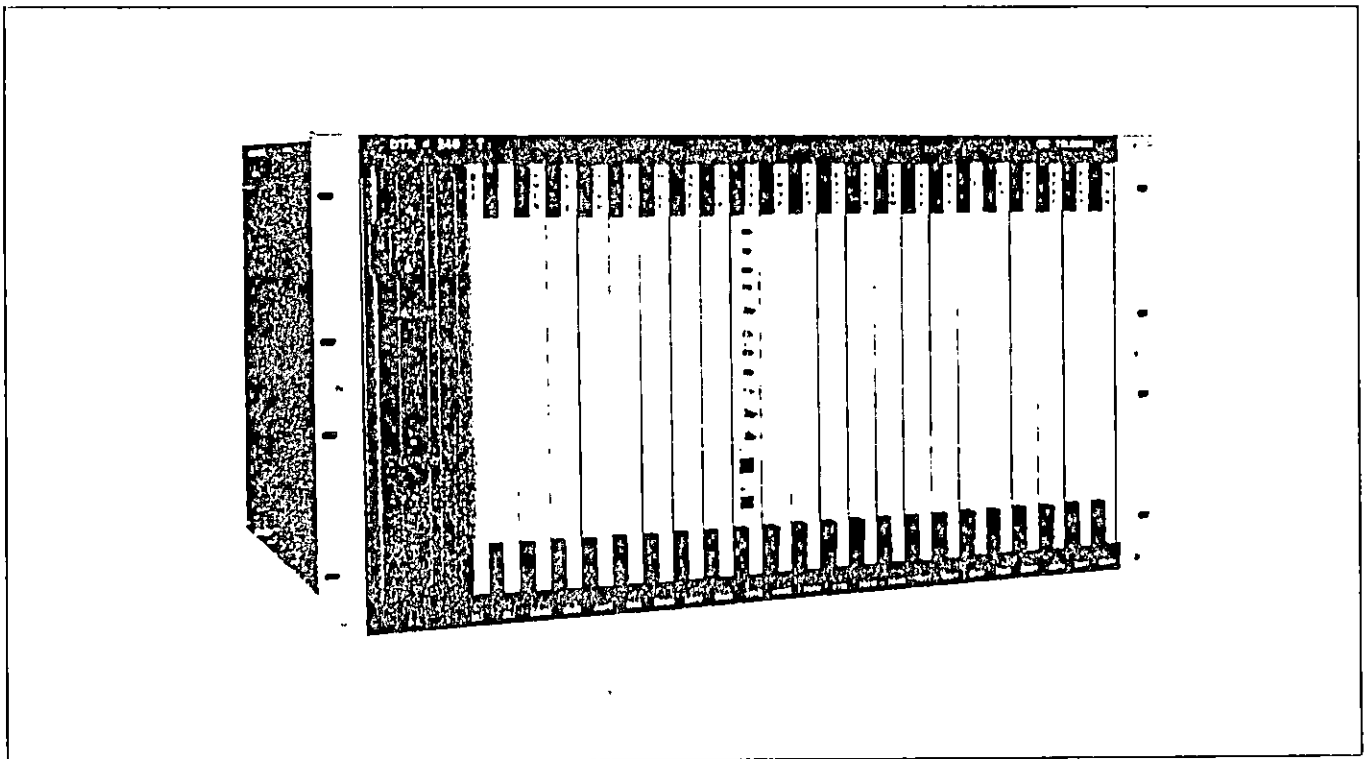


Figure 1-1. DTX-240T Terminal