

151



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

Zejem

FACULTAD DE INGENIERIA

TECNOLOGIAS DIGITALES EN SATELITES DE COMUNICACIONES

FALLA DE ORIGEN

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA PRESENTAN : JORGE PUGA LAZARO ALEJANDRO MARTIN ROMERO ZUÑIGA



DIRECTOR DE TESIS: ING. JESUS REYES GARCIA

MEXICO, D. F.

1995

TESIS CON FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

**TECNOLOGIAS
DIGITALES
EN SATELITES
DE COMUNICACIONES**

AGRADECIMIENTOS

A mis padres:

Gaspar Puga Muñoz
Dolores Lázaro Ventura

Como la realización de sus sueños y esperanzas. En agradecimiento por darme la oportunidad de ser lo que soy.

A mis hermanos:

Jaime Puga Lázaro
Javier Puga Lázaro
María de Lourdes Puga Lázaro

En reconocimiento a su afán de superación.

Al Ing. Jesús Reyes García:

Por su amistad, paciencia y atinado asesoramiento para la elaboración del presente trabajo.

Jorge Puga Lázaro

A mis padres:

Raúl M. Romero y García
Margarita Zúñiga Navarrete

Por todo el amor, apoyo y comprensión que siempre he recibido para alcanzar una de mis metas.

A mi hermana:

Iliana

Por su constante apoyo moral.

A mi abuelita y tíos:

Margarita; Elvia, Gilberto, Julián y Martín.

Por el respaldo que me han proporcionado en todo momento.

A mi novia:

Alicia

Por todo el cariño que siempre me ha demostrado.

A la UNAM:

Por todas las oportunidades que me ha brindado para mi desarrollo.

A Telecomunicaciones de México:

A sus funcionarios y compañeros de trabajo por permitirme ser parte del Sistema de Satélites Mexicanos.

Al director de Tesis:

Ing. Jesús Reyes García

Por su orientación y colaboración en la conclusión de este trabajo.

Alejandro

INDICE

INDICE i
 INTRODUCCION vii

**CAPITULO I.
 CORRECCION DE ERRORES**

INTRODUCCION 02
 TIPOS DE CODIGOS 03
 Requerimiento de Repetición Automática (ARQ) 03
 Corrección de Error hacia Adelante (FEC) 03
 CODIGOS DE BLOQUES 03
 Códigos de Bloques Lineales 05
 Algunas Definiciones Fundamentales 09
 Síndrome de Decodificación 10
 Código Hamming 13
 CODIGOS CICLICOS 15
 Generador polinomial 16
 Polinomio de Chequeo de Paridad 19
 Codificador para Códigos Cíclicos 19
 Cálculo del Síndrome 20
 Código Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH) 21
 Código Reed- Solomon (RS) 23
 CODIGOS CONVOLUCIONALES 23
 Decodificación de Máxima Verosimilitud 25
 Arbol de Código 26
 Decodificación Secuencial 30
 MODULACION TRELIS-CODIFICADO 30

**CAPITULO II
 TECNICAS PARA AUMENTAR LA CAPACIDAD DE CANALES**

INTRODUCCION 34
 MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS (PCM) 36
 PCM-DIFERENCIAL (DPCM) 40
 Modulación Delta (DM) 41
 Ruido de Cuantización 43
 TECNICAS ADAPTIVAS APLICADAS A LA MODULACION DELTA (DM) Y
 AL PCM DIFERENCIAL (DPCM) 44
 PCM DIFERENCIAL ADAPTIVO 44
 CALIDAD SUBJETIVA 47
 VOCODERS (CODIFICADORES DE VOZ) 48
 Vocoders de Canal 50
 Vocoders de Codificación Lineal Predictiva (LPC) 52
 SUMARIO 54
 Velocidad de transmisión de bits 54
 Calidad 55
 Complejidad 55
 MULTICANALIZADORES DIGITALES 56
 Sistema T1 58

ENLACES EN OTRAS NACIONES	61
---------------------------------	----

**CAPITULO III
INTERPOLACION DIGITAL DE VOZ (DSI)**

INTRODUCCION	65
PRINCIPIOS DE LA INTERPOLACION DIGITAL DE VOZ	66
INTERPOLACION DE VOZ POR ASIGNACION DE TIEMPO (TASI)	68
ASPECTOS CARACTERISTICOS DE LA TECNICA TASI	68
Recorte por Competición y Bloqueo Momentáneo	68
Recorte por Conexión	69
Recorte del Detector de Voz	69
IMPLEMENTACION DE LA TECNICA TASI DIGITAL	70
INTERPRETACION DE LA GANANCIA EN VOZ DIGITAL	
MULTIPLICACION DEL CANAL	71
IMPLEMENTACION TASI/TDMA	73
Equipo del extremo transmisor	73
Equipo del extremo receptor	75
OPERACION DE LA INTERPOLACION DIGITAL DE VOZ	77
Operación usando Canales de Servicio Normales	77
Operación usando Canales de Sobrecarga	77
PROCEDIMIENTOS DE CONEXION DE LA DSI	78
Procedimiento de Asignación Reciente	78
Procedimiento de Reasignación	79
Procedimiento de Desconexión	79
Procedimiento de Actualización	79
SISTEMA DE COMUNICACIONES CODIFICADAS POR	
PREDICCIÓN DE VOZ (SPEC)	80
ASPECTOS CARACTERISTICOS DE LA TECNICA SPEC	80
Distorsión en el Predictor	80
Recorte por Competición	81
Recorte del Detector de Voz	81
Recorte por Conexión	81
Implementación del sistema SPEC	83
Predicción de Muestras PCM	82
Palabra Muestra de Asignación (SAW)	83
IMPLEMENTACION SPEC/TDMA	83
Terminal transmisora	83
Terminal Receptora	86
COMPARACION DE LAS IMPLEMENTACIONES TASI SPEC	88
TENDENCIAS FUTURAS EN LA DSI	89

**CAPITULO IV.
TECNICAS DE ACCESO MULTIPLE**

INTRODUCCION	92
ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE FRECUENCIA (FDMA)	93
Canales Múltiples por Portadora (MCPC)	93
Transmisión MCPC Analógica	94

Transmisión MCPC Digital	94
Canal Unico por Portadora (SCPC)	95
SCPC (DAMA) Acceso Múltiple de Asignación por Demanda	97
Sistema SPADE	97
ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE TIEMPO (TDMA)	98
TDMA Banda Ancha	98
Estructura de Trama TDMA	99
Paquete de Referencia	100
Paquete de Tráfico	101
Tiempo de Protección	101
Estructura del Paquete TDMA	101
Secuencia de Recuperación de Portadora y Reloj	103
Palabra Unica	103
Canal de Señalización	103
Tráfico de Datos	104
TDMA de Banda Angosta	105
ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE CODIGO	105
Acceso Múltiple de Espectro Expandido (SSMA)	106
Secuencia Directa	108
Salto de Frecuencia	110
Rendimiento del CDMA	111
COMPARACION DE TECNICAS DE ACCESO MULTIPLE	113

CAPITULO V
TELEVISION DIGITAL

INTRODUCCION	117
SISTEMAS Y ESTANDARES EN TELEVISION	119
EL SISTEMA NTSC	122
Cualidades y defectos del sistema NTSC	125
EL SISTEMA SECAM	127
Cualidades y defectos del sistema SECAM	128
EL SISTEMA PAL	129
Cualidades y defectos del sistema PAL	130
TELEVISION DE ALTA DEFINICION (HDTV)	132
Operación de la HDTV	133
TELEVISION DIGITAL	134
COMPRESION DE VIDEO DIGITAL	135
Funcionamiento de la Compresión de Video Digital	136
Sistema de Compresión de Video Digital	
de la Compression Labs Inc.	137
Sistema de Compresión de Video Digital	
de la General Instrument	140
TECNICAS DE CODIFICACION DE ALTA EFICIENCIA PARA IMAGENES	144
Codificación híbrida usando la Transformada	
Discreta del Coseno	145
Codificación por Predicción Entretramas y	
Regeneración Condicional de Elementos de Imagen	150
Codificación Predictiva con Compensación de Movimiento ...	151

Uso del vector de Cuantización 152
 ESTANDARES EN LA COMPRESION DE IMAGENES 153
 Estándares de Compresión de Imágenes
 de Doble nivel (Binarios) 153
 Estándares de Compresión de Imágenes
 mediante un Tono Continuo 153
 Compresión de Imágenes Fijas Monocromáticas y de Color ... 154
 Compresión de Imágenes Secuenciales Monocromáticas
 y de Color 154

**CAPITULO VI
TECNICAS PARA COMPENSAR LOS EFECTOS DE LA LLUVIA**

INTRODUCCION 157
 TECNICAS DE RESTAURACION PARA SUPERAR LA ATENUACION SEVERA 163
 DISTRIBUCION DE UN RECURSO FIJO PARA CONTRARESTAR
 LA ATENUACION DE LA SEÑAL 164
 Incremento de un margen constante 164
 Código FEC constante 164
 DISTRIBUCION DE UN RECURSO DINAMICO PARA CONTRARESTAR
 LA ATENUACION DE LA SEÑAL 166
 DISTRIBUCION BASADA EN LA ESTACION TERRENA 166
 INCREMENTO DE UN NIVEL FIJO 166
 Diversidad de Ubicaciones 166
 Ganancia por Diversidad y Mejoramiento por Diversidad 167
 Desempeño y Diseño de los sistemas por Diversidad 170
 El proceso de Diversidad 171
 Diversidad de Altura 172
 Diversidad de Angulos 173
 Diversidad de Frecuencias 174
 Diversidad Orbital 174
 INCREMENTO DE UN NIVEL DINAMICO 176
 Variaciones en el Ancho de Banda de la Señal 176
 Almacenamiento de la Transmisión 176
 Control de Potencia 176
 Control de Potencia de Subida 177
 Control de Potencia de Bajada 182
 DISTRIBUCION BASADA EN EL SATELITE 183
 INCREMENTO DE UN NIVEL FIJO 183
 Control de la Ganancia de la Antena 183
 Haces de Pincel 183
 Regeneración 186
 Diversidad Orbital 187
 Diversidad de Frecuencias 187
 INCREMENTO DE UN NIVEL DINAMICO 189
 Corrección de Errores hacia Adelante (FEC)
 conmutados en el Satélite 189
 Recurso Compartido TDMA 190
 Control de Potencia de Bajada 191

**CAPITULO VII
CANCELADORES DE ECO**

INTRODUCCION	193
ECO	193
SUPRESORES DE ECO	197
CANCELADORES DE ECO	199
Estructuras de filtros	202
Algoritmos de adaptación	206
Normalización de Actividades	207
Canceladores de Eco para transmisiones en circuitos digitales de ISDN	208
LLAMADA DE LARGA DISTANCIA INTERNACIONAL DE UNA TERMINAL MOVIL A UNA TERMINAL FIJA	209
CRITERIOS PARA LA INCLUSION DEL CONTROL DEL ECO	209
Control del eco de retorno a una terminal movil	209
Control del eco de retorno de terminales móviles	209
COMPARACION DEL DESEMPEÑO DE UN SUPRESOR Y UN CANCELADOR DE ECO	211
AVANCES RECIENTES EN LA CANCELACION DEL ECO	212
Cancelación del Eco No Lineal	212
Rapidez de Adaptación	213
Implementación de Canceladores de Eco en la transmisión de datos	214

**CAPITULO VIII.
CONEXION CON LA RDSI**

INTRODUCCION	217
RED DIGITAL DE SERVICIOS INTEGRADOS (RDSI)	218
Estructura RDSI	218
Organización Internacional de Estandarización (ISO)	219
Modelo ISA (OSI)	219
REDES DIGITALES DE SERVICIOS	220
Red TDMA	222
Tipos de Servicios	225
Componentes de Nodo	225
Red VSAT	227
Conexión con los Usuarios	228
Protocolos	230
TSAT COMO RED DE TRANSPORTE RDSI	230
SATELITES AVANZADOS (ADSATs)	231
APENDICE	233
CONCLUSIONES	249
BIBLIOGRAFIA	260

INTRODUCCION

Debido al entorno internacional en el que se desenvuelve actualmente nuestro país, la situación económica, tratados de libre comercio con otros países y la adopción del uso de los medios de comunicación como un instrumento de desarrollo y progreso de los pueblos, adquiere cada vez más importancia el incluir a las Telecomunicaciones y en particular a las que se realizan vía satélite, como un factor de integración social y económico no solo a nivel nacional sino en la globalización mundial que se está llevando al cabo en nuestros días, aprovechando la cobertura de los satélites Solidaridad hacia la mayor parte del continente americano.

Por todo ello, tanto las dependencias gubernamentales como las empresas privadas en México adquieren una obvia necesidad de intercambiar información (voz, datos, TV, etc. como un elemento importante en la planeación y en la toma de decisiones) entre dos o más localidades esparcidas sobre un territorio específico, especialmente ahora que las tendencias muestran que la evolución mundial hacia la llamada Era de la información, es en buena medida, la transición hacia la Era de las Comunicaciones y de la Computación. Los progresos en estas áreas están cada vez más ligados y permiten la puesta en marcha de redes de transporte de información modernas y fiables, indispensables para la comunicación, volviendo obsoletos muchos sistemas convencionales.

Así, durante el análisis de un problema específico de transmisión de señales y como parte de la toma de decisiones hacia la solución más viable, se presenta este trabajo como una propuesta de aplicación de las tecnologías que se exponen en los capítulos buscando optimizar la transmisión de la información y hacer más eficiente el uso de los recursos tanto técnicos (ancho de banda, equipo utilizado, potencia, etc.) como económicos. En esta introducción se presenta un bosquejo general de cada capítulo.

En el capítulo I, Corrección de Errores, se describe la codificación de canal como una técnica para mantener íntegros los datos transmitidos dentro de un canal de comunicación, se considera principalmente, el tipo de corrección FEC para transmisiones vía satélite.

En el capítulo II, Técnicas para incrementar la Capacidad de Canales, se presentan los conceptos relacionados con la digitalización de señales analógicas y la forma con la que ésta se asocia con el ancho de banda ocupado en un canal del satélite. Después, se analizan las técnicas que se pueden implementar para optimizar el ancho de banda reduciendo el número de bits utilizados para representar la señal. Asimismo, se analiza principalmente la digitalización de señales de voz (aunque se puede aplicar a cualesquier señal analógica) y se exponen algunos mecanismos de codificación y se mencionan las técnicas de multicanalización

mediante las cuales se pueden combinar diferentes señales de voz, datos y TV (una vez digitalizados) en una sola ráfaga de alta velocidad. Por último, se mencionan las jerarquías digitales que se utilizan a nivel mundial para acomodar las señales.

En el capítulo III, Interpolación Digital de Voz, se hace un énfasis especial en el máximo aprovechamiento que puede sacársele a un ancho de banda cuando se transmite voz. En ese capítulo se presenta la tecnología de la Interpolación Digital de Voz (DSI) como una opción viable y mejorada de la transmisión de un número de canales de voz, si se compara con el ancho de banda requerido para transmitir esos canales digitales de forma individual. Por tanto, se explican los principios que permiten compartir un recurso técnico de una manera eficiente y económica recurriendo a la administración de los recursos cuando están presentes varias señales de voz.

En el capítulo IV, Técnicas de Acceso Múltiple, se muestran los sistemas más utilizados para acceder a un satélite común a un gran número de usuarios, utilizando los recursos de potencia y ancho de banda del satélite, estableciéndose enlaces independientes a un mismo tiempo.

En el capítulo V, Televisión Digital, se presentan los fundamentos de operación de la TV, los sistemas y estándares utilizados a nivel mundial, así como los principios de otros sistemas a fin de establecer un esquema global bajo el cual se desarrolla TV digital. Se analizan los fundamentos en los cuales se basa ésta, las ventajas que ofrece su utilización, así como dos ejemplos de sistemas de Compresión digital los cuales proporcionan características individuales apropiadas para ciertas aplicaciones. Finalmente, se indican los estándares que rigen las transmisiones de TV digital.

Una de las principales causas de atenuación de la señal la constituyen las condiciones climatológicas existentes en las localidades que se van a enlazar. Por ello, en el capítulo VI, Técnicas para compensar los efectos de la lluvia, se exponen diferentes tecnologías para compensar los efectos causados por la precipitación pluvial con el objeto de obtener condiciones óptimas (o en su defecto menos perjudiciales) de transmisión de señales digitales. Muchas de las técnicas pueden implementarse actualmente en el Sistema de Satélites Mexicanos y otras son menos probables de utilizarse por su propio principio de aplicación, pero se incluyen como una posibilidad futura o adecuada en tanto que el analista cuente con los factores técnicos y/o económicos necesarios.

En el capítulo VII, Canceladores de Eco, se trata el problema del Eco en la transmisión de señales de voz y datos. Se presenta

INTRODUCCION

cómo se crea y la forma en que éste se acentúa debido al uso de los satélites. Asimismo, se presentan los dispositivos utilizados para compensar este efecto, así como los fundamentos para elegir a los Canceladores de Eco como la mejor opción en la transmisión de información de voz y datos.

En el capítulo VIII, Conexión con la Red Digital de Servicios Integrados, se tiene un panorama de los avances alcanzados en la práctica de la RDSI, sistema que está destinado a ser la base tecnológica para el desarrollo de la era de la información. Así como, el alcance y las perspectivas de aplicación que se tiene en este contexto las redes privadas de telecomunicaciones.

Finalmente, se muestra un apéndice de las principales características técnicas con que cuenta actualmente el Sistema de Satélites Mexicanos (Morelos y Solidaridad), así como las conclusiones que se obtuvieron al efectuar el presente trabajo y la bibliografía de la cual se dispuso para la realización de este estudio.

CAPITULO I

CORRECCION DE ERRORES

I N T R O D U C C I O N

En este capítulo, se introduce una importante operación en el procesamiento de la señal que es la codificación de canal, la cual se utiliza para suministrar una transmisión segura de la información digital. En particular, se presenta un panorama de las técnicas de codificación para el control de errores que consisten en la adición sistemática de símbolos redundantes en la información transmitida, facilitando así los dos objetivos básicos en el receptor: la detección de error y su corrección.

La codificación del canal se refiere a la clase de transformaciones de la señal diseñado para mejorar el desempeño de las comunicaciones haciendo posible que las señales transmitidas resistan mejor los efectos de los distintos deterioros del canal, tales como ruido, desvanecimiento y obstrucción. Usualmente, la meta de la codificación del canal es reducir la probabilidad de bit en error (P_B) o reducir la relación E_b/N_0 requerida a veces a costa de utilizar más ancho de banda del necesario.

La codificación del canal puede dividirse en dos áreas, codificación de la forma de onda y secuencias estructuradas. La codificación de la forma de onda trata con la transformación de las formas de onda en "formas de onda mejores" para hacer el proceso de detección menos sujeto a errores. Las secuencias estructuradas tratan con la transformación de secuencias de datos en "secuencias mejores" teniendo redundancia estructurada (bits redundantes). Los bits redundantes pueden utilizarse para la detección y corrección de errores. Hay dos categorías principales de códigos de canal: código de bloque y códigos convolucionales.

Un código de bloques lineal se representa mediante dos enteros, "n" y "k", y una matriz o polinomio generador. El entero "k" es el número de bits de datos que forman la entrada a un codificador de bloque. El entero "n" es el número total de bits en la palabra de código asociada a la salida del codificador. A la relación k/n se le llama "tasa del código" que es una medida de la cantidad de redundancia agregada. Un código convolucional está representado por tres enteros, "n", "k" y "K", donde la relación k/n tiene el mismo significado de la tasa de código (información por bit codificado) que el de los códigos de bloque; sin embargo, la "n" no define un bloque o una longitud de la palabra de código como en los códigos de bloque. El entero "K" es un parámetro conocido como longitud de restricción, que representa el número k -múltiple de etapas en la codificación del registro de corrimiento. Una característica importante de los códigos convolucionales que difiere de los códigos de bloque, es que el codificador tiene memoria; el n -múltiple emitido por el procedimiento de codificación convolucional no sólo es función de una entrada de k -múltiplos, sino también de las $K-1$ entradas de k -múltiplo. En la práctica, "n" y "k" son enteros pequeños y K se varía para controlar la redundancia.

TIPOS DE CODIGOS

En el diseño de un sistema de comunicaciones digitales es necesario considerar el costo efectivo de la transmisión de la información desde el transmisor a una velocidad y un nivel de seguridad que sean aceptables para el usuario. Los dos parámetros claves del sistema disponibles para su diseño, son la potencia de señal transmitida y el ancho de banda del canal. Estos dos parámetros, junto con la densidad espectral de potencia de ruido en el receptor, determinan la relación de la Densidad de Potencia de Energía de Bit a Ruido de la señal, E_b/N_0 . Para una relación E_b/N_0 fija, la única opción práctica disponible para cambiar la calidad de los datos desde lo problemático a lo aceptable es con el uso de la codificación.

Otro aspecto práctico para el uso de la codificación es que reduce la relación E_b/N_0 que se requiere para una tasa fija de errores de bits. Esta reducción en la relación E_b/N_0 se aprovecha para reducir la potencia de transmisión requerida o reducir los costos del Hardware al requerirse una antena más pequeña.

Existen dos formas de codificación para el control de errores:

Requerimiento de Repetición Automática (ARQ)

Permite detectar los errores que se producen en el trayecto de transmisión, el receptor no es capaz de corregir los errores, teniendo que enviar un mensaje al transmisor para que retransmita los paquetes ó bloques detectados con error. Esta técnica, para enlaces vía satélite, es poco atractiva debido al retraso que representa el viaje redondo. Además se requiere un sistema de memoria para almacenar los bloques temporalmente, en caso de que sea necesario retransmitirlos.

Corrección de Error hacia Adelante (FEC)

Permite detectar y corregir los errores producidos en la transmisión. El receptor utiliza bits de redundancia para corregir los errores y reconstruir el mensaje original.

Existen dos tipos de códigos para la detección y corrección de errores:

- Códigos de Bloques
- Códigos Convolutionales

CODIGOS DE BLOQUES

En la codificación por bloques, el codificador añade bits de paridad a la secuencia de información, entregando a la salida bloques más grandes. La principal característica de la codificación por bloques es que los bits de paridad son agrupados y colocados en una sección definida de la palabra codificada.

Los sistemas que operan con códigos por bloques requieren elementos de almacenamiento o memorias para el proceso de codificación y decodificación.

En los códigos convolucionales, los bits de paridad son continuamente intercalados dentro de una palabra codificada. A estos códigos también se les conoce como "secuenciales o recurrentes". En los códigos convolucionales el proceso de codificación y decodificación es continuo y no se requieren elementos de almacenamiento o memorias.

La figura I.1 muestra el modelo de un sistema de comunicación digital.

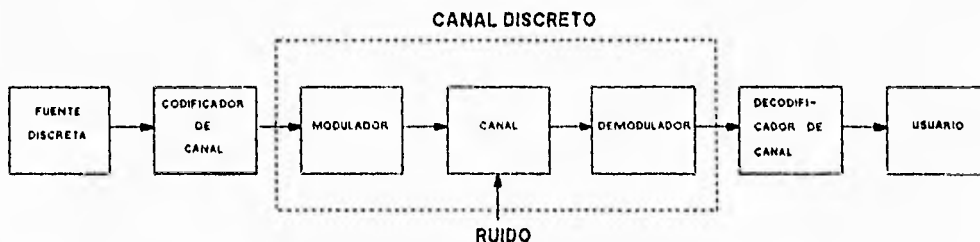


Figura I.1

La fuente discreta genera información en forma de símbolos binarios. El codificador de canal acepta los bits de mensaje y le adiciona redundancia de acuerdo a una regla preescrita, produciendo datos codificados a una alta velocidad de bits. El decodificador de canal explora la redundancia para decidir que bit de mensaje fue transmitido. El objetivo combinado del codificador de canal y del decodificador es el de minimizar el efecto del ruido de canal. Esto es, el número de errores entre la entrada del codificador y la salida del decodificador de canal es minimizado.

La adición de redundancia en los mensajes codificados implica la necesidad de incrementar el ancho de banda de transmisión. Además, el uso de codificación aumenta la complejidad del sistema, especialmente para la implementación de operaciones de decodificación en el receptor. De esta manera, el uso de codificación de control de error para lograr un rendimiento aceptable, debe incluir consideraciones de ancho de banda y complejidad del sistema.

Existen muchos códigos de corrección de error diferentes que pueden usarse. Estos códigos han sido clasificados dentro de los códigos de bloques y códigos convolucionales.

Para generar un código de bloque (n,k) , el codificador del canal acepta información en bloques de k -bits sucesivos; para cada bloque, se adiciona $n-k$ bits redundantes que son algebraicamente relacionados para los k -bits de mensaje, generando un bloque

codificado de n -bits, donde $n > k$. El n -bit de bloque es llamado palabra de código y " n " es llamado la longitud de bloque del código. El codificador de canal produce bits a la velocidad $R_0 = (n/k)R_i$, donde R_i es la velocidad de bit de la información generada por la fuente. El cociente adimensional $r = k/n$ es llamado eficiencia de código, donde $0 < r < 1$. La velocidad de bit R_0 , que sale del codificador, es llamado velocidad de canal. Así, la velocidad de código es un coeficiente adimensional, ya que la velocidad de datos producido por la fuente y la velocidad de datos del canal son medidas en bits por segundo.

En los códigos convolucionales, el codificador de canal acepta los bits de mensaje en una secuencia continua, y así, genera una secuencia continua de bits codificados a una alta velocidad.

Otra forma de clasificar los códigos son los lineales y los no lineales. Un código lineal se distingue de un código no lineal por la propiedad de que cualquier par de palabras codificadas de un código lineal, puede ser adicionada aritméticamente en Módulo-2 para producir una tercer palabra codificada.

Códigos de Bloques Lineales

En un código de bloque lineal (n,k) , una secuencia de k bits de información están relacionadas algebraicamente en $n-k$ bits de paridad, para dar una completa codificación de bloque de n bits.

- k = número de bits de información
- n = longitud de bloque del código
- $n-k$ = número de bits de paridad
- $r = k/n$ = eficiencia de código

Es usual en la codificación de bloques de información, que los primeros k bits del código de palabra sean idénticos a los del bloque de información y los últimos $n-k$ bits son los bits de paridad. Un código en ésta forma es llamado "Código Sistemático", y es ilustrado en la figura I.2:

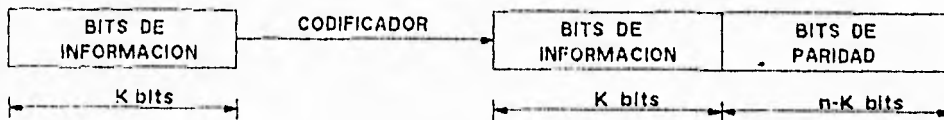


Figura I.2

El codificador toma un bloque de k dígitos binarios sucesivos y los convierte en un bloque equivalente de n bits ($n > k$). Estos

dígitos binarios a su vez se suministran a un modulador que genera las formas de onda análogas para su transmisión.

El codificador genera una palabra única de n bits para cada una de las 2^k posibles entradas de bloques de k bits. Por ejemplo, un código (15,11), tiene 4 bits de comprobación de paridad por cada 11 bits de datos.

A medida que el número de bits de comprobación de paridad aumenta, es posible corregir más errores.

Cuando k aumenta, el teorema de Shannon indica que la probabilidad de error debe disminuir. Los códigos largos, con un número relativamente grande de bits de comprobación de paridad proporcionan un gran rendimiento. Pero tales códigos son más complejos y más costosos de construir.

Al aumentar el número de bits de paridad ($n-k$), el ancho de banda requerido para la transmisión también aumenta (n bits se agrupan ahora en un intervalo de tiempo que antes contenía sólo k bits). La eficiencia de transmisión ($r=k/n$) disminuye por consecuencia, ya que se utiliza relativamente menos bits de datos por un canal dado.

El diagrama de la figura I.3 muestra la compresión en el tiempo, al tenerse un código (7,4), con 3 bits de comprobación de paridad.

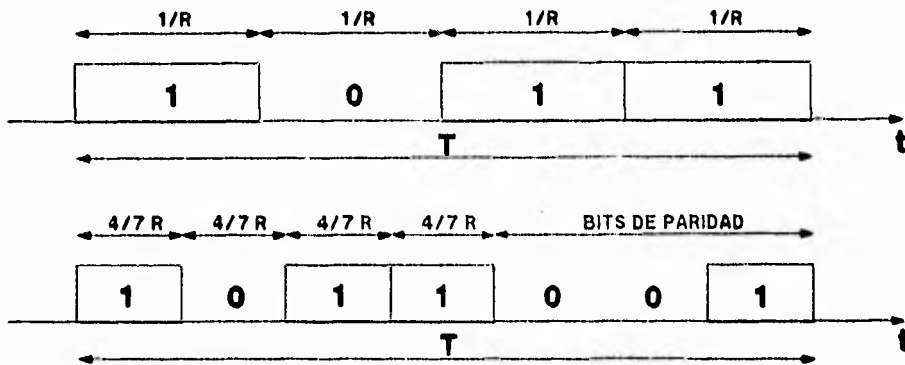


Figura I.3

Es importante la elección de los bits de comprobación de paridad necesarios para corregir el máximo posible de errores, para mantener tan alta la eficiencia como sea posible. Aunque, al aumentar los bits de paridad y por lo tanto n , resultan más errores corregidos, el resultado exige un aumento de ancho de banda, lo que introduce más ruido y por consiguiente aumenta la probabilidad de

error entre las secuencias de error que no se corrigen.

Asignando $m_0, m_1, m_2, \dots, m_{k-1}$ como un bloque de k bits de mensaje. Al ser aplicados esta secuencia de bits de mensaje a un codificador de bloque lineal, produciendo una palabra de código de n bits, los cuales son denotados por $x_0, x_1, x_2, \dots, x_{n-1}$. Asignando $b_0, b_1, b_2, \dots, b_{n-k-1}$ como los $(n-k)$ bits de paridad en la palabra de código. Por lo tanto es posible escribir:

$$x_i = \begin{cases} b_i & i=0, 1, 2, \dots, n-k-1 \\ m_{i+k-n} & i=n-k, n-k+1, \dots, n-1 \end{cases} \quad \dots I.1$$

Los $(n-k)$ bits de paridad son sumas lineales de los k bits de mensaje, como se muestra en la relación generalizada:

$$b_i = p_{i0}m_0 + p_{i1}m_1 + \dots + p_{i,k-1}m_{k-1} \quad \dots I.2$$

$$i = 0, 1, 2, \dots, n-k-1$$

donde los coeficientes son definidos como sigue:

$$p_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } b_i \text{ depende en } m_j \\ 0 & \text{en el caso contrario} \end{cases}$$

Estos coeficientes son escogidos en tal forma que las $(n-k)$ ecuaciones representadas en I.2 sean linealmente independientes.

El sistema de ecuaciones I.1 y I.2 definen la estructura matemática del código de (n, k) . Este sistema de ecuaciones puede ser reescrito en una forma compacta, usando una notación matricial. Para proseguir con esta reformulación, se define el vector de mensaje m de $(1 \times k)$, el vector de paridad b de $(1 \times (n-k))$, y el vector de código x de $(1 \times n)$, como se muestra respectivamente a continuación:

$$m = [m_0, m_1, \dots, m_{k-1}] \quad \dots I.3$$

$$b = [b_0, b_1, \dots, b_{n-k-1}] \quad \dots I.4$$

$$x = [x_0, x_1, \dots, x_{n-1}] \quad \dots I.5$$

Es posible reescribir el arreglo de ecuaciones simultáneas en la forma matricial compacta:

$$b = mP \quad \dots I.6$$

donde P es la matriz de coeficientes de $(k \times (n-k))$ definida por:

$$P = \begin{bmatrix} P_{00} & P_{10} & \dots & P_{n-k-1,0} \\ P_{01} & P_{11} & \dots & P_{n-k-1,1} \\ \vdots & & & \\ \vdots & & & \\ P_{0,k-1} & P_{1,k-1} & \dots & P_{n-k-1,k-1} \end{bmatrix} \quad \dots I.7$$

de las definiciones dadas en las ecuaciones I.3 a I.5, es visible que x puede ser expresado como un vector en términos de los vectores m y b , como sigue:

$$x = [b:m] \quad \dots I.8$$

de aquí, sustituyendo la ec. I.6 en la ec. I.8 y factorizando el vector de mensaje m , se tiene:

$$x = m[P:I_k] \quad \dots I.9$$

donde I_k es la matriz de Identidad:

$$I_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad \dots I.10$$

definiendo la matriz generadora:

$$G = [P:I_k] \quad \dots I.11$$

simplificando la ec. I.9 como:

$$x = mG \quad \dots I.12$$

El arreglo completo de palabras de código, llamado simplemente como **Código**, es generado de acuerdo con la ec. I.12 asignando el arreglo del vector de mensaje m a través del conjunto de todos los k -tuplos binarios de 2^k (vectores de $1 \times k$).

La suma de cualquier par de palabras de código es otra palabra de código x_i y x_j correspondientes a un par de vectores de mensaje m_i y m_j respectivamente. Usando la ec. I.12, se puede expresar la suma de x_i y x_j como:

$$\begin{aligned} x_i + x_j &= m_i G + m_j G \\ &= (m_i + m_j) G \end{aligned}$$

La suma Módulo-2 de m_i y m_j representan un nuevo vector de mensaje. Correspondientemente, la suma Módulo-2 de x_i y x_j representan un nuevo vector de código. En otras palabras, la suma de cualquier par de palabras de código es igual a otra palabra de código en el Código.

Existe otra forma de expresar la relación entre los bits de mensaje y los bits de chequeo de paridad de un código de bloque lineal. Denotando la matriz H de $[(n-k) \times n]$ definida como:

$$H = [I_{n-k} : P^T] \quad \dots I.13$$

donde P^T es una matriz de $[(n-k) \times k]$, la cual representa la transpuesta de la matriz de coeficientes P , y la matriz de identidad I_{n-k} de $[(n-k) \times (n-k)]$. De acuerdo con esto, es posible ejecutar la siguiente multiplicación:

$$HG^T = [I_{n-k} : P^T][P^T/I_k]$$

$$HG^T = P^T + P^T$$

en la que se tiene la multiplicación de una matriz rectangular por una matriz identidad de dimensiones compatibles, quedando la matriz inalterada. En la suma aritmética Módulo-2, se tiene $P^T + P^T = 0$, donde 0 denota una matriz de $[(n-k) \times k]$, en el cual se tiene ceros para todos sus elementos. De aquí,

$$xH^T = mGH^T \quad \dots I.14$$

$$xH^T = 0$$

la matriz H es llamada la matriz de Chequeo de Paridad del Código, y las especificadas por la ec. I.14 son llamadas ecuaciones de chequeo de paridad.

Algunas Definiciones Fundamentales

El Valor de Hamming de una palabra de código (vector) v , denominado $|v|$, esta definido como el número de componentes diferentes de cero de v . Por ejemplo, si $v=(110101)$, entonces, $|v|=4$.

La Distancia de Hamming entre dos palabras de código v_1 y v_2 , denotado $d_H(v_1, v_2)$ es el número de posiciones en que ellos son diferentes. Por ejemplo, si:

$$v_1 = (110101)$$

$$v_2 = (111000)$$

entonces $d_H(v_1, v_2)=3$. Es claro que $d_H(v_1, v_2)=|v_1+v_2|$; esto es, la

Distancia de Hamming entre v_1 y v_2 es igual al Valor de Hamming de la suma de $v_1 + v_2$. Por ejemplo, retomando los valores de los vectores, $v_1+v_2=001101$, de aquí $|v_1+v_2|=3=d_H(v_1,v_2)$. Si v_1 y v_2 son ambas palabras de código de un Código de Bloques Lineal, entonces $v_1 + v_2$ debe ser también una palabra de código. Por lo tanto la distancia de Hamming entre cualquier par de códigos de palabra es igual al Valor de Hamming de otro código de palabra, y la Distancia mínima (d_{min}) para un Código de Bloque Lineal es igual al valor mínimo de los componentes diferentes de cero de la palabra de código.

Síndrome de Decodificación

La matriz generadora G es usada en la operación de codificación en el transmisor, por lo tanto, la matriz de chequeo de paridad H es usada para la decodificación en el receptor. Denotando a y como el vector recibido de $[1 \times n]$ como resultado del vector de código x enviado dentro de un canal ruidoso, y expresando al vector e como la suma del vector de código x original más el vector e , como se muestra,

$$y = x + e \quad \dots I.15$$

El vector e es llamado el **Vector de Error** o **Patrón de Error**. El i -ésimo elemento de e es igual a cero, si el correspondiente elemento de y es el mismo que el de x . En el caso contrario, el i -ésimo elemento de e es igual a uno, si el correspondiente elemento de y es diferente al de x , en tal caso se tiene un error en la i -ésima locación. Esto es, para $i=1,2,\dots,n$, se tiene,

$$e_i = \begin{cases} 1 & \text{si un error ha ocurrido en la } i\text{-ésima} \\ & \text{locación.} \\ 0 & \text{en el caso contrario.} \end{cases} \quad \dots I.16$$

el receptor tiene la labor de decodificar el vector de código x desde el vector y recibido. El algoritmo comúnmente utilizado para ejecutar esta operación de decodificación inicia con el cálculo de un vector de $[1 \times (n-k)]$ llamado el **Vector Síndrome de Error** o simplemente el **Síndrome**. La importancia del Síndrome esta en el hecho de que sólo depende del patrón de error.

Dado un vector y recibido de $[1 \times n]$, el Síndrome correspondiente esta formalmente definido como:

$$s = yH^T \quad \dots I.17$$

El Síndrome tiene las siguientes propiedades:

Propiedad 1

El Síndrome sólo depende del Patrón de error, y no de la

palabra de código transmitida.

Para probar esta propiedad, se utilizan las ecs. I.15, I.17 y en la ec. I.14, obteniéndose:

$$\begin{aligned} s &= (x+e)H^T \\ &= xH^T + eH^T \\ s &= eH^T \end{aligned} \quad \dots I.18$$

La matriz de chequeo de paridad H de un código, permite calcular el Síndrome s , el cual sólo depende del Patrón de error e . Esta propiedad es básica para la decodificación de los códigos de bloques lineales.

Propiedad 2

Todos los Patrones de error que difieren a lo más por una palabra de código tienen el mismo Síndrome.

Para k bits de mensaje, existen 2^k distintos vectores de código denotados como x_i , $i=0,1,\dots,2^k-1$. Correspondientemente, para cualquier Patrón de error e , se definen 2^k vectores distintos e_i , como

$$e_i = e + x_i \quad i=0,1,\dots,2^k-1 \quad \dots I.19$$

El conjunto de vectores definidos (e_i , $i=0,1,\dots,2^k-1$) son llamados **coset** del código. En otras palabras, un **coset** tiene exactamente 2^k elementos que difieren a lo más por un vector de código. Así, un código de bloque lineal (n,k) tiene 2^{n-k} **cosets** posibles. En cualquier evento, multiplicando ambos lados de la ec. I.19 por la matriz H^T , se tiene

$$\begin{aligned} e_i H^T &= eH^T + x_i H^T \\ e_i H^T &= eH^T \end{aligned} \quad \dots I.20$$

el cual es independiente del subíndice i . Por lo cual, se establece que cada **coset** del código es caracterizado por el Síndrome único. Esta propiedad muestra que el Síndrome s suministra alguna información acerca del Patrón de error e , pero no lo suficiente para que el decodificador calcule el valor exacto del vector de código transmitido. Sin embargo, el conocimiento sobre el Síndrome s reduce la búsqueda del Patrón de error e de 2^n a 2^k posibilidades, es decir, los elementos que constituyen el **coset** correspondiente a s . El decodificador tiene la labor de hacer la mejor selección de tal **coset**.

Propiedad 3

El Síndrome "s" es la suma de esas columnas de la matriz "H" correspondientes a las locaciones de error.

Si la matriz de chequeo de paridad H es desarrollada en términos de columnas:

$$H = [h_1, h_2, \dots, h_n] \quad \dots I.21$$

sustituyendo la ec. I.21 en la ec. I.18, expresando el Síndrome como:

$$s = eH^T$$

$$= [e_1, e_2, \dots, e_n] \begin{bmatrix} h_1^T \\ h_2^T \\ \vdots \\ h_n^T \end{bmatrix}$$

$$s = \sum_{i=1}^n e_i h_i^T \quad \dots I.22$$

donde h_i^T es el i -ésimo renglón de la matriz H^T , y e_i es el i -ésimo elemento del Patrón de error e . Los elementos de e están definidos en la ec. I.22 donde el Síndrome s es igual a la suma de esos renglones de la matriz H^T que corresponden a las locaciones de error en e .

Propiedad 4

Con el Síndrome de decodificación, un Código de bloque Lineal (n,k) puede corregir hasta "t" errores por palabra de código, si n y k satisfacen el límite de Hamming.

$$2^{n-k} \geq \sum_{i=0}^t \binom{n}{i} \quad \dots I.23$$

donde $\binom{n}{i}$ es un coeficiente binomial, llamado,

$$\binom{n}{i} = \frac{n!}{(n-i)! i!} \quad \dots I.24$$

es posible comprobar la ec. I.23, examinando las relaciones entre el Síndrome y los Patrones de error, y haciendo uso de un análisis

combinacional. Existe un total de 2^{n-k} Síndromes. Cada Síndrome corresponde a un Patrón de error específico. En general, se tiene que para n -bits de palabra de código, existen $\binom{n}{i}$ Patrones de error múltiple, donde i es el número de locaciones de error en el Patrón de error e de $[n \times 1]$. Por lo tanto, el número de todos los posibles Patrones de error son iguales a la suma de $\binom{n}{i}$ para $i=0,1,\dots,t$, donde t es el número máximo de locaciones de error en e . Si por consiguiente, un código de bloque lineal (n,k) es capaz de corregir hasta t errores, el número total de Síndromes no debe ser menor que el número total de todos los posibles Patrones de error. En otras palabras, la longitud de bloque n y el número bits de mensaje k deben satisfacer el límite de Hamming.

En general, el Síndrome s no hace específicamente único el actual Patrón de error e .

El algoritmo de decodificación puede proseguir de la forma siguiente:

1. Para el vector y recibido, se calcula el Síndrome $s=yH^T$.
2. Dentro del coset caracterizado por el Síndrome s , se elige el Patrón de error con la mayor probabilidad, llamado e_0 .
3. Cálculo del vector de código.

$$x = y + e_0$$

Código Hamming

Considerándose una familia de códigos de bloque lineal (n,k) que tenga los siguientes parámetros:

$$\text{Longitud de bloque:} \quad n=2^m-1$$

$$\text{Número de bits de mensaje:} \quad k=2^m-m-1$$

$$\text{Número de bits de paridad:} \quad n-k=m$$

donde $m \geq 3$. Estos son los llamados **Códigos de Hamming**. Al considerar por ejemplo, el código de Hamming $(7,4)$ con $n=7$ y $k=4$, correspondiendo $m=3$. La matriz generadora del código debe tener una estructura de acuerdo a la ec. I.11, la matriz siguiente, representa una matriz generadora apropiada para el código de Hamming $(7,4)$:

$$G = \left[\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right]$$

F I_k

la correspondiente matriz de chequeo de paridad esta dada por:

$$H = \left[\begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{array} \right]$$

$$I_{n-k} \quad P^T$$

con $k=4$, se tienen $2^4=16$ palabras de mensaje distintas, las cuales son limitadas en la tabla I.a.

PALABRA DE MENSAJE	PALABRA DE CODIGO	VALOR DE LA PALABRA DE CODIGO	PALABRA DE MENSAJE	PALABRA DE CODIGO	VALOR DE LA PALABRA DE CODIGO
0000	0000000	0	1000	1101000	3
0001	1010001	3	1001	0111001	4
0010	1110010	4	1010	0011010	3
0011	0100011	3	1011	1001011	4
0100	0110100	3	1100	1011100	4
0101	1100101	4	1101	0001101	3
0110	1000110	3	1110	0101110	4
0111	0010111	4	1111	1111111	7

Tabla I.a

Para una palabra de mensaje dada, su correspondiente palabra de código es obtenida usando la ec. I.12. Así, con la aplicación de esta ecuación, resultan las 16 palabras de código en la tabla I.a. También se tienen listados los Valores de Hamming de las 16 palabras de código. Ya que el Valor de Hamming más pequeño para las palabras de código diferentes de cero es 3, se tiene que la distancia del código es 3. Desde luego, los códigos de Hamming tienen la propiedad de la distancia mínima $d_{\min}=3$, independientemente del valor asignado a m .

Asumiendo los Patrones de error simple, es posible desarrollar la tabla de decodificación I.b, aplicando la propiedad 3.

En la columna izquierda de la tabla, se muestran los Síndromes y en la columna derecha sus correspondientes siete Patrones de error simple. Cada Patrón de error simple está asociado con un Síndrome único que corresponde a la columna particular de la matriz H , de acuerdo con la propiedad 3. El Síndrome cero significa la

transmisión sin errores.

SINDROME	PATRON DE ERROR
0 0 0	0 0 0 0 0 0 0
1 0 0	1 0 0 0 0 0 0
0 1 0	0 1 0 0 0 0 0
0 0 1	0 0 1 0 0 0 0
1 1 0	0 0 0 1 0 0 0
0 1 1	0 0 0 0 1 0 0
1 1 1	0 0 0 0 0 1 0
1 0 1	0 0 0 0 0 0 1

Tabla I.b

CODIGOS CICLICOS

Los Códigos Cíclicos forman una subclase de los Códigos de Bloques Lineales. De hecho, muchos de los Códigos de Bloques Lineales desarrollados a la fecha, son Códigos Cíclicos o cercanamente relacionados con los Códigos Cíclicos. Una ventaja de los Códigos Cíclicos sobre los otros tipos de códigos, es que son fácilmente codificados. Además, los Códigos Cíclicos poseen una estructura matemática bien definida, la cual conduce al desarrollo de una decodificación eficiente.

Un factor notable, que muchos de los Códigos de Bloque importantes, establecen qué dato puede ser reformulado para ser un Código Cíclico o cercano a éste. Esta clase de código puede ser fácilmente codificado usando una transferencia lineal de registro con retroalimentación. Además, de su estructura algebraica inherente, la decodificación ha sido simplificada tanto en la práctica como conceptualmente.

Un código binario es llamado Código Cíclico si exhibe dos propiedades fundamentales:

Propiedad de Linealidad: La suma de dos palabras de código es también una palabra de código.

Propiedad Cíclica: Cualquier corrimiento cíclico de una palabra de código es también una palabra de código.

En los Códigos Cíclicos, los vectores de éstos, son simples desplazamientos entre sí. Por ejemplo, $(x_0, x_1, \dots, x_{n-1})$ es un vector de código, entonces los vectores siguientes $(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_0)$,

$(x_2, x_1, \dots, x_0, x_1)$, son también palabras de código. Esta formulación de la propiedad cíclica sugiere el trato de elementos de una palabra de código de longitud n como los coeficientes de un polinomio de grado $(n-1)$. Esto es, la palabra de código, con elementos $(x_0, x_1, \dots, x_{n-1})$ pueden ser representados en la forma de una **Palabra de Código Polinomial**, como sigue:

$$x(D) = x_0 + x_1D + \dots + x_{n-1}D^{n-1} \quad \dots I.25$$

donde D es una variable real arbitraria. Naturalmente, para códigos binarios, los coeficientes son **unos** o **ceros**. Cada potencia de D en el polinomio $x(D)$ representa un **Desplazamiento Cíclico** de un bit a la vez. Por lo tanto, la multiplicación del polinomio $x(D)$ por D puede verse como un desplazamiento cíclico o rotación a la derecha, sujeta a la restricción $D^n=1$. La aplicación de la restricción de $D^n=1$ consigue dos objetivos. Primero, reestablece el polinomio $Dx(D)$ al orden $n-1$. Segundo, el último bit de la derecha o coeficiente x_{n-1} es retroalimentado a la derecha. Esta forma especial de multiplicación polinomial es asignado como **Módulo de Multiplicación (D^n-1)**. Para un desplazamiento cíclico simple.

$$Dx(D) \bmod (D^n-1) = x_{n-1} + x_0D + \dots + x_{n-2}D^{n-1} \quad \dots I.26$$

donde **mod** es la abreviación de **Módulo**. La palabra de código polinomial en la ec. I.26 es la representación polinomial de la palabra de código $(x_{n-1}, x_0, \dots, x_{n-2})$. Para dos desplazamientos cíclicos se tiene:

$$D^2x(D) \bmod (D^n-1) = x_{n-2} + x_{n-1}D + \dots + x_{n-3}D^{n-1}$$

que es la representación polinomial de la palabra de código $(x_{n-2}, x_{n-1}, \dots, x_{n-3})$, y sucesivamente. En general, es posible escribir la propiedad cíclica en notación polinomial para afirmar que si $x(D)$ es una palabra de código polinomial, entonces el polinomio

$$D^i x(D) \bmod (D^n-1)$$

es también una palabra de código polinomial para cualquier desplazamiento cíclico i .

Generador Polinomial

Un Código Cíclico (n,k) , es especificado por el arreglo completo de polinomios de palabras de código de grado $(n-1)$ o menores, los cuales contienen un polinomio de grado mínimo $(n-k)$ como un factor. Este factor especial, denotado por $g(D)$, es llamado **Generador Polinomial** del código. El generador polinomial $g(D)$ es equivalente a la matriz generadora G .

El generador polinomial $g(G)$ tiene las propiedades siguientes:

Propiedad 1

El generador polinomial de un código cíclico (n, k) es único, el cual es la única palabra de código polinomial de grado mínimo $(n-k)$.

Expresando el generador polinomial de un Código Cíclico (n, k) :

$$g(D) = 1 + \sum_{i=1}^{n-k-1} g_i D^i + D^{n-k} \quad \dots I.27$$

donde g_i es un coeficiente igual a cero o a uno. Esto es, $g(D)$ tiene dos términos con coeficiente 1, separados por $(n-k-1)$ términos con coeficientes indeterminados.

Propiedad 2

Cualquier múltiplo del generador polinomial $g(D)$ es un polinomio de palabra de código.

Que se muestra por:

$$x(D) = a(D)g(D) \bmod (D^n - 1) \quad \dots I.28$$

donde $a(D)$ es un polinomio en D . Expresando el polinomio $a(D)$ como:

$$a(D) = a_0 + a_1 D + \dots + a_{k-1} D^{k-1}$$

donde a_0, a_1, \dots, a_{k-1} son iguales a cero o a uno. Expresando el resultado de la multiplicación de $g(D)$ por $a(D)$ en forma expandida

$$a(D)g(D) = a_0 g(D) + a_1 Dg(D) + \dots + a_{k-1} D^{k-1} g(D)$$

de la Propiedad Cíclica, $D^i g(D)$ es una palabra de código polinomial. Además, de la Propiedad de Linealidad, una combinación lineal de una palabra de código polinomial es también una palabra de código polinomial. Por lo tanto, cualquier múltiplo de $g(D)$, Módulo $(D^n - 1)$, es una palabra de código polinomial como se establece en la ec. I.28. Estableciéndose que un polinomio binario de orden $(n-1)$ o menor es una palabra de código polinomial, si y sólo si, es un múltiplo de $g(D)$. Si se tiene un generador polinomial $g(D)$ y se requiere codificar la secuencia de mensaje $(m_0, m_1, \dots, m_{k-1})$ dentro de un código cíclico sistemático (n, k) y los bits de mensaje son transmitidos en forma unilateral, como se muestra en la estructura siguiente para una palabra de código

$$b_0, b_1, \dots, b_{n-k-1}, m_0, m_1, \dots, m_{k-1}$$

$(n-k)$ bits de paridad	k bits de mensaje
----------------------------	------------------------

definiéndose el mensaje polinomial por:

$$m(D) = m_0 + m_1D + \dots + m_{k-1}D^{k-1} \quad \dots I.29$$

Sin embargo, de acuerdo a la estructura especificada para una palabra de código, el comando de bit de mensaje m_{k-1} , es el coeficiente de D^{n-1} en la correspondiente representación polinomial. Para ordenar la secuencia de mensajes, se multiplica el mensaje polinomial $m(D)$ por D^{n-k} ,

$$D^{n-k}m(D) = m_0D^{n-k} + m_1D^{n-k+1} + \dots + m_{k-1}D^{n-1} \quad \dots I.30$$

dividiendo el polinomio $D^{n-k}m(D)$ por el generador polinomial $g(D)$, se tiene el coeficiente $a(D)$ y el residuo $b(D)$. Esto es

$$D^{n-k}m(D)/g(D) = a(D) + b(D)/g(D) \quad \dots I.31$$

ó

$$D^{n-k}m(D) = a(D)g(D) + b(D) \quad \dots I.32$$

en general,

$$a(D) = a_0 + a_1D + \dots + a^{k-1}D^{k-1} \quad \dots I.33$$

y

$$b(D) = b_0 + b_1D + \dots + b_{n-k-1}D^{n-k-1} \quad \dots I.34$$

En la suma aritmética Módulo-2,

$$d(D) = -b(D)$$

Rearreglando la ec. I.32

$$b(D) + D^{n-k}m(D) = a(D)g(D) \quad \dots I.35$$

Este polinomio es un múltiplo del generador polinomial $g(D)$. Por lo tanto de acuerdo con la Propiedad 2, representa una palabra de código polinomial del código cíclico (n,k) generado por $g(D)$. Entonces,

$$x(D) = b(D) + D^{n-k}m(D) \quad \dots I.36$$

el grado del residuo $b(D)$ es siempre menor que el grado del divisor, que es $(n-k)$. El término $D^{n-k}m(D)$ contiene solo términos cuyos exponentes son iguales o mayores que $(n-k)$. Los coeficientes del residuo $b(D)$ son simplemente los bits de paridad $(n-k)$.

En resumen, se tienen tres pasos para la codificación de un código Cíclico (n,k) de una estructura sistemática:

1. Multiplicar el mensaje polinomial $m(D)$ por D^{n-k} .
2. Dividir $D^{n-k}m(D)$ por el generador polinomial $g(D)$, obteniéndose el residuo $d(D)$.
3. Sumar $b(D)$ con $D^{n-k}m(D)$, obteniéndose la palabra de código polinomial $x(D)$.

Polinomio de Chequeo de Paridad

Un Código Cíclico (n,k) , es especificado sólo por el generador polinomial $g(D)$ de orden $(n-k)$. Tal código es también especificado por otro polinomio de grado k , llamado **Polinomio de Chequeo de Paridad**. Se ha remarcado que el generador polinomial $g(D)$ es un equivalente de la matriz generadora G . Correspondientemente, el polinomio de chequeo de paridad $h(D)$, es el equivalente de la matriz de chequeo de paridad H . Por lo cual la relación matricial $HG^T = 0$, corresponde a la relación

$$h(D)g(D) \bmod (D^n - 1) = 0 \quad \dots I.37$$

de la Propiedad 2, cualquier múltiplo del generador polinomial $g(D)$ del Código Cíclico (n,k) es una palabra de Código Polinomial. De la ec. I.37, cualquier palabra de código polinomial $x(D)$ en el código, satisface la siguiente relación fundamental.

$$h(D)x(D) \bmod (D^n - 1) = 0 \quad \dots I.38$$

Codificador para Códigos Cíclicos

El procedimiento de codificación para un Código Cíclico (n,k) en la forma sistemática, envuelve tres pasos:

1. Multiplicación del polinomio de mensaje $m(D)$ por D^{n-k} .
2. División de $D^{n-k}m(D)$ por el generador polinomial $g(D)$ para obtener el residuo $b(D)$.
3. Suma de $b(D)$ con $D^{n-k}m(D)$ para formar la palabra de código polinomial deseada.

Estos tres pasos son implementados a través del codificador mostrado en la figura I.4, consistente en un registro de desplazamiento con retroalimentación lineal con $(n-k)$ fases.

El Flip-Flop (elemento de retardo) es un dispositivo que reside en uno de dos estados posibles denotados por 0 y 1. Un reloj externo controla la operación de todos los Flip-Flops. Cada vez que el reloj marca, el contenido de los Flip-Flops (inicialmente un arreglo en estado 0) son desplazados, en dirección de las flechas. El codificador incluye un segundo arreglo de elementos lógicos, llamados sumadores, los cuales calculan el Módulo-2 sumando sus respectivas entradas. Finalmente los multiplicadores, los cuales, como su nombre lo indica, multiplican sus respectivas entradas por

los coeficientes asociados. En particular, si el coeficiente $g_i = 1$, el multiplicador es sólo una "conexión" directa. Si por otro lado el coeficiente $g_i = 0$, el multiplicador esta en "no conexión".

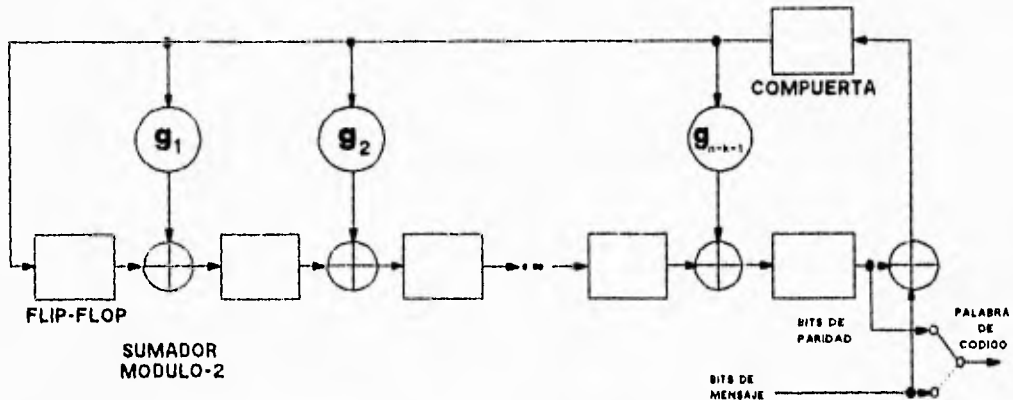


Figura I.4

La operación del codificador, tiene el procedimiento siguiente:

1. La compuerta es conmutada en "ON". De aquí, los k bits de mensaje son desplazados dentro del canal. Después de que los k bits de mensaje se encuentran insertados en el registro de corrimiento, los $(n-k)$ bits resultantes en el registro forman los bits de paridad [los bits de paridad son los mismos que los coeficientes del residuo $b(D)$].
2. La compuerta es conmutada en "OFF", interrumpiendo las conexiones de retroalimentación.
3. El contenido de los registros de corrimiento son desplazados fuera del canal.

Cálculo del Síndrome

Si la palabra de código $(x_0, x_1, \dots, x_{n-1})$ es transmitida dentro de un canal ruidoso, resultando la palabra recibida $(y_0, y_1, \dots, y_{n-1})$. El primer paso en la decodificación de un Código de Bloque Lineal es el cálculo del Síndrome para la palabra recibida, si el Síndrome es cero, se tiene una transmisión sin errores en la palabra recibida. Si, por otro lado, el Síndrome es diferente de cero, entonces la palabra recibida contiene transmisión errónea, la cual requiere corrección.

En el caso de un Código Cíclico en forma sistemática, el Síndrome puede ser calculado fácilmente. Dejando que la palabra

recibida sea representada por un polinomio de grado $(n-1)$ o menor.

$$y(D) = y_0 + y_1D + \dots + y_{n-1}D^{n-1} \quad \dots I.39$$

si $a(D)$ denota el cociente y $s(D)$ al residuo, los cuales resultan de dividir $y(D)$ por el generador polinomial $g(D)$. Expresando $g(D)$ como sigue:

$$y(D) = a(D)g(D) + s(D) \quad \dots I.40$$

el residuo $s(D)$ es el polinomio de grado $(n-k-1)$ o menor. Este es llamado el **Síndrome Polinomial**. Cuando el Síndrome Polinomial $s(D)$ es diferente de cero, la presencia de una transmisión errónea en la palabra recibida es detectada.

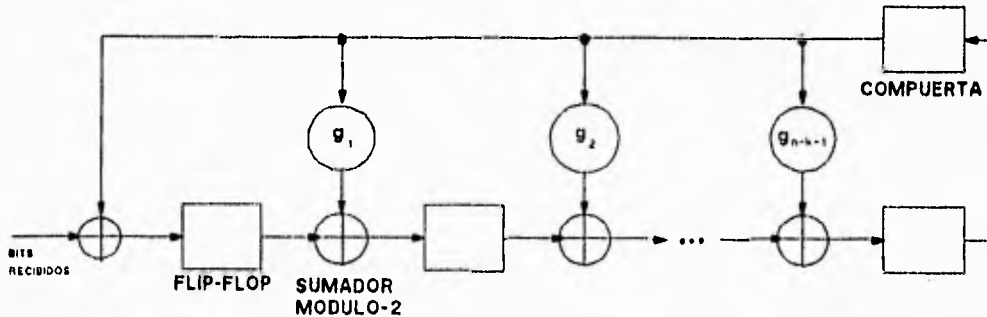


Figura I.5

La figura I.5 muestra un **Calculador de Síndrome**, el cual es idéntico al codificador (fig. I.4), excepto por el hecho, de que los bits recibidos son alimentados dentro de las $(n-k)$ fases del registro de desplazamiento de retroalimentación desde la izquierda. Después todos los bits recibidos son desplazados dentro del registro de corrimiento, el contenido define el Síndrome s deseado. Una vez conocido s , se determina el Patrón de Error e correspondiente, y se hace la corrección apropiada. A continuación se presentan las características de algunos Códigos Cíclicos importantes.

Códigos Bose-Chaudhuri-Hocquenghem (BCH)

Uno de los Códigos de Bloques Lineal más importantes, son los Códigos BCH, los cuales son Códigos Cíclicos con una variedad de parámetros. Los Códigos BCH más comunes son caracterizados de la siguiente forma; para cualquier entero positivo $m \geq 3$ y $t < (2^m -$

1)/2, existe un código binario BCH con los parámetros siguientes:

Longitud de Bloque: $n = 2^m - 1$
 Número de bits de mensaje: $k \geq n - mt$
 Distancia mínima: $d_{\min} \geq 2t + 1$

Cada Código BCH es un **Código de Corrección de t-errores**, en el cual se detectan y corrigen hasta t renglones erróneos por palabra de código.

El Código BCH ofrece flexibilidad en la elección de los parámetros de código, es decir, longitud de bloque y velocidad de código.

n	k	t	GENERADOR					POLINOMIAL				
7	4	1								1	011	
15	11	1								10	011	
15	7	2							111	010	001	
15	5	3						10	100	110	111	
31	26	1								100	101	
31	21	2						11	101	101	001	
31	16	3				1	000	111	110	101	111	
31	11	5			101	100	010	011	011	010	101	
31	6	7	11	001	011	011	110	101	000	100	111	

Tabla I.c

En la tabla I.c se presentan los parámetros de código y generadores polinomiales para Códigos de Bloque binarios BCH de longitud arriba de $2^5 - 1$.

Los coeficientes de alto orden del generador polinomial $g(D)$ son los de la izquierda.

Ejemplo: Si se desea construir un generador polinomial para un código BCH (15,7). De la tabla, se tiene (111 010 001) para los coeficientes del generador polinomial. De aquí,

$$g(D) = D^8 + D^7 + D^6 + D^4 + 1$$

Notaciones: n = Longitud de Bloque
 k = Número de bits de mensaje
 t = Número máximo de errores detectables.

Códigos Reed-Solomon (RS)

Estos códigos son una importante subclase de los códigos no binarios BCH. El codificador para un Código RS difiere de un codificador binario, en que, opera en paquetes de bits múltiples y no en bits individuales. Específicamente, el codificador para un Código RS (n,k) en grupos de símbolos de m bits, el flujo de datos binarios llegan dentro de los bloques, cada km bits de longitud. Cada bloque es tomado de k símbolos, cada símbolo tiene m bits. El algoritmo de codificación expande un bloque de k símbolos hasta n símbolos por la suma de $n-k$ símbolos redundantes. Cuando m es un número entero con potencia cuadrada, los símbolos de m bits son llamados **Bytes**. Un valor común de m es 8.

Un Código RS de corrección de t errores tiene los parámetros siguientes:

Longitud de Bloques:	$n = 2^m - 1$	símbolos
Tamaño del mensaje:	k	símbolos
Tamaño del chequeo de paridad:	$n - k = 2t$	símbolos
Distancia mínima:	$d_{\min} = 2t + 1$	símbolos

La longitud de Bloque de un Código RS es menor o igual que el tamaño de un símbolo de código, y la distancia mínima es mayor o igual que el número de símbolos de paridad. Desde luego, la distancia mínima es siempre igual a la distancia diseñada del código. Un Código de Bloque Lineal (n,k) para el cual la distancia mínima es igual a $(n-k-1)$, es llamado código **Separable de Distancia Máxima**. Por lo tanto, cada Código RS es un código separable de distancia máxima. Los Códigos RS tienen un uso de redundancia eficiente; las longitudes de bloques y magnitudes de símbolo pueden ajustarse fácilmente para arreglar un libre rango de magnitudes de mensaje. Además, los Códigos RS suministran libertad en las velocidades de código, las cuales pueden escogerse para optimizar el funcionamiento. Finalmente, las técnicas de decodificación eficiente están disponibles para el uso de Códigos RS.

CODIGOS CONVOLUCIONALES

En la codificación por Bloques, el codificador acepta un Bloque de k bits de mensaje y genera una palabra de código de n bits. De esta manera, las palabras de código son producidas bloque por bloque. La provisión debe hacerse en el codificador dentro del Buffer, antes de generarse la palabra de código asociada al bloque de mensaje. Hay aplicaciones, sin embargo, donde los bits de mensaje vienen en **serie** antes que en bloques largos, en tal caso el uso de un Buffer puede ser indeseable. En tales situaciones, el uso de **Códigos Convolucionales** es el método preferido. Un codificador convolucional opera en la secuencia de mensajes que llegan continuamente en forma serial.

En los Códigos Convolucionales, la información de verificación de paridad está distribuida sobre un espacio de símbolos de mensaje, llamado espacio acotado del código. De esta manera pueden codificarse continuamente largas corrientes de bits sin necesidad de agruparlos en bloques, esto se consigue usando registros de corrimiento cuyas salidas se combinan de una manera preestablecida para fijar ciertos límites en la corriente de bits codificados.

El codificador de un Código Convolutivo binario con velocidad de $1/v$, medido en bits por segundo, puede verse como una **Máquina de Estado-Finito**, el cual consiste en un registro de corrimiento de N etapas con conexiones preestablecidas a v sumadores de Módulo-2, y un multiplexor que serializa la salida de los sumadores. Una secuencia de L bits de mensaje produce una secuencia de salida codificada de $n(L+M)$ bits de longitud. La velocidad de código esta dada por:

$$r = L/n(L+M) \quad \text{bits/símbolo} \quad \dots I.41$$

típicamente, $L \gg M$. Simplificándose la velocidad de código.

$$r \sim 1/n \quad \text{bits/símbolo} \quad \dots I.42$$

La **Longitud restringida** de un Código Convolutivo, expresada en términos de bits de mensaje, está definida como el número de corrimientos durante el cual un bit de mensaje simple puede influir en la salida del codificador.

Un codificador convolutivo con longitud restringida N consta de un registro de corrimiento de N etapas y v sumadores **exor**. La figura I.6 muestra un codificador convolutivo. Si para el caso de $N=3$ y $v=2$, los dígitos del mensaje se aplican a la entrada del registro de corrimiento. La corriente de dígitos codificados se obtiene a la salida del conmutador.

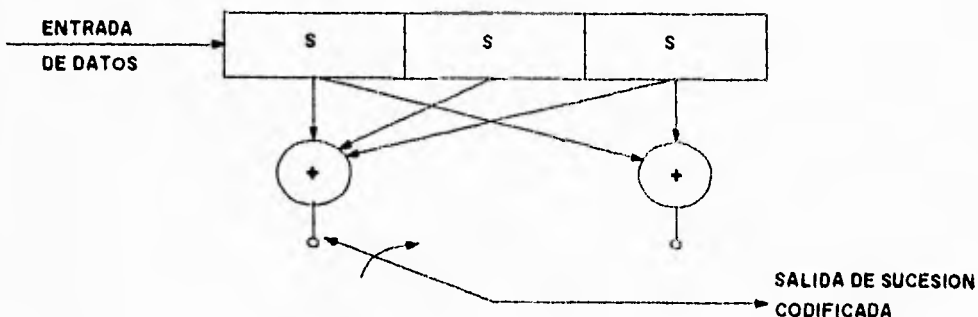


Figura I.6

El conmutador muestrea los v sumadores **exor** de secuencia, una vez durante cada intervalo de bit de entrada. Suponiendo los bits de entrada **11010**, inicialmente todas las etapas del registro no aparecen, o sea, se encuentran en el estado 0. Cuando el primer dígito de datos **1** entra en el registro, la etapa S_1 muestra **1** y todas las demás etapas (S_2 y S_3) no cambian; esto es, se encuentran en un estado 0. Los sumadores **exor** muestran $v_1=1$ y $v_2=1$. El conmutador muestra esta salida, en consecuencia la salida del codificador es **11**. Cuando el segundo bit de mensaje **1** entra al registro, comienza la etapa S_2 y el **1** anterior en S_1 se desplaza a S_2 . Por lo tanto, S_1 y S_2 a la vez muestran **1** y S_3 continua sin cambiar; esto es, se encuentra en estado 0. Los sumadores **exor** muestran ahora $v_1=0$ y $v_2=1$. Por consiguiente, la salida del decodificador será **01**. De la misma forma, cuando el tercer dígito de mensaje **0** entra al registro, se tiene $S_1=0$, $S_2=1$ y $S_3=1$ y la salida del decodificador será **01**. Es visible que cada dígito de dato induce N grupos de v dígitos en la salida. El proceso continúa hasta que el último dígito de datos entra a la etapa S_1 . Pero se continúa agregando un número suficiente de ceros (N) a la corriente de entrada para asegurar que el último dígito de datos (0 en este caso) prosiga todo el camino a través del registro de corrimiento con el fin de inducir los N grupos de v dígitos. Por lo tanto, cuando los dígitos a la entrada son **11010**, realmente se aplican **11010000** (los dígitos aumentados con N ceros) a la entrada del registro de datos. Se advierte que cuando el último dígito de la corriente del mensaje aumentado entra a S_1 , el último de la corriente ha pasado a través de las N etapas del registro y éste se encuentra en estado de vacío.

De esta forma hay un total de $n=(N+K)v$ dígitos en la salida codificada por cada k dígitos de mensaje. En la práctica $k \gg N$, y, en consecuencia hay aproximadamente kv dígitos codificados de salida por cada k dígitos de mensaje, dando una eficiencia:

$$\eta \approx \frac{1}{v}$$

El codificador de convolución opera sobre una base continua y cada dígito de datos induce N grupos de v dígitos en la salida.

Decodificación de Máxima Verosimilitud de Códigos Convolucionales

El algoritmo de Máxima Verosimilitud de Viterbi, es una de las mejores técnicas para las comunicaciones digitales. Permite mayor simplificación del equipo, y se obtienen beneficios totales del funcionamiento de la decodificación de Máxima Verosimilitud.

El receptor de Máxima Verosimilitud implica la selección de una palabra de código lo más cercana a la palabra recibida. Dado que existen 2^k palabras de código, la selección de Máxima Verosimilitud exige el almacenamiento de 2^k palabras y su

comparación con la palabra recibida. Para un mejor entendimiento, es necesario introducir los siguientes conceptos:

Arbol de Código

El árbol de código muestra la salida codificada para cualquier sucesión de dígitos de datos, así también la decodificación se facilita considerablemente. Por ejemplo, el árbol de código de la figura I.7 ilustra la salida para el codificador de la figura I.6, con $k=5$ (11010).

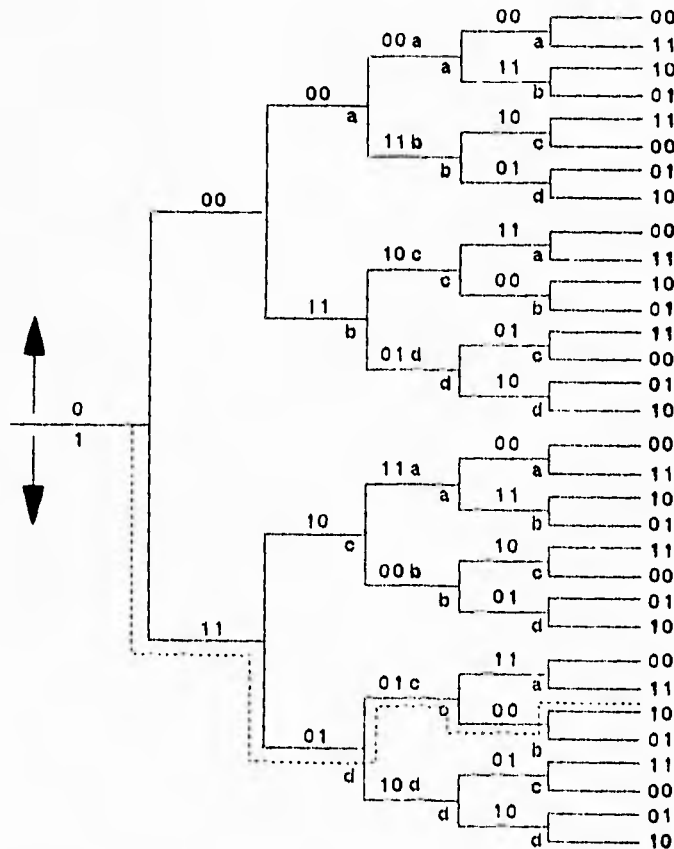


Figura I.7

Cuando el primer dígito es 1, la salida del codificador es 11, y cuando el siguiente dígito es 1, la salida es 01. Lo cual se demuestra mediante las dos ramas que comienzan en el nodo inicial. La rama superior representa 0, y la inferior representa 1 (por convención). En el nodo terminal de cada una de las dos ramas se sigue un procedimiento similar, correspondiente al segundo dígito de datos, esto continua hasta el k -ésimo dígito de datos. De ahí en adelante, todos los dígitos de salida serán 0 (dígitos aumentados) y se tendrá solamente una rama hasta el final. Teniéndose un total de 32 (ó 2^k) salidas. La salida codificada para la entrada 11010 se visualiza en el árbol con la línea discontinua. El árbol de código se vuelve repetitivo después de la tercera rama. Esto significa que la salida del cuarto dígito de entrada es la misma, sin importar que el dígito sea 1 ó 0, es decir, cuando el cuarto dígito de entrada (codificador) llega al registro de corrimiento, el primer dígito de entrada se desplaza hacia afuera del registro y cesa de afectar a los dígitos de salida.

La salida del codificador depende sólo de los dos dígitos de datos anteriores y del presente. Es visible que todos los nodos "a" son aquellos en donde los dígitos de datos anteriores son 00.

En forma similar, todos los nodos de "b" representan los dígitos de datos anteriores 01, y los nodos de "c" y "d" representan los dígitos de datos anteriores 10 y 11 respectivamente. Por lo cual los nodos a, b, c y d son considerados como estados del codificador. Si el codificador se encuentra en el estado "a" (los dos dígitos de datos anteriores son 00) y el dígito de datos presente es 0, la salida del codificador es 00, y si el dígito de datos presente es 1, la salida será 11, (se observa en cualquier nodo a). Esta descripción se puede expresar mediante el Diagrama de Estados de la figura I.8:

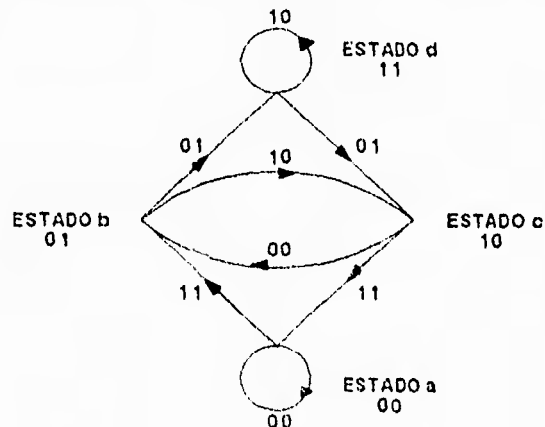


Figura I.8

Si el codificador va del estado "a" al estado "b" la forma de transición da la salida del codificador como 11. De manera similar, si va de "a" hasta "a", la salida del codificador será 00, y así sucesivamente. El codificador no puede ir de "a" a "c" en un paso, debe ir de "a" a "b", luego a "c", o bien de "a" a "b", a "d" y a "c", etc., si el codificador se encuentra en el estado "a" (los dos dígitos anteriores son 00), entonces si el dígito de datos presente es 1, la salida del codificador es 11. De esta forma, el estado ha cambiado de "a" a "b", ya que después, que el dígito de datos 1 ha sido desplazado, los dígitos anteriores se convierten en 01 (estado "b"). Otra forma de representar el árbol de código, es el diagrama de Trellis, figura I.9. Este diagrama se inicia en la línea de salida (todos los ceros del registro de corrimiento) y realiza las transiciones correspondientes a cada dígitos de datos de entrada. Estas transiciones se representan mediante una línea continua para el siguiente dígito de datos 0 y por una línea discontinua para el siguiente dígito de datos 1. Cuando el primer dato de entrada sea 0, la salida del codificador será 00 (línea continua), y cuando el dígito de entrada sea 1, la salida del codificador será 11 (línea discontinua). Se continúa de esta forma con el segundo dígito de entrada. Después de los dos primeros dígitos de entrada, el codificador se encuentra en uno de los cuatro estados a, b, c, o d. Si el codificador esta en el estado "a" (los dos dígitos de datos anteriores 00), va hacia el estado "b" si el siguiente bit de entrada es 1, y permite en el estado "a" si el siguiente bit de entrada es 0. Al hacerse así, la salida del codificador es 11 ("a" a "b"), o bien 00 ("a" a "a").

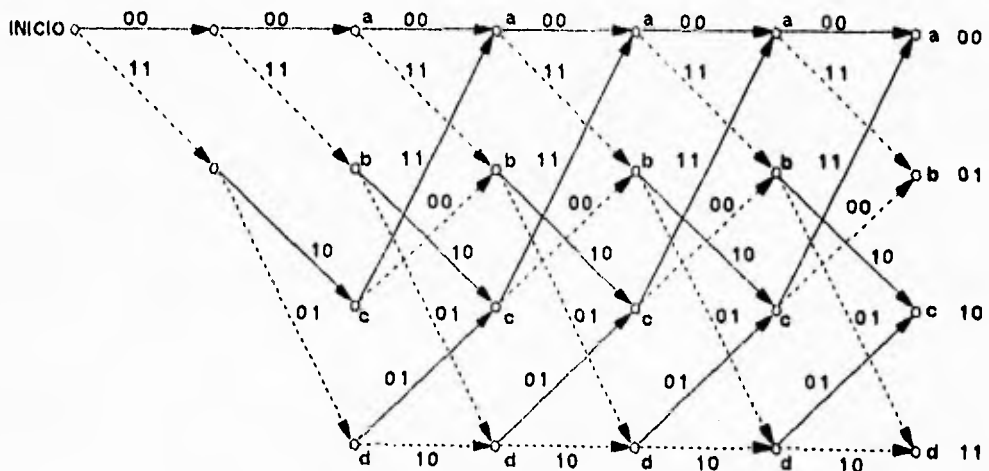


Figura I.9

Regresando a la decodificación de Máxima Verosimilitud, una mayor simplificación fue lograda por Viterbi, notando que cada uno de los cuatro nodos (**a**, **b**, **c** y **d**) tienen solamente dos predecesores, cada nodo puede alcanzarse a través de sólo dos nodos, y sólo la trayectoria que más concuerda con la sucesión recibida (la trayectoria de mínima distancia) necesita retenerse para cada nodo. Por ejemplo, dada una sucesión de bits recibida, se necesita encontrar un camino en el diagrama de Trellis con una sucesión de dígitos de salida que más concuerde con la sucesión recibida.

Si se tiene, que los seis primeros dígitos que se reciben son **01 00 01**. Se consideran dos caminos de tres ramas (para seis dígitos) que lleven a cada uno de los nodos **a**, **b**, **c**, y **d**. De los caminos que llegan a cada nodo, se retendrá sólo el que concuerde más con la sucesión recibida **01 00 01**, el cual se llama **Superviviente** en ese nodo. Existen dos caminos que llegan al nodo "**a**" de tercer nivel (el nodo después de tres ramas) **00 00 00** y **11 10 11**, estos caminos se encuentran a las Distancias de Hamming de dos y tres respectivamente de la sucesión recibida. En consecuencia, el Superviviente en el nodo "**a**" de tercer nivel es **00 00 00**. Se repite el procedimiento para los nodos **b**, **c** y **d**. Es decir los dos caminos que llegan al nodo "**c**" de tercer nivel son **00 11 10** y **11 01 01**, a distancias de Hamming cinco y dos respectivamente de la sucesión recibida **01 00 01**. Por lo tanto, el Superviviente en nodo "**c**" de tercer nivel es **11 01 01**. En forma similar, se encuentran los Supervivientes en los nodos "**b**" y "**d**" de tercer nivel. Eliminando cuatro caminos, quedando sólo los Supervivientes.

Una vez que se tienen los Supervivientes en todos los nodos de tercer nivel, se observan los dos siguientes dígitos recibidos. Si estos, son **11** (**01 00 01 11**). Se comparan ahora los dos Supervivientes que entran al nodo "**a**" de cuarto nivel. Estos son los Supervivientes en los nodos "**a**" y "**c**" de tercer nivel con los caminos **00 00 00 00** y **11 01 01 11**, respectivamente, y las Distancias de Hamming de cuatro y dos respectivamente, en consecuencia, el camino **11 01 01 11** es el Superviviente en el nodo "**a**" de cuarto nivel, ya que el otro camino **a-c-d** tiene Distancia de Hamming de cinco. Este procedimiento se repite para los nodos **b**, **c** y **d**, continuando así hasta el final. Es visible que sólo dos caminos salen de un nodo y existen sólo cuatro caminos contendientes (los cuatro Supervivientes en los nodos **a**, **b**, **c** y **d**) hasta el final. Obligando que los dos últimos dígitos de datos sean **00**, con el fin de decidir por un camino en lugar de cuatro. Lo cual fuerza al estado final del código a ser "**a**". En consecuencia, el último Superviviente es el del nodo "**a**" después de su inserción en el codificador de dos ceros mudos y de la transmisión de los cuatro dígitos de código correspondientes. En el diagrama de Trellis, esto significa que el número de estados se reduce de cuatro a dos (**a** y **c**) mediante la inserción del primer **0** y a un sólo estado (**a**) mediante la inserción del segundo **0**.

Con el algoritmo de Viterbi, el almacenamiento y la

complejidad de los cálculos son proporcionales a 2^N , adecuados por la restricción de longitud $N < 10$. Para lograr muy bajas probabilidades de error se requieren restricciones de longitud más largas. El desarrollo del Algoritmo de Viterbi para la decodificación de códigos convolucionales consta de dos etapas. Primero, para un canal simétrico binario, el decodificador de Máxima Verosimilitud reduce a un mínimo la distancia de Hamming. Posteriormente, el uso de la representación de Trellis de un código convolucional para establecer los conceptos básicos envueltos en la formulación del algoritmo de Viterbi.

El algoritmo de Viterbi es un decodificador de Máxima Verosimilitud, el cual es óptimo para un canal de ruido blanco Gaussiano.

Decodificación Secuencial

Se estableció que el algoritmo de decodificación de Viterbi para un código Convolucional es el de Máxima Verosimilitud, en el cual, la tasa de error del algoritmo es óptimo para un canal discreto. Así, la dependencia exponencial de la complejidad computacional de el algoritmo en la longitud restringida K limita la utilidad práctica del algoritmo para códigos de longitud restringida relativamente cortos. Por lo cual, es necesario un algoritmo de decodificación que evite computar la verosimilitud o métrica de cada trayectoria en el diagrama de Trellis, con lo cual se reduzca la complejidad computacional y permita que la longitud restringida K tome valores mayores. Este algoritmo es el de Decodificación Secuencial, la complejidad del decodificador Secuencial es esencialmente independiente de la longitud restringida K , así, grandes valores de K pueden ser empleados. Los algoritmos de decodificación Secuencial practicamente no son tan sencillos como los algoritmos de Máxima Verosimilitud para un código fijo, pero ellos compensan este defecto por la viabilidad práctica de usar una longitud K muy grande.

La decodificación Secuencial es una técnica de prueba y error que encuentra la trayectoria correcta en el árbol de código, con movimientos hacia adelante o hacia atras, un nodo a la vez. La decisión de estos movimientos son determinados por la manera en que la métrica del algoritmo varía a lo largo de la trayectoria seguida por el decodificador.

MODULACION TRELIS-CODIFICADO

La corrección de error hacia adelante (FEC) con los códigos de bloques o los códigos convolucionales negocian la eficiencia de ancho de banda por la eficiencia de potencia incrementada, resultando una expansión de ancho de banda igual al recíproco de la velocidad de código R , mientras la ganancia de potencia incrementada es igual a la ganancia de codificación. El sistema

codificado permite una reducción en el E_b/N_0 por un monto igual a la ganancia de codificación, la cual puede superar la potencia incrementada impuesta por el esquema de modulación M-aria para rendir una alta ganancia de funcionamiento.

Un código convolucional integrado y un sistema de modulación M-aria es llamado un sistema de Modulación Trellis-Codificado (TCM), el cual consiste de un codificador convolucional seguido de un modulador con mapeo de señal, que representa la redundancia introducida por el codificador con una modulación expandida en el arreglo del símbolo. En general, dado un ancho de banda, un primer arreglo de tamaño 2^k del símbolo que puede ser requerido sin codificación para transmitir a una velocidad de bit dada. De esta manera, un sistema no codificado puede requerir un esquema de codificación 2^{k+1} -aria. Entonces duplicar el tamaño del arreglo de símbolo para 2^{k+1} e incorporar un codificador convolucional de velocidad $R = k/(k+1)$ que produzca un bit de redundancia extra. Por lo tanto, no hay cambio en la velocidad de símbolo, y el sistema codificado usa el mismo ancho de banda del sistema no codificado y porta el mismo número de bits de información por símbolo, esto es, k bits por símbolo. El problema restante es el mapeo de los bits codificados desde el codificador dentro de la constelación de la señal (arreglo de símbolo). La constelación de señal es primero dividido en dos subarreglos que maximizan la distancia mínima Euclidiana entre los símbolos de señal de el subarreglo, y son subdivididos nuevamente. La figura I.10 ilustra el mapeo por partición de una constelación de señal 8-PSK en subarreglos que incrementan la distancia mínima Euclidiana. Esta distancia mínima para la constelación 8-PSK A_0 es $d_0 = 2 \sin(\pi/8)$. La primer partición conduce a dos subarreglos B_0 y B_1 con cuatro símbolos de señal, tal que la distancia mínima Euclidiana entre los símbolos de señal se incrementan a $d_1 = \sqrt{2}$. De la segunda partición resultan cuatro subarreglos C_0, C_1, C_2 y C_3 , cada uno con dos símbolos de señal separados por una distancia de $d_2 = 2$. En la tercera partición resultan ocho subarreglos, cada uno con un símbolo simple.

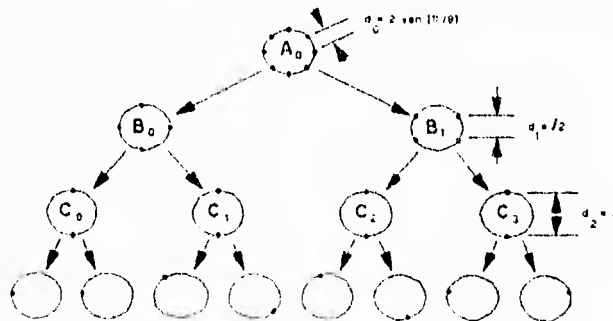


Figura I.10

El diagrama a bloques de un codificador TCM es mostrado en la figura I.11, los k bits de datos que llegan son divididos dentro de $q = k-1$ bits para codificarse y un bit es dejado sin codificar.

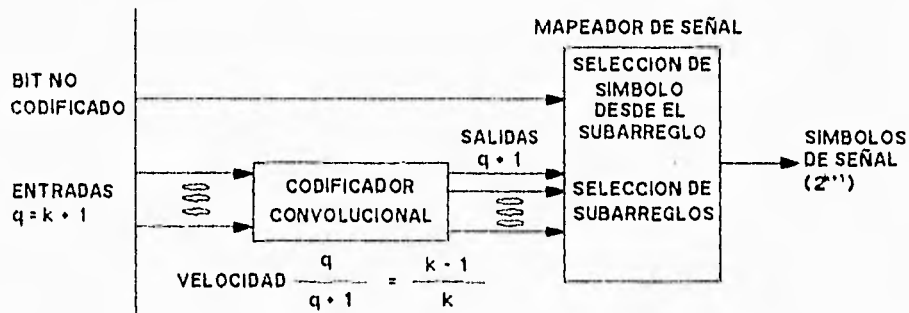


Figura I.11

Así, el codificador tiene una velocidad $r = q/(q+1) = (k-1)/k$. Si todos los bits de datos que llegan son codificados, el codificador debe tener una velocidad $k/(k+1)$. Los bits de salida del codificador convolucional son usados para seleccionar los subarreglos de la constelación de señal obtenida por los arreglos particionales. El bit no codificado es usado para seleccionar uno de los dos símbolos desde el subarreglo.

CAPITULO II

TECNICAS PARA AUMENTAR LA CAPACIDAD DE CANALES

I N T R O D U C C I O N

A principios de los años sesenta, surgió la necesidad de proporcionar una mayor capacidad de las comunicaciones digitales tanto públicas como comerciales comenzando primeramente con los canales de voz. La Bell System ya tenía en operación un sistema de portadoras con cables que podían manejar anchos de banda de hasta varios Megahertz, conociéndose ya las principales ventajas de la comunicación digital, esto es, ya era posible obtener una mayor inmunidad al ruido. Así, los avances en electrónica habían hecho menos caro el equipo digital en comparación con el analógico, además de que la señal de información requerida para controlar las operaciones de conmutación telefónica se volvían más económicas al transmitirse en forma digital.

Hasta hace algunos años, la mayoría de los sistemas de comunicaciones vía satélite han sido de una naturaleza analógica. Sin embargo, la comunicación digital se está volviendo más atractiva debido a la creciente demanda de comunicación de datos y porque la transmisión ofrece opciones de procesamiento y flexibilidades no disponibles con transmisiones analógicas. La transmisión digital se refiere a enlaces para los cuales las terminales de los usuarios producen señales digitales de computadoras por ejemplo. Pero también es posible transmitir señales de origen analógico (como señales de voz) en forma digital. Aunque esta selección implica un incremento en la señal de banda base, permite que se transmitan señales de orígenes distintos en el mismo canal del satélite. De hecho, en este capítulo se trata con la digitalización de señales analógicas, las técnicas para optimizarla y el procesamiento que se seguiría para combinar diferentes señales en una sola ráfaga de mayor velocidad utilizando técnicas de Multicanalización que se exponen más adelante en este capítulo.

Así, la información que se transfiere entre varias estaciones terrenas implica el establecimiento de diversos enlaces simultáneos entre ellas a través del mismo canal del satélite. Primeramente se define el concepto de "canal" como el medio de propagación o trayectoria electromagnética que conecta el transmisor y el receptor. En general, un canal de comunicaciones consistiría de hilos, cables coaxiales, fibras ópticas y en el caso de enlaces de radiofrecuencia (RF) consistiría de guías de onda, la atmósfera o el espacio libre. Para enlaces terrestres, el espacio del canal es ocupado por la atmósfera y parcialmente limitado por la superficie terrestre. Para enlaces vía satélite, el canal es ocupado principalmente por el espacio libre. De hecho, entre la antena de transmisión y recepción, el satélite contiene un repetidor el cual consiste de uno o más canales, llamados "transpondedores", operando en paralelo en diferentes sub-bandas del ancho de banda total utilizable. Cada canal (transpondedor) amplifica cada una de las

portadoras que están dentro de su banda de paso en el instante en que el canal esté en estado operacional.

El concepto de espacio libre asume un canal libre de perturbaciones en la propagación de ondas de RF, tales como absorción (en el capítulo VI se presentan algunas técnicas para compensar los efectos de la lluvia), reflexión, refracción o difracción. Si existe cualesquier atmósfera en el canal, éste debe ser perfectamente uniforme y cumplir con todas estas condiciones. La energía de RF que llega al receptor se asume que sea función solamente de la distancia a la que se encuentra el transmisor.

Tomando como base todo lo anterior, y dado que las líneas telefónicas se han transformado en una herramienta básica para el intercambio de información debido a que no solamente son un elemento primordial de comunicación sino un medio muy utilizado para soportar diversas aplicaciones como fax, correo electrónico, redes de computadoras, etc., en este capítulo se analiza principalmente la digitalización de señales de voz solamente para ejemplificar, pero como ya se mencionó ésta es aplicable a cualesquier señal analógica. Entonces, en la medida en que los anchos de banda y la velocidad de bits necesarios para transmitir voz, TV y otras señales a través de los canales se contraerán en un futuro, la cantidad de esas señales que se envían por ellos se incrementarán, resultando en un ancho de banda menor ocupado en el satélite. Dado que el ancho de banda en la transmisión es un recurso finito; hay una conciencia creciente de que el ancho de banda se debe conservar, compartir y usar eficientemente, de ahí el objetivo de este capítulo.

Los canales digitales se han introducido rápidamente en las redes telefónicas de muchos países, casi todas las empresas telefónicas del mundo están usando PCM para la codificación de voz por lo que una conversación telefónica requiere de 64 Kbps en cada dirección. Hay sin embargo, métodos de codificación que usan una cantidad mucho menor de bits. Estas técnicas ofrecen el potencial de incrementar la capacidad de los canales telefónicos por un factor de cuatro o uno posiblemente mayor. Para codificar la voz en una cantidad menor de bits que la utilizada en la codificación PCM se necesitan aplicar nuevos métodos de codificación.

Los algoritmos modernos de codificación de voz transmiten, almacenan y sintetizan la voz en una calidad muy buena usando **menor cantidad de bits que el PCM convencional**. En otras palabras, un sistema telefónico con esta calidad requiere solamente de 10 a 30 Kbps (en lugar de los 64 Kbps) si se emplean técnicas modernas de procesamiento digital de voz.

En la tabla II.a se enlistan las velocidades aproximadas de los bits, el requisito de ancho de banda con calidad para larga distancia y las señales telefónicas de voz con una calidad de comunicación aceptable. Aquí se asume la velocidad de transmisión de banda base binaria digital no la multinivel.

Técnica utilizada	REQUISITO DE APROXIMACION PARA CALIDAD DE TRONCAL		REQUISITO DE APROXIMACION PARA UNA CALIDAD DE COMUNICACION ACEPTABLE	
	Velocidad de Tx de bits	Ancho de banda mínimo binario	Velocidad de Tx de bits	Ancho de banda (Señalización binaria)
PCM	56-64 Kbps	28 KHz	45 Kbps	22.5 KHz
ADPCM ADMOD LPC	30-40 Kbps	15 KHz	6-30 Kbps	3 KHz
VECTOR DE CUANTIZACION	< 20 Kbps	< 10 KHz	0.5-5 Kbps	0.25-2.5 KHz
VOZ ANALOGICA (BANDA BASE)	-	4 KHz	-	2.7 KHz

Tabla II.a

MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS (PCM)

La Modulación por Pulsos Codificados (PCM) convierte una señal analógica a un formato digital mediante tres procesos separados: Muestreo, Cuantización y Codificación. La señal analógica es primeramente muestreada para obtener un valor instantáneo de la amplitud de la señal a intervalos espaciados regularmente, donde la frecuencia de muestreo está determinada por el teorema de muestreo de Nyquist. El probó que si una señal analógica está limitada a un Ancho de Banda de B Hertz, ésta puede reconstruirse completamente si la velocidad de muestreo es al menos dos veces la velocidad de Nyquist la cual es de $2B$. Para el caso de la voz, ella está limitada a un Ancho de Banda de 4 KHz (si se consideran bandas de guarda entre señales de voz) por lo que requiere $2 \times 4 = 8000$ muestras por segundo. Al proceso de representar la amplitud continua de las muestras mediante un conjunto finito de niveles se le llama cuantización. Cada amplitud muestreada es entonces aproximada por el nivel más cercano de un conjunto discreto de niveles de cuantización. El proceso de Codificación convierte el nivel de cuantización seleccionado en un código binario. Si se usan V niveles para representar el rango de amplitud, tomará " $\log_2 V$ " bits para codificar cada muestra. En una transmisión telefónica se emplean 256 niveles de cuantización, de aquí que cada muestra es codificada usando $\log_2 256 = 8$ bits y entonces la tasa de bits es de $8000 \times 8 = 64000$ bits por segundo. La siguiente descripción paso a

paso del PCM está basada en la figura II.1.

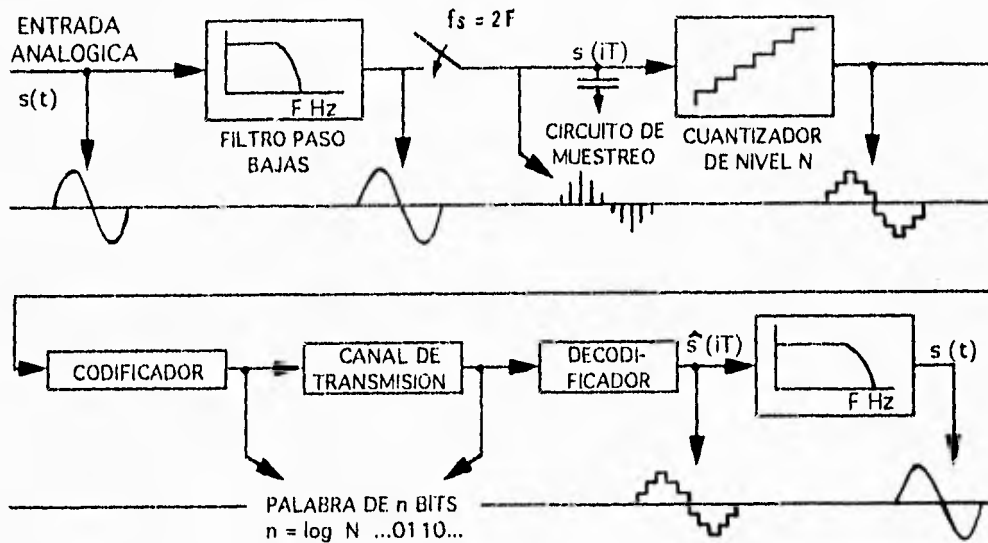


Figura II.1

1. Una señal analógica de entrada $s(t)$ es limitada en banda por un filtro paso bajas a " F " Hertz.
2. La señal limitada en banda es muestreada a una frecuencia " f_s " que debe ser igual o exceder la frecuencia de Nyquist ($f_s \geq 2F$).
3. La señal muestreada $s(iT)$ es retenida en un circuito de muestreo y retención entre dos instantes muestreados (T segundos).
4. Durante este intervalo, la muestra es cuantizada en uno de los N niveles. Así, la cuantización convierte la muestra en amplitudes discretas y en el proceso produce un error igual a la diferencia entre la entrada y la salida cuantizada. A medida que aumenta el número de niveles en el cuantizador, disminuye el error de cuantización introducido por el cuantizador.
5. El codificador representa el nivel de amplitud seleccionado por el cuantizador en un código de bits n ($n = \log_2 N$) diseñado con b_1, b_2, \dots, b_n , donde $b_n = 1$ o 0 . El formato del código es seleccionado para facilitar la transmisión sobre un canal de comunicación.
6. El decodificador representa otra vez las palabras de PCM en niveles de amplitud y las muestras de amplitud son filtradas en un filtro paso bajas teniendo un ancho de banda de F hertz, el cual resulta en una estimación $\hat{s}(t)$ de la muestra original.

La importancia de la modulación PCM en una transmisión digital está basada en su alto nivel de desempeño para una gran variedad de aplicaciones, especialmente en digitalización de voz. La Modulación por Pulsos Codificados a 64 Kbps es una norma internacional para voz digital, basada en la frecuencia de muestreo de 8 KHz y un código de 8 bits por muestra, aunque el uso de la modulación PCM a una velocidad estandar de 64 Kbps demanda un gran ancho de banda del canal para su transmisión (100 KHz cuando se usa modulación QPSK y 200 KHz cuando se usa modulación BPSK en el satélite). Esto se explica a continuación desarrollando la fórmula para la obtención del Ancho de Banda asignado a una portadora.

$$\text{Ancho de Banda} = (\text{Velocidad de información})^{\text{FEC}} \cdot (\text{Factor de Modulación})^{\text{Roll-off}}$$

Velocidad de información = 64 Kbps

FEC = 1/2 (valor más común)

Factor de modulación = 0.5 (para una modulación QPSK)
1.0 (para una modulación BPSK)

Roll-off = 1 + 0.14 (0.14 se toma como típico)

Para una modulación QPSK:

$$\begin{aligned} \text{Ancho de Banda} &= (64000) (0.5)^{-1} (0.5) (1+0.14) \\ &= 72.960 \text{ KHz} \end{aligned}$$

Para una modulación BPSK:

$$\begin{aligned} \text{Ancho de Banda} &= (64000) (0.5)^{-1} (1.0) (1+0.14) \\ &= 145.920 \text{ KHz} \end{aligned}$$

Tanto los 100 KHz de Ancho de Banda en el caso de modulación QPSK como los 200 KHz en el de BPSK, son debidos a las bandas de guarda que se consideran para evitar un traslape de frecuencias entre portadoras adyacentes. Sin embargo, en ciertas aplicaciones el ancho de banda del canal es difícil de conseguir, en cuyo caso hay una clara necesidad de codificar la voz a bajas velocidades, pero manteniendo una aceptable fidelidad o calidad de reproducción. La razón principal para la reducción de la velocidad de transmisión de los bits es la de una transmisión segura sobre canales de radio. Los límites fundamentales en la velocidad de bits sugerida por la percepción de voz y por la teoría de información muestra que es posible la codificación de voz de alta calidad a velocidades considerablemente menores a 64 Kbps (la velocidad actualmente puede ser tan baja como 2 Kbps). El precio que tiene que pagarse para conseguir esta ventaja es el incremento en la complejidad del proceso y por ende el incremento en el costo de la implementación. En muchos esquemas de codificación el incremento en la complejidad se transforma en un incremento en el tiempo de retardo del proceso.

A continuación se ilustra una portadora de 64 Kbps modulada en QPSK y otra en BPSK transmitiéndose a través del satélite, donde se observa que ésta última ocupa el doble del ancho de banda que la primera.

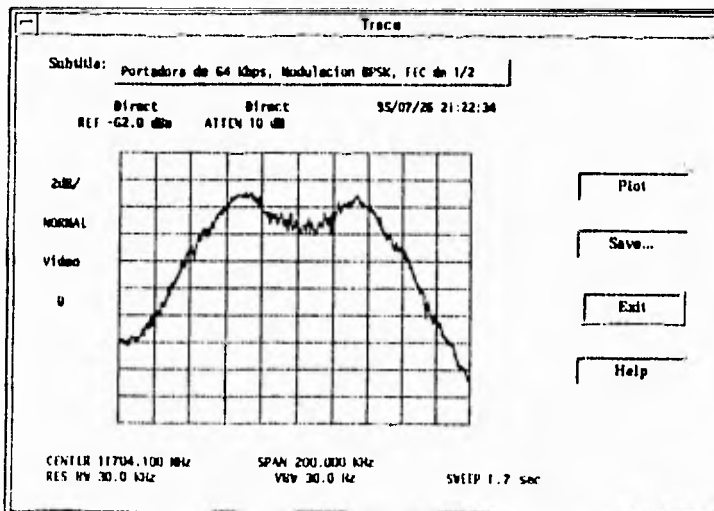
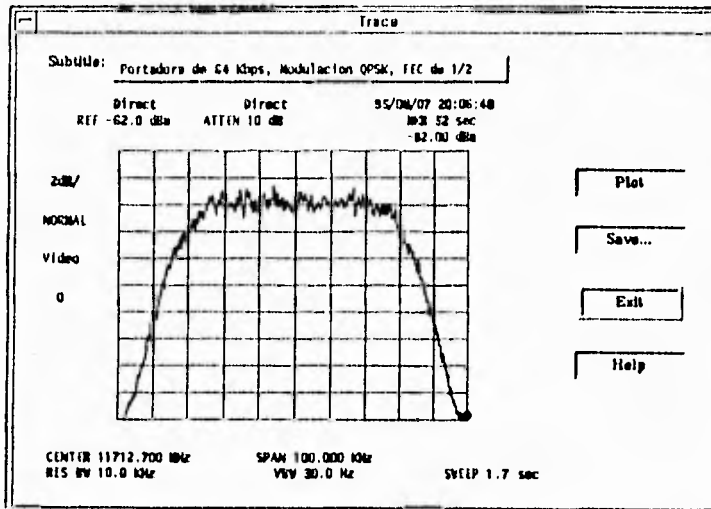


Figura II.2

En la codificación de voz a bajas velocidades de transmisión, un codificador de formas de onda de una configuración prescrita es optimizada mediante el aprovechamiento tanto de la "caracterización estática de las formas de onda de voz como de las propiedades de audibilidad". Particularmente, la filosofía del diseño tiene dos propósitos:

1. Eliminar las redundancias de la señal de voz tanto como sea posible.
2. Asignar los bits disponibles para codificar las partes no redundantes de la señal de voz de una manera eficiente.

En la medida en como se reduce la velocidad de los bits de (64 Kbps usado en PCM estándar) a 32, 16, 8 y 4 Kbps, los algoritmos para eliminar la redundancia y la asignación de bits se vuelven cada vez más sofisticados. Como método práctico en el rango de 64 a 8 Kbps, la complejidad computacional (medida en términos de operaciones de suma-multiplicación) requerida para codificar voz se incrementa en magnitud cuando la velocidad de transmisión es dividida a la mitad con aproximadamente igual calidad de voz.

PCM-DIFERENCIAL (DPCM)

Cuando se hace uso de la modulación PCM para la digitalización de una señal de voz o de video y se obliga a que la señal sea muestreada a una velocidad un poco mayor de la velocidad de Nyquist de tal manera que el valor de la señal cambie lentamente de una muestra a la siguiente, la señal muestreada resultante exhibe una alta correlación entre muestras adyacentes. Esto hace posible pronosticar el valor de la muestra de muestras anteriores y transmitir la diferencia entre esas muestras anteriores y la actual. Si la variación de esta señal de diferencia es menor que la de la señal de entrada, se reduce la cantidad de información que puede transmitirse. Esta técnica es generalmente conocida como **Codificación de PCM diferencial**.

Cuando esas muestras altamente correlacionadas son codificadas como en un sistema PCM estándar, la señal codificada resultante contiene información redundante. Particularmente, los símbolos que no son absolutamente esenciales en la transmisión de información son generados como resultado del proceso de codificación. Mediante la eliminación de esta redundancia antes de codificar se obtiene una señal codificada más eficiente. Ahora bien, si se conoce una parte suficiente de una señal redundante se puede usar la predicción lineal para inferir el resto o al menos hacer el cálculo más probable, especialmente si se conoce el comportamiento pasado de una señal en un cierto intervalo de tiempo, entonces es posible hacer una inferencia sobre sus valores futuros. Una implementación del PCM-diferencial se muestra en la figura II.3. La señal de entrada es primeramente filtrada en un Filtro Paso Bajas para

limitar su ancho de banda a una mitad (o menos) de la frecuencia de muestreo f_s . Entonces, el valor de entrada pronosticado se resta de la entrada analógica $s(t)$ y la diferencia es muestreada y cuantizada.

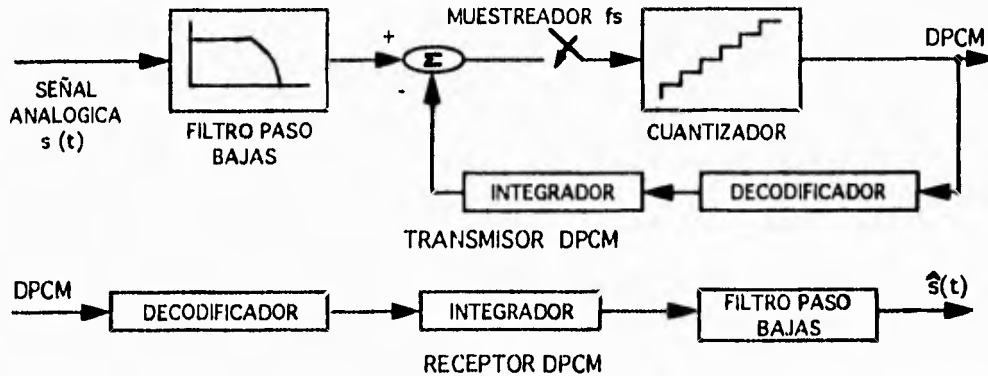


Figura II.3

La señal de entrada pronosticada se genera en una malla de realimentación que usa un integrador para sumar las diferencias anteriores al igual que el cálculo de la muestra codificada. El receptor contiene un decodificador idéntico al usado por el transmisor. La explotación de las correlaciones de la señal de PCM diferencial sugiere una posibilidad más amplia de sobremuestrear intencionalmente una señal en banda base (es decir a una velocidad mucho mayor que la velocidad de Nyquist) para incrementar la correlación entre muestras adyacentes de la señal, así como el permitir el uso de una simple estrategia de cuantización para construir la señal codificada. La "Modulación Delta" (DM) es la versión de un bit (o dos niveles) del PCM diferencial que representa tal esquema.

Modulación Delta (DM)

La forma más simple de la modulación PCM diferencial es el Modulador Delta, el cual proporciona una cuantización de un bit de la señal de diferencia además de una aproximación en escalera de la versión sobremuestreada de una señal de banda base de entrada. La diferencia entre la entrada y la aproximación es cuantizada en sólo dos niveles llamados $\pm\delta$ correspondientes a las diferencias positivas y negativas respectivamente. De este modo, si la aproximación cae debajo de la señal en cualesquier período de muestreo, ésta es incrementada por δ . Si por otra parte, la aproximación se encuentra sobre la señal, ésta es disminuida por δ . Siempre que la señal no cambie rápidamente de muestra a muestra se

puede encontrar que la aproximación en escalera permanece dentro del rango $\pm\delta$ de la señal de entrada.

Cabe señalar que δ denota el valor absoluto de los dos niveles de representación del cuantizador de un bit usado en la Modulación Delta. Esos dos niveles están indicados en la característica de transferencia de la siguiente figura. El tamaño del escalón Δ delta del cuantizador está por consiguiente relacionado a δ por $\Delta=2\delta$.

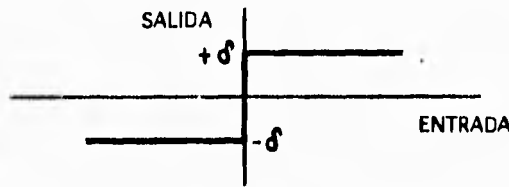


Figura II.4

Los bits de salida representan sólo la polaridad de la señal de diferencia. Si esta señal es positiva, se genera un 1; si es negativa se genera un 0. El decodificador local genera escalones con amplitud $+\Delta$ o $-\Delta$ de acuerdo con las salidas 1 o 0. La señal codificada no filtrada es entonces una forma de onda de escalera con un tamaño del escalón de Δ como se ilustra en la figura II.5. El integrador en el receptor se ajusta periódicamente para limitar el efecto de errores en la transmisión a la salida y la aproximación en escalera $u(t)$ es reconstruida mediante el paso de la secuencia de entrada de pulsos positivos y negativos a través de un acumulador de manera similar a la usada en el transmisor. Finalmente, el filtro paso bajas corrige la señal en escalera para recuperar la señal analógica. La Modulación Delta ofrece dos características únicas: (1) la palabra de código de un bit para la salida, que elimina la necesidad de ensamblar una palabra y (2) la simplicidad del diseño tanto del transmisor como del receptor.

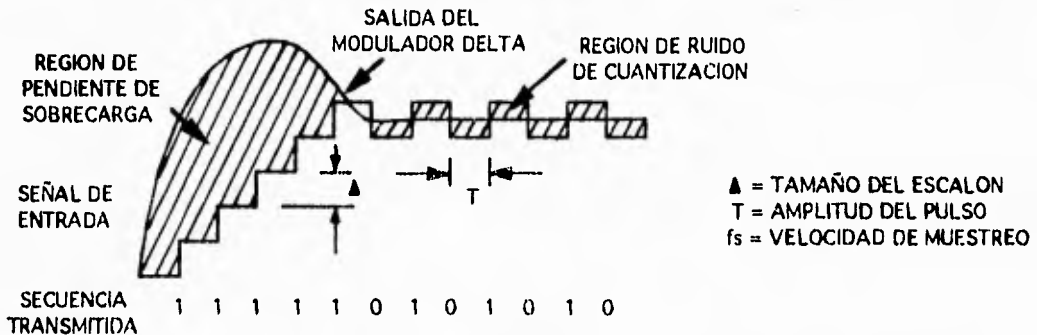


Figura II.5

Estas dos características hacen uso de una Modulación Delta atractiva para algunos tipos de comunicaciones digitales y para algunos almacenamientos de voz digital.

Ruido de Cuantización

Los sistemas de Modulación Delta están sujetos a dos tipos de error de cuantización: (1) Distorsión por Pendiente de Sobrecarga y (2) Ruido Granular.

Si consideramos la máxima pendiente de una forma de onda original de entrada $x(t)$, es claro que a fin de que la secuencia de muestras $\{u(nTs)\}$ se incremente tan rápido como la secuencia de entrada de muestras $\{x(nTs)\}$ en una región de máxima pendiente de $x(t)$, se requiere que se satisfaga la siguiente condición.

$$\delta/Ts \geq (\text{máx.pendiente}) |dx(t)/dt| \quad (\text{II.1})$$

De otro modo, se observa que el tamaño del escalón $\Delta=2\delta$ es demasiado pequeño para la aproximación de escalera $u(t)$ para seguir un segmento empinado de la forma de onda de entrada $x(t)$ con el resultado de que $u(t)$ cae detrás de $x(t)$ como se ilustra en la fig. II.6. Esta condición es llamada "Pendiente de Sobrecarga" y el error de cuantización resultante es llamado "Distorsión por Pendiente de Sobrecarga" (Ruido). Cabe señalar que si la máxima pendiente de la aproximación de escalera $u(t)$ se fija por el tamaño del escalón Δ , tiende a ocurrir un incremento y una disminución en $u(t)$ a lo largo de las líneas rectas. Por esta razón un Modulador Delta que usa un tamaño de escalón fijo es con frecuencia referido como un "Modulador Delta Lineal" (LDM). En contraste a la distorsión por pendiente de sobrecarga, el "Ruido Granular", ocurre cuando el tamaño del escalón es muy grande en relación a las características de la pendiente local de la forma de onda de entrada de $x(t)$ causando por eso que la aproximación de escalera $u(t)$ busque un segmento relativamente plano de la forma de onda de entrada; este fenómeno se ilustra también en la figura II.6.

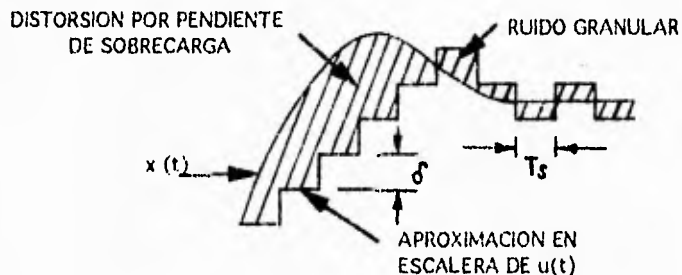


Figura II.6

El Ruido Granular es análogo al ruido de cuantización en un sistema PCM, por lo tanto, hay una necesidad de tener un escalón de gran tamaño para acomodar un rango dinámico amplio y un escalón de tamaño pequeño para la representación exacta de señales de relativamente bajo nivel. Es por ello claro que la selección del tamaño óptimo del escalón que minimiza el valor cuadrático medio de cuantización en un modulador delta lineal será el resultado de un compromiso entre la Distorsión por Pendiente de Sobrecarga y el Ruido Granular.

TECNICAS ADAPTIVAS APLICADAS A LA MODULACION DELTA (DM) Y AL PCM DIFERENCIAL (DPCM)

Al igual que en PCM, es posible mejorar el rango dinámico de la modulación DPCM y de los codificadores de DM mediante el uso de la compansión. Para codificadores de DM, la forma de compansión más adecuada consiste en adaptar el tamaño del escalón del cuantizador de acuerdo a la señal de entrada. Cuando la señal de entrada varía rápidamente se incrementa el tamaño del escalón y cuando varía lentamente se reduce el tamaño del mismo. De esta manera, el tamaño del escalón se adapta al nivel de la señal de entrada. El método resultante es llamado "Modulación Delta Adaptiva" (ADM).

En general hay dos métodos (discretos y continuos) de adaptar un sistema de Modulador Delta (DM) para cambiar la pendiente de la señal de entrada. En un tipo, un conjunto de valores discretos es provisto para ajustar el tamaño del escalón. En el otro método, se provee de un rango continuo para la variación del escalón.

PCM DIFERENCIAL ADAPTIVO

De manera similar a la Modulación Delta, el tamaño de los escalones de la PCM Diferencial pueden adaptarse para proporcionar un rango dinámico mayor. Los codificadores con esas características adaptivas se han llamado Codificadores de PCM Diferencial Adaptivo. La reducción en el número de bits por muestra de 8 (como el usado en el PCM estándar) a 4 involucra el uso combinado de la "Cuantización y Predicción Adaptivas". En este contexto, el término "Adaptivo" significa ser sensible a cambiar el nivel y el espectro de la señal de voz de entrada. Un esquema de codificación digital que utiliza tanto la cuantización como la predicción adaptivas es llamado "Modulación por Pulsos Codificados Diferencial Adaptivo" (ADPCM).

El término "cuantización adaptiva" se refiere al cuantizador que opera con un tamaño de escalón variante en el tiempo $\Delta(nT_s)$, donde T_s es el periodo de muestreo. En cualquier periodo de tiempo identificado por el índice n , el cuantizador adaptivo es supuesto para que tenga una característica de transferencia uniforme. El tamaño del escalón $\Delta(nT_s)$ se varía para adaptar la varianza σ^2 de

la señal de entrada $x(nTs)$. En particular se puede escribir

$$\Delta(nTs) = \phi \hat{\sigma}_x(nTs) \tag{II.2}$$

donde ϕ es una constante y $\hat{\sigma}_x(nTs)$ es un cálculo de la desviación estándar $\sigma_x(nTs)$ (o sea la raíz cuadrada de la varianza σ_x^2), la cual para una entrada no estacionaria es variable en el tiempo. De aquí que el problema de cuantización adaptiva es una estimación continua de $\sigma_x(nTs)$. Para proseguir con la aplicación de la ecuación anterior se puede calcular la estimación $\hat{\sigma}_x(nTs)$ de una de las dos formas siguientes:

1. Las muestras no cuantizadas de la señal de entrada se usan para derivar las estimaciones directas de $\sigma_x(nTs)$ como se ilustra en la figura II.7(a).
2. Las muestras de la salida del cuantizador se usan para derivar hacia atrás las estimaciones de $\sigma_x(nTs)$ como se muestra en la figura II.7(b).

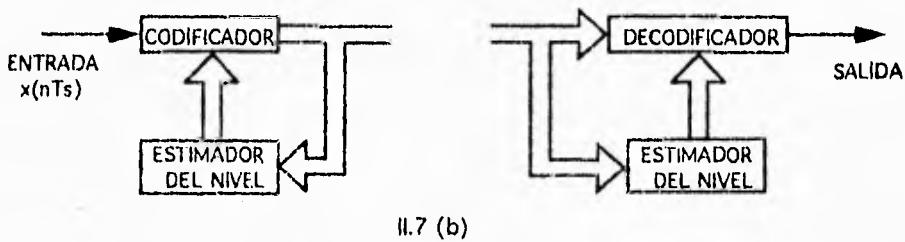
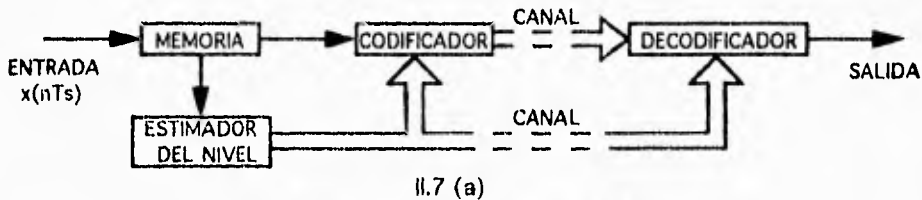


Figura II.7

Los esquemas de cuantización respectivos son referidos como "Cuantización Adaptiva con Estimación Directa (AQF) y Cuantización Adaptiva con Estimación Hacia Atrás (AQB)". En el esquema AQF de la figura II.7(a) primero pasa a través de un período de aprendizaje por muestras almacenadas no cuantizadas de la señal de voz de entrada. Las muestras son liberadas después de que se obtiene la estimación $\hat{\sigma}_x(nTs)$. Esta estimación es obviamente independiente del ruido de cuantización. Por ello cada tamaño del escalón $\Delta(nTs)$ obtenido del esquema AQF es más confiable que el obtenido del

esquema AQB. Sin embargo, el uso del esquema AQF requiere la transmisión explícita del nivel de información (típicamente de casi 5 a 6 bits por muestra del tamaño del escalón) a un decodificador remoto, con lo cual se carga el sistema con una información paralela adicional que tiene que transmitirse al receptor. Además, el retardo del procedimiento (del orden de 16 ms por palabra) en la operación de codificación hace al esquema AQF inaceptable en algunas aplicaciones.

Los problemas de transmisión de nivel, almacenamiento y retardo intrínseco del esquema AQF se evitan en el esquema AQB de la figura II.7(b) mediante el uso de la historia reciente de la salida del cuantizador para extraer información para el cálculo del tamaño del escalón $\Delta(nT_s)$. En consecuencia, el esquema AQB es usualmente preferido sobre el AQF ya en la práctica. Es conveniente mencionar que un cuantizador adaptivo con estimación hacia atrás representa un sistema de realimentación no lineal. Sin embargo, se ha demostrado que el sistema es de hecho estable en el sentido de que si la entrada del cuantizador $x(nT_s)$ es limitada, también lo son la estimación hacia atrás $\hat{\sigma}_x(nT_s)$ y el tamaño correspondiente del escalón $\Delta(nT_s)$.

El uso de la "predicción adaptiva" en ADPCM es justificada porque las señales de voz son inherentemente no estacionarias, un fenómeno que manifiesta por él mismo, el hecho de que la función de autocorrección y de densidad de espectral de potencia de señales de voz son funciones variantes en el tiempo de sus respectivas variables. Esto implica que el diseño de los predictores para tales entradas deberían también ser variantes en el tiempo, esto es adaptivos. Al igual que la cuantización adaptiva hay dos esquemas para efectuar la predicción adaptiva:

1. Predicción Adaptiva con Estimación Directa (APF), en la cual las muestras no cuantizadas de la señal de entrada se usan para derivar estimaciones de los coeficientes del predictor.
2. Predicción Adaptiva con Estimación Hacia Atrás (APB), en la cual las muestras a la salida del cuantizador y del error de predicción se usan para derivar estimaciones de los coeficientes del predictor. Ambos esquemas se muestran en la figura II.8

En el esquema APF de la figura II.8(a), las N muestras cuantizadas de la voz de entrada son primero almacenadas y liberadas después del cálculo de los M coeficientes del predictor que son optimizados por el segmento almacenado de las muestras de entrada. La selección de M involucra un compromiso entre una ganancia de predicción adecuada y una cantidad aceptable de información paralela. Asimismo, la selección del período de aprendizaje o la longitud de la memoria N involucra un compromiso entre la velocidad a la cual cambian las estadísticas de la señal

de voz de entrada y la velocidad a la cual la información en los coeficientes del predictor debe actualizarse y transmitirse al receptor. Para voz, una buena selección de N corresponde a 16 ms para una velocidad de muestreo de 8 KHz y una elección de $M=10$ y así se asegura la adecuada predicción de la voz a corto plazo.

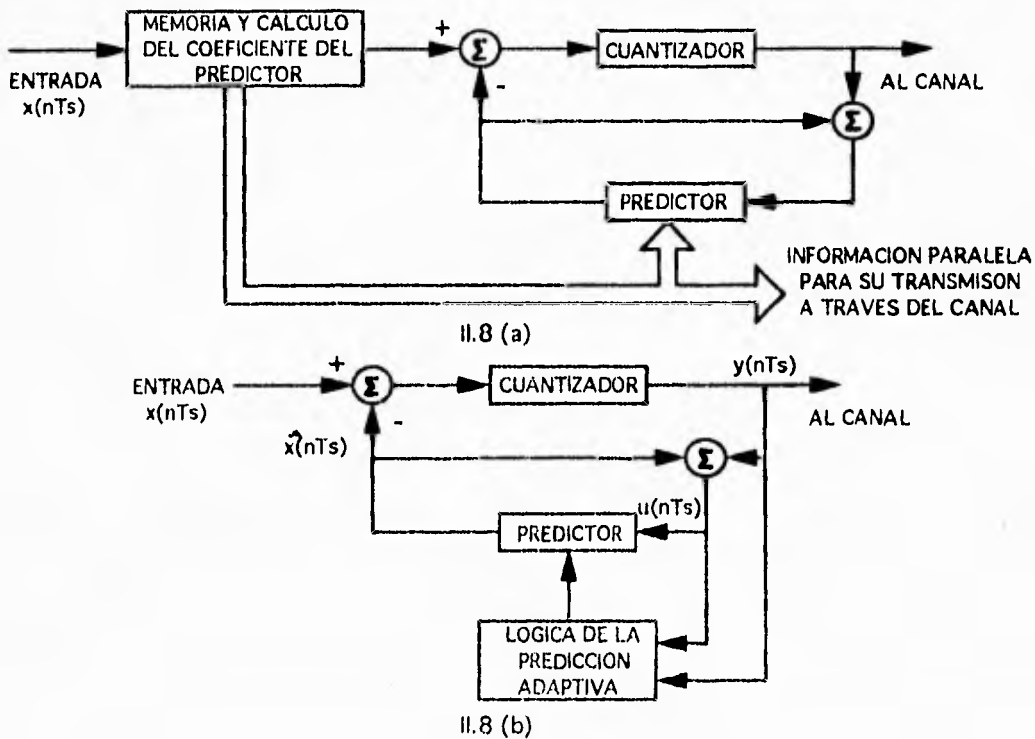


Figura II.8

Sin embargo, el esquema APF sufre de las mismas desventajas intrínsecas (información paralela, almacenamiento y retardo) que las del esquema AQP. Estas desventajas son eliminadas mediante el uso del esquema APB de la figura II.8(b). Si en este último esquema los coeficientes óptimos del predictor se estiman en base a los datos cuantizados y transmitidos, ellos pueden actualizarse tan frecuentemente como se desee; por ejemplo, de muestra a muestra. Por consiguiente, APB es el método de predicción preferido.

CALIDAD SUBJETIVA

En la codificación de voz, son comunes las medidas objetivas

suplementarias de desempeño, tales como la Relación Señal a Ruido (SNR) con mediciones subjetivas de calidad basadas en un Índice Promedio de Opinión (MOS). De hecho, en una evaluación de la calidad de reproducción de los codificadores digitales de voz (particularmente a bajas velocidades), se ha encontrado que los índices MOS son más representativos que los de Relación Señal a Ruido (SNR). Un índice MOS se obtiene mediante pruebas formales de conducción con seres humanos. Un índice de 5 representa una calidad de "perfecto"; sin embargo, tal índice casi nunca se alcanza. Un índice de 4 o más significa "alta calidad" (en codificadores de forma de onda estándar la calidad es referida por ingenieros en telefonía como "calidad para larga distancia" cuando se incrementan ciertas especificaciones en la transmisión). Un índice MOS mayor de 4 indica que la voz reproducida es tan comprensible para los sujetos examinados como el original y además libre de distorsión. Un índice entre 3 y 4 representa "calidad" de comunicación e implica que la inteligibilidad es aún muy alta y que la distorsión está presente pero no es evidente.

En mediciones subjetivas, se ha encontrado que los codificadores de PCM de 64 Kbps y los de PCM Diferencial de 32 Kbps califican con una alta calidad y que los mejores codificadores de sub-banda adaptivos de 16 Kbps se aproximan en calidad a los codificadores de PCM de mayor velocidad de transmisión de bits, alcanzando índices MOS muy cercanos a 4. Si sin embargo, la comparación se realizó en base a las mediciones de SNR, los codificadores adaptivos de sub-banda (sin importar su complejidad) se desempeñan insatisfactoriamente comparados con los codificadores de PCM de alta velocidad de transmisión de bits, esto respalda la afirmación ya mencionada de que los índices SNR no siempre son tan representativos como los índices MOS.

VOCODERS (CODIFICADORES DE VOZ)

Es importante distinguir entre los mecanismos de codificación de voz que intentan llevar al cabo una calidad comparable de la voz que se tiene en un teléfono y la codificación que solamente intenta transferir el significado de las palabras habladas. En este último caso se permite la distorsión de la voz en la que se preserva la claridad semántica. Otra importante clase de codificador que intenta producir una claridad semántica pero que no intenta obtener la calidad de voz de una línea telefónica es conocido como "vocoder".

Un vocoder transmite suficiente información para que la voz sea sintetizada sin intentar preservar la forma de onda de la voz original. Los parámetros más significativos de la forma de onda son transmitidos como voz artificial para ser recreados posteriormente por el circuito receptor. Los diseñadores de los vocoders están más preocupados con la percepción humana de la voz que con la

recreación exacta de la forma de onda. En algunos casos el vocoder no suena como la voz original de la persona que está hablando ya que a veces suena como un zombie no como un humano, pero transfiere la inteligibilidad de la palabras. Es por lo tanto inadecuado, al menos hasta ahora para su uso en una red telefónica pública, pero tiene la posibilidad de ahorrar dinero al incorporarla primeramente (como casi siempre ocurre) en redes militares y podría extender el uso del espectro de radio en telefonía móvil. Una aplicación posible sería en empresas que proporcionen información por teléfono utilizando una grabación, tales como horarios de medios de transporte (autobuses, trenes o aviones) o simplemente el proporcionar la hora como se hace actualmente. Los Vocoders están basados en el modelo de voz que se muestra a continuación y en el cual la fuente de sonido está separada del filtro del aparato vocal.

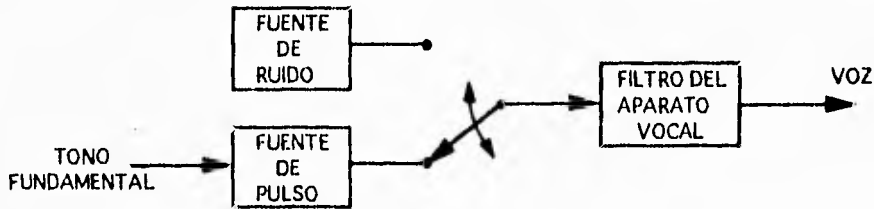


Figura II.9

El sonido de voz se asume que es ya sea vocal (zumbido), correspondiente al flujo periódico de aire generado por las cuerdas vocales o no vocal (silbido) correspondiente a un flujo turbulento de aire debido a una contracción en el aparato vocal. El sonido vocal es una fuente de ruido acústico que puede representarse por un generador de ruido aleatorio; el sonido vocal es una oscilación de las cuerdas vocales que puede representarse por un generador de pulsos periódicos. El sonido vocal o no vocal pasa a través del aparato vocal el cual incluye garganta, lengua, boca y cavidad nasal. Las partes móviles del aparato vocal llamados articuladores modulan el sonido para así crear las señales de voz. Durante los sonidos vocales los articuladores asumen diferentes posiciones causando resonancias en el aparato vocal que afectan a los picos espectrales llamados "formantes".

En la figura II.10, la señal de voz se supone que es vocal resultando en un espectro con armónicas igualmente espaciadas en el tono fundamental de la persona que habla. La envolvente espectral está determinada por la forma del aparato vocal, el cual es determinado por el sonido hablado. Si el sonido fuera no vocal, la estructura periódica desaparecería dejando sólo la envolvente espectral. Todos los vocoders trabajan sobre los mismos principios básicos. La voz es analizada para determinar si la función de

excitación (sonido) es vocal o no vocal; si es vocal, el vocoder estima simultáneamente tanto el tono fundamental, como la función de transferencia del filtro del aparato vocal (envolvente espectral).

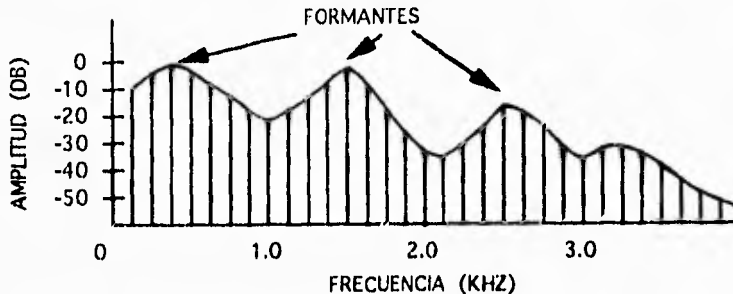


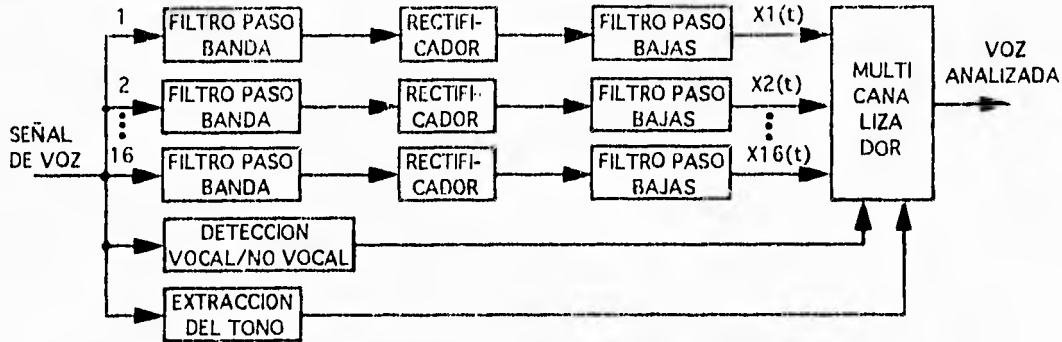
Figura II.10

Si la voz es un proceso no estacionario, la decisión vocal/no vocal, el origen del tono y la estimación espectral deben actualizarse con cada segmento de voz sucesivo. Estos principios se han implementado en los vocoders en una variedad de formas: En el vocoder de canal, los valores del espectro a corto plazo son evaluados por frecuencias específicas; el vocoder formante evalúa la amplitud de sólo los principales picos espectrales (formantes); en el Vocoder de Predicción Lineal (LPC), los coeficientes lineales predictivos describen a la envolvente espectral. Todos esos vocoders dependen de la exactitud del modelo de la figura II.9, lo cual coloca una limitación fundamental en la calidad de los vocoders. Los vocoders típicos de baja velocidad de transmisión producen una voz sintética artificial que aunque es comprensible tiende a confundir el reconocimiento de la voz. El valor de los vocoders radica en la inherente reducción del ancho de banda.

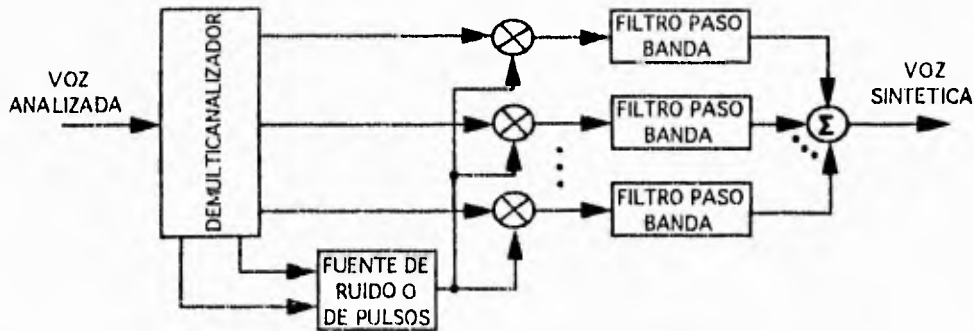
Vocoders de Canal

La estrategia del vocoder de canal es la de representar la envolvente espectral por muestras tomadas de bandas de frecuencia contiguas dentro de la señal de voz. Igualmente son realizadas la decisión vocal/no vocal y el origen del tono; éstas operaciones determinan la estructura de afinación del espectro de voz. La figura II.11 muestra un diagrama de bloques de un analizador y de un sintetizador del vocoder de canal. Las salidas del banco de filtros paso banda son conectadas a un rectificador y a un filtro paso bajas. La señal $x_i(t)$ representa la amplitud corregida de la entrada de voz para la i ésima banda de frecuencia. El filtro del aparato vocal puede ser razonablemente bien descrito por los 16 valores del canal tomados cada 20 ms. El filtro paso bajas limita

el ancho de banda de cada canal espectral a casi 20 o 30 Hz.



II.11 (a) ANALIZADOR DEL VOCODER DE CANAL



II.11 (b) SINTETIZADOR DEL VOCODER DE CANAL

Figura II.11

Las señales de excitación requieren de otros 50 Hz de ancho de banda, así que la voz codificada puede transmitirse en un ancho de banda de cerca de 500 Hz para un ahorro de ancho de banda de 7:1. En el sintetizador, la señal de voz es regenerada mediante la modulación de la función de excitación (fuente de ruido o de pulsos) con las muestras del filtro del aparato vocal. Después del filtro paso banda y de la suma, el resultado es la voz sintética que reproduce el espectro de corto plazo de la voz original.

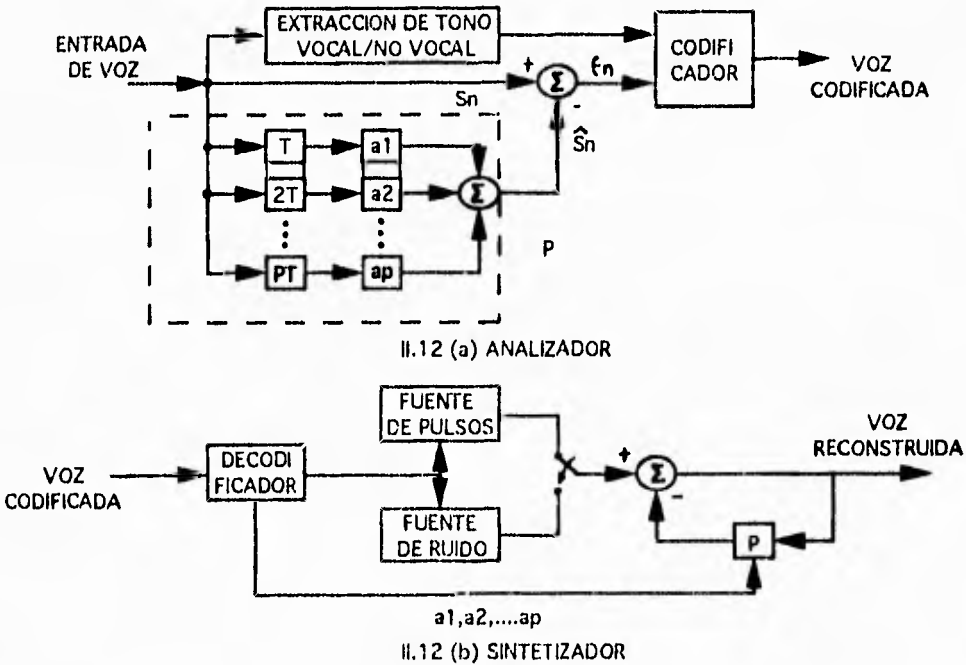
A pesar de casi 40 años de investigación en vocoders de canal no existe un diseño óptimo y éstos aún producen una voz no natural semejante a una máquina, la cual era característica de los vocoders anteriores. En esos intentos anteriores, su principal aplicación fue en el suministro de voz digital para facilitar la criptografía en cuestiones militares. Un vocoder de canal digital que opera a

2.4 Kbps podría criptografiarse y transmitirse fácilmente por los canales telefónicos de 3 KHz ya existentes, ya que en este tipo de vocoders hay nominalmente 3 bits por canal espectral o 48 bits para un vocoder de 16 canales, más 6 bits para la información del tono resultando en un total de 54 bits por muestra de voz. El bit de sincronización de la trama y el bit de decisión vocal/no vocal usualmente ocupan la posición del bit menos significativo de uno de los canales espectrales. Si la señal de voz es muestreada cada 22.5 ms esto da como resultado una velocidad de transmisión de 2.4 Kbps. Por otra parte, la reducción en la velocidad de transmisión (o ancho de banda) que fue alcanzado con el vocoder formante el cual tiene las características de sólo especificar las frecuencias de los picos espectrales (formantes) y de sus correspondientes amplitudes. Sin embargo, la complejidad agregada y la calidad de voz aún muy pobre comparadas con el vocoder de canal ha limitado la aplicación de los vocoders formantes. Otro tipo de vocoders, los Vocoders Excitados por Voz (VEV) proporcionan una calidad de voz mejorada a cambio de velocidades de datos más altas (típicamente de 9.6 Kbps). El vocoder VEV ejecuta el PCM en la banda de frecuencia abajo de los 900 Hz, el cual reemplaza la decisión vocal/no vocal y la extracción del tono fundamental del vocoder de canal. La información espectral se maneja de manera similar al vocoder de canal, excepto que los moduladores del sintetizador son excitados por la información de PCM abajo de los 900 Hz.

Vocoders de Codificación Lineal Predictiva (LPC)

Los vocoders que se han mencionado extraen información del espectro de frecuencia de la voz. Una técnica que promete mucho extrae información de la voz en forma de una ráfaga de pulsos digitales, pero a diferencia del PCM o la Modulación Delta intenta transmitir la forma de onda completa. Esta técnica, llamada "Codificación Lineal Predictiva" produce una señal de error dando la diferencia entre un valor de pulso actual y un valor pronosticado mediante el uso de un cierto número de muestras previas. Las ponderaciones usadas en la codificación predictiva son recalculadas continuamente a medida que varían la estadísticas de la voz. A diferencia de los esquemas que intentan transmitir la forma de onda completa, los codificadores lineales predictivos extraen solamente ciertos tipos de información de la señal de error incluyendo el factor de ganancia, información del tono fundamental e información de si la señal es sonora o no. Algunos bits más lejanos son necesarios para transmitir la señal de error entera. Mediante el uso de la señal de error, la voz tiende a ser codificada más exactamente cuando ésta cambia más rápidamente. Este no es el caso con los vocoders de frecuencia. Los vocoders LPC pueden por ello proporcionar una voz más natural, la cual puede transmitirse a 10 Kbps o menos, pero se necesitan circuitos más complejos. Como ya se mencionó, los vocoders de Codificación Lineal

Predictiva (LPC) están basados en el concepto de que una predicción razonable de una muestra de voz puede obtenerse como una suma ponderada lineal de muestras medidas previamente.



II.12 (a) ANALIZADOR

II.12 (b) SINTETIZADOR

Figura II.12

En el diagrama de bloques de la figura II.12, tanto el analizador como el vocoder LPC usan un filtro predictor de orden P que proporciona una estimación S_n expresada como:

$$S_n = \sum_{m=1}^P a_m S_{n-m} \quad (II.3)$$

donde a_m es conocido como coeficientes del predictor. El orden del filtro predictor es típicamente de 8 a 12, donde por ejemplo la resolución espectral está provista de $P=8$ parejas al igual que el vocoder de 16 canales. El valor pronosticado S_n de la señal de voz es después restado del valor de la señal S_n para formar la diferencia e_n , la cual es codificada y transmitida al receptor. La entonación y la extracción del tono fundamental se estiman igual que en el vocoder de canal. En el sintetizador, el filtro inverso

al analizador es excitado por una fuente de pulsos (vocal) o de ruido (no vocal). Los coeficientes del predictor son generalmente actualizados cada 10 o 25 ms (aproximadamente la velocidad silábica). La diferencia entre los métodos de implementación de vocoders LPC se encuentra en el método de determinar los coeficientes del predictor. La implementación del LPC ha probado ser más sencillo que los vocoders de canal, lo cual lo hace uno de los factores más significativos en la creciente popularidad del LPC. Una norma que está surgiendo para el LPC está basada en una velocidad de 2.4 Kbps, 10 coeficientes del predictor y una longitud de trama de 54 bits.

SUMARIO

El sumario para este capítulo es presentado como una comparación de los codificadores digitales de voz. La elección de un codificador de voz para una cierta aplicación involucra una interacción de tres elementos: velocidad de transmisión de bits, calidad y complejidad (costo).

Velocidad de transmisión de bits

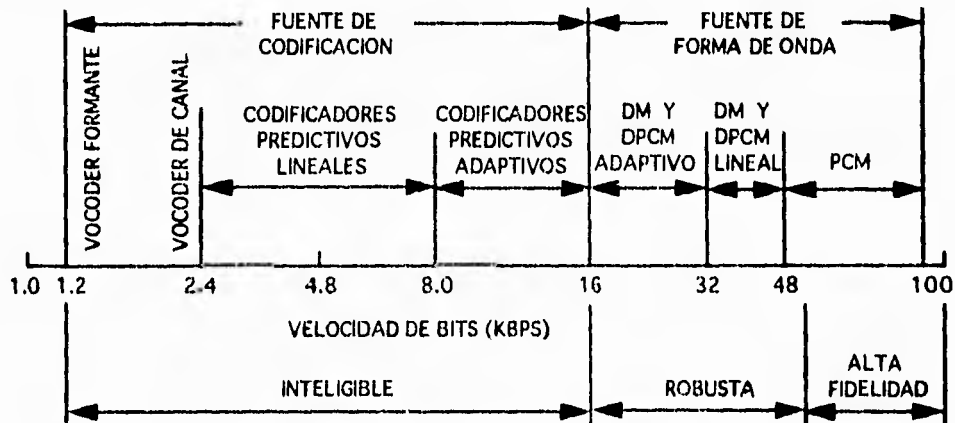


Figura II.13

La figura II.13 compara las velocidades de transmisión de bits para codificadores de voz. Las velocidades prácticas más bajas son de 1.2 a 2.4 Kbps usados con vocoders formantes y de canal. Las velocidades de 2.4 y 4.8 Kbps son las más típicas para Codificadores Lineales Predictivos (LPC) mientras que las

velocidades para los codificadores Adaptivos Predictivos (APC) son de 8 a 16 Kbps. Las velocidades comunes para PCM Diferencial Adaptivo (ADPCM) son de 16 y 32 Kbps. Asimismo, la Modulación Delta lineal (DM) o la modulación PCM Diferencial requiere típicamente de 32 a tal vez 64 Kbps. La modulación PCM está al extremo superior del extremo variando de los 48 Kbps del PCM logarítmico de 6 bits a 96 Kbps del PCM lineal de 12 bits. Por supuesto, el PCM logarítmico de 64 Kbps es una norma reconocida internacionalmente para voz digital.

Calidad

La figura II.13 también indica la calidad de la reproducción de voz que puede lograrse dentro para una velocidad de transmisión preescrita. La indicación de calidad es dividida en aproximadamente tres categorías: comprensible, robusta y alta fidelidad. Los vocoders que tienen la velocidad de transmisión más baja caen en el rango de comprensible y son caracterizados como altamente comprensibles pero sufriendo de un poco de pérdida de naturalidad y de un reconocimiento reducido de la voz del que habla. A velocidades mayores a 16 Kbps se obtiene una voz robusta mediante el uso de técnicas como PCM diferencial o PCM logarítmico. Estos esquemas dependen menos de las características individuales del que habla y mantienen un desempeño adecuado aún con la disminución de la calidad o errores de transmisión. De aquí que la mayoría de los codificadores de que operan en este rango proporcionan una adecuada calidad telefónica para larga distancia. La voz de alta fidelidad puede suministrarse a velocidades mayores a 64 Kbps donde el ancho de banda de la señal de entrada puede exceder el canal telefónico nominal. Este grado de calidad es apropiado para material de radiodifusión, incluyendo la música.

Complejidad

Los codificadores de voz que se describen disponen ampliamente de costo, seguridad de funcionamiento, facilidad de conservación técnica y tamaño. Algunos indicios de desempeño relativo son posibles por la consideración de la complejidad del codificador mediante la suma de componentes requeridos para una integración a gran escala como se ilustra en la figura II.14.

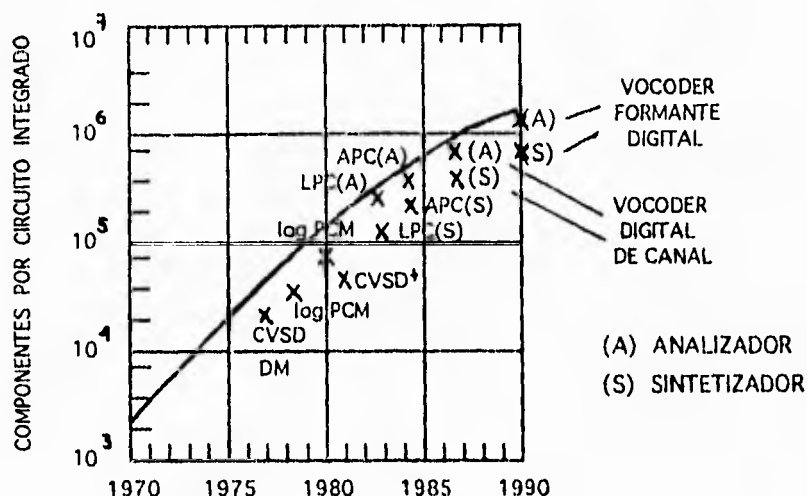


Figura II.14

MULTICANALIZADORES DIGITALES

Al principio de este capítulo se describió la idea de la Multicanalización por División de Tiempo según la cual un grupo de señales analógicas (señales de voz) son muestreadas secuencialmente en el tiempo a una velocidad de muestreo común y luego son multicanalizadas para su transmisión en una línea común. Aquí se considera la multicanalización de señales digitales a diferentes velocidades de transmisión de bits. Esto hace posible combinar diversas señales digitales, tales como salidas de computadora, señales de voz digitalizadas, señales digitalizadas de facsimil y televisión en un solo flujo de datos (a una velocidad considerablemente mayor que cualquiera de las entradas). A continuación se muestra un diagrama conceptual de la operación de multicanalización-demultiplicación digital.

La multicanalización de señales digitales puede realizarse mediante un procedimiento de intercalamiento de bit por bit con un selector que toma secuencialmente un bit de cada línea de entrada y después lo aplica a una línea común de alta velocidad. En el extremo receptor, la salida de esta línea común es separada en sus componentes individuales de baja velocidad y luego son entregados a sus respectivos destinos. Los dos grupos principales de multicanalizadores digitales que se usan en la práctica son:

1. Un grupo de multicanalizadores es diseñado para combinar señales digitales de relativamente baja velocidad hasta un máximo de 4.8 Kbps en una señal multicanalizada de mayor

velocidad (9.6 Kbps). Estos multicanalizadores se usan primordialmente para transmitir datos sobre canales con calidad para larga distancia en una red telefónica. Su implementación requiere el uso de modems a fin de convertir el formato digital en un formato analógico adecuado para la transmisión sobre canales telefónicos.

2. El segundo grupo de multicanalizadores diseñados para operar a velocidades mucho mayores, forma parte del servicio de transmisión de datos generalmente provisto por Telepuertos de comunicación. Por ejemplo, la figura II.15 muestra un diagrama de bloques de la jerarquía digital basada en la portadora T1, la cual ha sido desarrollada por el sistema Bell. Este sistema de portadora T1 está diseñado para operar a 1.544 Mbps, el T2 a 6.312 Mbps, el T3 a 44.736 Mbps y el T4 a 274.176 Mbps. El sistema es entonces la reunión de varias combinaciones de subsistemas de portadora T de orden más bajo diseñados para acomodar la transmisión de señales de voz, servicio de videoteléfono y señales de TV que usan PCM, así como señales digitales (directas) de equipos de una terminal de datos.

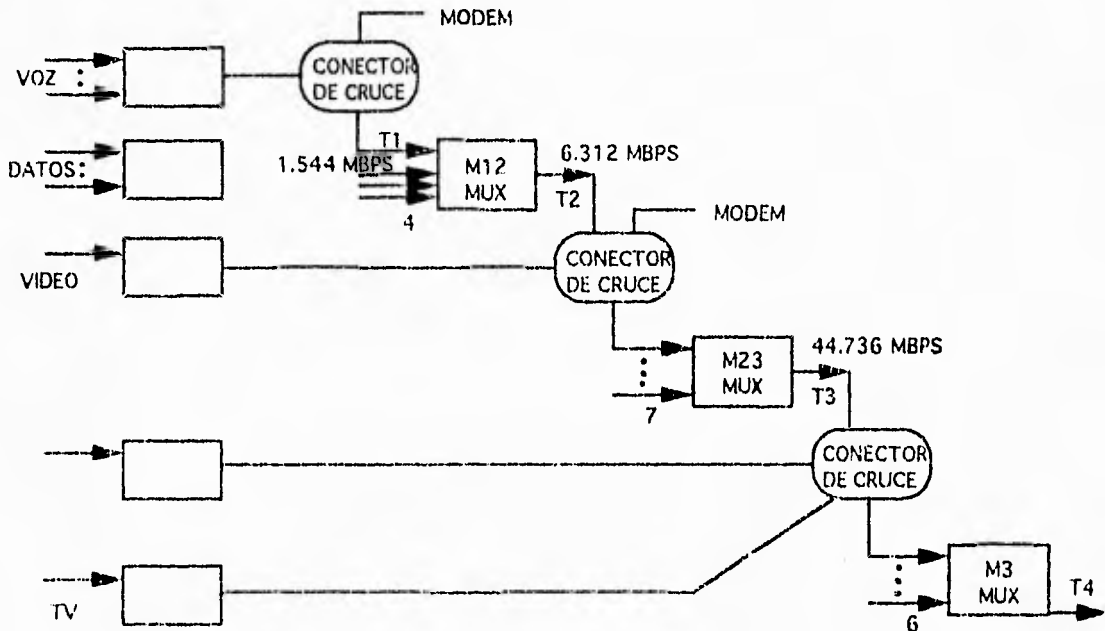


Figura II.15

Sistema T1

El sistema de portadora T1 está diseñado para acomodar 24 canales de voz fundamentalmente para distancias cortas y uso pesado en áreas metropolitanas. El sistema T1 (de la Bell System) fue el primero en los Estados Unidos a principios de los sesenta y con su introducción se inició el cambio a los medios de comunicación digitales. Asimismo, forma las bases para una jerarquía completa de sistemas multicanalizados de orden mayor que se usan tanto en transmisiones de larga distancia como en transmisiones de centros urbanos densamente poblados.

Este sistema de comunicación digital fue formulado para que fuera compatible con los sistemas ya existentes, los cuales tenían equipo diseñado principalmente para troncales interurbanas y por ello era adecuado para distancias relativamente cortas de 15 a 65 Km. El sistema maneja una señal de pulsos digitales de 1.544 Mbps para la transmisión por cable. La señal es desarrollada por la multicanalización de 24 canales de voz. Cada canal es primeramente muestreado a una velocidad de 8 000 muestras/s. Las muestras son entonces cuantizadas en 127 niveles discretos 63 positivos, 63 negativos y cero. Así, se requieren 7 bits para enviar cada muestra. La codificación para cada canal se ilustra en la figura II.16, en la cual se agrega un octavo bit a cada muestra codificada por razones de supervisión y señalización por ejemplo para establecer una conexión y para terminar una llamada.

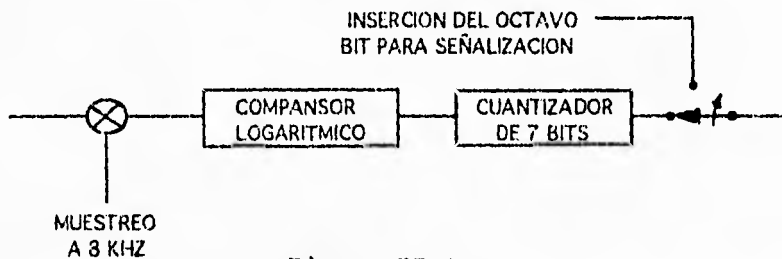


Figura II.16

Los 24 canales son entonces Multicanalizados por División de Tiempo (figura II.15), donde el orden de intercalamiento de los canales es debido al método de combinación, el cual fue diseñado para el uso en equipo multicanal ya existente. Las muestras cuantizadas forman los 24 canales, que es conocido como trama y dado que cada muestreo es realizado a una velocidad de 8 KHz, cada trama ocupa el recíproco de esto, o sea $125 \mu s$. Hay 192 bits de información y señalización en cada trama (24×8) y se agrega un último bit (el 193) para establecer y mantener la sincronización de la trama. Esta señal de la trama es un patrón fijo alternante de

1's y 0's cada 193 pulsos. Tal patrón alternante raramente se encontrará en otra posición en dos o tres tramas consecutivas y la sincronización es fácil de obtener.

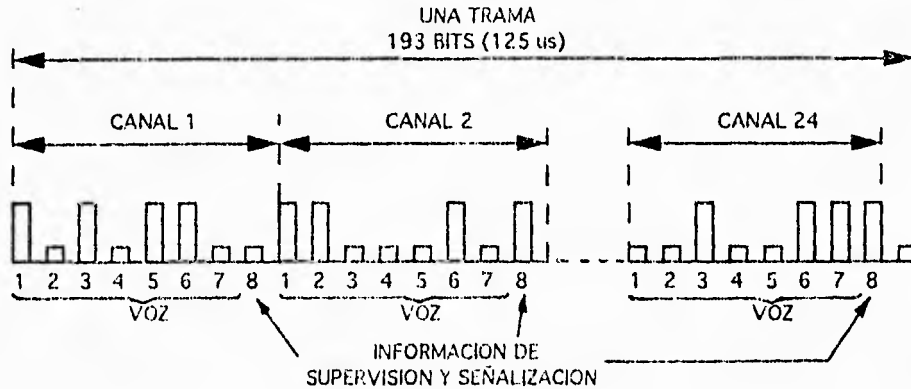


Figura II.17

La carencia de sincronización de la trama proporcionaría una inaceptable interferencia telefónica entre canales adyacentes. Con 193 bits por trama y 8000 tramas por segundo, el producto de esto nos da una velocidad de 1.544 Mbps. Se puede ver que la información de señalización puede contener 8 Kbps de información. Si el tono es suficiente como en el caso de llamadas del extranjero, el bit menos significativo puede usarse para duplicar el número de bits de información de señalización. Esto, claro que disminuye la resolución de cuantización de 127 a 63 niveles. El sistema de portadora T1 puede usarse para enviar datos como en el PCM ya que el sistema básico es simplemente un sistema de comunicación transmitiendo 1.544 Mbps. En realidad esto no es tan simple ya que es necesario mantener la compatibilidad con el sistema T1 orientado por voz. Esto significa desarrollar varias señales de sincronización de los relojes en el receptor. Los pulsos de la muestra pueden enviarse como en los sistemas de voz, por ello los datos son usualmente transmitidos en bloques de caracteres de 8 bits.

El sistema TDM descrito que asume varias señales son muestreadas a la misma velocidad y que cada muestra es codificada en el mismo número de bits. Esto es, la velocidad de cada uno de los canales es idéntica. En la realidad este no podría ser siempre el caso, por ejemplo, se podría multicanalizar una señal de TV con una señal de voz. La señal de TV es de una magnitud mayor, de hecho aunque las velocidades fueran las mismas, habría unas pequeñas variaciones debido a perturbaciones oscilatorias.

El problema de las velocidades que varían ligeramente puede

manejarse con el uso de buffers para que almacenen un cierto número de bits previos a la transmisión. Así, aún cuando la velocidad de los bits a la entrada del buffer pueda variar ligeramente, la velocidad de salida puede mantenerse constante, el tamaño del buffer depende de la magnitud de las variaciones. Si es muy pequeño, se pueden escapar los bits del espacio de almacenamiento durante el incremento en la velocidad de entrada y perderse la información. El problema opuesto ocurre si la velocidad de entrada decrece lo suficiente para que el buffer se quede sin bits. Esto es, al mismo tiempo que el buffer debe enviar un bit, debe estar vacío el multicanalizador. En tales casos puede usarse la agrupación o apiñamiento de bits donde los bits que no llevan información sean insertados en la secuencia de salida debiendo ser borrados en el receptor, por lo que deben ser fácilmente detectados.

Una forma de dar al receptor la información necesaria para permitirle ignorar los bits agrupados es colocar esos bits a intervalos regulares y proporcionar una forma de identificación para decirle al receptor si esos bits están presentes o no. Por ejemplo, en el sistema T1 cada trama consiste de 192 bits información más uno de sincronía de la trama. Suponemos que multicanalizamos varios sistemas T1 juntos y ocasionalmente agregamos un bit de agrupación al final de una trama en particular, los bits de control adicionales son agregados para instruir al receptor si se ha agregado o no un bit de agrupación al final de alguna trama. Si el receptor observa los bits de control, el sabe si lo ignora o no (es decir el bit 194 de un solo canal T1). En la figura II.15 se muestra una estructura típica de portadoras T, la cual se usa en Norteamérica.

Varias entradas de voz y datos son combinadas en un sólo canal T1 de 1.544 Mbps. Este podría comprimir 24 canales de voz multicanalizados en PCM o una combinación de voz y datos. Cuatro canales de T1 se multicanalizan en una sola señal T2 con una velocidad de 6.3 Mbps. Cabe señalar que cuatro veces 1.544 da 6.176 Mbps, de tal manera que la estructura T2 contiene bits adicionales de control (algunos usados para identificar la presencia de bits de agrupación) dando un total de 6.312 Mbps y puede operar con buena calidad 96 canales de voz o un canal de videoteléfono. La multicanalización continúa a través de varias jerarquías, con la estructura T3 que combina siete estructuras T2, o sea puede transmitir un grupo maestro digitalizado o 600 canales de voz. Cabe señalar que esta velocidad es muy rápida para un par de cables y muy lento para cable coaxial, su velocidad podría utilizarse en alguno de los transpondedores actuales de 36 MHz en banda C o de 54 MHz en la banda Ku, o bien en fibras ópticas diseñadas para ello.

Es posible que no se use un sistema de transmisión mayor a la portadora T3 y que solamente sirva de puente entre las portadoras

T1 o T2 y la T4 que comprime 6 grupos de T3. Las imágenes pueden transmitirse en el nivel T2, pero la TV requiere el nivel T3 (43.8 Mbps). Los conectores de cruce en la figura no son multicanalizadores, simplemente indican los varios tipos de fuentes que pueden alimentar al multicanalizador. Sin el uso de los buffers, los multicanalizadores pueden ser síncronos o asíncronos.

Resumiendo, en la red telefónica de la ATT (y en consecuencia de los Estados Unidos) hay cuatro niveles principales de velocidad de las portadoras digitales, en las cuales intervienen diferentes canales y multicanalizadores. Estas portadoras son:

Portadora T1	1.544 Mbps
Portadora T2	6.312 Mbps
Portadora T3	44.736 Mbps
Portadora T4	274.176 Mbps

Los flujos de bits de portadoras digitales menores pueden alimentar a las portadoras por medio de multicanalizadores. Así, los cuatro flujos de T1 alimentan un flujo T2 mediante un multicanalizador M_{12} . La figura II.18 que se presenta al final del capítulo muestra los niveles digitales y los multicanalizadores que los conectan. Los multicanalizadores son designados como Mxy donde "x" indica el nivel bajo y "y" el nivel alto. Como se indica en la figura, se ha introducido un nivel adicional arriba del nivel 1 el cual duplica la capacidad de las rutas T1 al nivel T1C. La portadora T1C transmite 3.2 Mbps sobre pares de cables y es diseñado de manera similar a la portadora T1 para facilitar el ascenso a las líneas telefónicas.

ENLACES EN OTRAS NACIONES

Muchas otras naciones están instalando medios de transmisión digital. Pocas, sin embargo, usan las mismas velocidades y estructuras digitales que la usada por los Estados Unidos. La CCITT ha creado recomendaciones con especificaciones detalladas para dos sistemas de PCM básicos (un equivalente internacional del nivel 1 de la Bell System). Uno usa 1.544 Mbps para transmitir 24 canales de voz y otro 2.048 Mbps para transmitir 30 canales de voz. La recomendación de 1.544 Mbps no es idéntica a la portadora T1 de la Bell. La figura II.19 resume las jerarquías digitales de Norteamérica, Japón y las recomendadas por la CEPT.

Las velocidades mayores no son múltiples exactos de las velocidades menores ya que los bits extras son necesarios para la sincronización, control y para identificar que canal es cual. Actualmente, muchos países fuera de los Estados Unidos tienen sistemas digitales transmitiendo a velocidades de 1.544 y 2.048 Mbps. Algunos de ellos han introducido sistemas de microondas operando a 13 GHz con modulación QPSK a 8.448, 34.304 y entre ellos a 17.152 Mbps.

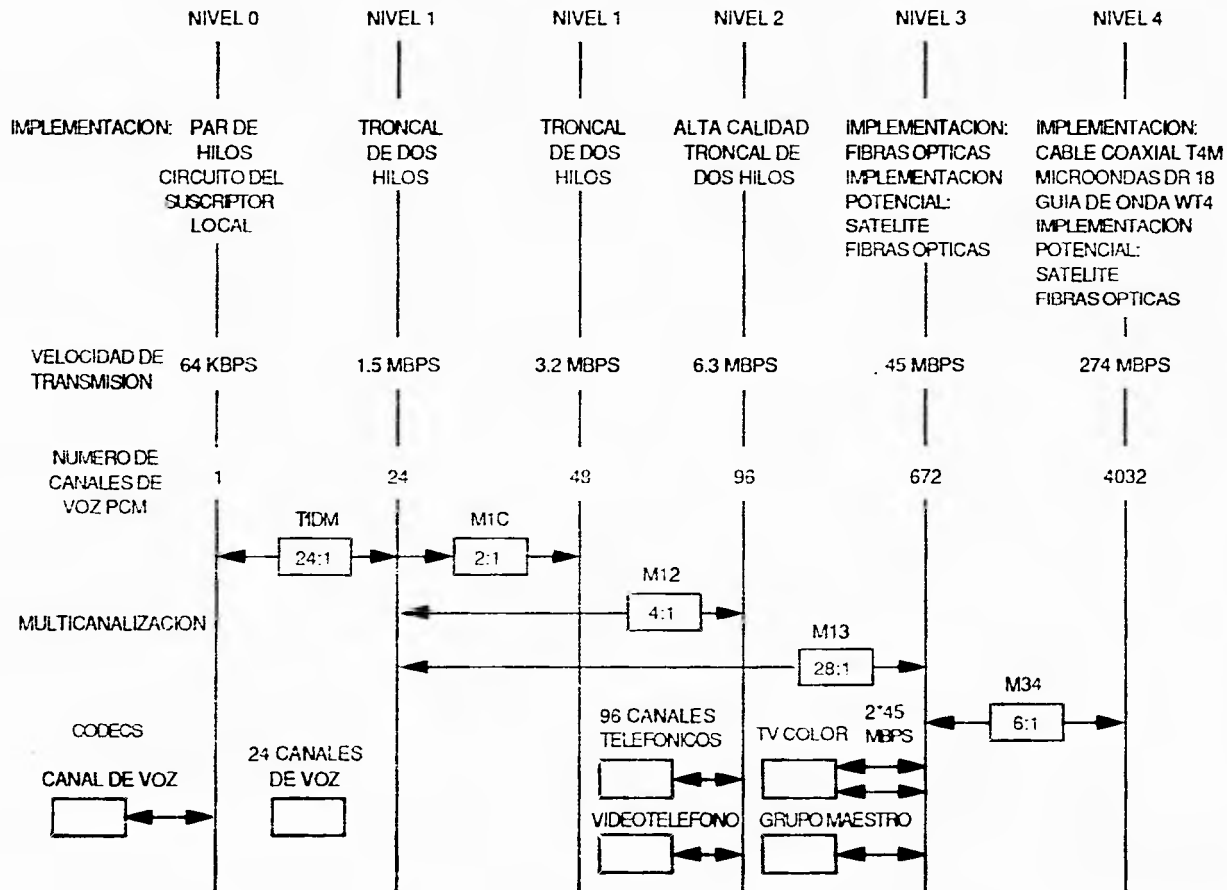
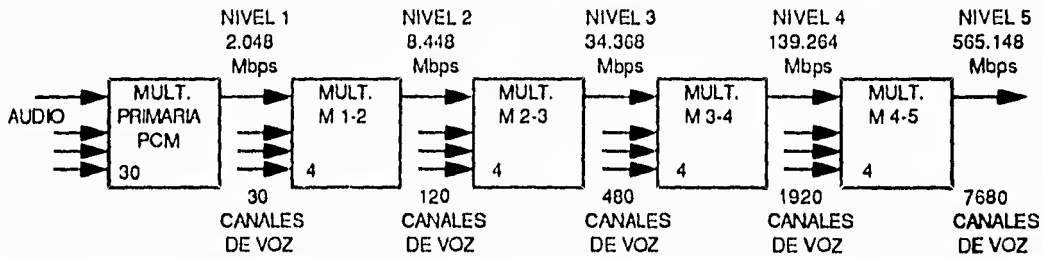
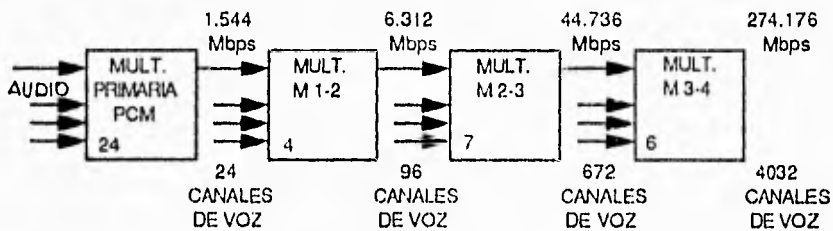


Figura II. 18

JERARQUIA DIGITAL CEPT



JERARQUIA DIGITAL DE NORTEAMERICA



JERARQUIA DIGITAL DE JAPON

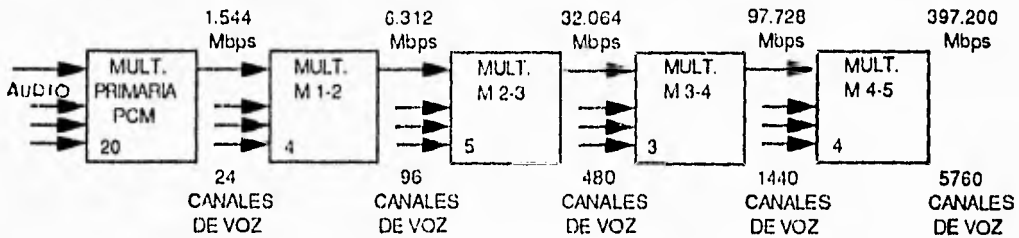


Figura II.19

CAPITULO III

INTERPOLACION DIGITAL DE VOZ

I N T R O D U C C I O N

Las señales de voz que aparecen en los enlaces de Telecomunicaciones son producto de las conversaciones en ambos sentidos. En ellas es usual que una persona haga pausas cuando habla por teléfono con otra; esto es, que una señal de voz está presente en el canal de transmisión solamente una fracción de tiempo. Además, aún cuando sólo una persona esté hablando, las pausas ocurren entre la pronunciación de las palabras y hay veces en las que el circuito está simplemente inactivo. Por lo tanto, se puede suponer que en promedio la voz está presente menos del 50% del tiempo. Las mediciones muestran que la voz está presente en un canal telefónico aproximadamente el 40% del tiempo.

La técnica de la Interpolación Digital de Voz (DSI) explota el hecho de que en las conversaciones telefónicas una persona escucha cuando la otra está hablando. Usualmente hay una inactividad del canal entre las llamadas debido a que existen pausas, titubeos e intervalos de silencio en las conversaciones. El moderno equipo de la DSI explota esta propiedad de relativamente baja actividad de voz mediante la compresión del número de canales de salida usados para transmitir un cierto número de canales telefónicos de entrada. Para ello, se usan detectores de voz con el fin de captar cualquier actividad de voz en cada canal de entrada del sistema DSI. El tiempo inactivo entre las llamadas y entre las pausas en la conversación se usa para acomodar llamadas adicionales de entrada. En algunos libros de consulta los canales de entrada son llamados "canales terrestres" y los canales de salida "canales de satélite".

La principal desventaja de la técnica de PCM convencional (logarítmica) para transmisión de voz es el requisito de un ancho de banda muy grande del orden de 100 KHz como ya se explicó en el capítulo II. Sin embargo, aún con señales de voz codificadas con PCM convencional se pueden obtener importantes ventajas en la capacidad total del sistema en los satélites. La aplicación de los sistemas de DSI a señales de voz codificadas con PCM en sistemas de satélite que usan un acceso TDMA conduce a tener una ventaja en la capacidad de los sistemas digitales de TDMA sobre los sistemas analógicos que utilizan un acceso FDMA.

Un análisis de la tabla III.a, indica que la "capacidad" expresada en términos del número de canales (analógicos o PCM) de 3.1 KHz en la categoría de larga distancia de un sistema de satélites con un TDMA digital es dos o tres veces mayor que la capacidad de su correspondiente sistema de satélites TDMA analógico. Esta ventaja en la capacidad de casi tres a uno justifica el hardware adicional y la complejidad del software requerido en los sistemas de satélites que usan TDMA-DSI digital.

Capacidades aproximadas para haces hemisféricos del satélite INTELSAT V en transpondedores de 72 MHz en un estandar A de INTELSAT (estaciones terrenas con una antena de 30 m de diámetro)	
Modo de transmisión	Capacidad máxima expresada en términos del número de canales telefónicos de 3.1 KHz
FDMA (Sistema analógico)	1 100
TDMA (Sistema digital sin DSI)	1 600
TDMA (Sistema digital con DSI)	3 200

Tabla III.a

PRINCIPIOS DE LA INTERPOLACION DIGITAL DE VOZ

Teóricamente la ganancia de la DSI puede ajustarse en un rango bastante amplio. Si se reduce el número de canales de satélite (canales de salida) para un cierto número de canales terrestres (canales de entrada), se incrementa la ganancia de la DSI. Sin embargo, el incremento de la ganancia está limitado por el incremento de los recortes en los canales terrestres, los cuales no pueden transmitirse por ciertos períodos de tiempo debido a la no disponibilidad de los canales de satélite. Así, los canales terrestres que no tienen asignado un canal de satélite son bloqueados momentáneamente hasta que uno de los canales terrestres que fueron asignados previamente a un canal de satélite se vuelva inactivo. De esta manera, es evidente el recorte de la sección de entrada de la voz durante el bloqueo momentáneo. La ganancia de la DSI que puede obtenerse con un desempeño subjetivamente aceptable con los sistemas de Interpolación de Voz por Asignación de Tiempo (TASI) y con los sistemas de Comunicaciones por Predicción de Voz (SPEC) es de casi 2 a 1. El desarrollo de las especificaciones del bloqueo momentáneo estuvo precedido por numerosos experimentos, esas especificaciones requieren que el porcentaje de recortes sea menor al 2% de los fragmentos de voz que experimentan recortes mayores a 50 ms. Cada período de tiempo ocupado por la voz del que habla es llamado "fragmento del habla" (speech spurt).

El principio de compresión de un gran número de canales terrestres (o canales de entrada) en un número pequeño de canales de satélite (o canales de salida) se ilustra en la figura III.1.

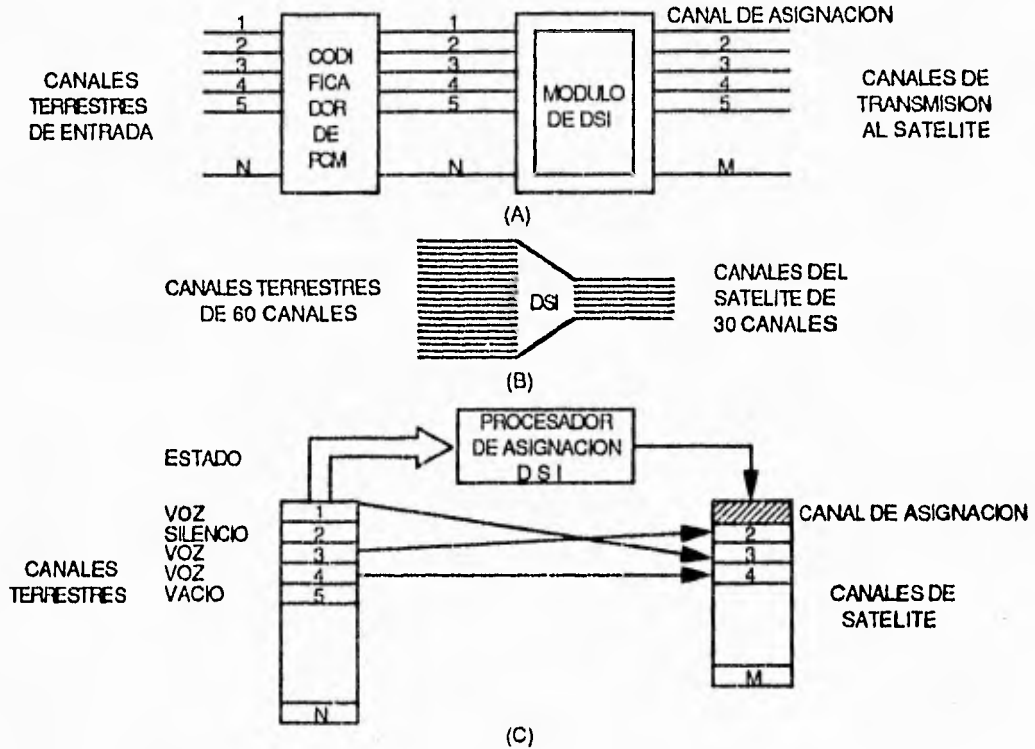


Figura III.1

El codificador de PCM acepta N entradas analógicas de telefonía y las convierte en M flujos de bits binarios. La salida del módulo de DSI provee de M canales binarios para la transmisión vía satélite, donde $M < N$. Uno de esos canales, el canal de asignación, se usa para transmitir las asignaciones del canal de satélite a la estación terrestre receptora para su apropiada reconexión por medio de mensajes de asignación, lo cual consta de un cierto número de canales tanto terrestres como de canales de satélite asociados.

La aplicación original de la Interpolación de Voz fue en circuitos telefónicos analógicos y estaba destinada para su uso en circuitos telefónicos de M cables transoceánicos. Tal implementación analógica, basada en la técnica TASI estuvo sujeta a deterioros causados por la dificultad de implementar idealmente los interruptores analógicos libres de chasquido y por las diferencias en la calidad de los propios canales de transmisión interconectados. Los sistemas del tipo TASI capturarán aleatoriamente cualquiera de los canales de transmisión disponibles en los fragmentos de habla sucesivos, pero las variaciones debido

a las diferencias tanto en la ganancia como por el ruido en los enlaces de transmisión se volvía más notable. La implementación digital de las técnicas de Interpolación de Voz aplicadas a los canales de transmisión de voz digital elimina ambos deterioros. Cuando la interpolación es implementada por medios digitales en equipos de transmisión digital, el método es referido como "Interpolación Digital de Voz". La técnica TASI cuando es implementada por técnicas digitales es conocida como TASI-Digital (TASI-D). Una implementación digital adicional usando una predicción de muestra a muestra de voz PCM ha sido denominada como Codificación por Predicción de Voz.

INTERPOLACION DE VOZ POR ASIGNACION DE TIEMPO (TASI)

TASI es una técnica en la cual el tiempo inactivo entre llamadas y durante las interrupciones en la conversación, es usado para intercalar llamadas adicionales. Con un número suficientemente grande de canales involucrados en la interpolación, la mayor parte del tiempo inactivo puede ocuparse en el enlace de transmisión de modo que la capacidad de transmisión sea aumentada por un factor mayor a dos. Cada período de tiempo ocupado por la voz del abonado que habla es llamado fragmento del habla el cual puede enviarse por un canal de transmisión independiente. Si todas las conexiones proporcionadas a una terminal TASI estuvieran ocupadas, se puede esperar que la actividad de un fragmento del habla promediará un 40%. Si por otro lado, no todos los circuitos estuvieran ocupados, el promedio de la actividad de voz que experimentaría una terminal TASI se reduciría de manera proporcional. El porcentaje de circuitos ocupados es llamado "actividad del canal de entrada" y el porcentaje del tiempo que ocupa el fragmento a un canal es denominado "actividad del habla". El resultado final de la actividad del fragmento es el producto de los dos. Por ejemplo, si la actividad del canal de entrada es de 85% y la actividad del fragmento del habla en un canal activo es del 40% el resultado final sería del 34% ($0.85 * 0.40 = 0.34$).

ASPECTOS CARACTERISTICOS DE LA TECNICA TASI

Recorte por Competición y Bloqueo Momentáneo

La técnica TASI, como ya se mencionó, explota la baja actividad de un fragmento de habla mediante la asignación de canales de transmisión sólo cuando está presente un fragmento. Es evidente que la aplicación eficiente de este proceso requiere de un número razonablemente grande de canales. Cuando un gran número de conversaciones independientes compiten por un número más pequeño de canales de transmisión siempre hay una probabilidad finita de que el número de conversaciones que demandan el servicio excederán el número de canales de transmisión disponibles. Los canales de

entrada que están conteniendo son colocados en una fila para esperar su asignación. Esta competencia se manifiesta por si misma por el recorte de la porción inicial de un fragmento mientras espera en la fila y es llamada "recorte por competición o bloqueo momentáneo". Siempre que la población de canales de entrada procesados sea lo suficientemente grande y la relación entre el número de canales de entrada y el número de canales disponibles para la transmisión sea lo suficientemente pequeño, la fracción de voz perdida por el bloqueo puede hacerse más pequeña.

Los bloqueos momentáneos consisten principalmente de recortes pequeños de las porciones iniciales de los fragmentos de habla y se extienden en su duración de cero a unos cientos de milisegundos. Los recortes de la voz mayores a los 50 ms causan una mutilación perceptible de las consonantes oclusivas, fricativas y nasales. Para mantener una alta calidad, la frecuencia en la ocurrencia de recortes de voz mayores a los 50 ms deben de permanecer en un nivel muy bajo. En lo sucesivo, el desempeño de la técnica TASI será analizada en términos del criterio de que el porcentaje de recortes mayores a 50 ms es menor al 2%.

Recorte por Conexión

En cada terminal TASI la presencia de voz en un canal telefónico es percibido por un detector de voz, el cual inicia la solicitud de un canal de transmisión. El equipo de control común asigna un canal de transmisión inactivo al canal de entrada en respuesta a su petición, además de enviar una señal de conexión a la terminal TASI en el extremo más lejano especificando el canal de salida al cual será conectado el canal de transmisión. Durante el tiempo requerido para hacer la asignación del canal y para conectar al que escucha y al que habla, la voz puede ser recortada. Esto es llamado "recorte por conexión", lo opuesto al recorte por competición mencionado anteriormente. La duración de éste tipo de recorte se mantiene pequeño para proveer de una adecuada capacidad de señalización de los mensajes de asignación y así minimizar la degradación subjetiva.

Recorte del Detector de Voz

Además de los recortes por competición y por conexión, se requiere de un tiempo de proceso para efectuar la detección de voz, pero durante el mismo, también puede ocurrir un recorte por el detector de voz. Sin embargo, es posible eliminar virtualmente tal recorte mediante la introducción de un retardo fijo muy pequeño de 5 a 10 ms en la trayectoria de la voz para compensar el tiempo de procesamiento en el detector. De ahí que todos los desperfectos debidos al recorte del detector pueden eliminarse mediante este retardo.

IMPLEMENTACION DE LA TECNICA TASI DIGITAL

La forma TASI de la Interpolación de Voz que se muestra en la figura III.2 está basada en el principio de la técnica TASI descrita anteriormente. Los canales telefónicos de entrada son digitalizados en formatos convencionales de 8 bits por muestra, 8000 muestras por segundo, modulación tipo PCM y un formato de TDM como parte de la planta telefónica existente o específicamente para la interfaz con el sistema DSI. Las señales digitalizadas pasan entonces al procesador de asignación del transmisor, el cual se comparte secuencialmente entre todos los canales telefónicos de entrada.

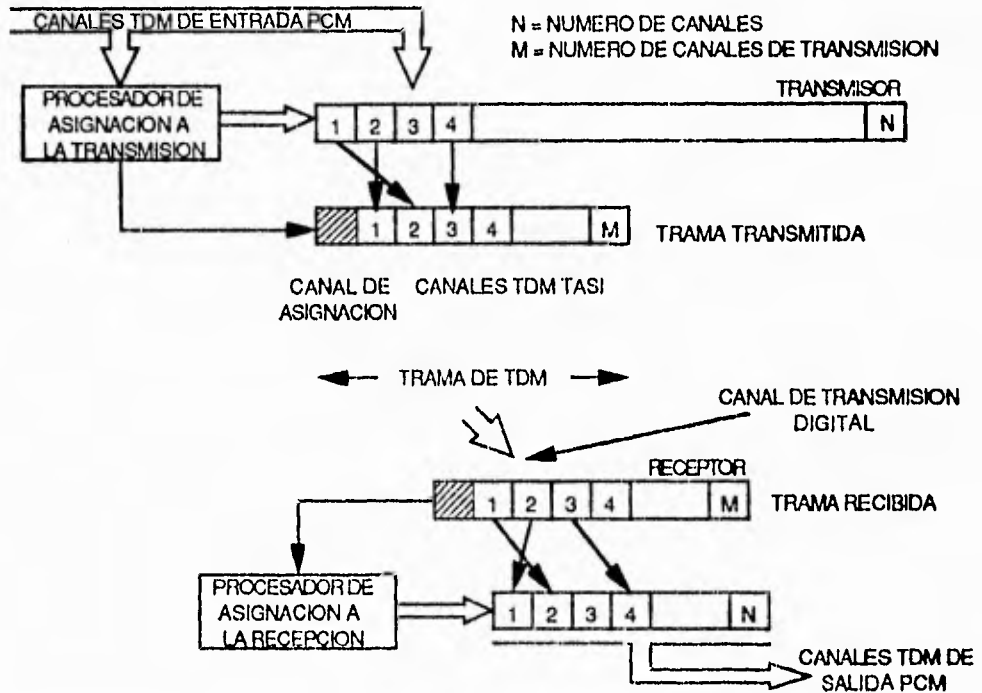


Figura III.2

Los canales de transmisión consisten de intervalos de tiempo colocados consecutivamente en una trama de TDM, las muestras de PCM seleccionadas para la transmisión por la acción del procesador de asignación son asignadas a las ranuras que vayan a estar disponibles cuando el procesador de asignación demande un canal de transmisión para dar servicio a un canal de entrada en particular.

El canal de control necesario para enviar la asignación de los canales al extremo lejano está incluido en la misma trama de TDM. En la figura, las ranuras de tiempo de los canales 1, 2 y 4 de la trama TDM de entrada al transmisor, han sido seleccionadas por el procesador de asignación del transmisor para contener los fragmentos de voz activos y en el ejemplo mostrado se han asignado aleatoriamente a las ranuras 2, 1 y 3 respectivamente en la trama de transmisión. Estas ranuras son llamadas "Canales de Servicio" (SC). Los mensajes que indican estas asignaciones son transmitidas al receptor por el canal de asignación. La asignación de los fragmentos de habla activos a los canales de servicio puede realizarse en base a su inmediata disponibilidad o asignación o en base a alguna otra regla, tal como la asignación a un canal de servicio inmediatamente disponible conforme a un orden numérico. Este último procedimiento tenderá a agrupar las asignaciones desde el inicio de la trama de transmisión, al cual se le denomina "agrupación". Tal agrupación puede ejecutarse en otra parte de la estructura si así se desea.

En el receptor, los canales de servicio recibidos son acomodados otra vez en las salidas apropiadas de las posiciones de la trama de TDM. Así, las ranuras de tiempo 1, 2 y 3 que aparecen en el sistema de recepción son asignadas a las ranuras 2, 1 y 4 respectivamente. Esta corrección se realiza por el procesador de asignación en el receptor, el cual usa los mensajes de asignación recibidos para dirigir la re-acomodación de las ubicaciones de las ranuras. En este caso, los canales de entrada son regresados a las posiciones originales que tenían a la entrada de la trama de TDM quedando así ordenadas en la trama TDM de salida. Este no es siempre el caso, en servicios vía satélite del tipo multiorigen-multidestino es casi probable que las posiciones asignadas a la salida de la estructura de TDM no sean las mismas que la entrada debido a la necesidad de volver acomodar los canales recibidos de las diversas terminales TASI.

INTERPRETACION DE LA GANANCIA EN VOZ DIGITAL Y MULTIPLICACION DEL CANAL

La Interpolación de Voz se refiere en general al proceso de compartir el tiempo de un medio de transmisión multicanal entre un cierto número de conversaciones telefónicas. Los segmentos individuales de las conversaciones llamados "fragmentos de la conversación" dan acceso a un canal de transmisión tan pronto como sea posible después de su comienzo. En este proceso, las N conversaciones son transportadas en M canales de transmisión, donde M es menor que N ; la relación de N/M es conocida como "relación de multiplicación de canales" (CM). Para una medida más exacta de la razón CM, el valor de M debería contener la capacidad del canal para la asignación de la información necesaria para el sistema.

La Interpolación de Voz implica que los fragmentos de la plática de diferentes conversaciones sean transmitidas en secuencia. Así durante un intervalo de tiempo suficientemente largo, cualquier canal de transmisión enviará los fragmentos de un cierto número de conversaciones. La relación CM es una función de la actividad "a" que ocurre en las líneas que llegan al procesador de Interpolación de Voz. La actividad está definida como la relación del tiempo en que está presente la voz y el tiempo total transcurrido. Para un conjunto de N líneas, la actividad también representa el promedio de líneas que llevan simultáneamente fragmentos de las pláticas. Con los parámetros en promedio de la longitud de los fragmentos "L" y del promedio de la pausa de los fragmentos "P", la actividad es expresada como

$$a = L / (L + P)$$

Las mediciones de la actividad de un fragmento durante una conversación telefónica típica de dos sentidos, indican que la actividad promedio raramente excede el 40%. Este valor tan bajo es esperado ya que los canales transmiten independientemente las trayectorias de la conversación de ida y vuelta y usualmente una parte escucha cuando la otra está hablando. Además, las pausas breves ocurren frecuentemente por ambas partes.

La actividad de los fragmentos en una plática es el factor principal en la determinación de la relación CM en sistemas de Interpolación de Voz. En general, al igual que el número "N" de líneas ocupadas e involucradas en el proceso de interpolación se vuelve muy grande, la relación CM se aproxima asintóticamente al recíproco de la actividad (excluyendo la capacidad necesaria para el control de la asignación). Así para $a=0.4$ la relación CM se aproximará a 2.5 cuando N se hace más grande. Para valores más chicos de N, la relación CM es más pequeña. El valor actual está determinado por el límite de la degradación causada en la competencia por la asignación de los fragmentos de las pláticas cuando la demanda por el espacio de transmisión excede el espacio disponible. Este es un problema clásico en la teoría de colas de espera. Mientras más pequeño sea el valor de N mayor es la variación en la demanda de espacio de transmisión; por ello, decrece la relación CM que puede obtenerse sin exceder alguno de los límites de degradación preasignados.

La técnica TASI-digital tiene una serie de ventajas sobre la TASI-analógica. Por ejemplo, los detectores de voz digitales se desempeñan mejor que su contraparte analógica. Además de ofrecer una conmutación más precisa y más eficiente de las muestras de voz digitales entre las ranuras de los canales en esta trama de TDM, el detector es inherente a las técnicas digitales. Una aproximación totalmente digital es también compatible con el uso de un procesador digital de asignación de canal para registrar las

asignaciones en cualquier instante de tiempo y para transmitir esta información a un procesador digital de asignación de canales asociado al receptor.

Una ventaja adicional de la implementación digital de la técnica TASI es la habilidad de aumentar el número de canales de transmisión mediante la re-apropiación del bit menos significativo de las ranuras de tiempo de la transmisión digital con el fin de evitar el bloqueo momentáneo durante los instantes de sobrecarga. Esta técnica conocida como "aumento del canal por reducción de bits" puede invocarse durante condiciones de sobrecarga para evitar un recorte excesivo de la voz competitiva. Los canales así generados son llamados "canales de sobrecarga". Aunque la reducción del número de niveles de cuantización por ranura de 256 (8 bits) a 128 (7 bits) produce un incremento de 6 a 8 dB en el ruido de cuantización, la fracción de tiempo que se requiere en esa reducción de bits es muy baja, de ahí que su presencia no sea aparente. Resumiendo en relación con la técnica TASI analógica, la TASI digital tiene las siguientes ventajas derivadas del uso de la implementación digital:

1. Un detector de voz digital realiza su función mejor que su contraparte analógica.
2. Conmutación digital libre de chasquido.
3. Asignación más precisa y eficiente de las muestras de voz de PCM a ranuras de transmisión TDM usando un procesador de asignación digital.
4. Generación de canales de sobrecarga por medio del método de reducción de bits.

Debido al desempeño superior del TASI implementado digitalmente, éste es usado aún en aplicaciones con circuitos analógicos. Esto es realizado en un principio por la conversión de señales analógicas de voz a la forma digital TDM/PCM (ya sea por convertidores de portadora T o CEPT32), procesándolos en el equipo DSI y convirtiendo nuevamente los canales interpolados de la señal de salida al formato analógico. De este modo el mismo equipo de la DSI puede usarse para aplicaciones tanto del TASI analógico como digital. Sin embargo, tal implementación no supera los deterioros en la operación TASI en circuitos analógicos causados por la calidad variable de esos circuitos y tampoco proporciona los medios para la generación de canales de sobrecarga.

IMPLEMENTACION TASI/TDMA

Equipo del extremo transmisor

Una terminal transmisora de un sistema digital TASI típico para emplearse en un equipo TDMA se muestra en la figura III.3. La terminal está configurada para acomodar 240 Canales de Interfaz

(IC). Las troncales analógicas de entrada son proporcionadas a los convertidores Analógicos/Digitales de PCM CEPT32 en grupos de 30. Ahí, la multicanalización primaria CEPT32 proporciona 32 canales PCM de 8 bits por trama, 30 son usados para canales de voz y 2 para señalización y supervisión.

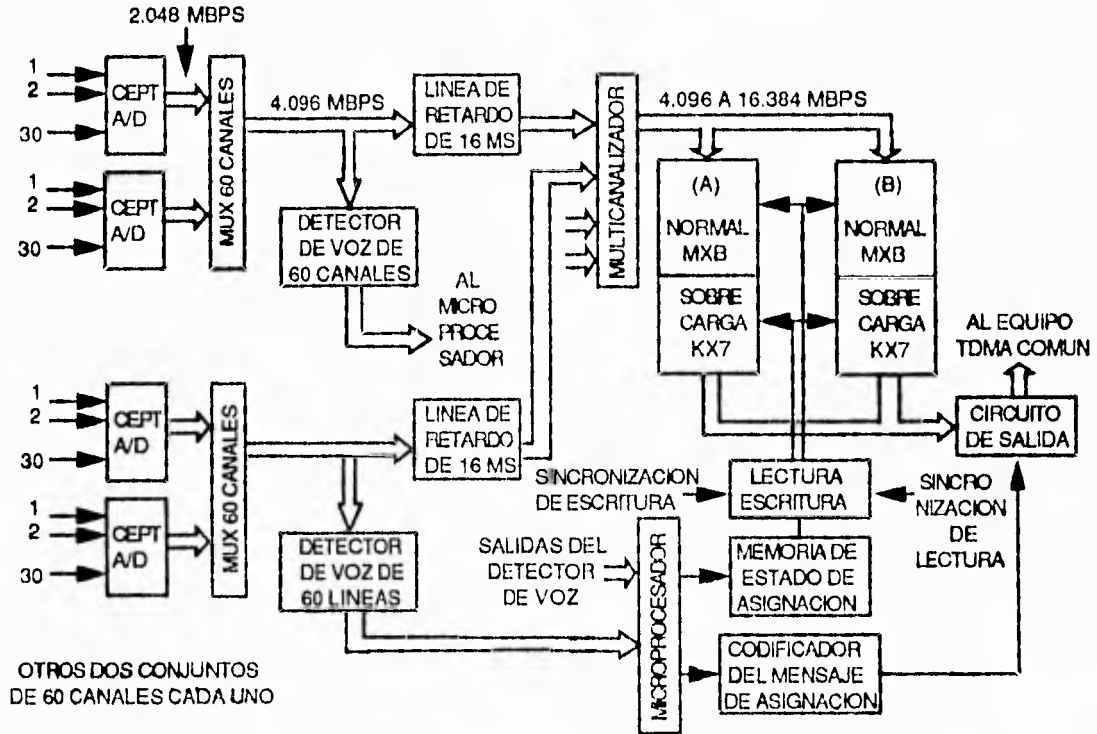


Figura III.3

Cada uno de los convertidores entrega un flujo digital PCM/TDM a una velocidad de 2.048 Mbps, las salidas son multicanalizadas por un multicanalizador de 60 canales en un solo flujo a una velocidad de 4.096 Mbps. La agrupación modular en 60 canales se usa como un bloque funcional básico del sistema, el cual puede manejar canales adicionales en grupos de 60 mediante la adición de más bloques de ese tipo en paralelo.

La salida digital de cada multicanalizador de 60 canales es después alimentada a una línea digital de retardo teniendo un retardo de aproximadamente 5 ms para compensar cualquier otro retraso en los circuitos de detección de los fragmentos del habla.

El mismo flujo digital es también alimentado a un detector de voz, el cual simultáneamente procesa 60 canales en forma digital. Las decisiones del detector de voz son proporcionadas a la entrada de la sección del microprocesador del equipo de la DSI. Este asigna fragmentos de habla activos a los Canales de Servicio (SC) cuando éstos están disponibles y formula los mensajes de asignación relacionando la conexión de interfaz originada con la conexión del canal de satélite. Bajo el control del microprocesador cada canal de interfaz en el cual se detecta un fragmento de habla es asignado a una colocación de un SC disponible en la memoria de compresión. Esta memoria para la compresión del TDMA es un diseño de doble memoria con retención temporal en la cual una de ellas se llena cuando la otra se vacía para prevenir un conflicto debido al traslape de la función de lectura/escritura. Cada sección puede sostener 128 canales de PCM, el cual es el máximo número requerido para los canales de interfaz del 60 al 240. Además, cada sección tiene una memoria de sobrecarga para acomodar los canales de sobrecarga generados por la reducción de bits.

La estrategia de reducción de bits incrementa esencialmente el número de canales disponibles en la estructura transmisora de la DSI a $(8/7)M$ canales redondeado al entero inferior más próximo. Así, si el sistema está operando con 128 ranuras de tiempo de 8 bits, la capacidad es incrementada a 144 ranuras de 7 bits cuando se usa la reducción de bits. El microprocesador controla el inicio del modo de reducción de bits y establece la señalización necesaria para informar al receptor que se está usando la reducción de bits.

Equipo del extremo receptor

El lado receptor del subsistema DSI que se muestra en la figura III.4 debe de ser capaz de aceptar flujos de múltiples fuentes y de distribuir apropiadamente la información contenida en ellos a los canales terrestres. Los mensajes de asignación de todas las fuentes son almacenados en el microprocesador en forma de mapas, los cuales asocian las ranuras de los canales de servicio en los diversos subflujos recibidos de DSI con los canales terrestres de salida. La memoria de expansión es una estructura de memoria doble.

Cada memoria es capaz de almacenar los contenidos de todas las tramas de DSI destinadas a la terminal receptora y almacena más canales de PCM que las que hay en los canales terrestres de salida. Bajo el control del estado de la memoria de asignación en la terminal receptora, las muestras almacenadas en la memoria de expansión son descifradas para los canales de salida apropiados. Para efectuar su función, el equipo del lado receptor debe conocer la colocación de todos los canales de servicio en todas las estructuras de la DSI, las cuales envían el tráfico destinado a él. Esta información está contenida en la "memoria de estado de asignación". También actualiza cada estructura de TDMA mediante los

mensajes de asignación DSI-AC, la cual se recibe de sus correspondientes terminales de origen. Esto forma un mapa completo de canales de servicio y canales de interfaz el cual para direccionar usa los canales de servicio apropiados para especificar las ubicaciones en las "memorias de expansión".

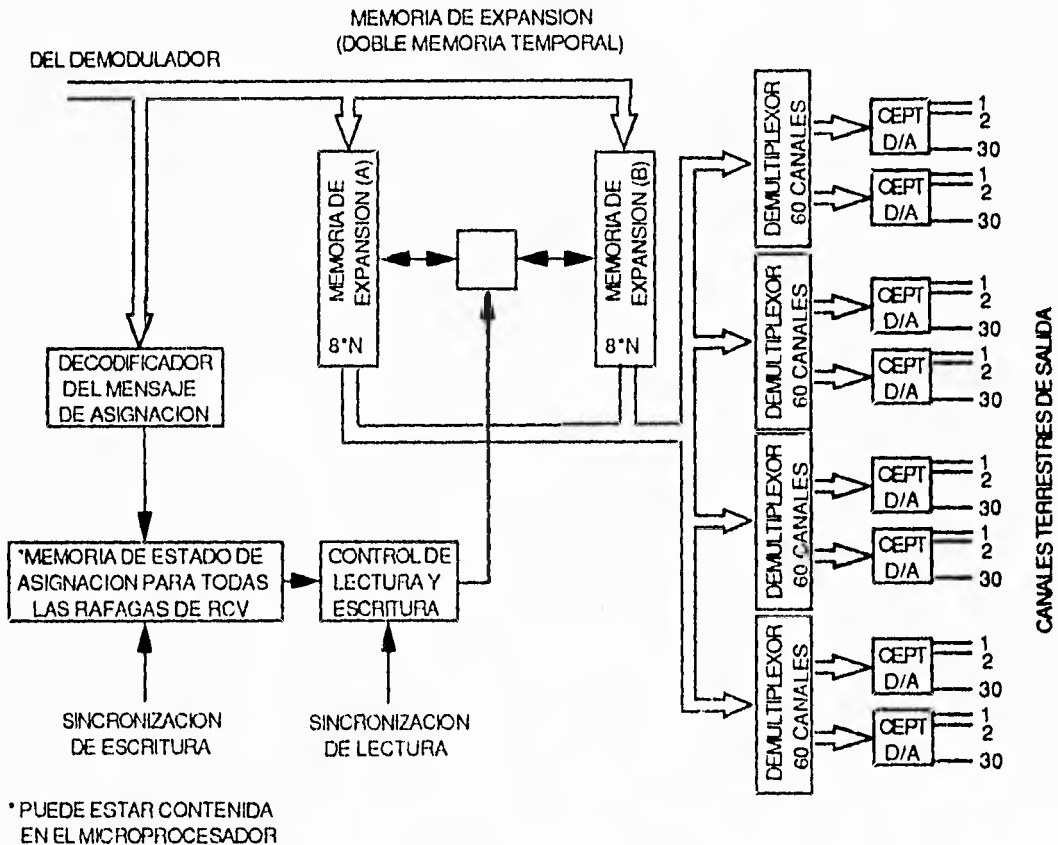


Figura III.4

Después, usando la información contenida en el mapa origen-canal de interfaz / receptor-canal de interfaz, direcciona los canales de servicio almacenados en las memorias de expansión a los puertos de salida de los propios canales de interfaz. Los canales de salida están configurados en un formato apropiado de multicanalización primaria, el cual en este caso es el CEPT32.

OPERACION DE LA INTERPOLACION DIGITAL DE VOZ**Operación usando Canales de Servicio Normales**

1. Cuando una señal que será transmitida aparece en cualquier canal de interfaz originado, un detector de voz lo reconoce como "activo" y lo asigna a un canal de servicio normal que esté disponible.
2. Un mensaje de asignación es generado y transmitido en el canal de asignación (DSI-AC) para informar al extremo receptor del Canal de Servicio al Canal de Interfaz (SC a IC). El mensaje de asignación para un canal nuevamente activo es llamado "mensaje de asignación reciente".
3. En el extremo receptor, el canal de servicio normal es conectado al canal de salida apropiado de acuerdo a la asociación SC a IC definida en el mensaje de asignación reciente a un canal de interfaz determinado del mapa IC/IC almacenado.
4. Después de que un canal de interfaz ha sido asignado a un canal de servicio normal, la conexión no es liberada mientras el canal de interfaz originado esté activo, a menos que ocurra una petición de reasignación para acomodar las disposiciones del tráfico. Cuando el canal de interfaz originado se vuelva inactivo, no será desconectado a menos que ocurra una nueva conexión o petición de reasignación para el canal de servicio al cual será conectado.
5. Durante la operación en condiciones de sobrecarga, las reasignaciones de un canal de servicio a otro (normal o sobrecargado) pueden usarse durante las reasignaciones del tráfico.
6. Cuando un canal de interfaz en el extremo receptor no es conectado a un canal de servicio, es recomendable que se transmita a la salida una secuencia de bits supuestamente al azar para simular un ruido aleatorio de -65 dBmo.

Operación usando Canales de Servicio de Sobrecarga

1. Cuando se detecta actividad en un canal de interfaz originado que no está conectado a un canal de servicio y, no hay canales de servicio normales disponibles, entonces se usa un canal de servicio de sobrecarga.
2. Una terminal distante es informada de que los canales de servicio de sobrecarga son invocados por el hecho de que el número de canales de servicio superan los 239. En el extremo receptor, el bit menos significativo de un canal de servicio normal no necesita ocultarse cuando un canal de servicio de sobrecarga es distribuido.
3. Un canal de interfaz activo que está conectado a un canal de servicio de sobrecarga es reasignado a un canal de servicio

- normal que esté disponible cuando el canal de interfaz asignado a éste último se vuelva inactivo y no haya que hacer una nueva asignación. Las reasignaciones también pueden usarse para re-arreglos del tráfico.
4. Cuando no hay canales de servicio (normales o de sobrecarga) disponibles, la conexión es retardada hasta que alguno esté disponible. Durante este tiempo se dice que los canales de interfaz están bloqueados instantáneamente.
 5. Cuando alguno de los canales está disponible y más de un canal de interfaz está bloqueado, las asignaciones de IC/SC se harán al canal de interfaz que primero se vuelva activo.
 6. Un canal de interfaz activo conectado a un canal de servicio de sobrecarga será eliminado por un mensaje de asignación, el cual lo reasigna al canal de servicio 0 (Este es un canal terrestre no existente reservado a la función de desconexión).

PROCEDIMIENTOS DE CONEXION DE LA DSI

Las técnicas del canal son establecidas mediante la distribución de un canal de servicio a un canal de interfaz activo y por la información al módulo DSI en el receptor más distante de la asociación por el uso de un mensaje de asignación. Cuando un módulo de DSI de transmisión multidestino es correspondido por más de un módulo de DSI de recepción, los canales de servicio son compartidos en un depósito común. En consecuencia, los mensajes de asignación transmitidos por una estación serán recibidos por todas las estaciones correspondientes y los canales de interfaz originados son asignados previamente a los canales de interfaz destinados. Tales asignaciones previas pueden cambiarse durante las reconfiguraciones del tráfico.

Procedimiento de Asignación Reciente

El procedimiento para asignar nuevamente un canal de interfaz activo "i" a un canal de servicio normal o de sobrecarga "j" consiste del siguiente mensaje:

(canal de servicio número j , canal de interfaz número i)

El nuevo mensaje de asignación borra tanto las conexiones existentes al canal de servicio número "j" como las conexiones al canal de interfaz en el receptor correspondiente al canal de interfaz número "i" originados en cualquier módulo DSI de destino. Una nueva asignación se hará a un canal de servicio disponible. Si el mensaje de asignación es transmitido en una trama "n" de TDM, la primera transmisión de la señal afín ocurrirá en la trama de TDM "n+1". El nuevo procedimiento de asignación tiene prioridad sobre todos los otros procedimientos de asignación.

Procedimiento de Reasignación

Este procedimiento se usa para transmitir canales de interfaz activos, de canales de sobrecarga a canales normales. El procedimiento para la reasignación de un canal de interfaz "i" conectado a un canal de servicio "k" o "j" consiste del siguiente mensaje:

(canal de servicio número j , canal de interfaz número i)

Un mensaje de reasignación borra tanto las conexiones existentes al canal de servicio número "j" como a su correspondiente canal de interfaz en el receptor para originar un canal de interfaz número "i" en cualquiera de sus correspondientes módulos de DSI de destino y no habrá pérdida de la señal de información en el proceso. Una reasignación es realizada a un canal de servicio normal cada vez que el canal de interfaz originado se vuelve inactivo y no hay una nueva asignación. Si el mensaje es transmitido en una trama "n" de TDM, la reasignación será ejecutada en la trama "n+1".

El procedimiento de reasignación también puede usarse para reasignar un canal de interfaz de cualquier canal de servicio a algún otro canal de servicio normal o de sobrecarga. El procedimiento de reasignación tiene menos prioridad que el procedimiento de asignación reciente, pero mayor prioridad que los procedimientos de desconexión y de actualización.

Procedimiento de Desconexión

Este procedimiento se usa para desconectar un canal de interfaz inactivo de un canal de servicio de sobrecarga. El procedimiento desconecta un canal de servicio número "j" en cualquiera de sus correspondientes módulos de DSI de destino mediante el siguiente mensaje:

(canal de servicio número j , canal de interfaz número 0)

Si el mensaje de desconexión es transmitido en una trama "n" de TDM la desconexión será efectiva a partir de la trama de TDM "n+1". El procedimiento de desconexión tiene menos prioridad que el de asignación reciente o que el procedimiento de reasignación, pero mayor prioridad que el procedimiento de actualización. Para el re-arreglo del tráfico, el procedimiento de desconexión puede usarse para desconectar los canales de servicio normales que serán eliminados.

Procedimiento de Actualización

El Procedimiento de Actualización repite cíclicamente las

conexiones de todos los canales del satélite en el depósito de DSI. Se usa sólo cuando no se requiere de ninguna de las otras funciones de asignación. Consiste del siguiente mensaje:

(canal de servicio número j , canal de interfaz número i) ó
(canal de servicio número j , canal de interfaz número 0)

El mensaje de actualización borra todas las conexiones existentes al canal de servicio número "j" y al canal de interfaz en el receptor correspondiente para originar el canal de interfaz "i" y conecta al canal de servicio "j" al canal de interfaz del receptor correspondiente con el fin de originar un canal de interfaz número "i" en cualquiera de sus correspondientes módulos DSI de destino. Es transmitido cíclicamente siguiendo la secuencia de numeración de los canales de servicio para canales normales y canales de sobrecarga del satélite. Cuando un mensaje se transmite en la trama "n" de TDM, ocurre una actualización de la conexión en la trama de TDM "n+1". Este procedimiento tiene la más baja prioridad.

SISTEMA DE COMUNICACIONES CODIFICADAS POR PREDICCIÓN DE VOZ (SPEC)

SPEC es una forma de la Interpolación Digital de Voz que difiere significativamente de la técnica TASI-digital. Uno de sus principales méritos es la anulación total del problema del recorte por competición experimentado por la técnica TASI. Su Palabra Muestra de Asignación (SAW), la cual es actualizada en cada trama evita que permanezcan registradas las conexiones de los canales de interfaz a los canales de servicio. Por ello, son innecesarios tanto la memoria independiente para la asignación de canales como la implementación de un canal para los mensajes de asignación. Su método de procesamiento adaptivo resulta en sólo un leve incremento en el ruido de cuantización cuando es comparado con la sobrecarga. Las relaciones de Multiplicación del Canal (CM) realizadas son competitivas con las del TASI-digital para telefonía PCM.

ASPECTOS CARACTERISTICOS DE LA TECNICA SPEC

Distorsión en el Predictor

La técnica SPEC requiere que la señal pase por un detector de voz antes de que las muestras sean admitidas en el predictor. Las señales pasadas por el detector de voz exhiben una actividad similar a las experimentadas por la técnica TASI. El algoritmo de predicción reduce ésta actividad mediante la eliminación de las muestras de PCM pronosticables en la forma de onda instantánea de la voz y en las cortas pausas entre sílabas no percibidas por el detector de voz. Bajo condiciones de carga promedio el predictor de

SPEC remueve aproximadamente el 6% de las muestras de PCM que ocurren durante los fragmentos de voz, pero esto resulta en un incremento en la distorsión por cuantización. La relación Señal a Distorsión (S/D) decrece sólo 0.5 dB comparado con el PCM convencional de 8 bits por muestra. La relación CM ejecutable es mostrada en la figura III.5 como una función del número de canales de entrada. En comparación, esta figura también muestra el desempeño de la técnica TASI sin canales de sobrecarga.

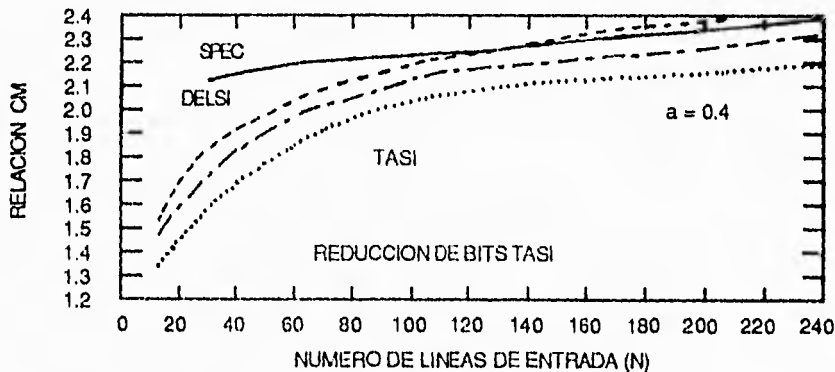


Figura III.5

Recorte por Competición

La técnica SPEC no causa recortes tales como los encontrados en TASI. Las muestras de PCM tendrían que ser bloqueados por una sucesión de 80 tramas de SPEC, las cuales ocurrirían a una razón de 8000 Hz para producir un recorte de 10 μ s. La probabilidad de ocurrencia de tal acontecimiento es pequeñísima.

Recorte del Detector de Voz

SPEC incorpora un detector de voz y como en el caso del TASI-digital, la inclusión de características de umbral adaptivas en el diseño resultan en un despreciable recorte inducido por el detector de voz. La técnica SPEC transmite conjuntos de muestras de PCM impredecibles en un sistema TDM de 125 μ s de duración. Las muestras son direccionadas a sus destinos por una Palabra Muestra de Asignación (SAW), la cual acompaña a cada trama.

Recorte por Conexión

Hay un bit en la Palabra Muestra de Asignación para cada canal

de entrada. Este bit informa al receptor si el sistema contiene o no una muestra para el canal designado por la posición del bit en la palabra SAW. El sistema SPEC SAW permite una conectividad completamente flexible para todos los canales de entrada. De aquí que no puedan ocurrir los recortes a causa de la espera por la asignación de un canal.

Implementación del sistema SPEC

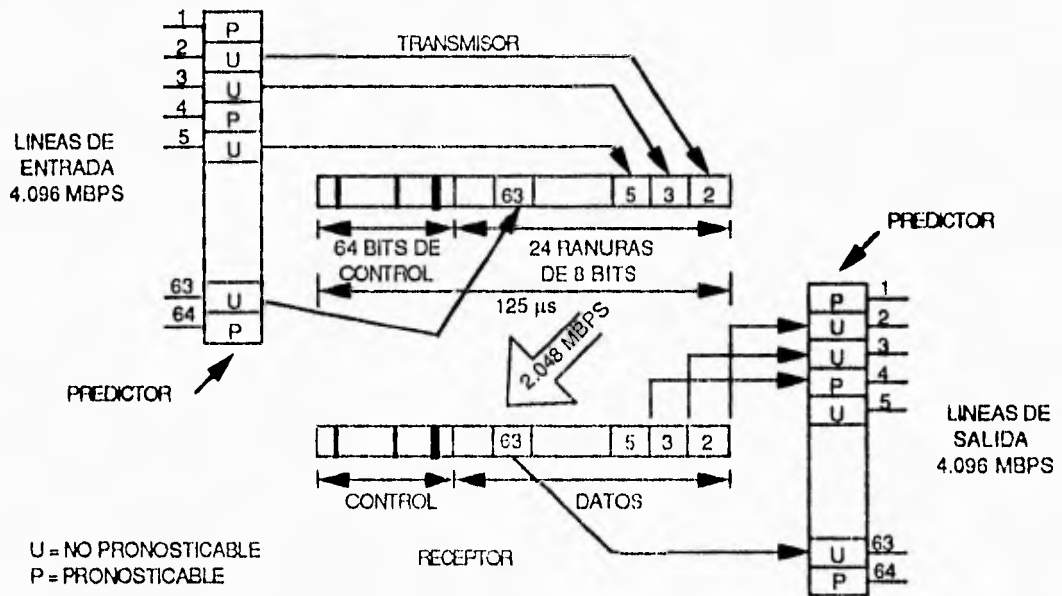


Figura III.6

En el sistema SPEC mostrado en la figura III.6, la información de voz contenida en N canales telefónicos PCM de entrada de 8 bits por muestra, es transmitida en el espacio de $(N/3)+C$ de los canales de 8 bits por muestra; $N/3$ es el número de canales de 8 bits necesarios para la palabra SAW y C es el número de canales de muestras de PCM usados para la transmisión y es típicamente igual o ligeramente mayor que $N/3$. SPEC procesa todas las troncales de entrada y transmite una trama una vez por período a la velocidad de Nyquist de PCM, el cual es el intervalo de muestreo de 125 μs que se usa en un típico teléfono digital comercial. Varias tramas de SPEC pueden ser concatenadas para su transmisión sobre sistemas TDMA teniendo períodos de tramas más grandes.

Predicción de Muestras PCM

La operación de la técnica SPEC se describe a continuación en términos de una implementación experimental para acomodar 4 canales telefónicos de entrada (correspondientes a una velocidad de 4.096 Mbps) en el espacio de transmisión normalmente asignado a 32 canales de PCM (correspondientes a una velocidad de 2.048 Mbps). Si nos referimos a la figura III.6, las muestras de PCM derivadas durante cada período de muestreo de los 64 canales de entrada son comparados con las muestras previamente enviadas al receptor y almacenadas en la memoria del transmisor. Cualquiera de ellas que difiera por una cantidad igual o menor que el número dado de pasos de cuantización llamado "la apertura" son descartados y no son enviados al receptor. Ellos son referidos como "muestras pronosticables" (P). Las muestras restantes "no pronosticables" (U) son transmitidas al receptor y reemplazan los valores ya almacenados en las memorias tanto del transmisor como del receptor. La apertura es ajustada automáticamente como una función de la actividad observada de los 64 canales de entrada en cada trama de modo que el número de muestras transmitidas sea menor a 24.

Palabra Muestra de Asignación (SAW)

El sistema de transmisión SPEC está compuesto de una palabra SAW inicial seguida por un número de ranuras de 8 bits que transmiten las muestras individuales de PCM estimadas como no pronosticables por el algoritmo de predicción del transmisor. La SAW contiene 1 bit para cada uno de los canales telefónicos de entrada. De este modo para el sistema de 64 canales terrestres, contiene 64 bits. El bit correspondiente a un cierto canal es un 1 si la trama contiene toda la información necesaria para distribuir las muestras entre los 64 canales de salida del receptor.

En el receptor las muestras no pronosticables recibidas en el sistema SPEC reemplaza las muestras previamente almacenadas en la memoria del receptor de 64 canales tal como fueron dirigidos por la SAW. Las muestras en la memoria son demulticanalizadas en los canales de salida a una razón de unos 8000 Hz en la forma del sistema PCM/TDM convencional. Así, la trama más reciente contiene nuevas muestras en los canales que han sido actualizados por la trama SPEC recibida más recientemente, así como las repeticiones de las muestras que no han sido actualizadas.

IMPLEMENTACION SPEC/TDMA

Terminal transmisora

La figura III.7 muestra un diagrama de bloques de una terminal SPEC configurada para 240 canales terrestres de entrada manejados en módulos de 60 canales cada uno.

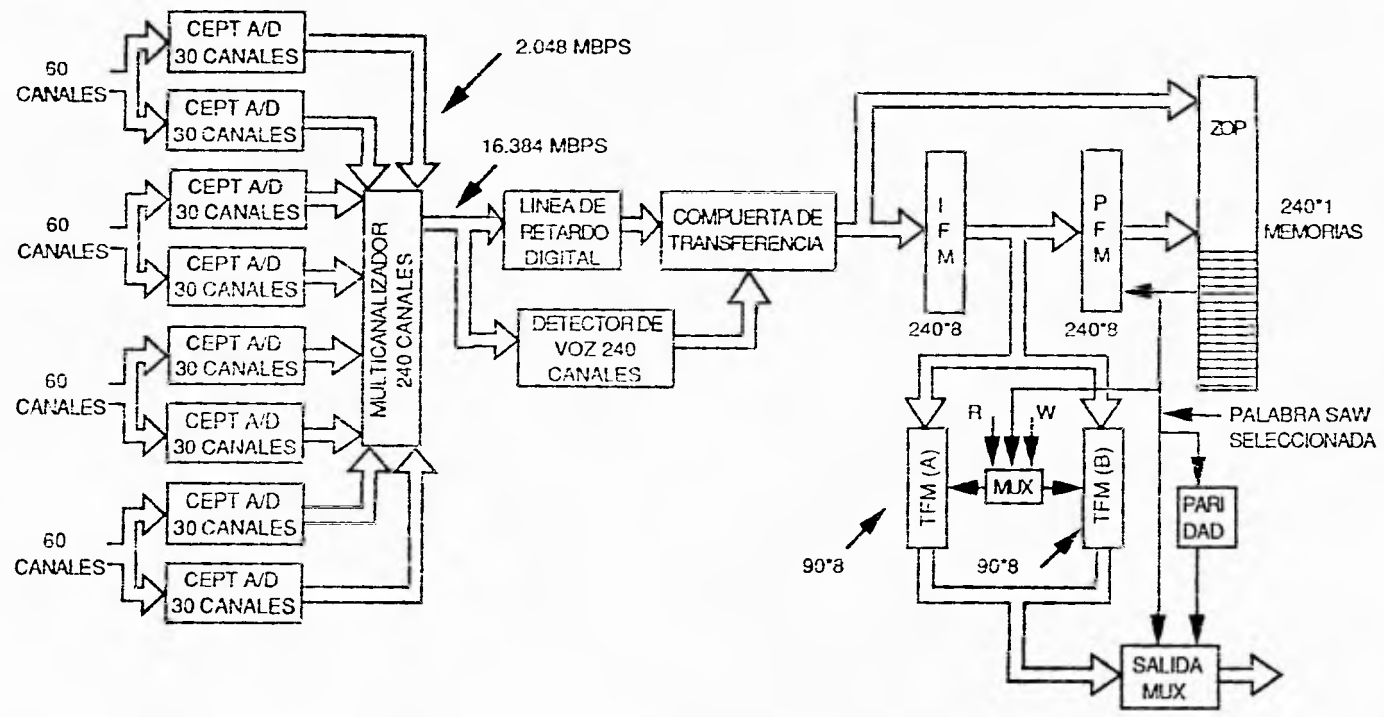


Figura III.7

Cada grupo de 60 canales es procesado a través de un par de convertidores analógicos/digitales CEPT32 para convertirlos a la trama digital PCM de multicanalización primaria a una velocidad de 2.048 Mbps. Las salidas de todas las unidades CEPT son multicanalizadas en un solo multiplexor a una velocidad de 16.384 Mbps. El flujo de bits es entonces suministrado a dos dispositivos: a una línea de retardo digital de 5 ms y a un detector de voz de 240 canales. El detector de voz detecta la presencia de fragmentos de voz en cada uno de los 240 canales terrestres de entrada y cada vez que esté presente un fragmento permite que las muestras de PCM pasen a la Memoria Intermedia del Sistema (IFM) (la cual es capaz de almacenar 240 muestras de PCM de 8 bits) y al Predictor de Orden Cero (ZOP). Dependiendo de las decisiones tomadas por el predictor, las muestras almacenadas en la memoria IFM serán transferidas a la Memoria de Predicción del Sistema (PFM). Específicamente, el predictor ZOP calcula la diferencia entre los valores almacenados en la memoria de predicción y la selección de valores más reciente que han sido suministrados a la Memoria Intermedia (IFM). Para esos valores de PCM en los cuales la diferencia es mayor que la apertura, los valores en la IFM son transmitidos a la PFM para reemplazar los viejos valores y son almacenados en la Memoria del Sistema del Transmisor (TFM) para su posterior envío a sus destinos. Dentro del predictor hay un número de unidades de almacenamiento de 240 bits de longitud en los cuales las palabras SAW son almacenadas para diversos valores de apertura. La palabra SAW usada en un determinado sistema para controlar la transferencia de valores del IFM al PFM y al TFM es el correspondiente a una apertura tal que, el número de muestras transmitidas sea apenas menor al número de ranuras de muestreo disponibles en la TFM. Para un sistema de 240 canales, el número de ranuras de muestreo disponibles en la TFM es de 90. Con una actividad baja en los canales de entrada, se encontrará que todas las muestras transmitidas son el resultado de aplicar un pequeño valor de apertura, el cual produce un bajo ruido de cuantización.

Si por otro lado, la actividad en los canales de entrada es alta, la apertura necesaria para reducir la población a un número menor a 90 será mayor y el ruido de cuantización será correspondientemente mayor. De este modo la implementación del sistema SPEC permite que la apertura ocurrida de cada sistema SPEC pueda variar sobre un amplio rango para acomodar fluctuaciones ilimitadas en la actividad.

Todos los valores que son actualizados en la memoria de predicción cada vez que el predictor ZOP ejecuta su función son llamados valores no pronosticables y son transferidos a la Memoria del Sistema Transmisor (TFM), donde esperan su transmisión en la próxima trama. La memoria TFM es una configuración de doble memoria temporal que consiste de dos secciones de 90×8 , cada una de las cuales es capaz de almacenar una memoria TFM completa. Cuando una

memoria temporal está siendo llenada, la otra memoria está vaciándose, para así permitir un flujo continuo de la señal de información al enlace de salida. Un multicanalizador de salida combina las muestras de la memoria de transmisión TFM con las palabras SAW apropiadas para constituir el sistema de transmisión. La duración de la trama en la cual el transmisor de SPEC opera es de 125 μ s y es sincronizado a la trama de muestreo de Nyquist usada en los convertidores A/D de PCM a la entrada.

En una aplicación de TDMA, pueden usarse los períodos de la trama de varios milisegundos. Para la implementación del sistema SPEC será usada con un sistema de TDMA de 2 ms, las tramas de SPEC de 125 μ s deben de acumularse en la memoria de compresión de fragmentos del TDMA. Esta memoria de compresión consistiría de una configuración de dos memorias temporales, la cual almacena 16 tramas de SPEC y las saca a la velocidad del fragmento del equipo de la terminal TDMA.

Terminal Receptora

Una terminal receptora del sistema SPEC debe seleccionar de cada trama de SPEC recibida sólo aquellas muestras destinadas a sus canales de interfaz de salida mediante la inspección de cada palabra SAW de las fuentes y seleccionar y almacenar sólo las muestras correspondientes contenidas en la parte de la muestra de PCM de cada trama de DSI SPEC. Una posible implementación es la que se muestra en la figura III.8.

Cada trama de SPEC obtenida del demodulador de TDMA es proporcionada a un demulticanalizador que separa las partes de las muestras de la palabra SAW y las de PCM. La palabra SAW se proporciona a una unidad de prueba de paridad y a una unidad de selección de subconjuntos de SAW. Si la prueba de paridad es exitosa, ese subconjunto de bits SAW (designados como SAW) identificando las muestras destinadas a la terminal de interés particular es entregado a la memoria SAW.

El sector de subconjuntos SAW admite entonces en la memoria del transmisor (TFM) sólo el subconjunto apropiado de muestras de PCM. Para cualquier trama de SPEC en la cual falla la prueba de paridad SAW, ninguna de las muestras recibidas son almacenadas en la memoria TFM y todas las muestras para esa trama de SPEC son tratadas como pronosticables. Las muestras SAW y las correspondientes de TFM pasadas por la memoria de predicción PFM, la cual reconstituye el formato PCM/TDM convencional con todas las muestras pronosticables son completadas apropiadamente. El flujo de PCM/TDM convencional es entonces suministrado a las secciones Digitales/Analógicas de las unidades de PCM CEPT32 y por lo tanto a la troncal de salida.

COMPARACION DE LAS IMPLEMENTACIONES TASI Y SPEC

Los esquemas de implementación de las técnicas TASI y SPEC tienen ciertas características comunes. En particular, cada implementación requiere el mismo tipo de interfaces de conversión A/D y D/A. También cada uno requiere de detectores de voz y líneas de retardo digitales para implementar esos detectores apropiadamente. No hay diferencias esenciales en los requisitos de desempeño de los detectores de voz en ambos sistemas. Hay diferencias en la manera en la cual las muestras son enviadas al medio de transmisión. En el TASI digital, los canales de entrada son conectados y desconectados de los canales de servicio y éstos son conectados y desconectados de los canales de interfaz de destino en base a la demanda de un fragmento de voz. Las muestras de PCM en canales activos son transmitidos en una forma de TDM y se usa un canal de mensajes de asignación individual para comunicar las conexiones y desconexiones apropiadas a varios destinos.

En comparación, en SPEC las muestras de PCM individuales ocurriendo a la velocidad de Nyquist en cada canal de entrada son comparadas en un predictor ZOP y aquellos definidos como no pronosticables son enviados a sus destinos apropiados en base a la demanda de muestra por muestra. Las muestras no pronosticables son transmitidas en la forma TDM. De manera distinta al sistema TASI, el sistema SPEC no usa un canal independiente para la asignación de mensajes para conectar y desconectar la información sino que en su lugar incorpora una selección de bits llamados SAW, el cual es incluido como parte de cada sistema SPEC para dirigir muestras individuales a los canales de salida hacia su destino. El hardware del TASI también requiere de una memoria para retener los mapas dando todas las conexiones necesarias para guiar los fragmentos de voz a sus propios canales de interfaz en sus destinos. El almacenamiento de esos mapas no es requerido en el sistema SPEC ya que toda la información necesaria para distribuir las muestras de PCM para cada trama es transmitida en la palabra SAW.

Las técnicas SPEC y TASI también difieren con respecto a la operación durante los valores máximos de actividad. En SPEC, debido a sus características de operación, el predictor trabaja más intensamente, removiendo una fracción mayor de las muestras de voz de entrada mediante el incremento de su valor de apertura. Aunque esta acción no incrementa el ruido de la cuantización, éste incremento no es subjetivamente significativo bajo condiciones que conceden relaciones de multiplicación del canal de 2:1. En TASI, se toman al menos precauciones especiales, los valores máximos de actividad producirán recortes perceptibles (menores a los 50 ms) con una frecuencia que puede ser inaceptable cuando opera con una relación de multiplicación de canales CM de 2:1. Esta deficiencia de la técnica TASI es superada mediante la adopción de una estrategia de reducción de bits, la cual ha mostrado ser muy

efectiva. Sin embargo, la introducción de la estrategia de reducción de bits complica el protocolo de asignación del canal para el fragmento de voz y aumenta el costo de la implementación. En el capítulo II se explican algunas técnicas de reducción de bits. Las características más sobresalientes de las técnicas SPEC y TDMA son comparadas en la siguiente tabla:

CARACTERISTICAS	SPEC	TASI
Ganancia de DSI para 240 canales de entrada*	2.2	2.2
Ganancia de DSI para 60 canales de entrada*	2.1	2.0
Susceptibilidad al recorte de un fragmento de habla sin precauciones especiales	NO	SI
Requiere cambios en el protocolo de asignación de canales durante la sobrecarga	NO	SI
Uso de un minip procesador para el mapa de conectividad del control de asignación de canales	NO	SI
Susceptibilidad para conectar mensajes de canales de sobrecarga	NO	SI
Complejidad relativa del hardware	MENOR	MAYOR

* Basado en la actividad de un fragmento de voz del 40 %

Tabla III.b

TENDENCIAS FUTURAS EN LA DSI

Al igual que las tecnologías digitales penetran en las redes de comunicación del mundo, tanto terrestres como vía satélite, la capacidad de competencia demandará la aplicación de métodos más eficientes y de menor costo en la transmisión de voz. La DSI es muy eficiente y de un costo muy bajo. La próxima generación de equipos de la DSI ya está tomando forma, un ejemplo es el reciente desarrollo de la Modulación por Pulsos Codificados Diferencial Adaptiva (ADPCM) que exhibe un servicio telefónico de la calidad de una troncal a una velocidad de 32 Kbps; la CCITT ha preparado la regulación G.721 detallando un algoritmo de ADPCM para que sea usado para llevar al cabo la compatibilidad del equipo en todo el mundo. La integración de ese algoritmo de 32 Kbps con la DSI proporcionará relaciones de multiplicación de canales de 4:1 a 5:1 comparado al canal de PCM convencional de 64 Kbps. La terminología de Codificación a Baja Velocidad con la DSI (LRE/DSI) ha sido usada para identificar tal equipo. La integración de la DSI y la ADPCM

plantea un problema nuevo, el cual es contenido en la naturaleza de la codificación diferencial del ADPCM. En cualquier instante, el valor presente a la salida de un decodificador de ADPCM depende de la muestra actual así como también de aquellas muestras que le precedieron. Por consiguiente, una señal ya codificada en ADPCM no puede dejarse pasar arbitrariamente en el tiempo sin interrumpir el historial de la muestra e introducir distorsión. Esto incrementa significativamente el impacto de la degradación de cualquier recorte y el efecto chopping resultante de la implementación de la DSI y las precauciones para evitar tales efectos deben emplearse en el diseño de la LRE/DSI usando la modulación ADPCM.

También, un concepto llamado "multicíclico" para la operación de la DSI está siendo estudiado. Este concepto evita el problema de caminos indirectos ineficientes para el tráfico en enlaces de retorno terrestres que ocurren si el equipo de la DSI está localizado remotamente desde una terminal en tierra a una red de satélites multidespacho. El problema tiene su origen en el hecho de que cada estación en una red de satélite multidespacho asigna canales a un solo depósito que va a todos los destinos. Visto desde el extremo receptor, una unidad de DSI debe recibir todos los depósitos multidespacho de tráfico semejantes y recoger sólo el tráfico que lo usa. Cuando la DSI está localizada remotamente desde la estación terrestre, tal operación requiere de un camino indirecto ineficiente para el tráfico de todas las estaciones originadas sobre los enlaces terrestres. El método multicíclico está diseñado para evitar esta ineficiencia mediante la división del depósito de canales en cada DSI originada en los subconjuntos dirigidos a un destino. Por estos medios sólo esos subconjuntos destinados a un DSI necesitan ser puestos en un camino indirecto.

CAPITULO IV

TECNICAS DE ACCESO MULTIPLE

I N T R O D U C C I O N

En este capítulo se exponen las técnicas que permiten que varias estaciones de una red de comunicación intercambien información mediante un nodo, el cual está representado por el satélite. Los conceptos de Multicanalización y Acceso Múltiple son muy importantes para el uso eficiente y efectivo de los satélites. El principio básico del Acceso Múltiple es que las estaciones terrenas transmitan a un satélite sin interferencia entre ellas. Dentro de una red de comunicaciones espaciales, un sistema mediante el cual un gran número de estaciones terrenas pueden acceder a un satélite común, utilizando los recursos de potencia y ancho de banda del mismo y establecer enlaces independientes de comunicación a un mismo tiempo, se conoce como Sistema de Acceso Múltiple. Las técnicas de acceso más utilizadas, son las siguientes:

FDMA: Frequency Division Multiple Access (Acceso Múltiple por División de Frecuencia), en el cual cada una de las estaciones tiene una frecuencia portadora asignada para su uso exclusivo.

TDMA: Time Division Multiple Access (Acceso Múltiple por División de Tiempo), en donde las estaciones emplean una portadora con la misma frecuencia mediante la distribución del tiempo.

CDMA: Code Division Multiple Access (Acceso Múltiple por División de Código), en ésta técnica las estaciones usan la misma frecuencia de portadora al mismo tiempo pero con códigos distintos.

Las portadoras de RF pueden mantenerse separadas en frecuencia o tiempo, de aquí el uso de los términos FDMA y TDMA por ejemplo. El Acceso Múltiple a un canal repetidor en particular (transpondedor) implica un acceso múltiple previo al repetidor del satélite. El acceso a éste se realiza como una función de la frecuencia (o polarización) de la portadora. Para cada combinación de portadoras, existe por lo tanto, un acceso FDMA obligatorio al repetidor (esto incluye la discriminación de polarización como un equivalente de la discriminación de frecuencia) junto con el acceso FDMA, TDMA o CDMA a cada canal.

Los términos "Multicanalización" y "Acceso Múltiple" se refieren a compartir un recurso de comunicaciones fijo. Existe una diferencia entre ellos. Con la multicanalización, los planes o requerimientos de los usuarios para compartir un canal son fijos, o a lo sumo lentamente cambiantes. La distribución de un canal es asignado a priori y el compartirlo usualmente es un proceso que tiene lugar dentro de los confines de un sitio local. El acceso múltiple, sin embargo involucra el compartir un recurso remoto, tal como un satélite. En este capítulo se presentan las técnicas de Acceso Múltiple con los que se cuenta a fin de poder considerarlas como un tipo de optimización del ancho de banda asignado.

ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE FRECUENCIA (FDMA)

El sistema FDMA fue de los primeros empleados en las comunicaciones vía satélite, ya que las técnicas y equipos se encontraron ampliamente probados en los sistemas de microondas terrestres. Es el tipo de acceso más sencillo en donde cada portadora se transmite a diferentes frecuencias, es decir, que a cada señal se le asigna un canal de frecuencias separado y no traslapado.

El término FDMA/FM/FDM establece que, el Acceso Múltiple por División de Frecuencia (FDMA) es usado, que cada portadora es Modulada en Frecuencia (FM), y que las señales banda base son Multicanalizadas por División de Frecuencia (FDM). Dentro del proceso de selección de un sistema de acceso múltiple para ser usado en una red, existen ciertas consideraciones que deben tomarse en cuenta. Cuando un número de estaciones terrenas están ubicadas dentro del área de cubrimiento de un satélite, sus características operativas no son necesariamente iguales, y sus requerimientos de números de canales pueden ser diferentes. Sin embargo, se debe de diseñar un sistema que permita la utilización óptima de la potencia y ancho de banda del transpondedor del satélite, permitiendo el establecimiento de los circuitos necesarios entre cada par de estaciones (considerando las técnicas de modulación, multicanalización y acceso múltiple). Desde el punto de vista de utilización de un circuito, el acceso múltiple se clasifica en los sistemas siguientes:

ACCESO MULTIPLE EN MODO PREASIGNADO, en el cual los circuitos requeridos por dos estaciones terrenas se asignan permanentemente para su uso exclusivo.

ACCESO MULTIPLE DE ASIGNACION POR DEMANDA, en donde los circuitos se asignan a un par de estaciones, en el momento en que éstas lo soliciten, de entre un grupo de circuitos comunes disponibles.

Dentro del sistema FDMA se tienen las siguiente técnicas:

FDMA	}	MCPC (MultiChannel Per Carrier)	-Preasignado
		SCPC (Single Channel Per Carrier)	} -Preasignado -Dama

Canales Múltiples por Portadora (MCPC)

Esta técnica se deriva de sistemas de Multicanalización por División de Frecuencia, el MCPC puede manejar tanto transmisiones

analógicas como digitales. El MCPC envía toda la información al transpondedor utilizando solamente una portadora, la que envuelve completamente a la banda base y en esa forma es enviada al satélite.

Transmisión MCPC Analógica

Los canales de banda de voz son modulados en banda lateral única con portadora suprimida (SSB/SC), Multicanalizados por División de Frecuencia (FDM), para formar una señal de banda base con portadora Modulada en Frecuencia (FM). Esta transmisión es ilustrada en la figura IV.1.

En cada estación, la banda base de FDM es un conjunto de frecuencias moduladas en portadoras preasignadas y transmiten a través del satélite en una porción preasignada del ancho de banda del transpondedor, las estaciones receptoras demodulan cada portadora recibida. Esto es llamado FDM/FM/FDMA.

FDM/FM/FDMA

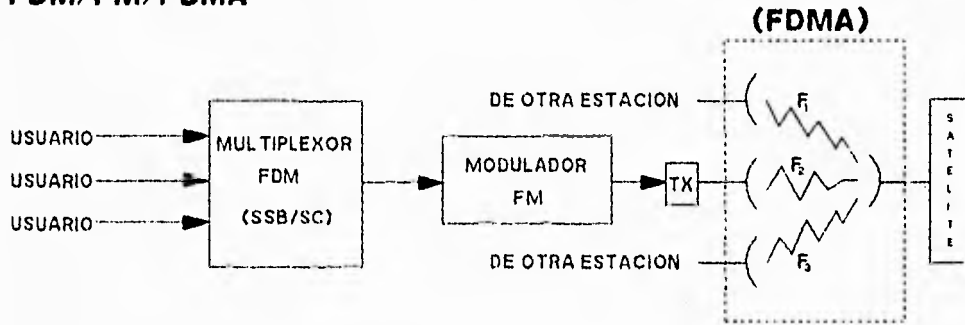


Figura IV.1

Este método proporciona excelentes servicios de calidad de voz, pero tiene la desventaja de ser inflexible en adaptaciones de la demanda de tráfico, así como, debido al alto requerimiento de Hardware por canal y al emplear portadoras múltiples está sujeto al efecto de la no linealidad del transpondedor.

Transmisión MCPC Digital

Las señales de banda base moduladas por Pulsos Codificados (PCM) son Multicanalizadas en el Tiempo (TDM) y usadas para realizar una Modulación por Corrimiento de Fase (PSK) a una portadora de radiofrecuencia. Todas las portadoras transmitidas por las diferentes estaciones terrenas tienen diferentes frecuencias. Esto es llamado TDM/PSK/FDMA, y es mostrado en la figura IV.2.

Los requerimientos de operación son similares a los que se usan en la transmisión FDM/FM analógica.

El uso de una Multicanalización digital por División de Tiempo en banda base, permite usar el potencial de palabra digital, al suministrar un incremento significativo de la capacidad en los canales de voz, por la ventaja atractiva del silencio en los intervalos de palabra multicanal telefónica usando técnicas de interpolación de voz.

TDM/PSK/FDMA

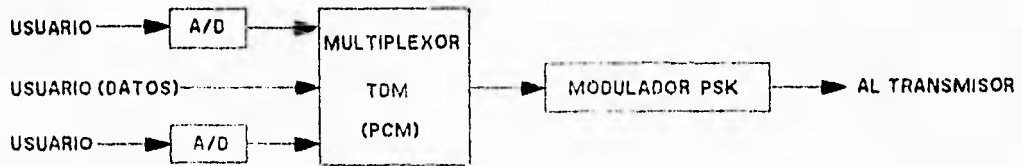


Figura IV.2

La codificación en banda base digital de canales individuales pueden usar una de las técnicas diversas. Aunque la técnica predominante en uso es PCM, para el cual existen estándares internacionales.

Canal Único por Portadora (SCPC)

Un caso particular del Acceso Múltiple por División de Frecuencia es el sistema SCPC, en el cual cada una de las señales banda base modula independientemente una portadora de Radiofrecuencia separada, esto es SCPC/FDMA, la cual se ilustra en la figura IV.3.

SCPC/FDMA

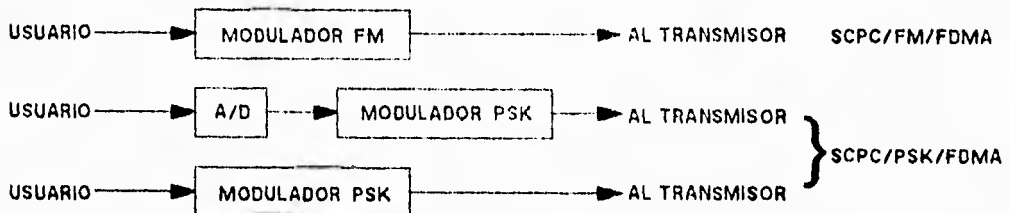


Figura IV.3

El SCPC permite aprovechar plenamente las posibilidades de Acceso Múltiple, puesto que cada canal accesa individualmente al satélite ocupando un cierto ancho de banda. Este sistema tiene su mejor aplicación en los casos de tráfico reducido, es decir, pocos canales por estación terrena.

Cada uno de los canales telefónicos modula una portadora en Frecuencia Intermedia (FI), en una frecuencia propia situada dentro de la banda de 52 a 88 MHz, ocupando un ancho de banda de unas decenas de KHz. Después de agruparse, las diferentes portadoras en FI se transponen en Radiofrecuencia, se amplifican y se transmiten al satélite. El SCPC puede utilizar ambas transmisiones, analógica (SCPC/FM/FDMA) y digital (SCPC/PSK/FDMA).

Para el uso más eficiente del ancho de banda que se utiliza dentro de un transpondedor, es necesario ubicar adecuadamente las señales que se enviarán, para que el mismo transpondedor pueda ser utilizado a su mayor capacidad.

Una vez asignadas las frecuencias a las cuales subirán cada uno de los mensajes, éstos son enviados en "paquetes" al satélite, el cual los retransmite agrupados en la misma forma para ser captados en las estaciones terrenas, sin que se interfieran, como se muestra en la figura IV.4:

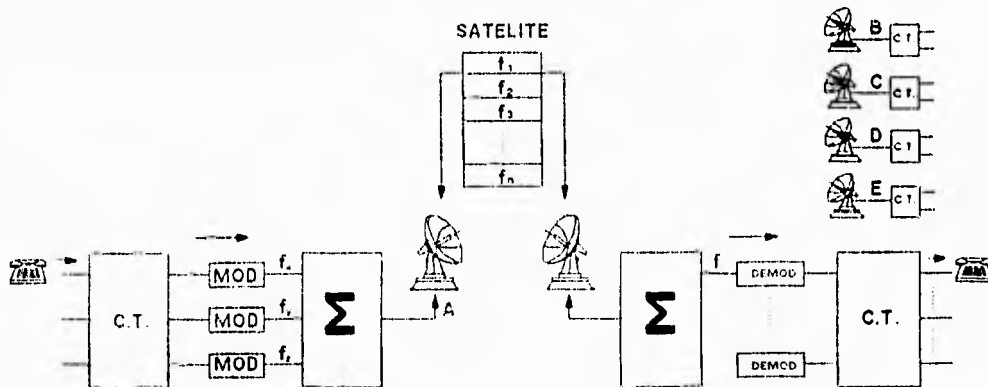


Figura IV.4

Para enviar una señal de voz en forma digital, se requiere del uso de un digitalizador de voz. Una vez digitalizada, se tiene un mensaje similar al de un grupo de datos, por lo que al enviar una señal digitalizada, utilizando SCPC al satélite, es necesaria una modulación de radiofrecuencia PSK.

El sistema /SCPC/PSK/FDMA funciona de tal manera que si un conjunto de usuarios que desean transmitir mensajes mediante un satélite, a cada mensaje se le asigna un ancho de banda determinado y éste será para uso exclusivo del mismo y posteriormente será transportado a la frecuencia de trabajo por medio de una portadora

que también será única para cada canal, modulándose dependiendo del tipo de señal que se tenga, PSK ó FM para señales digitalizadas ó analógicas respectivamente.

SCPC (DAMA) Acceso Múltiple de Asignación por Demanda

La técnica SCPC tiene una gran aplicación cuando se desea interconectar estaciones terrenas de muy baja capacidad ó demanda de tráfico. Consiste en que a cada canal de telefonía se le asigna una frecuencia de portadora de RF, misma que es modulada por la señal de voz de FM ó PSK. Dado que las llamadas son aleatorias, el espectro del transpondedor se aprovecha eficientemente si las frecuencias portadoras de RF se asignan temporalmente a las estaciones terrenas, es decir, únicamente mientras tengan información que enviar. Cuando una estación "A" termina de transmitir su información, la frecuencia de portadora que se le había asignado pasa a un "banco de frecuencias" controlado por una computadora central. Si otra estación "B" desea entonces establecer un enlace, la computadora central le asignará una de las frecuencias disponibles en el "banco" y quizás se le otorgue la misma frecuencia que antes había utilizado la estación "A". Como el sistema funciona en base a éste banco de frecuencias y al criterio de "servicio a quien pida primero", la técnica recibe el nombre de **DAMA** (Demand Assignment Multiple Access).

Sistema SPADE

El sistema SPADE (Single Channel per Carrier PCM Multiple Access Demand Assigned Equipment), es un ejemplo del sistema FDMA de asignación por demanda, donde por ejemplo, el ancho de banda de 36 Mhz de un transpondedor del satélite Solidaridad I en banda C puede ser accesado por 800 portadoras discretas (400 circuitos) estableciéndose una combinación de frecuencias comunes disponibles para la demanda de cualquier estación en la red.

Cada canal de voz modula una portadora particular en la banda asignada. Las palabras son transmitidas digitalmente usando la modulación por Pulsos Codificados (PCM), la transmisión se realiza a 64 Kbps, con QPSK (PSK de cuatro fases). La portadora de canal es activada por la voz, es decir, sólo cuando la voz es detectada, por lo cual el usuario sólo utiliza el 40% del tiempo, sólo el 40% del total de portadoras son activadas.

El establecimiento de una llamada, lo que implica la asignación de un canal de los que se encuentran libres en ese momento, se realiza mediante un canal separado de señalización, llamado **Canal de Señalización Común (CSC)**. La señalización se lleva a cabo digitalmente usando Acceso Múltiple por División de Tiempo.

Una estación que desea iniciar una llamada a otra estación, selecciona una frecuencia aleatoriamente de entre las que están disponibles, transmite esta frecuencia y la dirección de la

estación con la cual desea establecer comunicación, en el espacio de tiempo dispuesto para ella. El satélite retransmite en forma continua todas las estructuras de señalización a todas las estaciones asociadas al transpondedor. También, todas las estaciones reciben el canal de señalización común. Las solicitudes de llamadas y las terminaciones de éstas se usan para actualizar continuamente las tablas de distribución de frecuencia existentes en cada estación. Si otra estación ha seleccionado la misma frecuencia con anterioridad, según se ha notado por la aparición de dicha frecuencia en la retransmisión de un espacio, previa a la aparición en el espacio de la estación en cuestión, tanto la estación que llama, como la llamada, registrarán una señal de ocupado. La estación que llama puede entonces elegir una segunda frecuencia y tratar de nuevo.

Si la frecuencia que ha seleccionado la estación que llama, no ha sido elegida por ninguna otra estación previamente a su transmisión por el canal de señalización, la estación llamada, al notar su dirección, transmite un mensaje de reconocimiento a la estación que llamó, en el espacio de tiempo asignada a ella. A continuación se establece una conexión a la frecuencia del canal especificado. La estación que llamó inicia la comunicación por el canal mencionado en el momento en que reciba el mensaje de reconocimiento.

ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE TIEMPO (TDMA)

Mediante este sistema las estaciones terrenas transmiten sus informaciones de manera discontinua, bajo la forma de paquetes de datos de corta duración con alta repetición. Cada estación emite sus paquetes en ciertos instantes, de manera que llegan al satélite sin traslaparse con los paquetes emitidos por otras estaciones. Por ésta razón el sistema TDMA es complejo, y requiere una coordinación entre las estaciones terrenas. El empleo de paquetes de datos implica que este sistema está vinculado a la digitalización de señales. En la figura IV.5 se indica el principio de funcionamiento.

TDMA Banda Ancha

El concepto básico del TDMA consiste en que varias estaciones en el enlace usan una portadora de frecuencia única cuyo ancho de banda puede ocupar toda la capacidad de un transpondedor, como es el caso del sistema de TDMA que proporciona TELECOMUNICACIONES DE MEXICO en el transpondedor 4W del satélite Solidaridad I. Esto permite operar el transpondedor del satélite a su máxima potencia, es decir en saturación. Se tiene la ventaja de que las estaciones terrenas también pueden operar con un buen nivel de potencia al transmitir.

Esta portadora es compartida en el tiempo para permitir que

cada estación pueda transmitir su información con modulación digital usando paquetes sincronizados; esto es, una estación recibe información desde una fuente continua, comprimida dentro de un corto intervalo de tiempo y transmitida dentro de un paquete de alta velocidad en el tiempo correcto para que así, los paquetes de todas las estaciones lleguen al satélite en intervalos secuenciales sin que exista interferencia entre ellos. Todos los pulsos de cada paquete recibidos desde todas las estaciones son después retransmitidos desde el satélite a todas las estaciones receptoras. La sincronización se obtiene al definir una estación de referencia en donde la información de tiempo y posición del paquete se usa como referencia para todas las otras estaciones en el enlace y así sincronizar sus transmisiones.

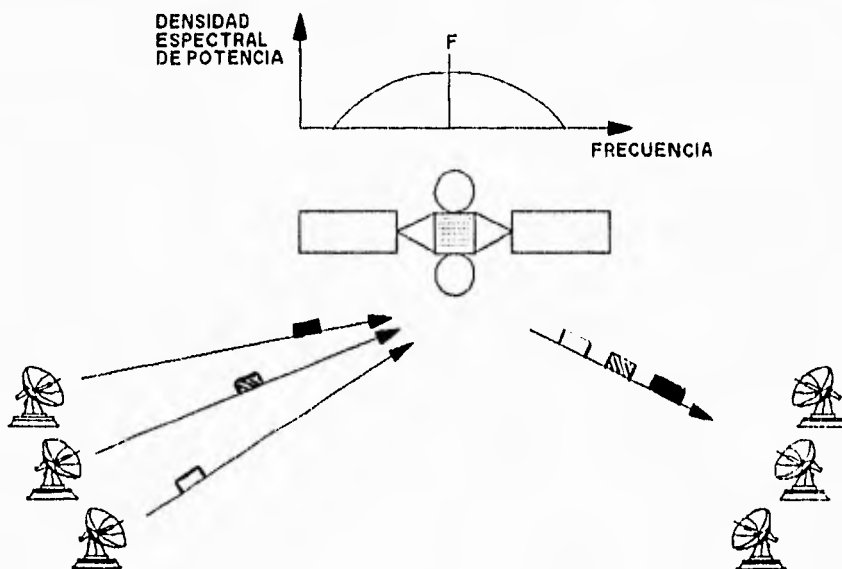


Figura IV.5

Para controlar adecuadamente el entrelazado de paquetes desde múltiples estaciones, el sistema TDMA usa una organización de "trama". Un ejemplo de esta estructura de Trama se muestra en la figura IV.6.

Estructura de TRAMA TDMA

En una red TDMA cada estación terrestre transmite periódicamente uno ó más paquetes al satélite. La señal que llega

al transpondedor del satélite transporta tráfico TDMA la cual se compone de un arreglo de paquetes originados por un número de estaciones terrenas. Este arreglo de paquetes es referido como **trama TDMA**, el cual consiste en dos paquetes de referencia RB_1 y RB_2 , paquete de tráfico, y el tiempo de guarda o de protección entre ambos paquetes. Los paquetes de referencia son transmitidos por la estación de referencia primaria y una estación de referencia secundaria redundante, usada como respaldo. los dos paquetes de referencia están seguidos por paquetes de información, transmitidos secuencialmente desde cada estación de la red. La Trama TDMA es el período entre los paquetes de referencia RB_1 .

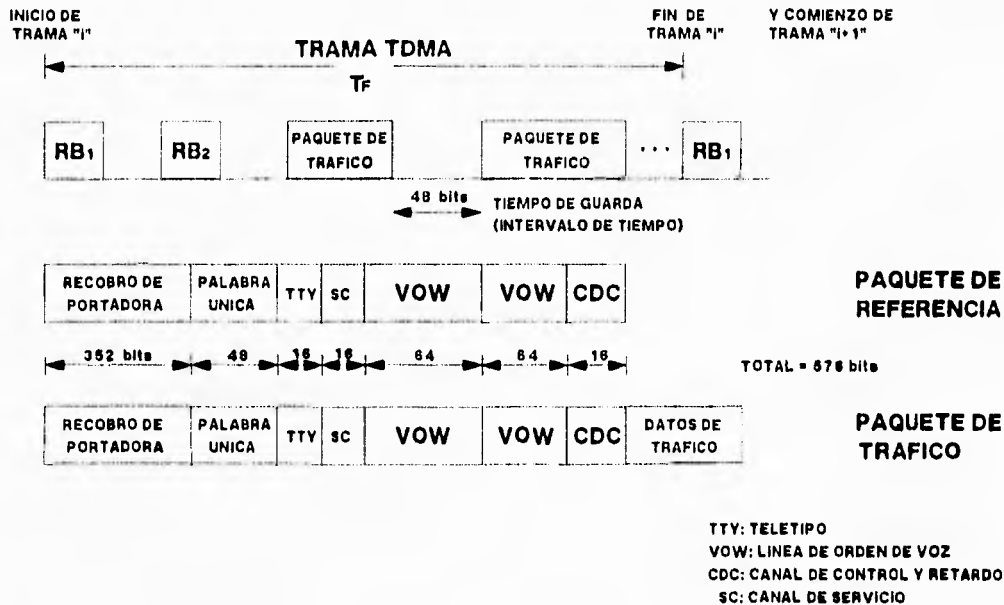


Figura IV.6

Paquete de Referencia

Cada Trama TDMA normalmente consiste de dos paquetes de referencia RB_1 y un paquete RB_2 para seguridad. **El Paquete de Referencia Primario (PRB)**, el cual puede ser cualquiera RB_1 ó RB_2 , es transmitido por una de las estaciones en la red diseñada como la **Estación de Referencia Primaria (PRS)**. Un **Paquete de Referencia Secundario (SRB)**, el cual también puede ser cualquier RB_1 (si $PRB=RB_2$) ó RB_2 (si $PRB=RB_1$), es transmitido por una **Estación de**

Referencia Secundario (SRS), el cual permite conmutar automáticamente en el caso de que la estación de referencia primaria falle, para suministrar un servicio continuo para la red TDMA. La portadora de los paquetes de referencia no llevan información y son usados para proporcionar referencias de sincronización para todas las estaciones que accesan a un transpondedor particular del satélite.

Paquete de Tráfico

Los paquetes de tráfico transmitidos por las estaciones de tráfico llevan información digital. Cada estación que accesa al transpondedor puede transmitir uno ó más paquetes de tráfico por cada Trama TDMA y puede situarse dondequiera en la Trama según el plan de tiempo del paquete que coordina el tráfico entre estaciones. La longitud del paquete de tráfico (información) depende de la cantidad de información que lleve y puede cambiarse si se requiere. La ubicación de los paquetes de tráfico en la Trama están referidos por el tiempo de ocurrencia del paquete de referencia primario. Para rectificar el paquete de referencia primario, una estación de tráfico puede localizar y extraer los paquetes tráfico ó parte de estos. También puede derivarse la sincronización de transmisión de estos paquetes para que lleguen al transpondedor del satélite dentro de su ubicación en la Trama TDMA evitando coincidir con paquetes de otras estaciones.

Tiempo de Protección

Un tiempo de protección corto es requerido entre paquetes originados desde varias estaciones que accesan un transpondedor común para asegurar que los paquetes nunca coincidan cuando llegan al transpondedor. El tiempo de protección debe ser lo suficientemente largo que permita diferencias en la exactitud de la sincronía en la transmisión y en el rango de variación del satélite. El tiempo de protección es normalmente igual al intervalo de tiempo usado para detectar el pulso de sincronía que se recibe advirtiendo el inicio de una Trama TDMA que llega a una estación. No hay transmisión de información durante el tiempo de protección.

La longitud de Trama TDMA es normalmente seleccionada para estar en el rango de $0.75 \leq T_f \leq 20$ [ms] para servicio de voz. La longitud de la Trama se elige en un principio quedando invariable para el sistema TDMA. Sin embargo, en el suceso de un nuevo servicio que requiera cambiar la longitud de la Trama, éste puede alterarse para redefinir el número de bits por Trama y grabar esta enumeración en la memoria de la red.

Estructura del Paquete TDMA

La estructura del paquete de Tráfico y del paquete de

Referencia son mostrados en las figuras IV.7 y IV.8 respectivamente. En el paquete de Tráfico, los bits de información están precedidos por un grupo de bits referidos como **Preámbulo** que se usa para sincronizar el paquete y para transportar direccionamiento e información de control.

El paquete de referencia contiene sólo el Preámbulo, esto es, no hay tráfico de datos. Normalmente el Preámbulo consiste de tres partes contiguas: La Secuencia de Recuperación de Portadora y Reloj (CCR), Palabra Única (UW), y Señalización de Canal.

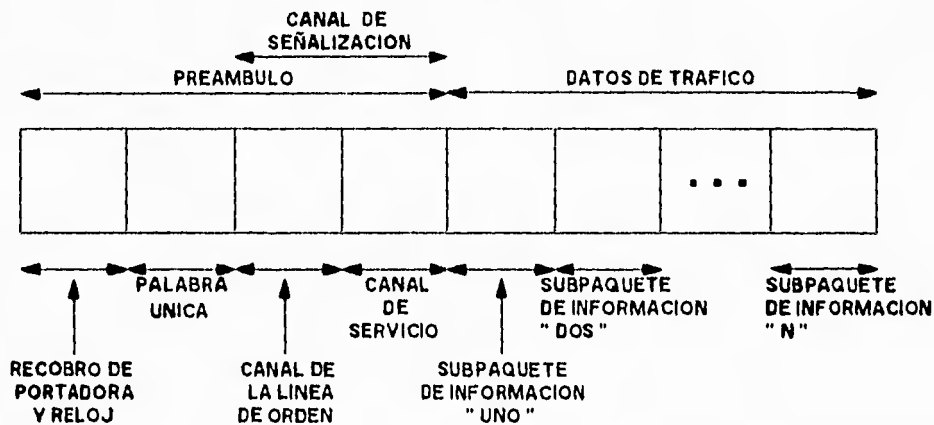


Figura IV.7

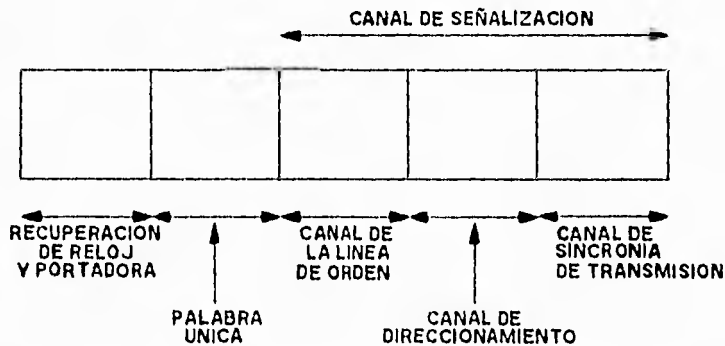


Figura IV.8

Secuencia de Recuperación de Portadora y Reloj

Cada paquete inicia con una secuencia de bits o símbolos los cuales habilitan al demodulador en la estación terrena para recuperar la fase de portadora y regenerar el bit o símbolo del reloj de sincronía para la demodulación de datos. Normalmente, la longitud de la Secuencia de Recuperación de Portadora y Reloj depende de la Relación Portadora-a-Ruido en la entrada del demodulador y del rango de adquisición (incertidumbre en la frecuencia de portadora). Un alto rango en la señal portadora-a-ruido y pequeño en el rango de adquisición, requiere una corta secuencia de recuperación de portadora y reloj, y viceversa.

Palabra Única

La Palabra Única que sigue a la Secuencia de Recuperación de Portadora y Reloj, es usada en el paquete de referencia para suministrar sincronía de Trama, que permita en la estación la localización de la posición de un paquete de tráfico en la Trama. La Palabra Única en el paquete de tráfico marca el tiempo de ocurrencia del paquete de tráfico y proporciona la sincronía de paquetes permitiendo en la estación extraer sólo los subpaquetes requeridos dentro del paquete de tráfico. La Palabra Única es una secuencia de unos y ceros seleccionados para presentar buenas propiedades de correlación para mejorar la detección.

Canal de Señalización

En general la Señalización de canal del paquete de referencia consiste en los siguientes subpaquetes:

1) **Un Canal de Línea de Orden** que transporta voz (telefonía), y datos (teletipo) cuyas instrucciones son pasadas hacia y desde estaciones terrenas. La Línea de Orden es un término usado en la conmutación telefónica para describir un circuito en el que operadores y personal de mantenimiento pueden comunicarse. Los operadores usan la Línea de Orden para llamadas locales.

2) **Un Canal de Direccionamiento** el cual se envía por la estación de referencia a todas las estaciones de tráfico portando instrucciones de direccionamiento, tal como, cambio de plan del tiempo del paquete. El diseño de tiempo de paquete describe la coordinación de tráfico entre estaciones. Identifica los límites de las aberturas de tiempo de la Trama distribuidos en las estaciones, esto es, las ubicaciones de paquetes. También identifica la posición, longitud, y fuentes ó estaciones distintas correspondientes a los subpaquetes en los paquetes. Este canal también lleva mensajes de control a las estaciones de tráfico cuando la estación de referencia quiere obtener un reporte de

condiciones (monitoreo) y/o para controlar la conmutación de subsistemas en las estaciones remotas de tráfico.

3) **Un Canal de Sincronía de Transmisión** que lleva información de adquisición y de sincronización hacia las estaciones de tráfico que les permite ajustar la sincronía del paquete, así, como los paquetes transmitidos que llegan al transpondedor del satélite dentro de la ranura de tiempo correcto en la Trama TDMA. También lleva códigos de condiciones que permite a las estaciones de tráfico identificar los paquetes de referencia primarios y secundarios desde RB_1 y RB_2 .

El canal de señalización del paquete de tráfico, consiste de los paquetes siguientes:

1) **Un Canal Línea de Orden** que es el mismo del Canal Línea de Orden del paquete de referencia.

2) **Un Canal de Servicio** que lleva las condiciones de las estaciones de tráfico a la estación de referencia, u otra información como el alto rango de error de bit y alarma de pérdida de Palabra Única a otras estaciones terrenas.

Tráfico de Datos

El tráfico de información es portado por el paquete de tráfico inmediatamente después del Preámbulo. La longitud de un subpaquete de tráfico depende primariamente del tipo de servicio y del número total de canales requeridos para cada servicio siendo enviados en el paquete. Esta porción contiene información, ya sea voz, datos, video, ó señales de facsímil. La información para cada canal es transmitida como subpaquetes continuos. El tamaño de cada subpaquete puede seleccionarse para tener cualquier número de bits, para ordenar específicamente la velocidad de las señales de voz, datos, video, ó facsímil. Por ejemplo, un canal de voz PCM es equivalente a 64 Kbps; si la longitud de Trama es $T_f=2$ [ms], el subpaquete resultante de un canal de voz PCM es de una longitud de 128 bits. Cada estación en la red TDMA normalmente puede transmitir muchos paquetes de tráfico conteniendo diferentes números de subpaquetes por Trama, así como de recibir muchos paquetes de tráfico ó subpaquetes por Trama.

Ambos paquetes de referencia y de tráfico pueden llevar subpaquetes adicionales que contengan el número de identificación de Trama, número de identificación de la estación y tipos de paquetes que se transmiten (paquete de referencia primario, paquete de referencia secundario, paquete de tráfico). Diferentes tipos de Palabras Únicas pueden emplearse para suministrar identificación de paquete.

TDMA Banda Angosta

Las señales TDMA son algunas veces transmitidas dentro de una sub-banda del ancho de banda del transpondedor. Como se indica en la figura IV.9, un transpondedor sencillo puede emplearse para proveer múltiples servicios.

En ésta aplicación de TDMA no conjuga la usual ventaja de la portadora única de no intermodulación, por esto puede compartir recursos con otros sistemas de múltiple acceso. Una ventaja de esta propuesta se encuentra en aplicaciones que no requieren de los recursos completos de un transpondedor.

Con el TDMA de banda angosta los requerimientos de sistemas pequeños, así, como los empleados pueden satisfacerse para incorporar comunicaciones de servicios regionales. Las velocidades de transmisión de este tipo de sistemas oscila entre un rango que va desde 1.544 Mbps hasta 6.312 Mbps, contrastando con el sistema TDMA de transpondedor completo el cual opera a 60 Mbps (en un transpondedor de 36 MHz) ó 120 Mbits en uno de 72 MHz.

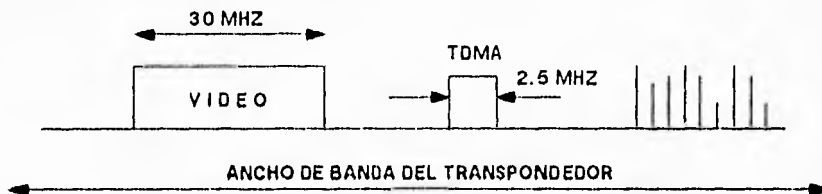


Figura IV.9

El sistema TDMA es muy atractivo, pero requiere de equipo altamente confiable de sincronización. El problema no se limita a asignar intervalos a las estaciones, sino que deben considerarse los desplazamientos del satélite con respecto a su posición normal, ya que aumenta ó disminuye la distancia directa entre la estación terrena y el satélite y, por consiguiente, varía el tiempo de propagación de la señal.

ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE CODIGO (CDMA)

En la operación del sistema CDMA varias estaciones usan la misma frecuencia de portadora y el ancho de banda asociado al mismo tiempo pero con códigos distintos. Las técnicas CDMA tienen la capacidad de combatir la interferencia, así como, tener una baja probabilidad de interceptación, reduciendo la probabilidad de recepción a usuarios no autorizados. Su aplicación está esencialmente limitada a transmisiones digitales. En el CDMA cada bit del mensaje digital es transmitido en una secuencia de bits. Esto ocurre porque el mensaje original es convertido mediante un predeterminado código de secuencia. Así, el ancho de banda

requerido para la transmisión es más grande de el que sería utilizado para la transmisión directa del mensaje.

Sin embargo, mediante el conocimiento de la secuencia de codificación, el receptor es capaz de reconstruir el mensaje bajo una adversa relación Señal a Ruido. Si varias estaciones transmiten en ésta forma, usando diferentes secuencias de códigos, entonces, para cualquier receptor todas las señales aparecerán tan solo como componentes de ruido dentro del límite tolerable del ruido de enlace, el receptor es capaz de separar las señales recibidas aún cuando éstas ocupen el mismo ancho de banda al mismo tiempo.

Dos técnicas CDMA son utilizadas: **Secuencia Directa (DS)** o modulación Seudo-Ruido (PN) con un tiempo de "chip" T_c . La forma de onda usada para representar un 1 o un 0 en la secuencia PN es referido como un "chip". **Salto de Frecuencia (FH)**. Estas técnicas utilizan un ancho de banda mayor que el requerido para la transmisión de información y son llamadas Acceso Múltiple de Espectro Expandido (SSMA).

Acceso Múltiple de Espectro Expandido (SSMA)

Un sistema básico de transmisión y recepción del espectro expandido se muestra en la figura IV.10. Cada usuario utiliza la misma frecuencia de portadora w_c y ocupa el mismo ancho de banda de RF. La expansión de espectro del sistema es una adición al sistema de comunicación digital convencional.

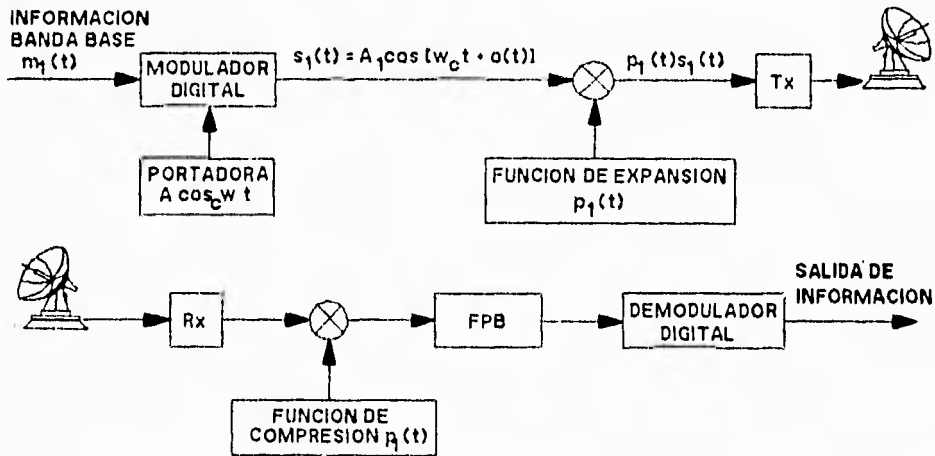


Figura IV.10

La generación de la señal transmitida en el acceso múltiple

involucra dos pasos. La portadora $A\cos(w_c t)$ es modulada en fase por la información digital banda base $m_i(t)$ con velocidad $R_i=1/T$, donde T es la duración del símbolo. La señal modulada $s_i(t)$ tiene el ancho de banda expandido por la función de expansión $p_i(t)$ con velocidad de chip $R_c=1/T_c$ antes de la transmisión. La señal resultante $p_i(t)s_i(t)$ es pasada a través del canal, donde es combinada con las otras señales en el sistema. Asumiendo M transmisores, la señal recibida esta dada por:

$$r(t) = \sum_{i=1}^M p_i(t) s_i(t) + I(t) + n(t)$$

Donde $I(t)$ es la interferencia (deliberada o ruido mismo del sistema CDMA) y $n(t)$ es el ruido aditivo. El receptor debe obtener $p_i(t)$ con la función de compresión. Si el conjunto de formas de onda expandidas son hábilmente seleccionadas, sólo la forma de onda modulada original permanece después de la correlación. Las otras formas de onda que no son correlacionadas y están eficientemente expandidas, son presentadas como ruido en el demodulador.

El proceso total puede revisarse en una forma cualitativa, examinando la relación entre varios espectros en el sistema, como se representa en la figura IV.11; (a) espectro de una señal modulada; (b) espectro expandido transmitido; (c) espectro de potencia recibido; (d) espectro comprimido dentro de un demodulador.

Uno de los puntos de interés en el CDMA es la cantidad de rechazo de interferencia posible. La medida más aceptada de ésta cantidad, es la llamada **Ganancia de Procesamiento** del sistema G_p , y está dada por la relación del ancho de banda de RF para el ancho de banda de información R_c/R_i . La ganancia de procesamiento típico para los sistemas de espectro expandido es de 20 a 60 dB. La entrada y salida de las relaciones señal a ruido están relacionadas como:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_o = G_p \left(\frac{S}{N}\right)_i$$

Margen de interferencia M es el grado de interferencia en el que un sistema de espectro expandido puede soportar mientras se recibe una señal no deseada y entregando una relación Señal a Ruido mínima a la información de salida. El margen de interferencia esta relacionado con la ganancia de procesamiento por la relación:

$$M_j = G_p - \left[\left(\frac{S}{N}\right)_o + L\right]$$

donde L es la pérdida del sistema, la cual esta en el rango de 1 a

3 dB, y son debido a la generación imperfecta y trayectoria de la expansión, así como, la imperfección del demodulador.

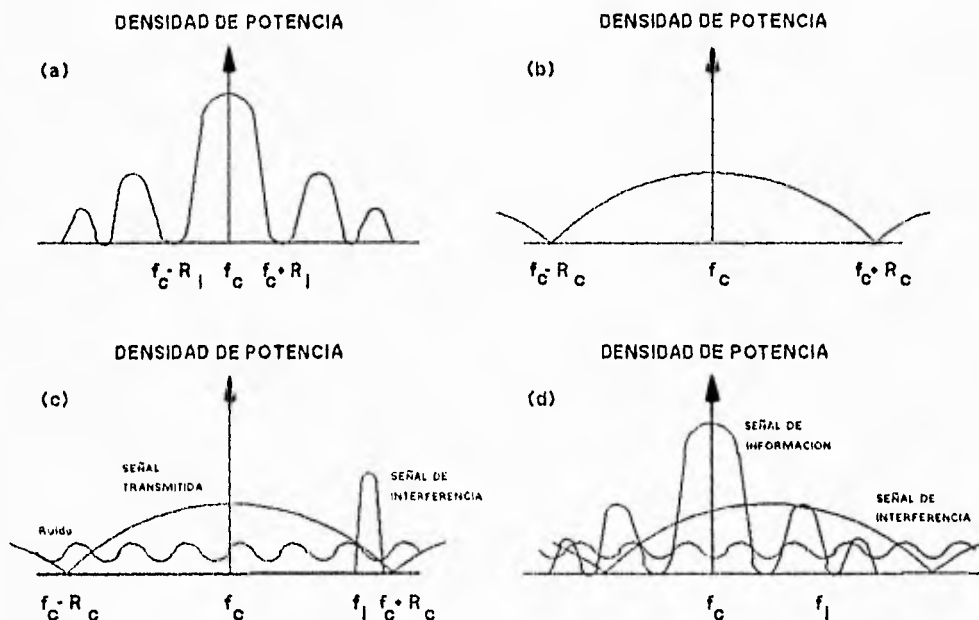


Figura IV.11

Secuencia Directa

En la figura IV.12 se muestra el principio de operación de la Secuencia Directa. Los mensajes de banda base binarios a una velocidad $1/T_b$ son multiplicados por una secuencia aleatoria de Seudo Ruido (PN) a una velocidad $1/T_c$, donde la duración de chip T_c es mucho más pequeña que T_b . La señal compuesta es entonces usada para modular en PSK una portadora con la misma frecuencia para todas las estaciones. La señal transmitida es expresada como:

$$s(t) = m(t)p(t)\cos \omega_c t$$

donde $m(t)$ representa el mensaje banda base, $m(t) = \pm 1$, y $p(t)$ representa la secuencia PN, $p(t) = \pm 1$.

En el receptor, la portadora es demodulada multiplicando la portadora modulada que llega con una replica coherente de la

portadora. Sin tomar en cuenta el ruido térmico, se tiene:

$$r(t) = m(t)p(t)\cos \omega_c t \times 2\cos \omega_c t = \underbrace{m(t)p(t)}_{\text{componente de baja frecuencia}} + m(t)p(t)\cos 2\omega_c t$$

Un Filtro Paso-Bajas retiene la componente de baja frecuencia. Este componente es multiplicado con una secuencia local PN, el mismo como en el transmisor. Si la secuencia local esta en fase con la señal de secuencia recibida, entonces la señal $x(t)$ a la salida de un filtro acoplado es el mensaje deseado:

$$x(t) = m(t)p(t) \times p(t) = m(t)p^2(t) = m(t)$$

El espectro de densidad de potencia de la señal de radio frecuencia esta dada por:

$$S(f) = \frac{P}{R_c} \left[\frac{\text{sen } \pi(f-f_c)/R_c}{\pi(f-f_c)/R_c} \right]^2$$

donde P es la potencia de portadora, $f_c = \omega_c/2\pi$ es la frecuencia de la portadora.

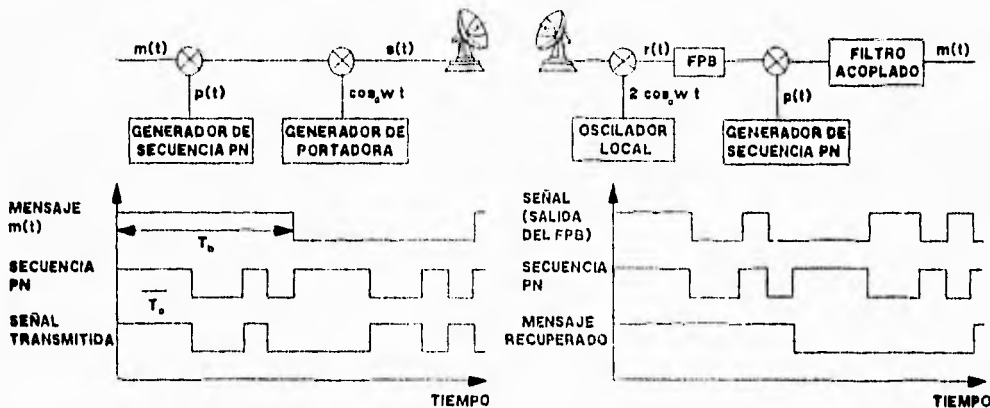


Figura IV.12

Es visible que el ancho de banda correspondiente al primer ausente de esta función es $2R_c$ y es (R_c/R_b) veces la portadora modulada PSK por el mensaje banda base. Este es el resultado de la acción de expansión de la secuencia PN.

Salto de Frecuencia

En la figura IV.13 se muestra el principio de operación de la técnica Salto de Frecuencia. El mensaje banda base binario a una velocidad de $1/T_b$ es usado para modular en PSK a una portadora de frecuencia, el cual es saltado dentro de un ancho de banda disponible bajo el control de una secuencia aleatoria PN con una velocidad de chip de $1/T_c$, la cual es mayor que la velocidad de bit de información $1/T_b$. La señal transmitida es expresada como:

$$s(t) = \cos[\omega_c(t)t + \phi(t)]$$

donde $f_c = \omega_c/2\pi$ es la frecuencia de portadora instantánea dado por el sintetizador de frecuencia controlado por la secuencia PN, y $\phi(t)$ es el mensaje $m(t)$ relacionado en fase (con BPSK $\phi(t) = m(t)\pi/2$ y $m(t) = \pm 1$).

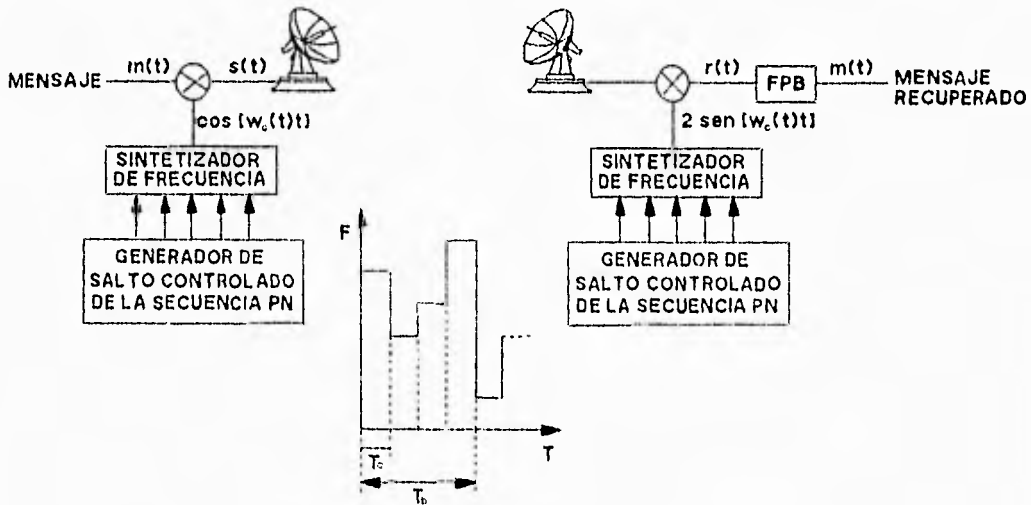


Figura IV.13

En el receptor la portadora es demodulada por la multiplicación de la portadora modulada que llega con una réplica en fase de la portadora sintetizada dentro del receptor bajo el control de la misma secuencia PN. Sin considerar el ruido térmico se tiene:

$$r(t) = \cos[\omega_c(t)t + \phi(t)] \times \underbrace{2\sin[\omega_c(t)t]}_{\text{componente de baja frecuencia}} = \underbrace{\sin\phi(t)}_{\text{componente de baja frecuencia}} + \sin[2\omega_c(t)t + \phi(t)]$$

Un filtro paso bajas retiene la componente de baja frecuencia, si la secuencia local PN esta en fase con la secuencia de salto en la señal recibida, entonces la señal en la salida es el mensaje deseado. Con BPSK:

$$x(t) = \text{sen } \phi(t) = \text{sen } m(t) \frac{\pi}{2} = m(t)$$

Rendimiento del CDMA

La operación CDMA está basada en la multiplicación de dos señales relacionadas produciendo una señal, cuyo espectro es la convolución espectral de las dos señales componentes. Si el mensaje de banda base es de banda reducida comparada con la secuencia de expansión PN, el producto de la señal tendrá aproximadamente el ancho de espectro de la secuencia de expansión. Esto se ilustra en la figura IV.14, donde el ancho de banda (B) de la señal de radiofrecuencia es mucho mayor que el ancho de banda (W) del mensaje banda base.

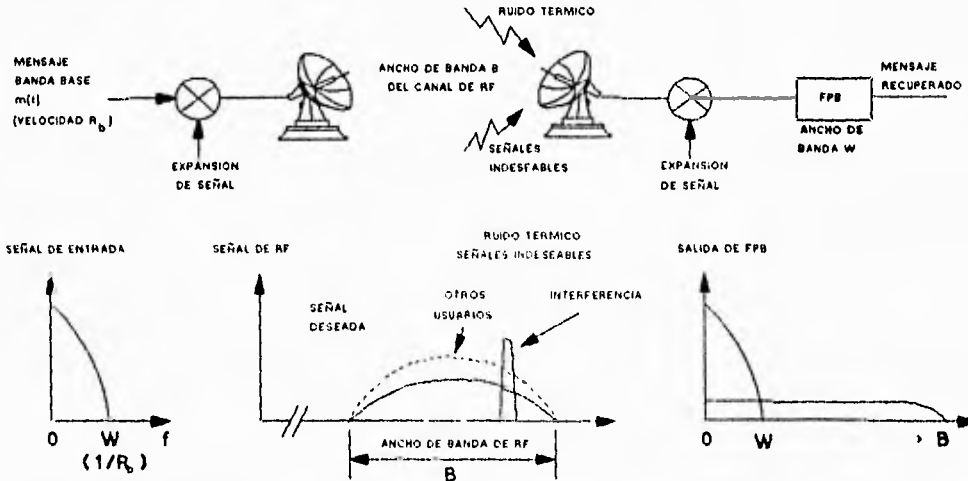


Figura IV.14

En el demodulador, donde la señal recibida es multiplicada por una réplica en fase de la misma secuencia de expansión que fue usada para transmitir la señal deseada, el mensaje original es reconstruido. Si existe cualquier señal no deseada en el receptor, la secuencia local se expande lo mismo que la señal original en el transmisor. Cualquier señal de interferencia no deseada en la banda de interés tendrá el ancho de banda del último B . Si la potencia es I watt, el promedio de densidad que se asume uniformemente es:

$$N_0 = \frac{I}{B}$$

Si la densidad de ruido es mayor que el ruido térmico, la energía por bit para la relación de densidad de potencia de ruido es expresada como:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{PB}{IR_b}$$

donde P es la potencia de portadora recibida. De aquí, que la relación de potencia de la señal no deseada a la señal deseada es:

$$\frac{I}{P} = \frac{\left(\frac{B}{R_b}\right)}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}$$

B/R_b aparece como la relación de dos relaciones Señal a Ruido. Para una tasa de error de bit dada, E_b/N_0 es especificada, B/R_b es llamada la Ganancia de Procesamiento.

La señal de interferencia puede ser intencional, como en el caso de las comunicaciones satelitales militares, donde la interferencia hostil se transmite en la señal de RF con ancho de banda angosto a alta potencia, o los usuarios de los sistemas de comunicaciones satelitales comerciales quienes comparten el mismo ancho de banda de RF. En el primer caso la relación I/P , es llamado "Margen de Interferencia", que expresa la capacidad del sistema para desempeñarse en un ambiente hostil. En el segundo caso el efecto de los otros usuarios puede ser considerado como ruido aditivo de banda ancha. Para N usuarios con igual potencia, la potencia de interferencia I se expresa:

$$I = (N-1)P$$

usando las dos últimas expresiones, el número máximo de usuarios activos que pueden compartir el ancho de banda total para una tasa de error de bit dada:

$$N_{\text{máx}} = 1 + \frac{\left(\frac{B}{R_b}\right)}{\left(\frac{E_b}{N_0}\right)}$$

Esta fórmula es el resultado de un análisis simplificado en el

cual se asume que la densidad de potencia de ruido térmico es despreciable comparado con la densidad de ruido de interferencia.

Como ejemplo, considerando un ancho de banda del transpondedor de $B = 36$ MHz, con una ganancia de procesamiento práctico de 1000, la velocidad de bit de información del mensaje es $R_b = 36 \cdot 10^6 / 1000 = 36$ Kbps. Usando la última fórmula, el número máximo de usuarios dependiendo de un BER dado, esta dado en la Tabla IV.a.

BER REQUERIDO (BPSK o QPSK)	E_b/N_0	NUMERO MAXIMO DE USUARIOS
10^{-4}	8.4 dB	145
10^{-5}	9.6 dB	110
10^{-6}	10.5 dB	90

Tabla IV.a

COMPARACION DE TECNICAS DE ACCESO MULTIPLE

La amplia variedad de Técnicas de Acceso Múltiple suministra gran flexibilidad en las redes satelitales. En la figura IV.15 se resumen las características de los sistemas de acceso descritos en éste capítulo.

Estos sistemas suministran una transmisión analógica ó digital en modo continuo o en paquete. Capacitando un rango desde 14 a 28 canales por MHz del ancho de banda del transpondedor. Adicional capacidad que puede acomodarse a través del uso de procesamiento de señal. Por ejemplo, la interpolación digital de voz, cuando son aplicados con TDMA, pueden resultar capacidades aproximadas de 50 canales por MHz en el ancho de banda del transpondedor. Los sistemas de acceso múltiple suministran muchas opciones para el diseño de sistemas, y cada técnica aparenta la mejor aplicación para un tipo particular de red. Dentro del sistema FDMA, la técnica SCPC opera mejor en redes consistentes de gran número de usuarios, cada uno con relativa baja densidad de tráfico. Los sistemas SCPC suministran accesos múltiples a los niveles de canal individual, así, suministra a los pequeños usuarios la ventaja de acceso múltiple, aún cuando el usuario no pueda tener la densidad de tráfico necesaria para soportar más aproximaciones complejas. El MCPC, analógico ó digital, opera más eficientemente en líneas de aplicación pesada punto a punto con pocas portadoras (una ó dos). Esto, limita la capacidad de acceso múltiple, pero suministra un gran número de canales por transpondedor. El aumento del número de portadoras en el sistema, provocan fallas en el acceso múltiple, y la capacidad en el sistema MCPC es correspondientemente reducida.

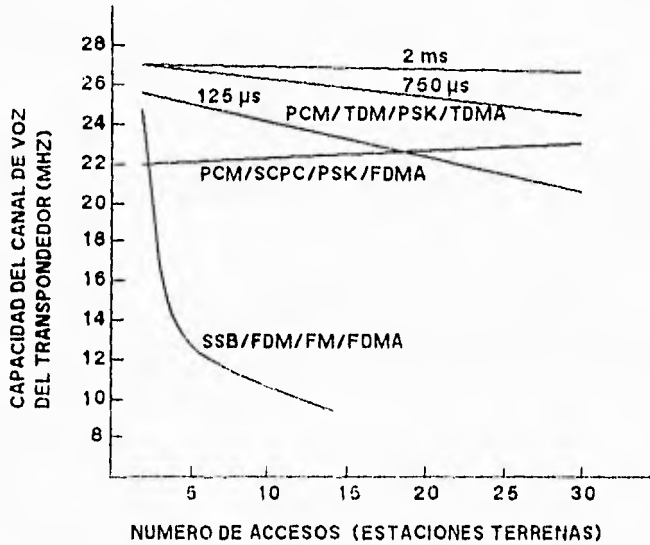


Figura IV.15

La principal ventaja del FDMA es que utiliza técnicas y equipos muy conocidos, los cuales han sido empleados en las redes de microondas terrestres. Además, no requiere la sincronización entre las diferentes estaciones en la red. Sin embargo, el FDMA tiene los siguientes problemas:

- * Pérdida de capacidad relativa en el transpondedor con la operación de back-off.
- * Falta de flexibilidad, debido a los procedimientos complicados cuando las frecuencias asignadas cambian en las diferentes estaciones.
- * Necesidad de un control de potencia transmitida en las estaciones terrenas, para que todas las portadoras accedan al transpondedor con la misma potencia especificada.

Por otro lado el TDMA, suministra un buen arreglo para esas redes con un número intermedio de estaciones (15 ó 20) y tráfico moderado en cada estación. Suministra excelente interconectividad y flexibilidad de operación. Además de una gran versatilidad para la planeación de los servicios requeridos por grandes, medianos y pequeños usuarios. La gráfica anterior, es un argumento de la capacidad por MHz del ancho de banda del transpondedor contra el número de accesos ó estaciones terrenas en una red particular. La

gráfica ilustra las relativas capacidades de cada sistema de acceso múltiple, dependiendo del tamaño de la red, expresado en términos de número de usuarios. Hace mención de que la capacidad SCPC es esencialmente insensible al número de usuarios en la red. Es por consiguiente una fuente adecuada para la red que consiste en un gran número de usuarios de pequeña capacidad. Los sistemas MCPC, por otro lado, dan buen rendimiento, puesto que el número de accesos es muy pequeño. Cuando el número de accesos aumenta (incrementando el número de portadoras en el transpondedor FDMA), las fallas de acceso se multiplican comenzando a desgastarse la capacidad rápidamente. El TDMA suministra excelente capacidad en función de el número de accesos ya que la longitud de Trama es suficientemente grande para suministrar alta eficiencia de Trama. Con tiempos cortos relativos de Trama, la capacidad del sistema TDMA se degrada con el número de accesos, porque la erosión de capacidad se debe a la elevada unión con nuevos paquetes adicionados al sistema.

CAPITULO V

**TELEVISION
DIGITAL**

I N T R O D U C C I O N

El ojo humano contiene millones de elementos fotosensitivos en forma de bastoncillos de la retina y conos, los cuales están conectados al cerebro por unas 800,000 fibras nerviosas (esto es canales). Un proceso similar se efectúa en el tubo de imágenes de la estación transmisora y en el cinescopio del receptor de TV. De hecho, intervienen cerca de 150,000 elementos en cada escena. Sin embargo, el uso de ese número de canales es imposible ya que en su lugar se usa un solo canal explorando sucesivamente cada elemento para conducir la información completa en la escena. Esto se realiza a una velocidad tan alta que el ojo percibe la escena completa sin enterarse del movimiento de exploración.

El problema de que se acentúe el movimiento se soluciona como en el cine, donde se muestra una sucesión de imágenes cada una con la escena ligeramente modificada con respecto a la anterior engañando así al ojo que cree estar viendo un movimiento continuo mediante la propiedad conocida como "persistencia de la visión". Hay 30 imágenes (o tramas) por segundo en el sistema de Televisión Americano, las cuales están relacionadas al sistema de suministro de voltaje de corriente alterna que maneja una frecuencia de 60 Hz y que es superior al mínimo requerido (casi 18 imágenes por segundo) para poder engañar al ojo. Las películas comerciales son proyectadas a 24 imágenes por segundo y aunque aún se percibe un movimiento continuo, el parpadeo debido al corte entre tramas sería obvio y causaría distracción, pero gracias a un obturador giratorio el flujo luminoso es cortado en realidad 48 veces por segundo con lo cual el parpadeo se hace insignificante tal como si existieran 48 imágenes reales. Cabe señalar que si se proyectaran estas 48 imágenes por segundo, las películas serían dos veces más largas de lo necesario.

Para explicar como se evita el parpadeo en TV se entrará en el proceso de exploración con mayor detalle. El haz electrónico en movimiento está sujeto a dos movimientos simultáneos: uno es rápido y horizontal y el otro lento y vertical (262 1/2 veces más lento que el movimiento horizontal). El haz gradualmente se mueve a través de la pantalla de izquierda a derecha, mientras de una forma simultánea desciende casi imperceptiblemente. Una trama completa es cubierta por 525 líneas las cuales son trazadas 30 veces por segundo. Sin embargo, si cada escena fuera delineada de arriba a abajo (y de izquierda a derecha) cualquier área dada del cinescopio sería explorada una vez cada 1/32 segundos, o sea demasiado lento para evitar el parpadeo. Si se duplica la velocidad vertical para que muestre 60 tramas por segundo se realizaría el engaño pero aumentaría el ancho de banda al doble. La solución consiste en subdividir cada imagen en dos campos, un campo cubre la mitad de la imagen de arriba a abajo y el segundo campo llena las "líneas faltantes". Esto se conoce como exploración intercalada y se usa en todos los sistemas de TV del mundo. Aún se tienen 30 imágenes por

segundo, pero ahora cualquier área del tubo de rayos catódicos es iluminada 60 veces por segundo y así el parpadeo es muy rápido como para ser registrado por el ojo.

La necesidad de que el cinescopio del receptor esté exactamente sincronizado con el transmisor requiere que se envíe la información apropiada, llamada "sincronización o información de sincronía" la cual es transmitida además de la información de imagen. La televisión en blanco y negro puede transmitirse de esta manera, pero la televisión en color requiere de aún más información. Así como se indica la brillantez o luminancia en blanco y negro, el color (o actualmente el tinte) también debe indicarse. Esto es, para cada elemento de la imagen se debe mostrar no solo cuánto brillo tiene sino también cuánto tinte ya sea blanco, amarillo, rojo o cualesquier otro. El tinte se indica mediante una señal de crominancia ó croma. Los colores actualmente indicados son rojo, verde y azul, pero todos los demás colores pueden sintetizarse a partir de estos tres. Las señales independientes para cada uno de los tres colores son producidas por el tubo de imágenes en el transmisor y son aplicadas en el receptor a los tres cañones del cinescopio. La pantalla consiste de puntos adyacentes verdes, azules y rojos los cuales despiden luminosidad en ese color cuando el haz de exploración recurre a ellos. Cabe señalar que los haces por si mismos no tienen color, solamente indican cuánto brillo debe tener cada uno de los puntos de color en la pantalla en cualquier instante de tiempo y la combinación de la brillantez de esos tres colores reproduce el tinte que se ve.

Debido a la pequeñez de los puntos de color y a la distancia a la que se observa la pantalla de TV, es posible ver las combinaciones de color en lugar de los puntos individuales. En esta etapa se usa la Multicanalización por División de Frecuencia para intercalar la señal de crominancia con la señal de luminancia en un proceso muy complejo, donde la señal de croma es de porciones asignadas del espectro de frecuencia total y del cual la luminancia no lo usa. La situación se complica por el hecho de que la TV en color y la TV en blanco y negro deben ser compatibles, en otras palabras, las señales de croma deben ser codificadas de tal manera que se pueda reproducir una imagen satisfactoria en blanco y negro en un receptor monocromático sintonizado en ese canal. De igual manera, los receptores de color deben diseñarse para que sean capaces de reproducir satisfactoriamente (en blanco y negro) una señal monocromática.

Por último, se tratará el punto más simple la transmisión del sonido. Para ello se utiliza un transmisor independiente conectado a la misma antena que se usa para la transmisión de la imagen. Sin embargo, es relativamente simple hasta un cierto punto tener un receptor con amplificación común para todas las señales, en el cual éstas se dirigen a sus respectivas secciones. Este punto de separación es el detector de video cuyas salidas consisten de información de imagen, sincronía y sonido. La señal de sonido es

amplificada, aplicada a su propio detector, amplificada nuevamente y alimentada a la bocina. El sistema de modulación que se usa en el sonido en el sistema americano y en la mayoría de los sistemas del mundo es la Modulación en Frecuencia en banda ancha que, aunque no es completamente parecido al que se usa en transmisiones de radio de FM si es lo suficientemente adecuada para una buena reproducción del sonido. La frecuencia de transmisión del sonido es bastante cercana a la frecuencia de transmisión de la imagen, por ello tanto el mecanismo de sintonía como los amplificadores pueden manejar a ambos.

SISTEMAS Y ESTANDARES EN TELEVISION

Debido a la gran cantidad de información que debe radiar un transmisor de TV y a la existencia de diversas formas de realizarlo, surge la necesidad de uniformar los estándares para la transmisión y recepción de TV. Lamentablemente, no se ha alcanzado ningún acuerdo en la adopción de normas y criterios de aceptación mundial y parece extremadamente improbable que esto se logre. Por ello, los diversos sistemas ya existentes se ven obligados a realizar conversiones de estándares cuando se tienen transmisiones internacionales de Televisión.

Hay esencialmente cinco sistemas diferentes de TV en el mundo, de los cuales los principales son los sistemas Americanos (El sistema FCC para receptores monocromáticos y el sistema NTSC para los de color) y los sistemas Europeos (El sistema CCIR para los receptores monocromáticos y el sistema PAL para los de color).

El sistema Americano se usa en toda Norteamérica y Sudamérica (excepto en Argentina y Venezuela), Filipinas y Japón. Con algunas excepciones el sistema Europeo se usa en el resto del mundo. Una de esas excepciones es Francia, la cual junto con parte de Bélgica usan su propio sistema, el SECAM para transmisiones en color. La ex-Unión Soviética y Europa del Este usan un sistema casi idéntico al CCIR para transmisiones monocromáticas y SECAM para el color. El sistema francés tiene una definición superior debido a la mayor frecuencia de línea, pero requiere de un ancho de banda dos veces más grande del que utilizan los sistemas Americano y Europeo. La tabla V.a muestra los sistemas propuestos actualmente en los principales países del mundo. Estos sistemas están designados por una letra, la cual corresponde a las características listadas en la tabla V.b. La tabla V.c muestra a manera de comparación, los estándares más importantes de los sistemas Americano y Europeo (ya que son los más usados en todo el mundo). En este capítulo solamente se analizarán los sistemas en color.

País	Estandar	País	Estandar
Ant. Holandesas	M (NTSC)	Hong Kong	B, I (PAL)

País	Estandar	País	Estandar
Arabia Saudita	B (SECAM)	India	B (PAL)
Argentina	N (PAL)	Irán	B (SECAM)
Australia	B (PAL)	Irlanda	A (PAL)
Austria	B,G (PAL)	Israel	B (PAL)
Bélgica	C,H (PAL)	Italia	B,G (PAL)
Brasil	M (NTSC)	Japón	M (NTSC)
Bulgaria	D,K (SECAM)	Luxemburgo	F (SECAM)
Canadá	M (NTSC)	Marruecos	B (SECAM)
Chile	M (NTSC)	México	M (NTSC)
China	D (PAL)	Mónaco	E,G (PAL)
Colombia	M (NTSC)	Nigeria	B (PAL)
Corea	C,L (PAL)	Noruega	B (PAL)
Cuba	M (NTSC)	Nueva Zelanda	B (PAL)
Dinamarca	B (PAL)	Paquistán	B (PAL)
Egipto	B (SECAM)	Panamá	M (NTSC)
España	B,G (PAL)	Perú	M (NTSC)
Estados Unidos	M (NTSC)	Polonia	D (SECAM)
Ex-Alemania Oriental	B (PAL)	Portugal	B,G (PAL)
Ex-Alemania Occidental	B,G (SECAM)	Reino Unido	A,I (PAL)
Ex-Checoslovaquia	D (SECAM)	Rumania	K (PAL)
Ex-Unión Soviética	D (SECAM)	Singapur	B (PAL)
Ex-Yugoslavia	B,G (PAL)	Sudáfrica	I (PAL)
Filipinas	M (NTSC)	Suecia	B,G (PAL)
Finlandia	B,G (PAL)	Suiza	B,G (PAL)
Francia	E,L (SECAM)	Turquía	B (PAL)
Grecia	B (SECAM)	Uruguay	N (PAL)
Holanda	B,G (PAL)	Venezuela	M (NTSC)

Tabla V.a

	A	M	N	B	C	G	H	I	D.K	L	F	E
Líneas/imagen	405	525	625	625	625	625	625	625	625	625	819	819
Campos/segundo	50	60	50	50	50	50	50	50	50	50	50	50
Entrelazado	2/1	2/1	2/1	2/1	2/1	2/1	2/1	2/1	2/1	2/1	2/1	2/1
Imágenes/segundo	25	30	-	25	25	25	25	25	25	25	25	25
Líneas/segundo	10.12	15.75	-	15.62	15.62	15.62	15.62	15.62	15.62	15.62	20.47	20.47
Radio de aspecto	4/3	4/3	-	4/3	4/3	4/3	4/3	4/3	4/3	4/3	4/3	4/3
BW de video (MHz)	3	4.2	4.2	5	5	5	5	5.5	6	6	5	10
BW del canal de RF (MHz)	5	6	6	7	7	8	8	8	8	8	7	14
Polaridad visual	+	-	-	-	+	-	-	-	-	-	+	+
Modulación del sonido	A3	F3	-	F3	A3	F3	F3	F3	F3	F3	A3	A3
Pre-énfasis en microsegundos	-	75	-	50	50	50	50	50	50	50	50	-
Desviación máxima (KHz)	-	25	-	50	-	50	50	50	50	50	-	-
Gama de la señal de imagen	0.45	0.45	-	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.6

Notas:

- En todos los sistemas, la secuencia de exploración es de izquierda a derecha y de arriba a abajo
- Todas las portadoras de video son moduladas en amplitud.
- La polaridad positiva indica que un incremento en la intensidad de luz causa un incremento en la potencia radiada.
- La polaridad negativa (como se usa en el estándar M y por ende en México) significa que una disminución en la intensidad de luz causa un incremento de la potencia radiada.

Tabla V.b

Estándar	Sistema Americano	Sistema Europeo
Número de líneas por imagen	525	625
Número de imágenes por segundo	30	25
Frecuencia de campo, Hz	60	50
Frecuencia de línea, Hz	15,750	15,625
Ancho del canal, MHz	6	7
Ancho de banda del video, MHz	4.2	5
Subportadora del color, MHz	3.58	4.43
Sistema de sonido	FM	FM
Máxima desviación del sonido, KHz	25	50
Frecuencia interportadora	4.5	5.5

Tabla V.c

EL SISTEMA NTSC

Varios fueron los sistemas de Televisión en color ensayados simultáneamente en los Estados Unidos, en particular el sistema RCA de muestreo de puntos y el sistema secuencial de cuadros de la CBS. En 1952, unas 30 firmas americanas decidieron unificar los esfuerzos de investigación de sus laboratorios bajo el NTSC (National Television System Committee). Este comité impuso, por razones comerciales, la compatibilidad directa e inversa y una banda de frecuencia igual a la empleada en las transmisiones en blanco y negro. Es decir, una emisión en color por el sistema NTSC puede recibirse con toda facilidad en un receptor de TV preparado para blanco y negro, ya que las frecuencias de línea y de cuadro y el ancho de la banda de luminancia Y son las mismas en los dos procedimientos. La compatibilidad inversa, o sea la recepción de una emisión en blanco y negro en un aparato preparado para emisiones en color del sistema NTSC, está perfectamente asegurada. Gracias al bloqueo del amplificador de crominancia en ausencia de salvas de color (color killer) se evita toda acción de Y sobre la crominancia. El Vocabulario Electrotécnico Internacional (IEV) define el sistema NTSC como:

"Un sistema de TV de colores simultáneos que usa en banda base una señal de color compuesta comprimiendo una señal de luminancia y dos componentes de crominancia, las cuales son transmitidas como modulación en cuadratura de una subportadora."

Como ya se mencionó, es posible agregar la información de color a una subportadora dentro del ancho de banda normal del canal

de TV e incluir esta información en los espacios intermedios en el espectro de energía de la señal de imagen de blanco y negro (luminancia). Esta señal ocupa la banda de DC a 4.2 MHz y se agrega una subportadora en la porción de frecuencias más altas de la banda, a 3.579545 MHz; la subportadora puede concebirse como montada en la señal de luminancia.

Es muy importante que se seleccione la frecuencia de la subportadora a fin de mantener una relación precisa con las frecuencias de línea y de campo. El efecto de la subportadora es producir un patrón regular muy fino de puntos en la pantalla. En general, entre más alta sea la frecuencia es más fino y menos notable el efecto interferente del patrón de puntos, el cual puede verse en un receptor monocromático. La frecuencia de la subportadora es seleccionada como un múltiplo impar de la mitad de la frecuencia de imagen (trama), de tal manera que el patrón de puntos en un campo se encuentre exactamente entre los puntos del patrón producido por una imagen completa posterior (es decir dos campos). El ojo tenderá a integrar los puntos y el cerebro pensará que el patrón ha desaparecido. Si la frecuencia escogida para la subportadora es muy baja, habrá una gran cantidad de energía de luminancia en las frecuencias medias de la imagen promedio, la cual interferirá con la subportadora de color más próxima. Si la frecuencia de la subportadora es muy alta no habrá suficiente ancho de banda disponible dentro del canal de TV para las bandas laterales de la subportadora modulada y existe la posibilidad de que ocurra una interferencia entre la subportadora y la portadora de sonido, la cual es normalmente de 4.5 MHz sobre la frecuencia de la portadora de visión. La distribución del espectro de radio frecuencia para una señal de TV modulada en amplitud se muestra en la figura V.1.

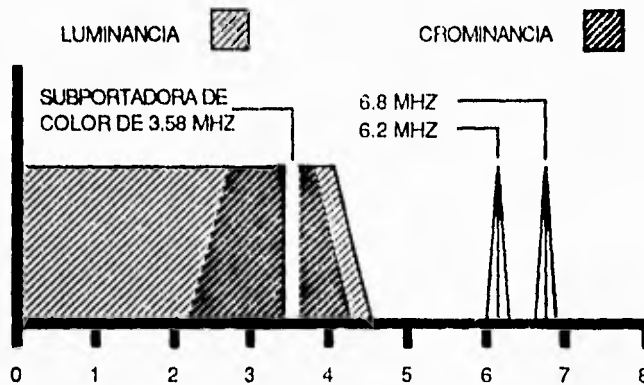


Figura V.1

No es necesario transmitir ambas bandas laterales dado que son

nominalmente idénticas y la transmisión de las dos consumiría una gran cantidad de espacio espectral. Aunque la transmisión de una sola banda lateral sería técnicamente posible, la circuitería del receptor necesitaría ser mucho más compleja para manejar esto, de tal modo que es un compromiso para la mayoría de los estándares de TV de ahora que usan la transmisión de banda lateral vestigial.

Observando el uso del espectro, se puede ver que las señales de crominancia traslapan parte de las señales de luminancia por lo que pueden causar interferencia en ciertas circunstancias. Esta interferencia potencial no ocurre generalmente porque la frecuencia de la subportadora de crominancia ha sido seleccionada especialmente para mantener una relación precisa con la frecuencia de exploración de línea ($455/2$ veces la frecuencia de línea para el NTSC). Esto asegura que la señal de color se encuentra exactamente dentro de los espacios intermedios en el espectro de energía de la señal de blanco y negro, sistema conocido como "intercalación de frecuencias". En el sistema NTSC, la frecuencia de línea por si misma está especificada en $2/572$ veces la frecuencia de portadora estandar de sonido/visión de 4.5 MHz, todas esas relaciones han sido calculadas para minimizar el efecto de agregar la información de color en receptores monocromáticos. Otros cambios pequeños se hicieron al sistema de transmisión para minimizar la visibilidad de heterodinaciones entre la subportadora y la portadora de sonido, mientras se mantiene la compatibilidad con las transmisiones monocromáticas con el resultado de que la frecuencia de línea monocromática (nominalmente de 15.750 KHz) se cambió a 15.73426 KHz y la frecuencia de campo (nominalmente a 60 Hz) se cambió a 59.94 Hz. Como ya se indicó, la subportadora de color es colocada hacia el extremo superior del espectro de frecuencias de luminancia a fin de asegurar que sólo sea visible un fino patrón de puntos en receptores monocromáticos, de tal manera que las señales de luminancia de frecuencias bajas, las cuales contienen la mayoría de la energía en una señal de video típica no interfieren con las señales de la subportadora ni causan efectos de diafotía cromática. Esto significa que la cantidad de ancho de banda disponible para las bandas laterales de la subportadora modulada está restringida en dirección de las frecuencias altas, es decir, hacia la portadora de sonido.

No hay entonces suficiente ancho de banda disponible para ambas componentes de crominancia que serán transmitidas de la forma de doble banda lateral, aunque parecería en primera instancia que se podría usar la modulación de banda lateral asimétrica, de manera similar a la utilizada en el sistema de banda lateral vestigial para la señal de visión principal. Si se usa la modulación asimétrica para las dos señales de crominancia, las cuales están separadas por un ángulo de fase de 90° , se encuentra que se producen señales espurias conocidas como intermodulación de cuadratura, produciendo cada una de las señales de crominancia una señal espuria en ángulos derechos a si misma y por lo tanto

interfiriendo con la otra señal de crominancia. A fin de evitar este problema, mientras se hace el mejor uso posible del limitado ancho de banda disponible para las señales de color, una de las componentes es modulada en la forma de doble banda lateral usando un ancho de banda bastante estrecho mientras que la otra componente es modulada asimétricamente, ocupando un ancho de banda más amplio (debajo de la frecuencia de la subportadora) del disponible en la parte alta, proporcionando así una señal de banda más amplia. Dado que la segunda componente modulada es una señal de doble banda lateral sobre la totalidad de la parte del espectro de frecuencias que ya está ocupado por la primer señal no se genera la diafotía sobre esta parte de la banda. En la parte baja del espectro se tiene una transmisión asimétrica, donde las señales de diafotía pueden caer fuera del ancho de banda utilizado por la primer señal, pero son eliminadas mediante un filtro adecuado. Por lo tanto, se tiene una situación donde ambas componentes de color pueden transmitirse y recibirse sin una mutua interferencia.

Entonces, para obtener la señal de video completa para su transmisión, la señal de luminancia es usada para modular en amplitud a la portadora principal, mientras que las señales I y Q son moduladas sobre sus diferentes subportadoras de frecuencia idéntica pero en cuadratura de fase usando una técnica conocida como "modulación con supresión de portadora", la cual frecuentemente es llevada al cabo mediante el uso de un circuito modulador de anillo balanceado. Si el receptor es capaz de decodificar la información transmitida en esta portadora suprimida, debe haber algunos medios de conocer la fase de las señales de color en cualquier instante de tal manera que se puedan regenerar las dos portadoras originales con su fase correcta. Para que el receptor haga esto, se agrega una ráfaga de sincronización de color de diez ciclos de la subportadora de una fase constante predeterminada a la señal transmitida. Esta ráfaga es transmitida en el umbral o relleno posterior del intervalo de supresión de línea de la forma de onda de TV, pero es omitida durante el período inmediatamente posterior a los pulsos de ecualización y a los pulsos de sincronía del campo. Esta ráfaga de referencia, en la frecuencia a la cual está bien especificada 3.579545 ± 10 Hz con una velocidad de cambio de frecuencia que no exceda 0.1 Hz/s proporciona una referencia que permite a la circuitería del detector de sincronía en el receptor determinar la fase instantánea de la subportadora. Esto da al receptor la información que necesita a fin de determinar que señal de diferencia de color está siendo recibida a cada instante, de la cual pueden calcularse las señales de color apropiadas y sintetizarse las imágenes de color.

Cualidades y defectos del sistema NTSC

El sistema NTSC tiene a su favor que es mucho más simple que los sistemas PAL ó SECAM, ya que carece de línea de retraso de $\Delta=64$

μ s y de sistema de conmutación, con lo cual su costo se ve reducido alrededor del 5%. La compatibilidad es buena al igual que la retrocompatibilidad y los trucos, mezclas o fundidos de las imágenes son sumamente fáciles de conseguir en el estudio de emisión.

Por el contrario, este sistema presenta un defecto importante debido a su propio principio de funcionamiento. El color está representado por la dirección del vector crominancia, o de forma más precisa, por la diferencia de fase entre las oscilaciones de las salvas y el vector crominancia. Si en el curso de una transmisión, el vector de fase experimentado por las salvas no es idéntico al experimentado por la tensión de crominancia, aparece una fase diferencial que equivale a una rotación del vector de crominancia $OI+OQ$ y por lo tanto, a un cambio de color. Una fase diferencial de este tipo podría aparecer en la propagación de las ondas en el espacio, pero se manifiesta básicamente por un mal control o una gran inestabilidad en el emisor o en el receptor (situación mucho más frecuente). En cualesquier sistema de TV, la distorsión de la fase está destinada a ocurrir cuando las señales de diferentes frecuencias tengan que pasar a través de una pieza del equipo transmisor, una red de distribución o un canal de transmisión. Esto es porque las señales de diferentes frecuencias tomarán diferentes cantidades de tiempo para pasar a través de cualquier pieza del equipo. Esta distorsión de la fase es probablemente el efecto colateral más indeseable del sistema NTSC.

Asimismo, los cambios de fase pueden ocurrir cuando la señal pasa entre el transmisor y el receptor aéreos, especialmente sobre trayectorias que están sujetas a interferencias por trayectorias múltiples o fantasmas, y esto puede incrementar los colores incorrectos que se están desplegando. Similarmente, se esperaría que los cambios en la amplitud de la subportadora alteraran la saturación o intensidad del color, algo que puede corregirse mediante la circuitería de control automático de ganancia, con frecuencia llamado "control automático de color". Es importante resaltar que los cambios de amplitud de la señal pueden incrementar los errores de fase. Si la fase de la subportadora varía con los cambios en su amplitud o con los cambios en el nivel de luminancia, lo cual puede ser causado por ejemplo por el corte en cualesquiera de los muchos amplificadores que forman parte de la radiodifusión, se dice que la señal está sujeta a la "distorsión diferencial de la fase". Esta distorsión incrementa los errores graves de los colores desplegados, un error en la fase de unos 5 grados dan un incremento notable al cambio de color de muchas imágenes, aunque el efecto es muy dependiente del contenido de la imagen original. Por esta razón, los receptores NTSC fueron equipados con control de tinte para permitir a los televidentes alterar los colores a su propio gusto, una situación que es indeseable si se requiere la reproducción exacta del color.

EL SISTEMA SECAM

Ingenieros de diversos países de Europa Oriental se enteraron que cualquier error de fase introducido durante la propagación de las señales NTSC resultaban en una reproducción irregular del color. Este defecto causó muchas críticas al sistema de color americano simbolizando a las siglas NTSC como "Never Twice the Same Color". El sistema SECAM es definido internacionalmente como:

"Un sistema secuencial de TV a color que usa en banda base una señal de color compuesta comprimiendo una señal de luminancia y dos componentes de crominancia, cada una de las cuales es transmitida secuencialmente como una modulación en frecuencia de una subportadora separada. El receptor está provisto de una línea de retardo del período de línea para permitir el despliegue simultáneo de las tres componentes."

Los ingenieros franceses eliminaron el error de fase por completo mediante el uso de la Modulación en Frecuencia (FM) en lugar de la AM para transmitir la información de color. Antes de la transmisión, ellos separaron la información de color en rojos y azules. Esta información después es enviada alternando dos subportadoras de color, una roja a 4.40625 MHz (a 282 veces la frecuencia de línea) y una azul a 4.25000 MHz (272 veces la frecuencia de línea). Estas frecuencias han sido cuidadosamente escogidas para minimizar el efecto de patrón de puntos en imágenes monocromáticas, que es especialmente importante en un sistema en el cual, no como en el NTSC o PAL, se tiene algo de la subportadora presente aún cuando sean cero las señales de diferencia de color. La figura V.2 muestra el espectro en banda base de sistema SECAM.

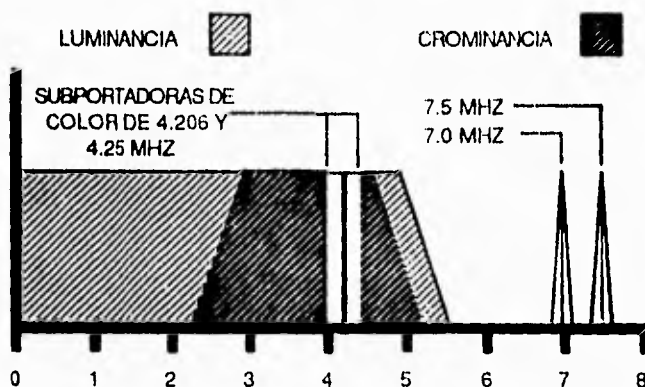


Figura V.2

La información de color contenida en líneas alternadas es recombinada en el aparato de TV usando un circuito de memoria

incluido en el diseño. Se han ensayado algunos sistemas en los que se aplica el principio expuesto por Henry de France, bajo el nombre de "Sequentiel Couleur A Mémoire", abreviadamente SECAM, este método proporciona una fiel reproducción del color. La idea básica consiste en admitir que en dos puntos contiguos de dos líneas consecutivas de color es sensiblemente el mismo. Por consiguiente, además de la información de luminancia, únicamente se transmite en cada línea una de las dos informaciones de crominancia.

Cualidades y defectos del sistema SECAM

Con el sistema SECAM no existe diafotía entre las diferentes señales de color, ya que ellas nunca se transmiten al mismo tiempo y no hay necesidad de un detector síncrono complejo en el receptor. Dado que el sistema de FM no requiere una referencia externa para la demodulación, es inmune a la mayoría de los errores de sincronización. Esto significa que los efectos por distorsión de la fase diferencial son despreciables, así que el sistema no puede producir colores erróneos en condiciones donde la amplitud o fase de la subportadora varían y por lo tanto restaura los problemas principales del NTSC. Los problemas de ganancia diferencial donde la amplitud de la subportadora varía con el nivel de la señal de luminancia, tendrá poco efecto en las señales SECAM dado que cada una de las subportadoras es modulada en frecuencia y los cambios en amplitud harán muy poca diferencia de la imagen final. Esta ventaja con respecto al NTSC es particularmente notable en la grabación de cintas de video. En versiones anteriores del SECAM que usaban señales de identificación de tramas la subportadora sería extinguida para la totalidad del intervalo de supresión del campo excepto durante las señales de identificación de tramas, pero la mayoría de países que usan el SECAM han abandonado las señales de identificación y la subportadora ahora es suprimida para la completa duración de la supresión del campo. Francia, el principal usuario del sistema decretó que después de 1979 todos los receptores nuevos en ese país deben ser capaces de usar el método de identificación de líneas y el CCIR ha establecido que este método es preferible porque ayuda con el intercambio internacional de programas.

Hay claro, desventajas del sistema SECAM, por ejemplo; en el NTSC se usa modulación con portadora suprimida para las señales de color y dado que el SECAM usa FM siempre hay una subportadora presente, excepto durante breves períodos de retroceso del haz electrónico, de tal manera que la relación Señal a Ruido de la señal total debe ser peor que la señal equivalente NTSC y el pobre comportamiento con respecto al ruido, especialmente del canal de crominancia, fue uno de los mayores obstáculos que se tuvieron. Se encontró que este problema pudo resolverse usando preénfasis del video de tal manera que se mejorara la relación Señal a Ruido de las frecuencias moduladoras más altas, de una manera similar a la

que se usa el preénfasis en las señales de radio de FM.

Otro problema potencial con SECAM es que la presencia constante de las subportadoras durante el tiempo de la imagen activa (es decir excepto durante períodos de retorno del haz electrónico) pueden incrementar el patrón de puntos de blanco y negro así como las partes de color de la imagen, las cuales resultan en obstáculos para obtener buena compatibilidad con los receptores de blanco y negro. A fin de minimizar el efecto de patrón de puntos la amplitud de las subportadoras se mantiene a un nivel bajo cuando están desviadas y sus amplitudes se incrementan mediante el uso del preénfasis en radio frecuencia (además del realizado en el video) siempre y cuando las señales de crominancia estén siendo transmitidas. Los efectos del patrón de puntos son mayormente reducidos mediante el invertir la fase de cada subportadora en campos consecutivos y mediante la inversión de la fase de cada tercera línea.

Desafortunadamente, la producción en el sistema SECAM probó ser una verdadera pesadilla debido a que no puede acomodar los efectos especiales, desvanecimientos y cambios de imágenes que se usan actualmente. De hecho, la mayoría de los países que actualmente usan este sistema primero producen sus programas de TV en el sistema PAL y después convierten las señales a SECAM justo antes de la transmisión. Esto ha causado que los críticos americanos se refieran a las siglas SECAM como "System Essentially Contrary to the American Method". El sistema conocido como SECAM en la mayor parte del mundo es más exactamente llamado SECAM III. Otra variante que llegó tarde como para considerarse como Sistema Europeo es el SECAM IV. La principal diferencia es que las dos componentes de crominancia son transmitidas juntas en líneas alternadas, mientras que una subportadora de referencia es transmitida en las líneas intermedias. Esto proporciona un sistema muy austero y termina con la necesidad de una ráfaga de color como referencia en el umbral posterior al inicio de cada línea.

EL SISTEMA PAL

En 1951, antes de que se hubiera terminado el sistema NTSC, un ingeniero llamado B.D. Loughlin sugirió que si la fase de la subportadora de color fuera invertida en campos alternados, los colores erróneos debido a esos errores en la fase aparecerían para cancelar las líneas adyacentes en la pantalla de TV intercalada. El describió la técnica como Secuencia de Oscilación del Color (OCS), aunque también fue conocida como Alternación de la Fase de Color (CPA) y Laughlin continuó intentando los efectos de usar OCS, no sólo en la frecuencia de campo sino también en la frecuencia de línea y aún en los puntos adyacentes. Aunque Laughlin mostró que este método de cancelar los errores debido a la distorsión de la fase funcionaba y que era particularmente útil restaurando los errores de fase causados por interferencias de trayectorias

múltiples (fantasmas), no se consideró como práctico el adoptar esas ideas ya que se encontró que el sincronizar los interruptores para invertir la secuencia en el transmisor y en el receptor era difícil aún cuando errores pequeños incrementaban los problemas de parpadeo a 30 Hz. Esto significa que el sistema NTSC no usó el OCS y no fue sino hasta 10 años después que Walter Brunch, trabajando para la Cia. Telefunken en Alemania, revivió la idea y nació el sistema PAL.

Este sistema desarrollado esencialmente por Walter Brunch de los laboratorios Telefunken, ha sido adoptado por Alemania Federal, Suiza, Italia, Holanda, España, y los países escandinavos. PAL corresponde a la abreviatura de la expresión "Phase Alternative Line", el cual ha minimizado tanto los problemas de errores de fase asociados con el NTSC como los problemas de producción del SECAM. El sistema PAL es definido como:

"Un sistema de TV a color simultáneo que usa en banda base una señal de color compuesta comprimiendo una señal de luminancia y dos componentes de crominancia que son transmitidos como modulación de cuadratura de amplitud de una subportadora y en la cual en cada línea se invierte la polaridad de una de las señales de crominancia."

Telefunken encontró que al invertir los errores de fase de la señal de color en 180 grados en las líneas alternas parcialmente cancelaban los errores de fase que acompañaban a la señal. Al igual que el NTSC, el PAL también usa una subportadora de color, pero a 4.43 MHz, en lugar de los 3.58 MHz que se usan en el NTSC. La subportadora de color es insertada en una señal de video compuesta de tal forma que elimina las distorsiones de la imagen de video encontradas en el NTSC.

Cualidades y defectos del sistema PAL

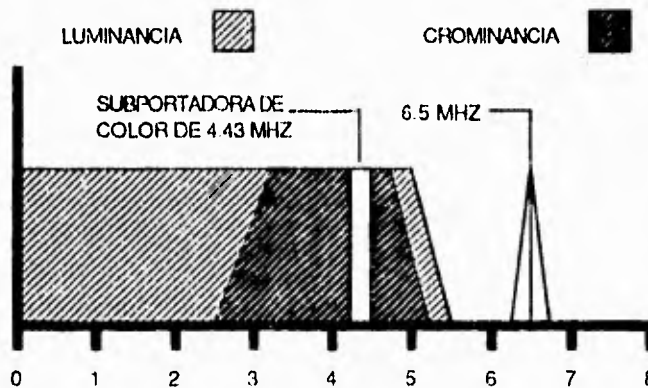


Figura V.3

El defecto esencial del sistema NTSC, es decir el error de tonalidad producido por una fase diferencial accidental, está prácticamente eliminado en los aparatos del sistema PAL y el color es de una calidad notable en condiciones normales de empleo. Por el contrario, el registro sobre un magnetoscopio continuo exige, de la misma forma que para el sistema NTSC, aparatos complementarios de una extrema precisión y, por lo tanto de precio elevado. La compatibilidad en el sistema PAL es inferior a la obtenida con el NTSC ya que se necesitan cuatro cuadros para producir sobre la pantalla de un televisor en blanco y negro la compensación de turbulencias debidas a las señales de crominancia. El sistema PAL da en los países montañosos donde se producen ecos por reflexión, resultados algo superiores a los obtenidos mediante los sistemas NTSC y SECAM. La figura V.3 muestra el espectro en banda base del sistema PAL.

Ya se ha indicado la importancia de escoger una frecuencia de subportadora precisa, además de que la situación del sistema PAL es más compleja, porque el invertir la componente V de cada línea aumenta el cambio en la alternación de la fase de la subportadora y esta conmutación a la mitad de la frecuencia de línea incrementa las componentes de las armónicas de la frecuencia de línea. Dado que el espectro de energía de una señal de TV es tal que la mayoría de la energía en una imagen monocromática está concentrada alrededor de las armónicas de la frecuencia de línea, este arreglo incrementa el molesto efecto de patrón de puntos en receptores monocromáticos. Por lo tanto, para el sistema PAL se agrega un cuarto extra de la frecuencia de línea al valor de frecuencia de la subportadora que se usaría con el NTSC, obteniendo una compensación (offset) de $3/4$ la frecuencia de línea de la señal V, la cual asegura que cualesquier energía resultante de la subportadora es movida de las armónicas de la frecuencia de línea, reduciendo así la visibilidad de cualesquier patrón de puntos.

Adicionalmente, si la subportadora es un múltiplo impar de la frecuencia de la trama (imagen), los puntos que aparecen en campos adyacentes se intercalarán con otro, lo que reduce su visibilidad, y además del offset ya descrito, se agrega una componente a la frecuencia de imagen de modo tal que se agreguen 25 Hz extras a la frecuencia de la subportadora ya calculada en los sistemas PAL de 625 líneas/50 campos por segundo. Estos 25 Hz de offset significa que cualesquier patrón causado por el batido entre la subportadora y las señales de imagen se repetirá cada ocho campos. Esto también es llamado secuencia de ocho campos, donde la fase de la subportadora y el flanco de subida del pulso de sincronía de la línea que son sólo un sincronismo exacto de una vez cada ocho campos, incrementan las complicaciones cuando se editan las grabaciones en video; si no se toma en cuenta la secuencia de ocho campos pueden ocurrir corrimientos de imágenes aleatorios en los puntos de edición. Tomando en cuenta la necesidad de que la subportadora de color mantenga una relación particular con la

frecuencia de línea y para agregar el offset de 25 Hz, la frecuencia de la subportadora de color se seleccionó como:

$$f_{\text{subportadora}} = \{ \text{Frec. línea} * (284 - \frac{1}{4}) \} + 25 \text{ Hz}$$

la cual con la frecuencia de línea de 15.625 KHz, da

$$f_{\text{subportadora}} = 4.43361875 \text{ MHz}$$

La primera e inherente desventaja del sistema PAL es que los errores de distorsión de fase incrementan las variaciones en la saturación del color de algunas partes de la imagen. Aunque esto puede causar una degradación visible bajo ciertas condiciones, en general los televidentes no notan ningún problema porque las variaciones en la saturación son generalmente mantenidas dentro de límites bastante estrechos y los circuitos de corrección automática del color en los receptores tienen un control de ganancia automático que compensa cualesquier cambio.

Otra desventaja del sistema PAL (y de otros sistemas de TV compuestos) sólo salieron a la luz cuando fue discutida la posibilidad de usar satélites para Radiodifusión Directa. Las transmisiones vía satélite necesitan usar modulación en frecuencia para hacer el mejor uso posible de la potencia limitada disponible en los satélites debido a las limitaciones prácticas en el tamaño de los paneles solares. Los ingenieros descontentos con ambos métodos NTSC y SECAM nombraron al PAL como "Peace At Last".

TELEVISION DE ALTA DEFINICION (HDTV)

Los inicios de la investigación de la Televisión de Alta Definición (HDTV) comenzaron en la Nippon Hoso Kyokai (NHK) en 1971, por ello, el sistema HDTV es también llamado "sistema NHK". El objetivo inicial era crear un estándar único mundial para la producción de programas de TV. Otro objetivo fue la simplificación de las producciones permitiendo a productores de distintos países la utilización de los mismos equipos. La NHK también pensó en la simplificación de los intercambios de programas entre televisoras de distintos países, eliminando la necesidad de pasar desde el sistema NTSC al PAL ó SECAM y viceversa. Para finales de los setenta la NHK se había fijado un objetivo mucho más ambicioso para la HDTV: el establecimiento de un único estándar mundial de transmisión. Luego en 1981, la NHK realizó una demostración de un sistema de producción y transmisión de HDTV de 1125 líneas entrelazadas y 60 Hz. La calidad de imagen había mejorado sustancialmente en comparación con los sistemas NTSC y PAL. Cabe señalar que el número de líneas es utilizado comúnmente para comparar la resolución de un sistema con respecto a otro. El estándar de 525 líneas usado en los Estados Unidos fue seleccionado en 1941, después de una década de investigación y desarrollo. En

ese entonces, éste estándar era considerado como "alta definición" comparado con las imágenes de 60 líneas de los 10 años anteriores. Como ya se mencionó, en Europa se usa un estándar de 625 líneas. La siguiente tabla muestra la evolución de la HDTV con el tiempo.

Año	Número de líneas de exploración
1930	60
1931	120
1933	240
1936	343
1939	441
1941	525
1967	625 (Europa)
1981	1125 (prototipo de Japón)

Tabla V.d

Operación de la HDTV

La imagen de la HDTV es llevada al cabo con una pantalla de TV que contiene 1125 líneas: más del doble que el actual estándar Americano. Tomando en cuenta la amplitud extra de la pantalla, la imagen de la HDTV contiene casi cinco veces más información de video que la TV convencional. Para transmitir una imagen que contiene cinco veces más información, un canal de HDTV debe tener cinco veces la capacidad (Ancho de Banda) de un canal de TV convencional. Este requisito de un ancho de banda excesivo es el principal obstáculo para su desarrollo a corto plazo. Además, el alto costo en términos de la cantidad de ancho de banda requerido, requeriría un pago por parte del consumidor a la hora de comprar un receptor de TV. Los dispositivos en desarrollo pueden acelerar la introducción del sistema NHK mediante la reducción del tamaño del canal. La técnica llamada "Compresión de Video Digital" comprime una señal de TV en solamente la mitad del tamaño de un canal normal y requiere no solo de equipo especial en el transmisor de TV sino también en el receptor. En un sistema de compresión de banda se envía la primer trama, después la segunda trama es comparada con la primera y solamente se transmiten las diferencias necesarias. Mediante la transmisión de sólo las líneas que son diferentes, los sistemas de compresión de ancho de banda pueden reducir casi la mitad de la cantidad de información de video de la señal que se va a transmitir y por ende el ancho de banda que requiere. Esto se tratará más adelante con mayor detalle.

En 1982, la Sociedad de Ingenieros en Imágenes en Movimiento y Televisión (SMPTE) creó un grupo de estudio dedicado a la HDTV. Dos años después, este grupo se organizó con el objetivo de adoptar estándares de producción de la HDTV basados en la propuesta inicial de la NHK. La norma SMPTE 240M describe un estándar de producción de la HDTV de 1125 líneas entrelazadas, 60 Hz, con formato de pantalla de 16:9 y 6 canales de sonido digital. Ese mismo año, el Comité Consultivo Internacional de Radiodifusión (CCIR) que también establece normas de TV internacionales pospuso la aprobación de normas sobre producción y transmisión de HDTV de alcance mundial en su reunión plenaria en Dubrovnic, Yugoslavia. La razón para que no se acepten universalmente las propuestas sobre la HDTV es entre otras razones porque el formato japonés de HDTV es ya anticuado debido a que fue diseñado cuando no existían los chips VLSI (Very Large Scale Integrated) por lo que la computación no se consideró como una forma de conseguir una imagen mejor. Muchos expertos consideran que el sistema del futuro deberá basarse en la tecnología digital. Además muchos de los que abogan por la fusión de las funciones de la televisión y la computadora en los hogares, consideran que las 1125 líneas no ofrecen suficiente resolución para permitir la creación de periódicos electrónicos y otras aplicaciones basadas en el texto.

Otro de los principales problemas consiste en que alrededor del 58% de los televisores del mundo funcionan con 50 campos por segundo y el sistema NHK precisa 60 campos por segundo implicando una gran lucha de intereses. Hasta que no se llegue a un acuerdo de un estándar internacional, los fabricantes incluyendo las compañías japonesas que desarrollaron el sistema NHK estarán reuientes a involucrarse en la producción masiva de equipo de radiodifusión. Los japoneses, obviamente están presionando por la aceptación del sistema NHK como estándar ya que ellos han desarrollado una línea de cámaras, grabadoras y otros equipos para vender. Además, existe el problema de encontrar canales para uso de los radiodifusores de HDTV, ya que aún la señal HDTV comprimida usaría el doble del ancho de banda de una estación de TV convencional. En la mayoría de los mercados principales aproximadamente todos los canales disponibles ya están en uso por estaciones de televisión en VHF y UHF y no es probable que muchas de esas estaciones estén convencidas para combinar las operaciones con un solo canal de HDTV.

TELEVISION DIGITAL

Las técnicas digitales permiten que una imagen de TV sea descompuesta en elementos de imagen individuales o pixeles, y en lugar de transmitir una señal analógica, es decir, una forma de onda de voltaje variante que representa directamente la brillantez y el color de la imagen de TV, la cual es enviada por los enlaces de microondas o cables a los transmisores es un mensaje codificado que dice "el elemento de imagen número x tiene un nivel de

brillantez y, y un color z". En el extremo más lejano del enlace, el mensaje puede codificarse y se puede reconstruir una imagen completamente nueva, un pixel a la vez, mediante la reconstrucción de cada pixel de acuerdo a los niveles de brillantez y de color especificados en el mensaje codificado. La imagen recibida sería por consiguiente una recreación perfecta del original. En el caso de señales analógicas, cualesquier variación en el nivel de voltaje entre el extremo transmisor y el extremo receptor del enlace resultaría en una alteración del nivel de gris de la imagen, es decir, distorsión. En el caso digital, el nivel actual de la señal digital no habría diferencia en la calidad de la imagen recibida; mostrando que hay suficiente señal para permitir al decodificador el distinguir entre los pulsos de codificación, la imagen puede reconstruirse en una copia idéntica del original. Como una ventaja mayor, cualesquier pequeña cantidad de corrimiento en un circuito analógico, tal vez debido a cambios de temperatura causaría una distorsión notable; la misma cantidad de corrimiento sería improbable que afectara un circuito digital al extremo que los pulsos no puedan codificarse.

Si una señal de TV es codificada digitalmente de acuerdo a la Recomendación 601, esto resultará en una velocidad de datos de $(13.5 \text{ Mbps} + 6.75 \text{ Mbps} + 6.75 \text{ Mbps}) * 8$ por muestra lo cual es igual a 216 Mbps. Aún usando la opción más optimista, esto requerirá un ancho de banda de más de 100 MHz para transmitir, en comparación con los 6 MHz para la versión analógica. Afortunadamente, las imágenes de TV contienen una gran cantidad de redundancia en la que las imágenes no cambian mucho de un pixel a otro, o aún de campo a campo, por lo que se pueden usar técnicas para reducir la velocidad de los bits. Las dos técnicas principales para reducir la velocidad son la DPCM (Differential Pulse Code Modulation) y la DCT (Discrete Cosine Transform). DPCM es una técnica en la que solo se transmite la diferencia entre el valor de la muestra pronosticada y el valor actual. El valor de la muestra pronosticada puede obtenerse por el muestreo en el campo, es decir, viendo las muestras adyacentes en el mismo campo o por el muestreo entre campos donde la predicción está basada en valores de muestras adyacentes de campos adyacentes. La segunda técnica DCT, toma los datos de un bloque completo de elementos de imagen y usa procesos matemáticos conocidos como transformadas ortogonales, las cuales son similares a las transformadas de Fourier para convertir estos datos en una forma equivalente desde la cual cualesquier información redundante puede removerse antes de su transmisión.

COMPRESION DE VIDEO DIGITAL

El 21 de Enero de 1991 se realizaron en Las Vegas, Nevada demostraciones en vivo de un nuevo sistema de transmisión de TV organizadas por la Asociación de Comunicaciones de Radiodifusión por Satélite (SBCA). La Compresión de Video Digital es un nuevo

método de transmisión que puede transformar una señal de TV convencional en una versión taquigráfica que reduce enormemente la cantidad de ancho de banda necesario para transmitir la señal. Por ejemplo, un sólo transpondedor de 36 MHz puede acomodar la transmisión simultánea de hasta 10 servicios de video. Lo que es más, la misma tecnología de compresión podría usarse para transmitir hasta cinco canales dentro de los 6 MHz de ancho de banda usados actualmente para repetir un canal de cable o de radiodifusión convencionales. En otras palabras, la capacidad de un sistema de cable estándar de 35 canales podría acomodar hasta 175 señales de TV digital comprimida. La Compresión de Video Digital también puede mejorar la calidad tanto de las imágenes como del sonido. Dado que la señal está compuesta de datos digitales en lugar de formas de onda analógicas, la calidad de la imagen como del sonido no están sujetas a "fantasmas", a poca calidad del color u otras degradaciones que ocurren inevitablemente durante la transmisión de señales de TV. Lo mejor de todo es que puede obtenerse la calidad de sonido de un disco compacto.

Funcionamiento de la Compresión de Video Digital

Una sola trama NTSC de video de 525 líneas está compuesta de más de 150 000 píxeles. Dado que el video opera a una velocidad de 30 tramas por segundo, más de 4 millones de píxeles se despliegan en la pantalla cada segundo. Para comprimir esta cantidad astronómica de información en un paquete más compacto, las componentes de luminancia y crominancia de la señal de video deben de convertirse a un formato digital. Los píxeles contenidos en cada trama de TV son codificados en bloques de dígitos binarios (bits).

Antes de la compresión, una señal de TV a color digitalizada requeriría de un flujo de datos de casi 120 Mbps a una velocidad que podría llenar la capacidad de un transpondedor de banda Ku. Sin embargo, con la compresión cada bloque digitalizado de píxeles es primero analizado o "codificado" para determinar que bloques dentro de cada trama será necesario enviar. Primero es necesario volver a enviar un bloque de píxeles en el cual no hayan cambiado ninguno de los elementos de la imagen. En este caso, el codificador puede economizar mediante el envío de una señal al receptor del satélite instruyéndolo para volver a llamar los bloques que no tuvieron cambio de píxeles desde la última trama y reinsertarlos en la siguiente trama. Lo que es más, otro truco de ingeniería llamado "compensación de movimiento" puede usarse para calcular la dirección y velocidad de un objeto en movimiento dentro de una trama en particular y entonces transmitir una señal que instruya al receptor a volver a llamar los bloques de píxeles afectados desde la trama previa y entonces cambiar esos bloques a una porción adyacente de la imagen durante la trama siguiente. Mientras más cambios ocurran en la escena principal, el codificador debe transmitir un conjunto completo de nuevos bloques e instruir al

receptor para que omita los bloques que no sufrieron ningún cambio comprimiendo así la trama previa, la cual ha sido grabada en memoria.

Una vez que se ha completado la codificación del video, el paso siguiente en el proceso de compresión usa una clave electrónica única llamada "algoritmo" para reorganizar los bloques digitales de pixeles en un formato aún más compacto. El algoritmo efectua esto mediante la conversión de bloques de pixeles en una serie equivalente de números que pueden transmitirse rápidamente. Esos números equivalentes son entonces procesados más ampliamente a fin de requerir el envío del menor número de bits. Existen principalmente dos sistemas de Compresión de Video Digital, uno desarrollado por la Compañía Compression Labs Inc. (SpectrumSaver) y otro por la Compañía General Instrument (DigiCipher), los cuales se presentan a continuación.

Sistema de Compresión de Video Digital de la Compression Labs Inc.

Este sistema de radiodifusión desarrollado por la compañía Compression Labs consiste de un codificador de video SpectrumSaver y uno de audio Dolby en el sitio de transmisión. La señal de video es comprimida usando la tecnología de video digital comprimido basada en el algoritmo de codificación de Transformada Discreta del Coseno (DCT) con Regeneración Condicional, Compensación de Movimiento y Procesamiento previo y posterior, cumpliendo con los estándares de video JPEG y MPEG. El SpectrumSaver digitaliza y comprime la señal de video de 120 Mbps en una señal comprimida de 2.2 Mbps incluyendo 1.73 Mbps de información de imagen y dos canales de audio digital de 0.200 Mbps con una calidad de audio cercana a la de un disco compacto. Se agregan 0.8 Mbps adicionales como "Corrección Directa de Errores" (FEC) para crear una señal comprimida final con una velocidad de datos de 3 Mbps. La corrección directa de errores utilizada es una técnica de transmisión que puede corregir automáticamente hasta 16 errores por cada mil en cualesquier secuencia de un flujo de bits. Los 1.73 Mbps de flujo de datos representa la velocidad de compresión de los datos de video, la cual puede ser de 1.73, 1.95 y 4.36 Mbps; en la mayoría de los casos sólo una pequeña cantidad de esta capacidad se usa para transportar los cambios en escenas relativamente estáticas. Esto permite a la Compression Labs llenar el resto con datos que no contienen información de imagen, así como ofrecer tres velocidades de operación del canal de datos compuesto: 2.93568, 3.3 y 6.6 Mbps. Cabe señalar que para obtener una mejor calidad de transmisión es más conveniente utilizar la velocidad de 6.6 Mbps ya que se percibe con menos frecuencia el salto de imagen que aparece con las velocidades más bajas, sobre todo cuando existen muchos cambios entre una trama y la siguiente debido a paneos en la transmisión, a mezclas o acercamientos de imágenes.

En los extremos receptores, los IRDs (Integrated

Receiver/Decoders) descomprimen la ráfaga digital y la convierten en una señal de video NTSC, dos canales de audio y un canal de datos tipo simplex. Para realizar esto el extremo receptor usa antenas convencionales y convertidores LNB para obtener la señal del satélite, amplificarla y convertirla de la frecuencia de satélite a la banda L (950-1450 MHz).

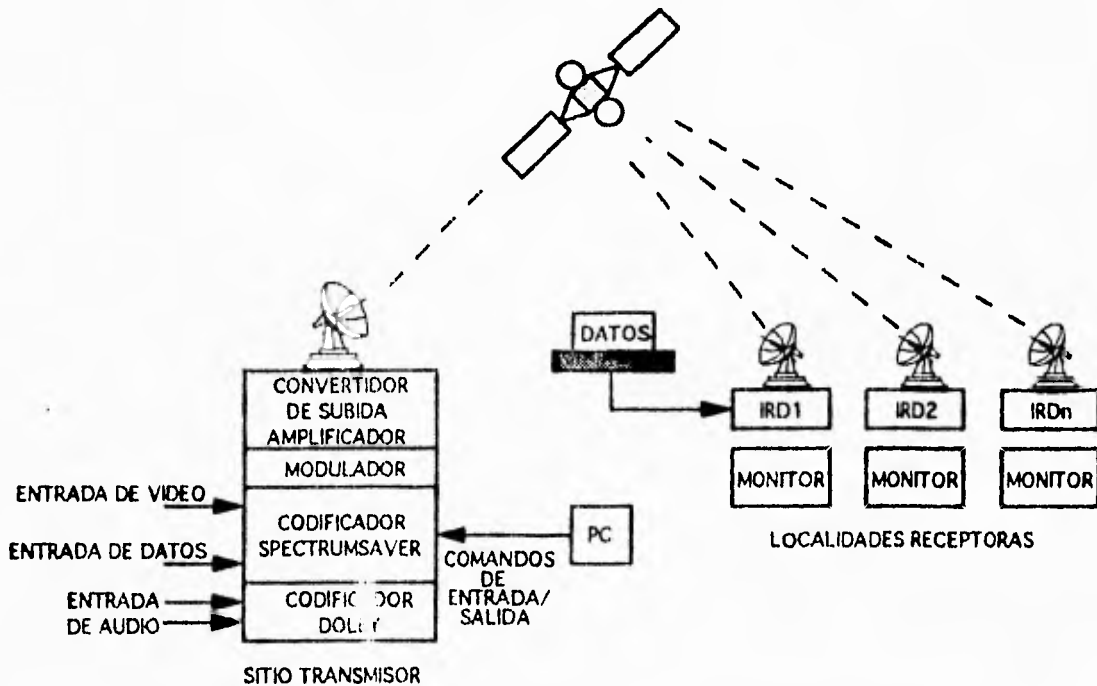


Figura V.4

El demodulador QPSK dentro de cada IRD selecciona un cierto canal dentro de los 500 MHz de la banda L. El sintetizador del demodulador opera en pasos de 125 KHz y permite la sintonía fina de 400 canales de frecuencia posibles dentro de la banda L. La salida del demodulador QPSK es una ráfaga multicanalizada, la cual contiene audio y video comprimidos, datos, bits de control, códigos de sincronización y códigos de corrección de error. Esta ráfaga entra directamente al decodificador de audio y video en el IRD. La habilidad para transmitir datos que no pertenecen a la TV en cada canal, da a las compañías que adquieran el sistema la capacidad de variar la frecuencia de transmisión de cada canal siempre y cuando alguna interferencia amenace la integridad del flujo de datos del canal. Para realizar esto, el sistema transmitirá una señal digital

de control a todos los receptores, los cuales serán comandados para resintonizarlos a una nueva frecuencia.

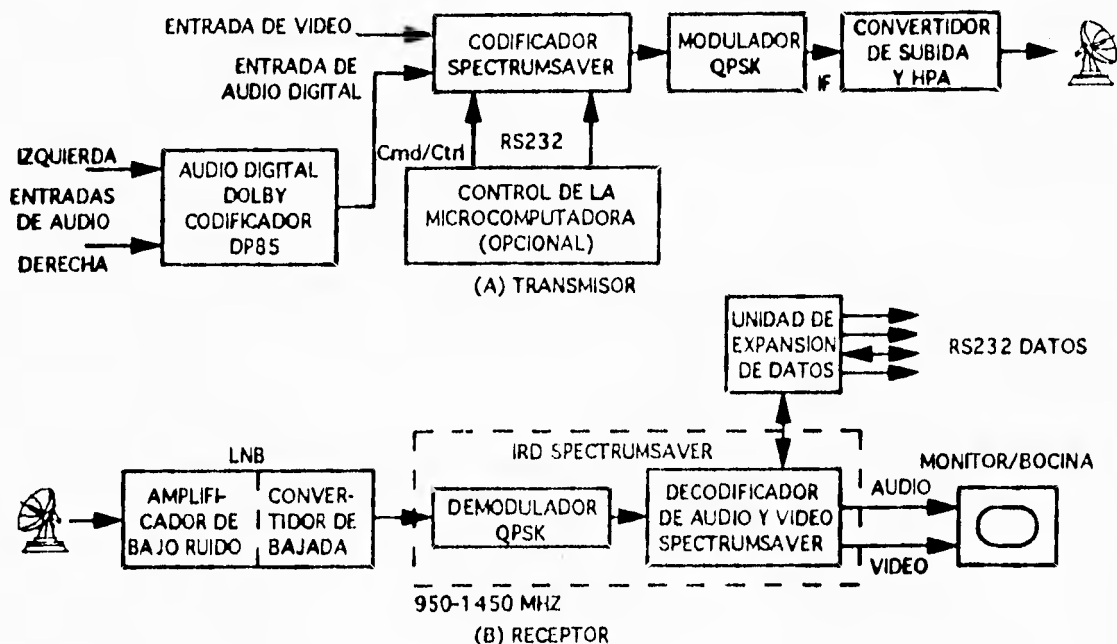


Figura V.5

Cada servicio de programa de video tiene su propia asignación de frecuencia SCPC. Se usa modulación QPSK para unir las imágenes digitales y la información del sonido a las portadoras. Con la QPSK, dos bits de información son codificados simultáneamente usando BPSK, modulando dos portadoras de cuadratura en cuatro distintos estados de fase separados en múltiplos de 90 grados. La codificación QPSK es usada para repetir los bits alternados de una sola fuente de señal digital. Solo 4 o 6 de los 36 MHz de ancho de banda disponibles a través de un transpondedor angosto (o 72 MHz de un transpondedor amplio) de banda C en los satélites Morelos 2 o Solidaridad I y II podrían usarse para acomodar un servicio de video NTSC, permitiendo compartir o subarrendar un transpondedor. Es conveniente mencionar que este sistema puede operar tanto en banda C como en banda Ku dependiendo solamente de los equipos adecuados para subir la señal al satélite. En este punto cabe señalar que actualmente ya se cursan servicios de TV digital a través del transpondedor 16K del satélite Solidaridad I.

El ancho de banda extra es un intercambio en una fórmula

compleja de cálculo de potencia, la cual permite al sistema de la Compression Labs usar la antena de recepción lo más pequeña posible en una área geográfica lo más extensa que se pueda. El ancho de banda extra también da al personal que opera el satélite (Centro Nacional de Monitoreo y Supervisión de Redes), la libertad de pedir que se varíen las frecuencias de las portadoras siempre que lo requieran a fin de minimizar los problemas de interferencia.

Además, el SpectrumSaver ofrece el control de la autorización de programas mediante un sistema programable de acceso condicional, el cual controla la recepción de programas en cada uno de los sitios de la red a través del direccionamiento único del IRD, permitiendo que se reciba cualquier combinación de señales de audio, datos y video. Como se menciona en el capítulo VI, durante condiciones de lluvia, las partículas atmosféricas tales como gotas de agua o copos de nieve pueden depolarizar y absorber señales de microondas causando que se degraden las señales en la banda Ku. Sin embargo, la Compression Labs ha desarrollado un sistema de transmisión completamente digital, donde el receptor puede usar la corrección directa de errores para reconstruir una señal atenuada con poca o ninguna pérdida en la calidad de la imagen o del sonido. Esta compañía demanda que sus técnicas de corrección de errores pueden compensar automáticamente atenuaciones de lluvia de hasta 5 dB y aún mantener una perfecta calidad de imagen. Para pérdidas momentáneas de más de 5 dB como las que ocurren durante un breve aguacero, las memorias de las tramas del receptor desplegarán una imagen congelada, luego inmediatamente regresan a sus imágenes normales una vez que la señal ha regresado a su nivel de operación. Algunos de los usuarios que actualmente utilizan esta tecnología en México son: Hipodromo de las Américas, ITESM y Televisa (señal de CVC). Todos ellos en banda C. Por lo tanto, debido a las características propias sobre el funcionamiento de este sistema, así como el ancho de banda que ocupa en un transpondedor (6 MHz), se recomienda que se utilice en servicios tales como videoconferencias, clases vía satélite, noticias, documentales, así como empresas que requieran el intercambio de señales de video entre sus diferentes instalaciones distribuidas en el país, etc. donde no se requiera una calidad de video excepcional.

Sistema de Compresión de Video Digital de la General Instrument

En México, existen compañías que utilizan la compresión de video como modo de transmisión, tal es el caso de la empresa Multivisión que utiliza el Satélite Solidaridad I. Multivisión utiliza una antena Vertex de 8.1 m tipo cassegrain en su estación maestra ubicada en la Cd. de México para transmitir señales de audio y video en una sola portadora con modulación digital QPSK a las regiones R1 y R2 a través de los transpondedores 6N, 7N, 8N y 9N. Los servicios son recibidos empleando estaciones de Sólo Recepción TVRO, las cuales emplean un receptor decodificador

integrado DigiCipher II de tipo "doméstico" (figura V.6).

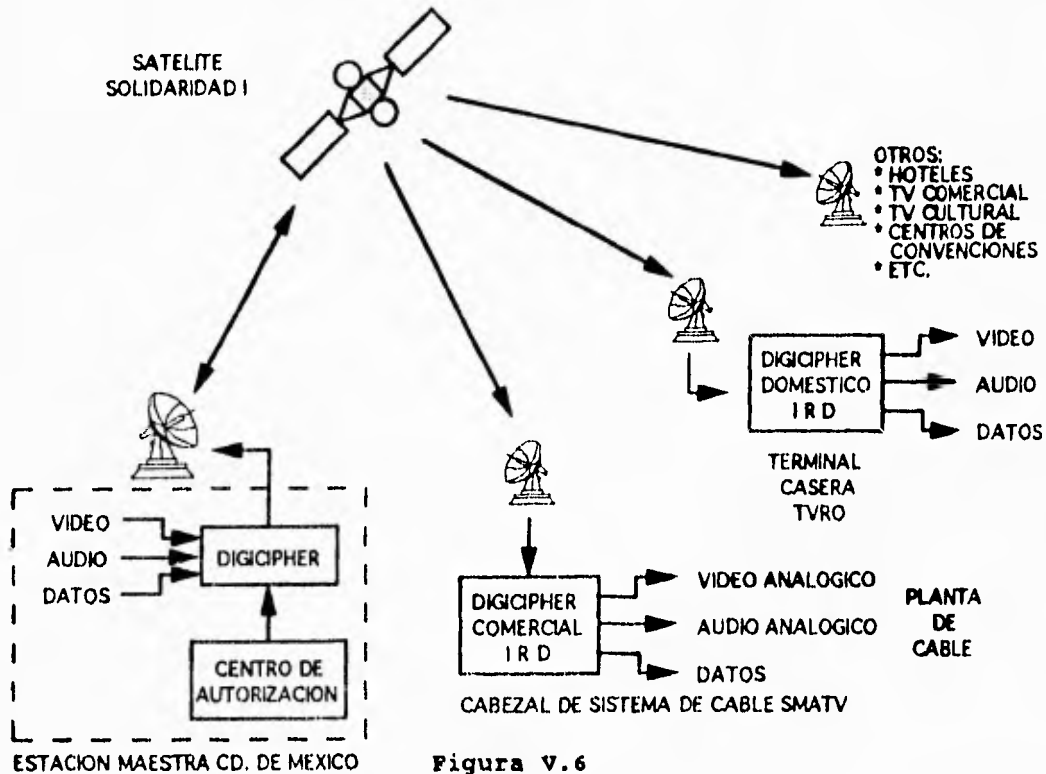


Figura V.6

El DigiCipher II es un sistema de TV completamente digital diseñado para digitalizar, comprimir, empaquetar, encriptar, multicanalizar, corregir errores y modular varias señales de TV de cualquier formato D1 de NTSC, PAL o SECAM para su transmisión en un transpondedor, los cuales pueden mezclarse dentro de un solo codificador. Para transmisiones vía satélite, el sistema DigiCipher II puede implementarse en accesos de Canales Múltiples por Portadora (MCPC o TDM) o Canal Único por Portadora (SCPC o FDM). Con MCPC todas las señales deben estar disponibles para multicanalizarse en el Sistema de Codificación a la Subida, modularse en QPSK y transmitirse en una sola portadora. El acceso MCPC maximiza la utilización del transpondedor y permite al operador del sistema transmitir con la máxima potencia autorizada.

Además, la característica de multicanalización estadística del DigiCipher II puede usarse para distribuir continua y dinámicamente el ancho de banda disponible, optimizando la calidad del video de

los servicios que comparten la ráfaga MCPC. Algunas de la señales dentro de la ráfaga MCPC pueden seleccionarse para que operen a velocidades fijas, por ejemplo 8 Mbps mientras que los otros canales pueden compartir el ancho de banda restante. El sistema SCPC permite que se accese a un transpondedor desde diferentes ubicaciones, usando la técnica de modulación QPSK offset para reducir la interferencia entre las diversas portadoras SCPC que comparten el transpondedor. El DigiCipher usa las técnicas de compresión de video digital basadas en la Transformada Discreta del Coseno (DCT) con compensación de movimiento. La DCT es una técnica de codificación muy efectiva validada por los estándares internacionales H.261, JPEG y MPEG. El sistema DigiCipher implementa la compresión de video de modo doble: DigiCipher II y MPEG-2. Los dos modos son similares, el modo DigiCipher II está más optimizado para aplicaciones de TV incluyendo un desempeño excelente con el video, una rápida adquisición del canal y un retardo pequeño de un extremo a otro del sistema. El modo MPEG-2 incluye tramas B para mejorar la calidad del video a bajas velocidades y permite una interoperabilidad potencial con otros servicios y dispositivos de consumo. También se puede prestar servicio de distribución de señales de TV o teleaudición a compañías de TV por cable o a radiodifusoras equipadas con un decodificador DigiCipher de tipo "comercial".

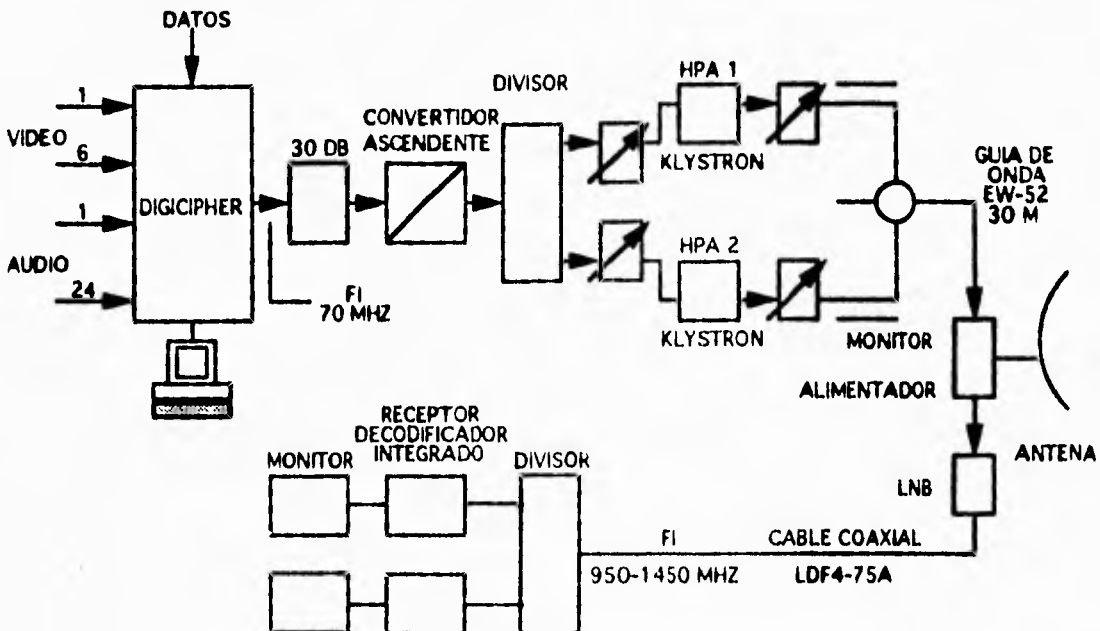


Figura V.7

El codificador DigiCipher acepta de uno a seis canales de TV para material de video o hasta diez canales de TV para material filmico. Este equipo realiza cuatro funciones principales: (1) Digitaliza, (2) Comprime, (3) Multicanaliza y (4) Modula. La rapidez de información es de aproximadamente 27 Mbps, la que mediante codificación para detección y corrección de error, empleando códigos concatenados, convolucionales y de bloque, da como resultado una rapidez de transmisión de aproximadamente 39 Mbps. Aquí cabe señalar que el sistema DigiCipher II permite seleccionar una variedad de Modos de Transmisión dependiendo de los valores de la velocidad de información, ancho de banda ocupado y velocidad de Corrección Directa de Errores (FEC). La portadora es presentada en la salida del equipo utilizando una frecuencia intermedia de 70 MHz. Añadidos a cada canal de TV son enviados datos de manejo del sistema, así como seis canales auxiliares de datos de tipo asíncrono a 9600 bauds, uno por cada canal de TV. La portadora modulada es enviada al convertidor de subida, donde la señal resultante es en banda C. La señal pasa a un divisor entre dos y cada una de estas señales alimenta a dos amplificadores de alta potencia de tipo Klystron en configuración redundante 1:1.

El conmutador de redundancia del tipo giro conduce a la señal hasta el alimentador de la antena. El alimentador permite operar la antena a la transmisión y a la recepción simultáneamente. En el extremo receptor se emplea un amplificador en bloque LNB conectado directamente al alimentador de la antena. La salida del convertidor en frecuencia intermedia de 950 a 1450 MHz entrega la señal a un cable coaxial de 75 ohms de 30 m de longitud. Este cable conduce la portadora de bajada hasta un divisor instalado en la sala de equipo. Cada una de las salidas del divisor conducen a un Receptor Decodificador Integrado (IRD) que entregan las señales de video procedentes del satélite a los monitores de video. Otras de las características más importantes del sistema DigiCipher es que comprime digitalmente señales de audio, video, datos y canales de control en una sola ráfaga a alta velocidad. En una configuración básica, se encuentran cuatro canales de audio estéreo, un canal de datos síncrono y uno de datos asíncrono disponibles por servicio de TV. Así, se pueden procesar en un mismo codificador hasta ocho servicios de TV, 16 pares de canales estéreo de audio digital, ocho canales de datos síncronos y ocho asíncronos. El sistema DigiCipher apoya la tecnología de canales de audio digital Dolby AC-3 (canales 5.1) permitiendo lo último en migración hacia el sonido digital "surround" de canales múltiples. Un sistema de canal de audio surround 5.1 se refiere a los canales izquierdo, derecho, central y dos canales surround, más un canal de mejoramiento adicional de baja frecuencia. Dos canales Stereo AC-3 pueden transmitirse a 128 o 192 Kbps. En general la señal estéreo AC-3 de 192 Kbps es equivalente en calidad al audio de un disco compacto estéreo. En lo que respecta a los canales de datos, los canales asíncronos pueden operar a velocidades discretas de 1200, 2400, 4800, 9600 o 19200

bauds. Los canales síncronos a velocidades de 19.2 Kbps a casi 2 Mbps. Si el usuario decide no utilizar canales de datos, los bits de información no usados pueden asignarse a las ráfagas de video. Asimismo, los canales de datos pueden encriptarse independientemente o con la misma clave del servicio de TV.

Otra característica importante es que se apoya un amplio rango de servicios de texto incluyendo pantallas del usuario, guías y nombres de programas, nombres de servicios, canales virtuales, mensajes personales, subtítulos y servicios de información como el teletexto. Con los canales virtuales se permiten números de canales para servicios específicos, por ejemplo, un canal deportivo con audio en inglés podría corresponderle el número de canal virtual 50, mientras que el mismo canal deportivo con audio en español le correspondería el 51. A continuación se muestra una gráfica de una señal de TV transmitiéndose a través del satélite Solidaridad I.

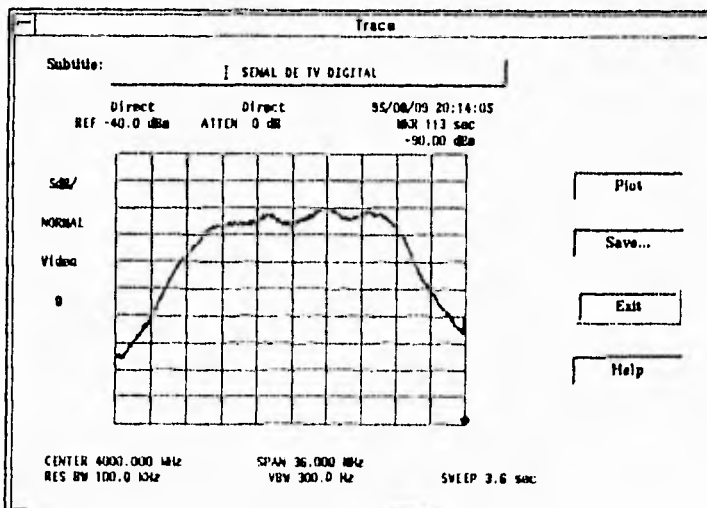


Figura V.6

De igual manera, se sugiere que este Sistema sea utilizado por compañías dedicadas al negocio de transmisión de señales de video debido tanto al ancho de banda utilizado (36 MHz), como a la inversión que representa el adquirir el equipo para poder sacarle el máximo provecho.

TECNICAS DE CODIFICACION DE ALTA EFICIENCIA PARA IMAGENES

Las técnicas de codificación de alta eficiencia más comunes son la "Codificación por Transformada Discreta del Coseno" (DCT) y

la "Codificación por Predicción Entretramas" ó "Codificación Predictiva con Compensación de Movimiento" (MC) con Regeneración Condicional de Elementos de Imagen. También en años recientes, se han llevado a la práctica muchas investigaciones sobre el uso de un Vector de Cuantización (VQ). Las técnicas de reducir la velocidad de transmisión de bits son fundamentales para la codificación a alta eficiencia y por consiguiente se describirán los puntos fundamentales de esas técnicas.

Codificación híbrida usando la Transformada Discreta del Coseno

La compresión de datos de imagen ha sido y continúa siendo en algún grado una de las áreas principales de investigación en el procesamiento de imágenes. Con frecuencia en la práctica se encuentran imágenes definidas sobre celosías de 256×256 o 512×512 . Asumiendo que cada pixel está representado por 8 bits (correspondientes a las variaciones de niveles de gris entre 0 y 255), esto representa aproximadamente 524 o 2096 Kilobits de memoria, lo cual es mucho. Por ello, es conveniente representar la información de la imagen con un número considerablemente menor de bits y al mismo tiempo ser capaz de reconstruir una imagen que sea cercana a la imagen original. La idea básica en las técnicas de compresión es usar una transformación lineal que pueda invertirse para transformar el arreglo de imagen correlacionado en un arreglo de variables no correlacionadas que puedan representarse por un número menor de bits en comparación con el arreglo de la imagen original. Si se representara cada uno de los pixeles en el arreglo de la imagen de $N \times N$ de 8 bits y el arreglo decorrelacionado de 1 bit, entonces el factor de compresión es aproximadamente

$$\frac{8N^2}{m+N^2} \quad (V.1)$$

donde m denota el número de bits requerido para codificar la transformación decorrelacionada a usarse, usualmente $m \ll N^2$ y de aquí se realiza la compresión de datos de imagen. El término de transformadas de imagen usualmente se refiere a la clase de matrices unitarias usadas para representar imágenes. Así como una señal de una dimensión puede representarse por una serie ortogonal de funciones base, una imagen también puede expandirse en términos de un conjunto discreto de arreglos base llamados imágenes base. Esas imágenes base pueden generarse mediante matrices unitarias. Alternativamente, una imagen de $N \times N$ puede verse como un vector de $N^2 \times 1$. Una transformada de imagen proporciona un conjunto de coordenadas o vectores base para el espacio del vector.

Dado que la mayoría de las técnicas de compresión de imagen son implementadas en forma digital, el diseño de cuantizadores para cuantizar los coeficientes de la transformada, los residuos y demás parámetros de las transformaciones forman una parte integral de

cualquier esquema de compresión. La figura V.9 muestra un sistema de codificación por transformada típico. El decodificador implementa la secuencia inversa de pasos (con excepción de la función del cuantizador) del codificador, el cual ejecuta cuatro operaciones relativamente directas: descomposición en subimágenes, transformación, cuantización y codificación. Una imagen de tamaño $N \times N$ primero es subdividida en subimágenes de $n \times n$, las cuales después son transformadas para generar $(N/n)^2 n \times n$ arreglos de transformadas de subimágenes.

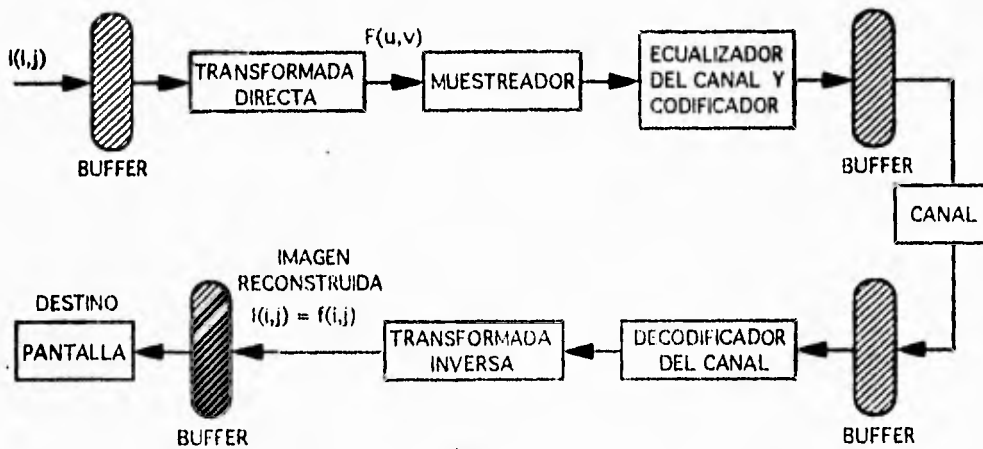


Figura V.9

La meta del proceso de transformación es decorrelacionar los pixeles de cada subimagen o comprimir tanta información como sea posible en el número más pequeño de coeficientes de la transformada. La etapa de cuantización elimina selectivamente o cuantiza abruptamente los coeficientes que transmiten la menor información. Esos coeficientes tienen el impacto más pequeño en la calidad de subimágenes reconstruidas. Las transformaciones que redistribuyen o comprimen la mayor información en el menor número de coeficientes proporcionan las mejores aproximaciones de las subimágenes y en consecuencia, los errores de reconstrucción más pequeños. El proceso de codificación termina codificando (usando normalmente un código de longitud variable) los coeficientes cuantizados. Aunque el parámetro visual de la imagen reconstruida es probablemente el criterio natural para evaluar el desempeño de un codificador de imagen, es un poco subjetivo, difícil de modelar y de representar. En consecuencia, se usa el error cuadrático medio entre la imagen original y la reconstruida como criterio para medir la calidad de la imagen reconstruida. El error cuadrático medio se refiere a una especie de promedio o sumatoria (o integral) de los errores al cuadrado entre dos imágenes. Para imágenes de $N \times N$ o (n, n)

y $u'(m,n)$ (o bien $v(x,y)$ y $v'(x,y)$ para el caso continuo) la cantidad

$$\sigma_{1s}^2 \triangleq \frac{1}{MN} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |u(m,n) - u'(m,n)|^2 \quad (V.2)$$

$$\iint_{\mathbf{R}} |v(x,y) - v'(x,y)|^2 dx dy \quad (V.2)$$

donde \mathbf{R} es la región sobre la cual está dada la imagen, es llamada error cuadrático mínimo promedio (o error cuadrático integral). La cantidad

$$\sigma_{ms}^2 \triangleq E[|u(m,n) - u'(m,n)|^2] \quad (V.3)$$

$$E[|v(x,y) - v'(x,y)|^2] \quad (V.3)$$

es llamada "error cuadrático medio", donde E representa la esperanza matemática. Con frecuencia la ecuación V.2 se usa como un cálculo de la V.3 cuando no se dispone de la totalidad para $u(m,n)$ y $u'(m,n)$ ó $v(x,y)$ y $v'(x,y)$. En muchas aplicaciones el error cuadrático medio es expresado en términos de la Relación Señal a Ruido (SNR), la cual está definida en decibeles como

$$SNR = 10 \log_{10} \frac{\sigma^2}{\sigma_e^2}, \quad \sigma_e = \sigma_a, \sigma_s, \text{ ó } \sigma_{1s} \quad (V.4)$$

donde σ^2 es la varianza de la imagen deseada (u original). El criterio de error cuadrático medio también tiene limitaciones, especialmente cuando se usa como medición global de la fidelidad de la imagen. La principal justificación para su uso común es la facilidad relativa con la que puede manejarse matemáticamente para ejecutar algoritmos para procesar imágenes. Es mucho más efectivo cuando se usa como medición local, por ejemplo en técnicas adaptivas.

De todas las transformadas lineales ortonormales como la Transformada de Karhunen-Loève (KLT), la de Fourier, Coseno, Seno y de Hadamard (conocidas como transformadas sinusoidales por ser secuencias sinusoidales para procesos estacionarios de Markov de primer orden), la transformada KLT es la que siempre produce exactamente coeficientes no correlacionados para imágenes finitas. Además, para un cierto número "n" de coeficientes retenidos de la transformada, la KLT minimiza la totalidad del error cuadrático medio entre la imagen original y la imagen reconstruida mediante el uso de n coeficientes de la transformada.

La transformada KLT es considerada como óptima tomando en cuenta las siguientes mediciones de desempeño: estimación de la distribución de la varianza usando el criterio de error cuadrático medio, el criterio de distorsión de la velocidad de muestreo y la capacidad de comprimir información; esto es, la KLT minimiza el error cuadrático medio para cualquier imagen de entrada y cualquier número de coeficientes retenidos debido a que la KLT es dependiente de los datos, obteniendo las imágenes base de la KLT para cada subimagen. En general, es una tarea de cálculo no común. Por esta razón, la KLT es pocas veces llevada a la práctica. En cambio, se escoge la Transformada Discreta del Coseno que tiene imágenes base fijas (independientes de la entrada). Además la transformada KLT es útil para vectores pequeños tales como espectros de colores múltiples u otros vectores característicos, tiene la mejor compactación de energía en el sentido de error cuadrático medio en comparación con todas las demás transformadas. Aunque la transformada KLT posee buenas propiedades, también posee serios problemas computacionales como los determinados por los eigenvectores de la matriz de covarianza $N^2 \times N^2$ de la imagen $N \times N$ (N usualmente es de 128, 256 o 512), ya que no existe un algoritmo general que haga posible su cálculo rápido. Así, se presenta la Transformada Discreta del Coseno (DCT) con un algoritmo que facilita esta característica.

La Transformada Discreta del Coseno (DCT) se ha usado ampliamente en el procesamiento de imágenes para propósitos de selección de características en el reconocimiento de patrones. Las principales razones de su popularidad son su desempeño casi idéntico al de la transformada KLT en comparación con los desempeños logrados con las otras transformadas, su relativa simplicidad y fácil manipulación matemática por lo que se han desarrollado distintos algoritmos para su implementación, así como el hardware para aplicarse en audio y video y además posee una excelente compactación de energía para imágenes en comparación con todas las transformadas. La Transformada del Coseno es una simple consecuencia de la transformada de Fourier, por lo que se hará una breve referencia a la transformada integral de Fourier para una función continua de dos dimensiones $I(x,y)$. Esta transformada está dada por la ecuación V.5 y su transformada asociada inversa por la ecuación V.6

$$F(u, v) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} I(x, y) e^{-2\pi i(ux+vy)} dx dy \quad (V.5)$$

$$I(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} F(u, v) e^{2\pi i(ux+vy)} du dv \quad (V.6)$$

Esta es una extensión de dos dimensiones del par de transformadas de Fourier de una dimensión. Como se trata de una función continua

$I(x,y)$ está definida sobre el eje real completo. La versión muestreada de $I(x,y)$ que es $I(i,j)$ debe codificarse por las series discretas de Fourier dadas por

$$F(u,v) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} I(i,j) \exp[-\frac{2\pi i}{N}(iu+jv)] \quad (V.7)$$

$$I(i,j) = \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \sum_{v=0}^{N-1} F(u,v) \exp[-\frac{2\pi i}{N}(iu+jv)] \quad (V.8)$$

donde $u = 0, 1, \dots, N-1$ y $v = 0, 1, \dots, N-1$

Estas series están definidas sobre un intervalo finito y a fin de que también sean válidas, es necesario asumir que la imagen es periódica. Esto se muestra en la figura V.10(a) donde tanto la periodicidad vertical como la horizontal se han introducido artificialmente. Obviamente, las discontinuidades se incrementan creando componentes de frecuencia espacial indeseables. La transformada del coseno mejora este problema mediante la creación de una versión simétrica artificial de la imagen $I(i,j)$ como se muestra en la figura V.10(b).

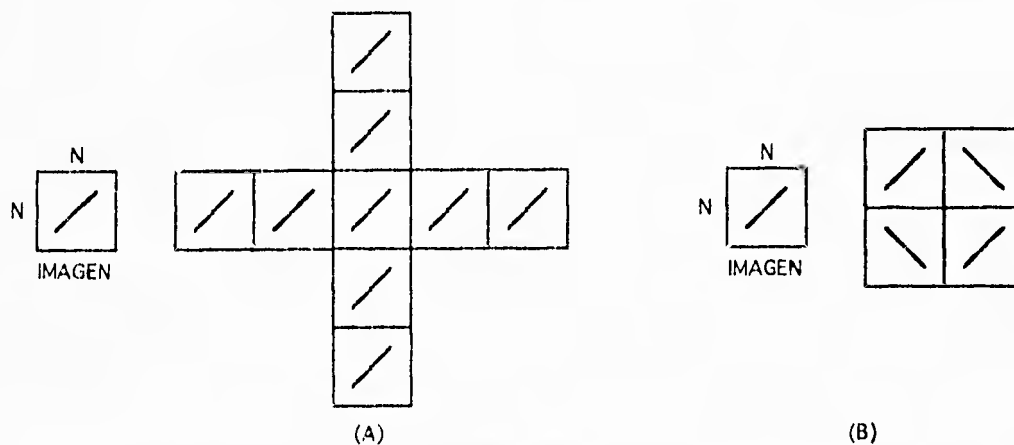


Figura V.10

Resulta que la transformada del coseno es solo la transformada de Fourier aplicada a esta imagen más grande de dimensión $2N \times 2N$. Ahora no hay discontinuidades y lo que es más interesante, el desempeño es muy cercano al de la transformada Karhunen-Loève. Sin embargo ésta última debe utilizar estadísticas de imagen para su

implementación mientras que la del coseno es estrictamente determinística. Otra distinción es que la transformada del coseno puede calcularse usando los llamados algoritmos rápidos, por lo que se le considera como una transformada rápida; además, en comparación con otras transformadas independientes de la entrada, tiene las ventajas de haber sido implementada en un solo circuito integrado, de comprimir la mayor cantidad de información en el menor número de coeficientes y minimizar la apariencia de bloque, llamada "artefacto de bloqueo" que resulta cuando se hacen visibles los límites entre subimágenes. Esta última propiedad es particularmente importante cuando se compara con las otras transformadas sinusoidales.

En resumen, se ha seleccionado la Transformada Discreta del Coseno por sus características tales como su desempeño casi igual al de la transformada KLT para secuencias estacionarias de Markov de primer orden cuando el parámetro de correlación f es casi 1. De hecho el desempeño de la DCT es superior a las otras transformadas rápidas y es casi indistinguible de la transformada KLT cuando $0.5 \leq f \leq 1.0$ e inferior a la Transformada Discreta del Seno (DST) cuando f cae en el rango de $-0.5 \leq f < 0.5$, lo cual contradice la creencia que se tenía de que la transformada DCT siempre era la mejor aproximación a la transformada KLT. Cabe señalar que la transformada que mejor se aproxima varía con respecto a f ; esto no es difícil de esperar porque después de todo, los vectores de la transformada KLT también varían con respecto a f . Sin embargo, debido a que la transformada DCT proporciona un buen compromiso entre la capacidad de comprimir la información y la facilidad de su cálculo, la mayoría de los sistemas de codificación están basados en ella. De hecho, las propiedades de la DCT han probado ser de un valor tan práctico que se han vuelto un estándar internacional para los sistemas de codificación por transformada.

La codificación DCT es igualmente efectiva que las técnicas de predicción de codificación de imágenes de compresión de alto nivel. Sin embargo, a bajas velocidades (de menos de algunos cientos de Kbps) se considera difícil reproducir una suficiente calidad de imagen usando solamente la codificación DCT. Por ello, últimamente se ha implementado un método híbrido el cual une la codificación DCT con la Predicción Entretramas o Compensación de Movimiento (MC). En una codificación híbrida, la imagen es dividida en bloques de 8×8 ó 16×16 . La magnitud del error diferencial de la compensación de movimiento es examinada para cada bloque y la predicción DCT es aplicada ya sea solamente a esos bloques con un error mayor al valor calculado o al error diferencial entretramas.

Codificación por Predicción Entretramas y Regeneración Condicional de Elementos de Imagen

Como ya se mencionó, en transmisiones de TV se envían 30 imágenes por segundo para reproducir el movimiento en la pantalla

conteniendo una cantidad significativa de redundancia entre las tramas o imágenes. Una gran parte de esta redundancia puede removerse a través de la técnica de Regeneración Condicional. Esta técnica está basada en la detección y codificación de las áreas en movimiento, las cuales son regeneradas de una trama a la siguiente. Con este método, cada trama es segmentada en dos partes: los antecedentes, los cuales consisten de elementos de imagen (pels o pixeles) que tienen intensidades similares a los pixeles de las tramas previas, y el área de "cambio", la cual consiste de pixeles que difieren significativamente de los pixeles de la trama previa. La información es transmitida solamente por el área de cambio en forma de errores de predicción y direccionamientos de los pixeles del área de cambio. Básicamente, en la codificación "entretramas" los valores en la trama actual son pronosticados de la trama anterior mediante la comparación de los errores de predicción (tramas diferenciales) con valores determinados por un cierto umbral. Si denotamos como $u(m,n,i)$ un pixel en la posición (m,n) de una trama i , la señal de diferencia entre las tramas es

$$e(m,n,i) = u(m,n,i) - u'(m,n,i-1) \quad (V.9)$$

donde $u'(m,n,i-1)$ es el valor reproducido de $u(m,n,i-1)$ en la trama $(i-1)$. Siempre y cuando la magnitud de $e(m,n,i)$ exceda un umbral n , es cuantizada y codificada para su transmisión. Se estima que en la parte de la imagen donde es mayor la trama diferencial, el objeto se está moviendo. Este método es conocido como "Regeneración Condicional de Elementos de Imagen". En el receptor, el pixel se reconstruye ya sea repitiendo el valor de su posición en la trama previa si proviene de una área estacionaria o es regenerado por la señal de diferencia decodificada si proviene de una área en movimiento. Con este método, si no hay mucho movimiento en la imagen los datos enviados al extremo receptor pueden reducirse muchísimo. En general, no hay mucho movimiento en imágenes de videoteléfono o videoconferencia, pero si así fuera, es tolerable una cierta cantidad de deterioro. Ahora bien, dado que el movimiento en una escena de TV ocurre aleatoriamente y en ráfagas, la cantidad de información sobre el área de movimiento cambiará como una función del tiempo. Para transmitirla a través de un canal de velocidad constante se requiere: (a) igualar la velocidad de información transmitida almacenándola en un buffer antes de su transmisión y (b) usar la totalidad del buffer para regular la velocidad codificada mediante la variación de la amplitud, la resolución espacial y temporal de la señal de TV.

Codificación Predictiva con Compensación de Movimiento

Las intensidades de los pixeles del área en movimiento son transmitidos mediante la Codificación Predictiva, la cual envía la diferencia de la trama, la diferencia del pixel o la diferencia de

línea (o su combinación) como una señal diferencial. Simultáneamente con esas implementaciones, se han usado simulaciones por computadora para explorar otros mejoramientos de los codificadores entretramas. Como ya se ha reconocido, si se obtiene un cálculo de la traslación de un objeto se pueden ejecutar codificaciones predictivas más eficientes mediante el tomar las diferencias de los píxeles en las áreas áreas en movimiento con respecto a los píxeles en la trama previa que están trasladados. A estos esquemas se les conoce como "Esquemas de Codificación con Compensación de Movimiento". Su éxito depende de: (a) la cantidad del movimiento puramente traslacional de los objetos en una escena de TV, (b) la habilidad del algoritmo utilizado para calcular la traslación con una exactitud que es deseable para una buena predicción de la intensidad y (c) la fuerza del algoritmo de estimación del desplazamiento cuando la amplitud, la resolución espacial y temporal de la imagen transmitida son reducidas debido al llenado del buffer. Se han propuesto varios métodos de estimación de un objeto en una escena de TV. Métodos de correlación punto a punto o patrón de acoplamiento usados en el análisis de escenas parecen ser muy complejos para su implementación hoy en día especialmente si el desplazamiento necesita definirse con una resolución más fina que la celosía de una trama de TV. Las técnicas de estimación de desplazamiento más simples utilizan la relación entre las señales diferenciales espaciales y diferenciales temporales. Otra aproximación es la predicción lineal adaptiva usando elementos de la trama previa los cuales son desplazados en todas direcciones (horizontal izquierda y derecha, vertical superior e inferior) por una cierta cantidad máxima y adaptar los coeficientes para minimizar una función de intensidad de error. Todas esas técnicas asumen que el desplazamiento es constante dentro de un bloque de píxeles. Esta suposición presenta dificultades en escenas con múltiples objetos en movimiento, objetos tapados, así como diferentes partes del mismo objeto en movimiento con diferentes desplazamientos. Claro el reducir el tamaño del bloque hace esta suposición más realista, pero se pierde la calidad del cálculo del desplazamiento.

Uso del Vector de Cuantización

En el Vector de Cuantización, varios elementos de imagen son agrupados, su valor es expresado como un vector y entonces se desarrolla una cuantización óptima en el vector. Desde el punto de vista de la teoría de información, es posible llevar al cabo una compresión de datos más cercana al límite teórico. Muchos problemas, tales como la complejidad de calcular y seleccionar vectores de cuantización óptimos fueron involucrados al aplicar este método al hardware y dado que el algoritmo fue propuesto primero, se ha requerido un tiempo considerable para aplicarlo a la codificación de imágenes. Sin embargo, últimamente ha atraído la

atención como una técnica práctica.

Al igual que la codificación DCT, es difícil de obtener una suficiente calidad de imagen a bajas velocidades de 64 a 384 Kbps al aplicar el Vector de Cuantización en codificaciones entretramas por sí solas. Por ello, las técnicas de codificación híbrida se han propuesto aún para bajas velocidades de este orden donde los diferenciales entretramas o predicción MC son acoplados al vector de cuantización.

ESTANDARES EN LA COMPRESION DE IMAGENES

Muchos de los métodos de compresión libres de error y de pérdidas han jugado papeles importantes en el desarrollo y adopción de los principales estándares de compresión de imágenes actuales. Aquí se mencionan esos estándares, los cuales en la mayoría de los casos han sido desarrollados y sancionados bajo los auspicios en conjunto de la Organización de Estandarización Internacional (ISO) y el Comité Consultivo Internacional de Telefonía y Telegrafía (CCITT).

Estándares de Compresión de Imágenes de Doble nivel (Binarios)

Los estándares de compresión de imágenes más usados son los estándares de los Grupos 3 y 4 de la CCITT para compresión de imágenes de doble nivel. Aunque ya están siendo utilizados en una variedad muy amplia de aplicaciones, fueron originalmente diseñados como métodos de codificación por fax para la transmisión de documentos a través de redes telefónicas. El estandar del Grupo 3 se aplica a una técnica no adaptiva de codificación de Dimensión 1, en la cual las últimas $K-1$ líneas de cada grupo de K líneas (para $K=2$ o 4) son codificadas opcionalmente del modo de 2 Dimensiones. El estandar del Grupo 4 es una versión simplificada o modernizada del estandar del Grupo 3 en el cual solo se permite la codificación en 2 Dimensiones. Ambos estándares utilizan la misma aproximación de codificación de 2 Dimensiones no adaptiva.

Estándares de Compresión de Imágenes mediante un Tono Continuo

La CCITT y la ISO han definido diversos estándares de tonos continuos (lo opuesto a los de doble nivel), esos estándares se aplican tanto en compresión de imágenes a color como monocromáticas, así como en aplicaciones de imágenes fijas y secuenciales. Para desarrollar los estándares, los comités de la CCITT y de la ISO solicitaron recomendaciones de los algoritmos a un gran número de compañías, universidades y laboratorios de investigación. Lo mejor de esas recomendaciones presentadas fueron seleccionadas en base a la calidad de imagen y al desempeño en la codificación. También pronunciaron que la calidad de una imagen fija y de una imagen secuencial compatible con el formato VHS deben

tener relaciones de 25:1 y 100:1 respectivamente.

Compresión de Imágenes Fijas Monocromáticas y de Color

La CCITT y la ISO colaboraron para desarrollar el estándar de tono continuo más popular y comprensivo, el estándar de compresión de imagen fija llamado estándar JPEG. Este estándar define tres sistemas de codificación diferentes: (1) un sistema de codificación de línea de base, el cual está basado en la transformada DCT y es adecuado para la mayoría de aplicaciones de compresión; (2) un sistema de codificación extendido para compresiones mayores, con mayor precisión o aplicaciones de reconstrucción progresiva; (3) un sistema de codificación independiente sin pérdida para compresión reversible. Para que un producto sea compatible con el estándar JPEG debe incluir un apoyo al sistema de línea de base llamado comunmente "sistema de línea de base secuencial". En este sistema, la precisión de los datos de entrada y salida está limitada a 8 bits, donde los valores cuantizados de la DCT están restringidos a 11 bits. La compresión por sí misma es ejecutada en tres pasos secuenciales: cálculo de la DCT, cuantización y asignación de código de longitud variable. La imagen es primero subdividida en bloques de píxeles de tamaño 8*8, los cuales son procesados de izquierda a derecha y de arriba a abajo. Como cada uno de los bloques de 8*8 o subimágenes se encuentran, sus 64 píxeles son desplazados en nivel mediante la resta de la cantidad 2^{n-1} , donde 2^n es el número máximo de niveles de gris. La Transformada Discreta del Coseno de 2 dimensiones del bloque es entonces calculada, cuantizada y reordenada usando un patrón de zigzag para formar una secuencia de dimensión 1 de los coeficientes cuantizados.

Compresión de Imágenes Secuenciales Monocromáticas y de Color

El único estándar formalmente adoptado para comprimir y descomprimir imágenes secuenciales es el H.261 (también conocido como P*64) de la CCITT. Otros dos estándares adicionales llamados MPEG I y MPEG II están siendo desarrollados por el Grupo de Expertos en Imágenes en Movimiento (MPEG) de la CCITT y la ISO.

El estándar H.261 está dedicado a las aplicaciones de video en teleconferencias, donde el video es transmitido sobre líneas T1 mencionadas en el capítulo II, con retardos en la transmisión de menos de 150 ms (los retardos que exceden los 150 ms no proporcionan a los televidentes el sentimiento de realimentación visual directa). En contraste, el estándar propuesto MPEG I es un estándar con "calidad de entretenimiento" para el almacenamiento y recuperación de imágenes comprimidas en medios digitales, tales como CD-ROMs. Aunque las velocidades de transmisión de las CDRoms son casi las mismas que las líneas T1, el estándar MPEG I está escrito para permitir velocidades mayores y una calidad de codificación mayor. Sin embargo, no especifica un procedimiento en

particular solo define una ráfaga estandar de bits codificados y su codificador correspondiente. El estandar MPEG II soporta velocidades de transferencia de video entre 5 y 10 Mbps que es un rango adecuado para la distribución de TV por cable y radiodifusión por un canal angosto de satélite. Tanto los estándares MPEG como el H.261 extienden la propuesta de la compresión basada en la transformada DCT; donde primero comprimen una trama inicial o de referencia usando una aproximación basada en la DCT como el JPEG, reconstruyen la trama comprimida, calculan el movimiento de los objetos entre la trama reconstruida y la siguiente y deciden en base a la cantidad de movimiento si comprimen la trama siguiente independientemente o usan referencias de la trama codificada previamente. El paso de estimación de movimiento involucra típicamente el deslizamiento de cada subimagen reconstruida alrededor de su entorno inmediato en la trama siguiente y calculan una medida de correlación (como la suma del cuadrado de las diferencias entre un pixel y otro). De hecho, este proceso es con frecuencia llevado a la práctica en incrementos de subpixeles (como el deslizamiento de pixeles de 1/4 de subimagen a un tiempo), el cual necesita valores de pixel interpolados previos al cálculo de mediciones de correlación. El proceso total puede ser intenso computacionalmente. Debido a que el estandar MPEG está destinado a aplicaciones en la cual pueden ocurrir muchos cambios en una escena, requiere específicamente que cada 15ª trama sea codificada sin referirse a ninguna trama anterior. Este requisito también es útil en aplicaciones de edición de videos. La principal diferencia entre el MPEG y el H.261 es la manera en la cual se maneja la estimación del movimiento. El estandar H.261 especifica que cada trama sea comparada a una sola trama previa, mientras que el estandar MPEG no define el número de tramas que pueden usarse en el proceso de estimación de movimiento.

CAPITULO VI

TECNICAS PARA COMPENSAR LOS EFECTOS DE LA LLUVIA

I N T R O D U C C I O N

Las estructuras de lluvia varían en cada región geográfica, los factores locales tales como la acumulación de la precipitación, los tipos de estructuras de lluvia y la ocurrencia relativa de las diferentes estructuras, así como las extensiones verticales y horizontales de las células de lluvia influyen en la predicción de los deterioros experimentados por un enlace. Las características locales del lugar también juegan un importante papel, especialmente en lo que respecta a la generación de lluvia en lugares montañosos o al bloqueo de estructuras de lluvia. Tales efectos del microclima pueden causar cambios radicales en la acumulación de la precipitación medida en pequeñas distancias. Sin embargo, los procesos físicos responsables de la generación de lluvia operan presumiblemente de manera similar de región en región (exceptuando los eventos extraordinarios tales como tifones, huracanes y tornados). Así, la síntesis de varios parámetros meteorológicos forman con una suficiente exactitud las bases de los modelos de predicción de los deterioros en la propagación y por consiguiente, las bases de las técnicas de restauración.

Las mediciones de la velocidad de precipitación pluvial con redes de pluviómetros han demostrado que, estadísticamente el diámetro de las áreas de lluvia intensa decrece a medida que se incrementa la velocidad promedio dentro del área siguiendo una distribución polinomial o tal vez una distribución exponencial. Los tamaños promedio de las células de lluvia intensa son típicamente de 2 a 5 Km (figura VI.1).

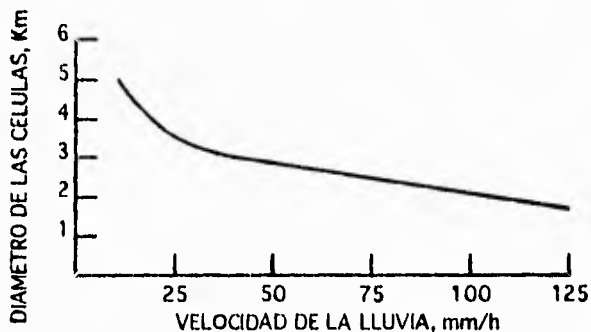


Figura VI.1

Se han observado algunas variaciones en el tamaño promedio dependiendo de la localidad, pero los datos disponibles indican que la extensión de lluvia severa en una trayectoria es usualmente menor a 10 Km. Algunas de las excepciones podían ser debido a "supercélulas" de tormentas, huracanes y tifones particularmente en trayectorias con bajos ángulos de elevación (abajo de 10°). Existe

la tendencia de que las células nuevas formen células adyacentes en casos de tormentas incrementando el tiempo de duración en comparación con las células individuales. El tiempo de duración de las células de lluvia individuales es de solamente 10 a 20 min, aunque en ocasiones pueden persistir hasta una hora y también tienen un comportamiento aproximadamente exponencial. La altitud de las estructuras de lluvia es un importante parámetro en donde se requieran trayectorias de propagación inclinadas dado que se debe rodear la extensión vertical para evitar una atenuación significativa. Para pronosticar los deterioros en la propagación a través de la precipitación, es importante no solo conocer la altura promedio y la extensión de las células de lluvia, sino el promedio entre las separaciones de éstas. Las separaciones de las bandas de células de lluvia son de cerca de 25 Km con un promedio de separación entre agrupaciones a lo largo de la banda de 15 a 30 Km. Esos valores parecen ser claramente representativos, al menos en climas subtropicales y con una separación menor en oclusiones. La vasta mayoría de precipitaciones generadas en los sistemas de clima nunca alcanzan a llegar a la superficie terrestre. Algunos de los tipos de precipitaciones son formadas dentro de pequeñas partículas cuyas fuerzas aerodinámicas las mantienen en el aire. En otros casos, las partículas se evaporan cuando van bajando a la superficie. Las precipitaciones pueden ser de los siguientes tipos:

- * Granizo: Se llama así a las pequeñas partículas con diámetros de máximo 5 mm. Algunas veces pueden exceder los 10 cm. Si no exceden los 5 mm son llamadas bolitas de nieve.
- * Aguanieve: Esta es una forma de las bolitas de nieve, duras y translúcidas. Originalmente existen como lluvia, pero se congela en su descenso a través de una capa fría de la atmósfera.
- * Granizo suave: Esta es la forma oficial de las bolitas de nieve, blanco como si fuera una bola de nieve pero suave.
- * Lluvia helada: Esta es una lluvia que se congela al hacer impacto con la superficie o con otros objetos sólidos.
- * Nieve: Esta es la acumulación de cristales de hielo en agrupaciones más grandes o copos de nieve. La temperatura a la cual se forman los cristales determina su tipo. Muchos de los cristales contienen una simetría hexagonal.
- * Cristales de hielo: Pueden existir individualmente en altitudes extremas en la estratósfera. Las nubes arriba de la isoterma de cero grados generalmente consiste de casi completamente cristales de hielo.
- * Lluvia: Esta es la precipitación líquida. Si las gotas son más pequeñas de 0.5 mm de diámetro, la precipitación se denomina como llovizna.

Así, bajo condiciones de lluvia en uno o ambos extremos de un enlace satelital, se producen pérdidas considerables en las bandas

superiores a 10 GHz debido a la absorción de la energía electromagnética por las gotas de agua en una tormenta. Debido a la relación entre el tamaño de las gotas y la longitud de onda de la señal de radio, la energía de las microondas a altas frecuencias es absorbida más fuertemente que a bajas frecuencias. Una lluvia fuerte alterará también la polarización de la señal (ya que las gotas de lluvia no son esféricas) tendiendo a reducir el aislamiento entre transmisiones cospolarizadas. Este fenómeno llamado "depolarización" no es particularmente dañino en banda C, pero puede reducir grandemente el aislamiento a frecuencias mayores. La polarización de las gotas de lluvia causa una depolarización más severa en transmisiones con polarización lineal que con polarización circular.

El diámetro promedio de una gota en una nube sin precipitación es de casi 0.02 mm y a fin de que ésta alcance la tierra debe de incrementar su diámetro casi cien veces. Los principales mecanismos para que esto ocurra son a través de la formación de cristales de hielo y a través de la colisión y combinación con otras gotas de lluvia. Los cristales de hielo crecerán a costa de las gotas de lluvia supercongeladas debido a la presión de vapor significativamente más alta de las gotas de lluvia comparadas con los cristales de hielo. La colisión y combinación de las gotas de lluvia en condiciones de turbulencia tales como corrientes de aire convectivas incrementan rápidamente el tamaño de las gotas. Las gotas más grandes, tienden a integrarse durante la colisión y también a separarse si son bastante grandes, surgiendo numerosas gotas "satélite" de lluvia. Dado que ahora la gota de lluvia es lo suficientemente grande para comenzar a caer, a medida que el tamaño de la gota aumenta, las fuerzas aerodinámicas comienzan a superar a las fuerzas de tensión superficiales. En gotas de lluvia pequeñas (menores o iguales a $170 \mu\text{m}$ de diámetro), las fuerzas de tensión superficiales mantendrán casi esférica la forma de la gota. A medida que la gota aumenta (entre 170 y $500 \mu\text{m}$), ésta tiende a ser más elíptica en la sección transversal y a medida que cae más rápido, más distorsionada se vuelve su forma. Después de los $500 \mu\text{m}$ la gota se vuelve progresivamente aplanada en su base. Una vez que ésta se distorsiona de su forma esférica, su forma oscila entre una esferoide achatada y elongada por los polos (figura VI.2).

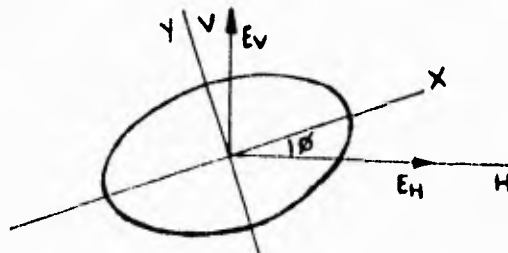


Figura VI.2

Una onda linealmente polarizada paralela a un eje de simetría de la gota de lluvia tiene atenuada su amplitud y cambiada su fase, pero retiene su estado de polarización. Cuando la misma onda polarizada linealmente incide en la gota de lluvia en un cierto ángulo, cada uno de los ejes de simetría de la gota produce una atenuación en amplitud diferente, así como un cambio de fase diferente. La atenuación diferencial y el corrimiento de fase alteran el estado de polarización de la onda.

La forma de la gota y la velocidad terminal son una parte integral de la distribución de lluvia debido al tamaño, lo cual es una medida del número de gotas de cierto tamaño que existen en una unidad de volumen y de ello se puede inferir una intensidad de lluvia o viceversa. Para asegurar la comunicación en estas condiciones es necesario compensar las pérdidas por lluvia mediante una magnitud de compensación que se introduce en el cálculo del enlace que se denomina "margen por lluvia" (M_L) y se maneja en dB. Esta magnitud depende de tres factores: (a) el régimen pluvial en la localidad de la Estación Terrena (E/T), (b) el ángulo de elevación de la antena sobre el horizonte para apuntar al satélite y (c) el porcentaje de disponibilidad por lluvia del sistema. En la figura VI.3 se muestra un mapa de la distribución de los regímenes pluviales de México. La región con mayor intensidad de lluvias (mm/hr) es la E, localizada en el Istmo de Tehuantepec; la siguen en orden descendente la G, D y F.

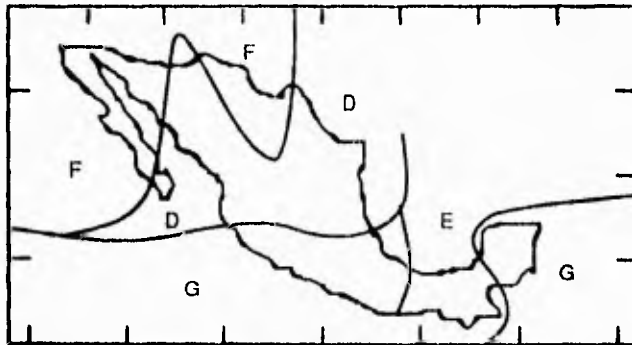


Figura VI.3

La distancia que debe viajar un haz electromagnético a través de un espacio lluvioso tiene influencia directa sobre la atenuación que sufrirá la señal. La señal viaja una distancia mínima cuando, para apuntar a un satélite geoestacionario, la E/T adopta un ángulo de elevación de 90° sobre el horizonte; el caso contrario de distancia máxima se da cuando la E/T debe adoptar un ángulo de elevación cercano a los 0° debido a su posición respecto al satélite. El cálculo de la elevación necesaria para orientar una antena parabólica a un satélite se realiza con la expresión:

$$\theta = \arctan \left[\frac{\cos(\text{lat. E/T}) \cos(\Delta \text{long.}) - 0.15126}{\sqrt{\sin^2(\Delta \text{long.}) + \cos^2(\Delta \text{long.}) \sin^2(\text{lat. E/T})}} \right] \quad (\text{VI.1})$$

lat.E/T: Latitud en que se localiza la E/T, expresada en grados
 Δ long.: Diferencia de las latitudes de la E/T y el satélite, expresada en grados.

Asimismo, es necesario establecer un objetivo de disponibilidad del enlace, el cual fija un límite en el tiempo en que el enlace satelital puede quedar fuera de servicio debido a lluvia. Si por ejemplo, se establece para un cierto sistema una disponibilidad de 0.9998, significa que la E/T está diseñada para trabajar en condiciones de cielo despejado y sobreponerse a cierta intensidad de lluvia (mm/hr) el 99.98% del tiempo durante un año; en el 0.02% restante (1.7 horas), la intensidad de lluvia en la región es tal que bloquea la comunicación a través de esa E/T. A continuación se muestran tablas con valores típicos de margen de lluvia (M_i), para las regiones pluviales D, E, F y G aplicables de acuerdo con la ubicación geográfica de la E/T de interés. Las unidades en que se representa M_i son decibeles (dB).

REGION D									
DISPONIBILIDAD (%)	ANGULO DE ELEVACION (GRADOS)								
	10	20	30	40	50	60	70	80	90
99.98	13.9	9.8	7.5	6.0	5.3	4.3	3.8	3.3	3.0
99.95	9.5	6.0	4.5	3.3	2.9	2.4	1.9	1.4	1.1
99.90	7.2	4.2	3.15	2.0	1.9	1.3	0.9	0.8	0.6
99.75	4.4	2.25	1.5	1.1	1.0	0.75	0.75	0.6	0.5
99.50	3.1	11.3	1.0	0.8	0.6	0.5	0.3	0.3	0.2
99.00	1.6	0.9	0.6	0.5	0.3	0.2	0.2	0.1	0.1

REGION E									
DISPONIBILIDAD (%)	ANGULO DE ELEVACION (GRADOS)								
	10	20	30	40	50	60	70	80	90
99.98	27.3	24.0	20.7	18.4	16.7	16.0	15.3	15	15
99.95	20.7	17.4	14.6	12.6	11.6	11.6	10.5	9.6	9.3

REGION E									
DISPONIBILIDAD	ANGULO DE ELEVACION (GRADOS)								
99.90	16.0	12.5	10.3	8.7	7.7	7.2	6.6	6.0	5.8
99.75	9.6	7.0	5.4	4.5	3.8	3.3	2.9	2.7	2.5
99.50	6.3	4.0	3.0	2.3	2.0	1.5	1.3	1.1	1.0
99.00	4.0	2.0	1.6	1.3	1.0	0.6	0.5	0.5	0.4

REGION F									
DISPONIBILIDAD	ANGULO DE ELEVACION (GRADOS)								
(%)	10	20	30	40	50	60	70	80	90
99.98	8.7	6.1	4.7	3.8	3.3	2.7	2.4	2.1	1.9
99.95	6.0	3.8	2.8	2.1	1.8	1.5	1.2	0.9	0.7
99.90	4.6	2.7	2.0	1.2	0.8	0.6	0.6	0.5	0.4
99.75	3.5	1.8	1.2	0.9	0.8	0.6	0.6	0.5	0.4
99.50	2.7	1.2	0.9	0.7	0.5	0.4	0.3	0.3	0.2
99.00	2.1	0.9	0.7	0.5	0.3	0.3	0.2	0.2	0.1

REGION G									
DISPONIBILIDAD	ANGULO DE ELEVACION (GRADOS)								
(%)	10	20	30	40	50	60	70	80	90
99.98	17.0	12.0	9.3	7.8	6.6	6.0	5.4	5.1	4.8
99.95	12.0	8.0	6.0	4.8	4.1	3.6	3.2	3.0	2.9
99.90	8.4	5.4	3.9	3.1	2.7	2.1	2.0	1.8	1.5
99.75	5.0	3.0	2.1	1.5	1.2	1.0	0.9	0.8	0.7
99.50	3.3	1.8	1.2	0.9	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3
99.00	1.6	0.9	0.6	0.5	0.3	0.2	0.2	0.1	0.1

Tabla VI.a

TECNICAS DE RESTAURACION PARA SUPERAR LA ATENUACION SEVERA

Un sistema de comunicaciones espaciales sujeto a una atenuación severa en la trayectoria del enlace puede diseñarse para operar en un nivel de desempeño aceptable permitiendo márgenes de potencia adecuados en los segmentos de subida y de bajada. Esto puede efectuarse directamente mediante el incremento del tamaño de la antena o mediante el incremento de la potencia de transmisión de Radio Frecuencia (RF) o ambos. Típicamente, se pueden obtener relativamente fáciles márgenes de potencia de 5 a 10 dB en la banda C y de 10 a 15 dB en la banda K con antenas de un tamaño razonable y dentro de niveles de potencia de RF permisibles. Si las atenuaciones esperadas en la trayectoria exceden los márgenes de potencia disponibles (lo cual puede ocurrir en las bandas Ku y Ka en muchas regiones de la Tierra) entonces se deben considerar métodos adicionales para superar las condiciones de atenuación severa y para restaurar el desempeño aceptable de los enlaces.

A continuación se analizan varias de las técnicas de restauración más prominentes disponibles para quien desee diseñar sistemas con el objeto de vencer las condiciones de atenuación por lluvia en enlaces vía satélite. La mayoría de estas técnicas pueden aplicarse en el Sistema de Satélites Mexicanos (Morelos y Solidaridad), en caso contrario se mencionará oportunamente. Algunas técnicas se ajustan a un recurso constante (codificación FEC) mientras que otras son dinámicas (o un recurso compartido TDMA); algunas se ajustan a un incremento de un margen fijo (Diversidad de Ubicaciones), otras a un incremento de un margen variable (por ejemplo el Control de Potencia de Subida); algunas son sólo utilizables si se incorpora un procesamiento a bordo del satélite (Regeneración de la Señal) en tanto que otras pueden ajustarse sólo si el satélite actúa como un simple transpondedor (antenas de frecuencia direccionables). La clasificación que se ha adoptado hace una amplia división entre los recursos fijos y los recursos variables y para éstos últimos, además se subdivide en distribución de recursos basados en el satélite y en la aplicación de un nivel fijo y de un nivel variable. La siguiente tabla ilustra esta clasificación.

RECURSOS FIJOS	
* Incremento de un margen constante (potencia)	
* Codificación FEC constante	
RECURSOS DINAMICOS	
Distribución basada en la estación terrena	Distribución basada en el satélite

CAPITULO VI TECNICAS PARA COMPENSAR LOS EFECTOS DE LA LLUVIA

Incremento de un nivel fijo:	Incremento de un nivel fijo:
* Diversidad de Ubicaciones	* Ganancia de la antena
* Diversidad de Altura	* Haces de Píncel
* Diversidad de Angulos	* Regeneración
* Diversidad de Frecuencias	* Diversidad de Frecuencias
* Diversidad Orbital	* Diversidad Orbital
Incremento de un nivel dinámico:	Incremento de un nivel dinámico:
* Ancho de banda de la señal	* Codificación SSFEC
* Almacenamiento de la Transmisión	* Recurso compartido TDMA
* Control de potencia de subida	* Control de potencia de bajada
* Control de potencia de bajada	

Tabla VI.b

DISTRIBUCION DE UN RECURSO FIJO PARA CONTRARESTAR LA ATENUACION DE LA SEÑAL

Incremento de un margen constante

Este método es una predicción tradicional a la distribución de los márgenes de propagación en un enlace. Si el margen es insuficiente, la potencia transmitida es aumentada, por el incremento de un parámetro constante tal como la salida del amplificador de potencia o por el incremento de la ganancia de la antena. Si se tienen limitaciones en cuanto a aumentar el nivel de potencia en el amplificador o a incrementar la ganancia de la antena, se sugiere entonces la aplicación continua de un código corrector de errores para alcanzar márgenes de propagación más aceptables.

Código FEC constante

La elección de un esquema de codificación es algo complejo. En casos de atenuación por lluvia, los períodos de desvanecimiento de la señal son apreciablemente más largos que en el caso de centelleos y la acción de intercalar no ofrece un beneficio real. El número de bits de comprobación disponibles en un bloque para corregir posibles errores debe ser un balance entre el número de errores esperados y el incremento en el ancho de banda de la "no

comunicación". Por ejemplo, la longitud de un bloque típico podría ser de 255 bits con 40 bits usados como bits de comprobación. Esto es, casi el 15% de los bits no son de "información". Unos de los factores para seleccionar un código FEC es la velocidad de transmisión original no codificada y el grado de redundancia que se desee en la transmisión. INTELSAT ha seleccionado un índice de 3/4 de FEC para velocidades de transmisión de 10 Mbps o menores y un índice de 7/8 de FEC para velocidades mayores. En el caso del Sistema de Satélites Morelos casi la totalidad de las portadoras digitales trabajan con un FEC (Forward Error Correction) de 1/2 (lo cual implica más seguridad, pero mayor ancho de banda ocupado) o bien con un FEC de 3/4. En los satélites Solidaridad, además de los anteriores ya se incluyen portadoras digitales con un FEC de 7/8. La siguiente figura ilustra el desempeño de un código de índice de 3/4 de FEC. En el capítulo I se menciona con más detalle esta técnica.

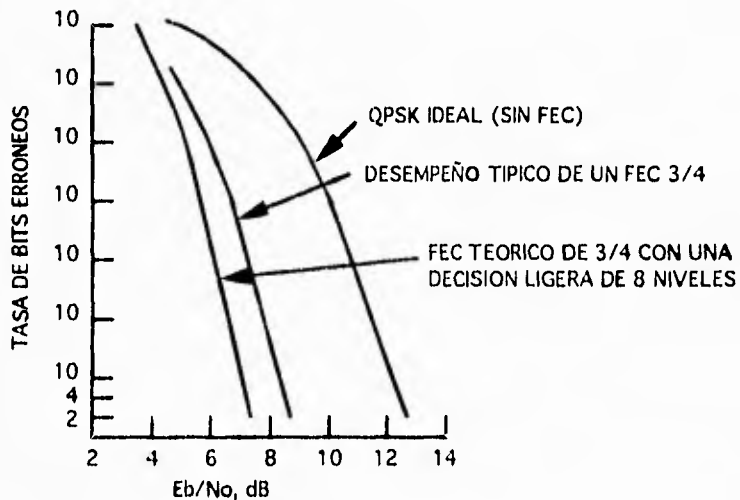


Figura VI.4

De la figura VI.4 se puede ver que hay una reducción de casi 2 dB en la relación E_b/N_0 (Energía por bit/Densidad de la potencia de ruido) requerido para combatir un índice BER (Bit Error Rate) dado. Esto tiene exactamente el mismo efecto que incrementar la salida del amplificador de potencia en 2 dB o la ganancia de la antena en 2 dB. Por esta razón la diferencia entre la curva de "No FEC" y la de "Desempeño típico con un índice de 3/4 de FEC" para un cierto índice BER es referido como **Ganancia por Codificación**.

DISTRIBUCION DE UN RECURSO DINAMICO PARA CONTRARESTAR LA ATENUACION DE LA SENAL

DISTRIBUCION BASADA EN LA ESTACION TERRENA

INCREMENTO DE UN NIVEL FIJO

Diversidad de Ubicaciones

La Diversidad de Ubicaciones es el término general que se usa para describir la utilización de dos (o más) estaciones terrenas separadas geográficamente en un enlace de comunicaciones con el objeto de superar la atenuación en la trayectoria durante períodos de lluvia intensa. La **Diversidad de Ubicaciones**, también conocida como **Diversidad de Trayectorias** o **Diversidad de Espacio** puede mejorar el desempeño de un enlace vía satélite aprovechando el hecho de que las regiones de lluvia son de tamaño y alcance limitado. Con una separación física suficientemente grande entre las terminales terrenas, la probabilidad de que un cierto nivel de atenuación sea excedido en ambos lugares es mucho menor que la probabilidad de que el nivel de atenuación sea excedido en un solo lugar.

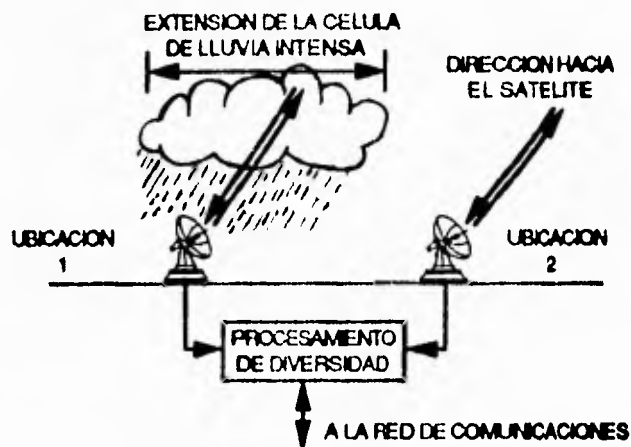


Figura VI.5

La figura anterior muestra el concepto de Diversidad de Ubicaciones para dos terminales terrenas. La lluvia intensa ocurre usualmente dentro de estructuras celulares de una extensión limitada tanto vertical como horizontalmente. Estas regiones de lluvia pueden ser de unos pocos kilómetros y tienden a ser más chicas a medida que se incrementa la intensidad de lluvia. Si dos

estaciones terrenas estan separadas al menos la extensión horizontal promedio de la región de lluvia (entre 2 y 5 Km), entonces dicha región es improbable que intersecte la trayectoria del satélite de ambas estaciones terrenas en cualquier instante de tiempo. En la figura, la región de lluvia está entre la trayectoria de la ubicación 1, mientras que la trayectoria de la ubicación 2 está libre de lluvia intensa. Como la región de lluvia se mueve a través de la región, podría colocarse en la trayectoria de la ubicación 2 y entonces la trayectoria 1 estaría libre de perturbaciones climatológicas.

Las señales recibidas en el enlace de bajada provenientes de las dos estaciones son conducidas a una sola ubicación (la cual podría ser una de las estaciones), donde las señales sean comparadas y donde se implemente un proceso de decisión para seleccionar la "mejor" señal para su uso en el sistema de comunicaciones. La información transmitida (de subida) también puede conmutarse entre las dos estaciones usando un algoritmo de decisión basado en la señal de bajada o en base a otras consideraciones.

Ganancia por Diversidad y Mejoramiento por Diversidad

El efecto de la Diversidad de Ubicaciones en el desempeño de un sistema puede definirse cuantitativamente considerando las estadísticas de atenuación asociadas con una sola terminal y con las terminales de diversidad bajo las mismas condiciones de lluvia. La Ganancia por Diversidad está definida como la diferencia entre las atenuaciones de la trayectoria asociadas con una sola terminal y con un modo de operación de diversidad para un cierto porcentaje de tiempo.

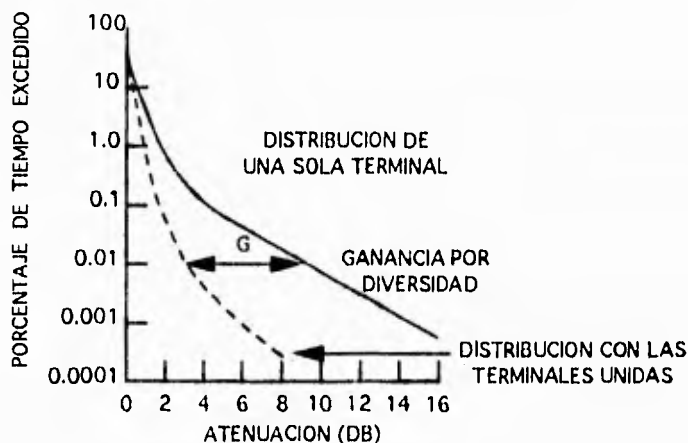


Figura VI.6

La figura VI.6 muestra cómo la Ganancia por Diversidad G_D está gráficamente representada en los diagramas de distribución de la atenuación. La diferencia entre los valores de atenuación en una sola terminal (A_s) y los de atenuación con las terminales unidas (A_j) en el mismo porcentaje de tiempo

$$G_D = A_s - A_j \quad (\text{VI.2})$$

es la Ganancia por Diversidad para el sistema en un cierto porcentaje de tiempo. Para el ejemplo que se muestra en la figura VI.6 G_D al 0.01% es la diferencia entre 9 dB (A_s) y 3 dB (A_j). Entonces

$$G_D = 6 \text{ dB}$$

Esto es, una terminal operando en éste enlace requeriría un margen de potencia de 9 dB para mantener una interrupción del servicio del 0.01% en el enlace, mientras que las dos terminales que operan en una configuración de diversidad podrían mantener la misma seguridad de funcionamiento con sólo 3 dB de margen de potencia. El margen adicional de 6 dB es una ganancia en el cálculo de potencia del sistema, por ello el uso del término Ganancia por Diversidad. El ahorro de 6 dB de potencia podría aplicarse reduciendo a la mitad el tamaño de la antena en las dos terminales o reduciendo la potencia de transmisión en un factor de 4. Los ahorros en el costo, resultantes de éstas reducciones tendrían que compararse con los costos adicionales de añadir una segunda terminal para determinar los beneficios económicos totales al agregar la operación de diversidad al sistema.

El parámetro principal en una configuración de diversidad (el cual determina la cantidad de mejoramiento obtenido por la operación de diversidad) es la separación entre las ubicaciones.

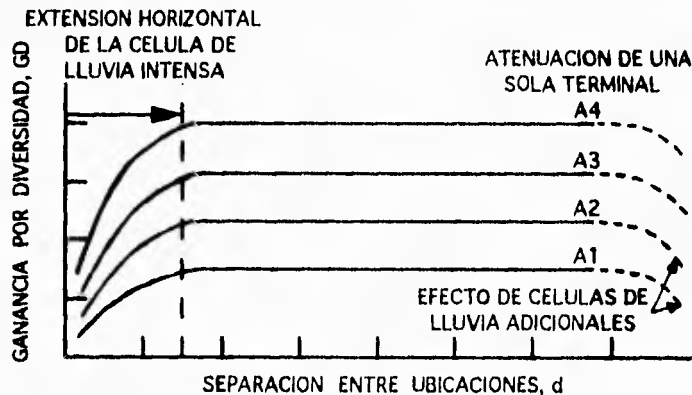


Figura VI.7

La figura VI.7 ilustra una presentación idealizada de la dependencia de la Ganancia por Diversidad G_D con la distancia de separación entre las ubicaciones d para el caso de diversidad con dos terminales. Cada curva corresponde a un valor fijo de atenuación de una sola terminal, con $A_2 > A_1$, $A_3 > A_2$, etc. Al igual que se incrementa la distancia de separación entre las ubicaciones también se incrementa la Ganancia por Diversidad hasta casi el área promedio horizontal de la región de lluvia intensa. A distancias de separación adecuadas (más allá de 5 Km) sólo se percibe un poco de mejoramiento en la operación de diversidad. Si la distancia de separación entre las ubicaciones es muy grande, la Ganancia por Diversidad puede reducirse si una segunda región de lluvia intensa llega a involucrarse en las trayectorias de propagación. El desempeño de la diversidad también puede describirse en términos de tiempos de interrupción del servicio por un factor conocido como **Mejoramiento por Diversidad** descrito en la figura VI.8.

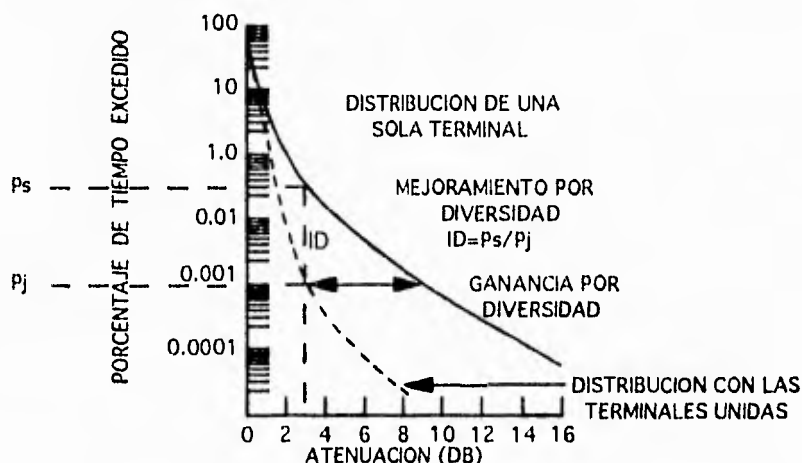


Figura VI.8

El Mejoramiento por Diversidad está definido como $I_D = P_s/P_j$ donde P_s es el porcentaje de tiempo asociado con la distribución de una sola terminal y P_j es el porcentaje de tiempo asociado con la distribución conjunta de las terminales, ambos con el mismo valor de atenuación. Para el ejemplo mostrado en la figura, $P_s=0.3$ y $P_j=0.01$ con un valor de atenuación de 3 dB. El Mejoramiento por Diversidad es por consiguiente $I_D=30$. Esto es, una sola terminal operando en éste enlace con un margen de potencia de 3 dB sufriría una interrupción del servicio de 1577 minutos por año (0.3%). Dos terminales operando en una configuración de diversidad, ambas con los mismos márgenes de potencia de 3 dB tendrían una interrupción del servicio de sólo 53 minutos por año (0.01%), un mejoramiento de

30 a 1. Los factores de Mejoramiento de más de 100 no son usuales, particularmente en áreas donde ocurren tormentas eléctricas intensas.

Desempeño y Diseño de los sistemas por Diversidad

Las mejoras con la operación de diversidad en enlaces Tierra-Espacio dependen de diversos factores. La distancia entre las ubicaciones es tal vez la más crítica. A medida que crece la Ganancia por Diversidad también lo hace la separación entre las ubicaciones (figura VI.7) hasta una distancia de casi 10 Km y después de ése valor sólo hay un pequeño aumento a medida que se incrementa la Ganancia por Diversidad.

La orientación de la línea de base (definida como la línea que une a una estación terrena maestra con la estación de respaldo con respecto a la trayectoria de propagación) es también una consideración importante en la configuración de un sistema por diversidad. Si el ángulo entre la línea de base y la proyección a la superficie de la trayectoria al satélite es de 90°, la probabilidad de que ambas trayectorias pasen a través de la misma región de lluvia se reduce enormemente.

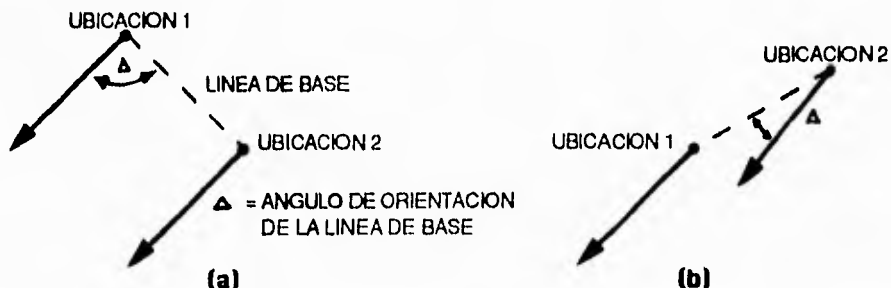


Figura VI.9

La figura VI.9(a) muestra el caso de una ubicación óptima, donde el ángulo de orientación de la línea de base Δ es de 90°. La figura VI.9(b) muestra la configuración menos deseable, donde Δ es pequeño y ambas trayectorias pasan a través del mismo volumen en la tropósfera incrementando la probabilidad de que una región de lluvia intersekte a ambas trayectorias la mayor parte del tiempo. El ángulo de elevación al satélite también interviene en el desempeño de la diversidad debido a la creciente probabilidad de intersectar una región de lluvia en ángulos de elevación bajos. En general, a medida que el ángulo de elevación es más bajo, la separación requerida entre las ubicaciones es mayor para alcanzar un cierto nivel de ganancia por diversidad.

La frecuencia de operación se esperaría que fuera un factor de los sistemas de diversidad, dado que la probabilidad de que un cierto nivel de atenuación sea excedido en una sola trayectoria es altamente dependiente de la frecuencia. Sin embargo, la Ganancia por Diversidad es realizada debido a la configuración física de las ubicaciones y de la estructura de las regiones de lluvia, por ello, al menos en un primer orden, la frecuencia de operación no juega un papel mayor en la determinación de la Ganancia por Diversidad para una cierta configuración de ubicación y región climatológica.

El proceso de Diversidad

La selección de que lugar debe estar en línea en una operación de Diversidad de Ubicaciones puede realizarse de acuerdo a varios criterios. El objetivo fundamental es el de seleccionar la ubicación con la atenuación por lluvia más baja (diversidad de subida) o el sitio con el nivel más alto de la señal recibida (diversidad de bajada). Desafortunadamente, no siempre es posible usar completamente estos simples criterios debido a problemas prácticos en la implementación. Para el caso de subida, el nivel de atenuación puede eliminarse directamente mediante el monitoreo de un beacon transmitido del satélite o indirectamente de las mediciones de un radiómetro o de un radar.

La diversidad de subida es mucho más difícil de implementar que la de bajada, debido a que se involucra la conmutación de señales de alta potencia y dado que la atenuación presente en el enlace no puede ser conocida exactamente o con la suficiente rapidez para permitir un cambio "seguro". Los datos podrían perderse durante el cambio, particularmente en transmisiones analógicas. La diversidad de subida con señales digitales es menos restrictiva; sin embargo, tanto la sincronización exacta, como la información del retardo deben mantenerse entre las ubicaciones de subida y el lugar donde se origina la señal de subida de información. Para el caso de bajada, los dos niveles de la señal recibida pueden compararse, seleccionándose el nivel más alto de la señal para su uso "en línea". Así, se pueden comparar diversos algoritmos alternativos de decisión:

Ubicación principal predominante. La ubicación principal puede estar en línea mientras que el propio nivel de la señal permanece encima de un umbral previamente establecido. La ubicación secundaria es puesta en línea solamente si la ubicación primaria está por debajo del umbral.

Doble servicio activo. Ambas ubicaciones (o tres en el caso de diversidad de tres ubicaciones) están activas todo el tiempo y el procesador de diversidad selecciona el nivel de la señal más alto para un procesamiento adicional.

Combinatoria. Si el formato de la señal lo permite, las señales de cada ubicación podrían estar sumamente combinadas y ésta señal combinada es usada como la entrada en línea. No se requiere de conmutación. Esta técnica es particularmente atractiva para transmisiones analógicas de video o voz.

Diversidad de Altura

La Diversidad de Altura hace uso del hecho de que las estructuras meteorológicas en la atmósfera que dan aumento a los efectos reflectivo y refractivo tienden a tener distancias de correlación tanto horizontales como verticales más grandes. Para un diseñador de sistemas vía satélite, esto debe significar que la separación de las dos antenas para llevar al cabo la misma decorrelación, sería más pequeña si las antenas fueran colocadas verticalmente una sobre otra que si estuvieran espaciadas horizontalmente. Cabe señalar que esto es exactamente lo opuesto a la Diversidad de Ubicaciones para contrarrestar la atenuación por lluvia, donde las separaciones laterales son mejores que las separaciones verticales. Esta técnica se ilustra en la figura VI.10.

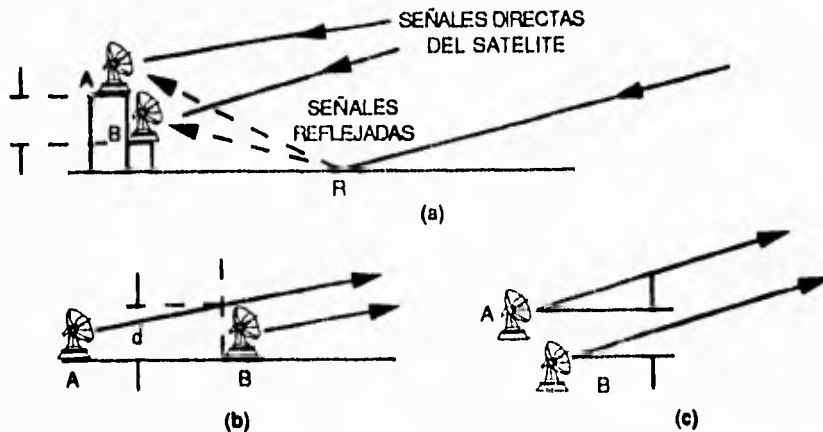


Figura VI.10

Las terminales A y B tienen una separación en altura tal que, las señales reflejadas recibidas de una región R no están correlacionadas en fase al llegar a las terminales. Además, las trayectorias directas a cada terminal no están bien correlacionadas en su paso a través de una región causando centelleo troposférico. En la ilustración (a), las terminales están localizadas en el mismo edificio una en la parte más alta y la otra dos o tres pisos abajo. Las terminales igualmente podrían haber estado separadas

horizontalmente a nivel del piso para dar una aparente separación en altura "d" como en la figura (b) o hacer uso de las irregularidades del terreno para aumentar la separación en altura como en la ilustración (c). El caso de (a) puede utilizarse por ejemplo en la diversidad de altura marítima con la superestructura ó mástil dando la diferencia de altura requerida.

A ángulos de elevación muy bajos (menores a 5°) empiezan a observarse los efectos de las trayectorias múltiples, aunque es difícil diferenciar sus características de aquellas con efectos de centelleo troposférico en ángulos de elevación bajos, los cuales pueden ser por si mismos severos. A ángulos de elevación entre 1° y 5° puede ser que una orientación descentrada sea óptima para un sistema de diversidad de dos lugares. Una orientación descentrada es una en la cual la ubicación remota es colocada de tal manera que, si se viera desde el satélite las dos ubicaciones tienen una apreciable separación lateral y vertical. A continuación se ilustra una orientación descentrada.

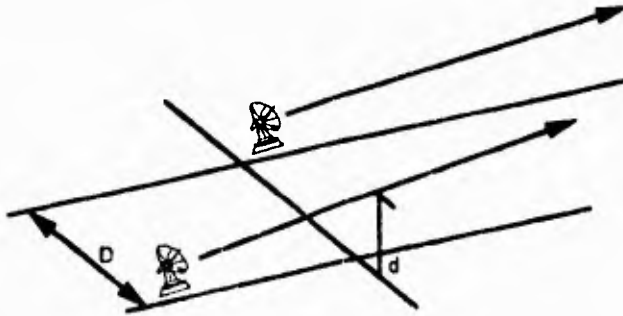


Figura VI.11

En éste esquema las dos estaciones terrenas están desalineadas, así que una separación lateral D y una vertical d se combinan para producir una reducción de los deterioros debidos tanto a atenuación por lluvia como a los efectos de centelleo y de trayectorias múltiples.

Diversidad de Angulos

La Diversidad de Angulos es la sustitución del ángulo de elevación de las antenas de dos estaciones terrenas localizadas cercanamente, de un modo tal que ahora ambas estén ligeramente desapuntadas a cierto ángulo de elevación a cada lado del ángulo nominal de apuntamiento al satélite (figura VI.12(a)). En la figura (a) las dos antenas están a la misma altura con una diferencia entre sus ángulos de elevación de $2\delta\theta$, uno a $+\delta\theta$ y el otro a $-\delta\theta$ con respecto al ángulo de elevación nominal θ . En (b) el

apuntamiento del ángulo de elevación es el mismo que en (a), pero las dos antenas tienen una separación en altura para proporcionar una medición de mejoramiento por Diversidad de Altura simultáneamente con la de Diversidad de Angulos.

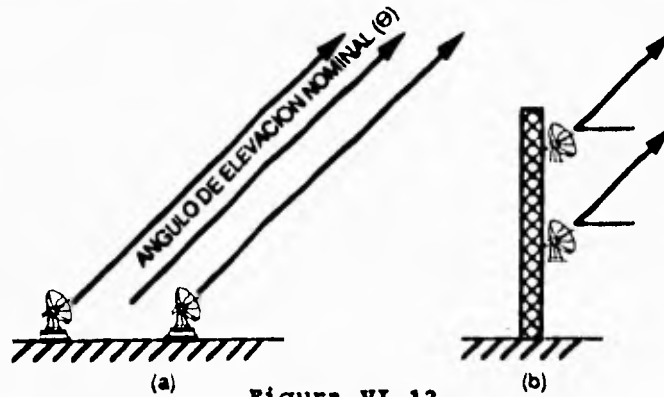


Figura VI.12

Diversidad de Frecuencias

En esta técnica, los enlaces Tierra-espacio que operan en bandas de frecuencias sujetas a atenuación por lluvia 14/12 GHz o 30/20 GHz son conmutados a una banda de menor frecuencia como por ejemplo la banda C de 6/4 GHz (donde la atenuación por lluvia es despreciable) cada vez que se excede de un cierto margen específico de saturación por tráfico. Este método puede implementarse en los satélites Mexicanos Morelos y Solidaridad ya que ambos son del tipo híbrido. Asimismo es conveniente indicar que se tendrían que evaluar los beneficios de implementar esta técnica comparada con los costos del equipo adecuado en las estaciones terrenas, la renta de las frecuencias en ambas bandas, el hecho de que esta doble operación solo puede llevarse al cabo en las Regiones 1 (banda C) y 4 (banda Ku) de cobertura del satélite (ver Apéndice) y que en México no se tienen tantos lugares (con excepción de la Región del Istmo de Tehuantepec) con un alto índice de lluvia.

Diversidad Orbital

La Diversidad Orbital se refiere al uso de dos satélites en órbita ampliamente espaciados para proporcionar trayectorias separadas que convergen en una sola estación terrena. La Ganancia por Diversidad es realizada por la utilización del enlace con la menor atenuación en su trayectoria. Dado que la Diversidad Orbital requiere de por lo menos dos satélites en órbita con una separación bastante amplia su aplicación es muy limitada, además de que

requiere de dos sistemas de antenas en las estaciones terrenas para que sea completamente efectiva. El mejoramiento en la Diversidad Orbital no es primordial como en la Diversidad de Ubicaciones debido a que la estructura celular de la lluvia intensa, pero ocurre porque siempre habrá alguna cantidad de decorrelación entre dos trayectorias independientes a una sola estación terrena que experimente lluvia.

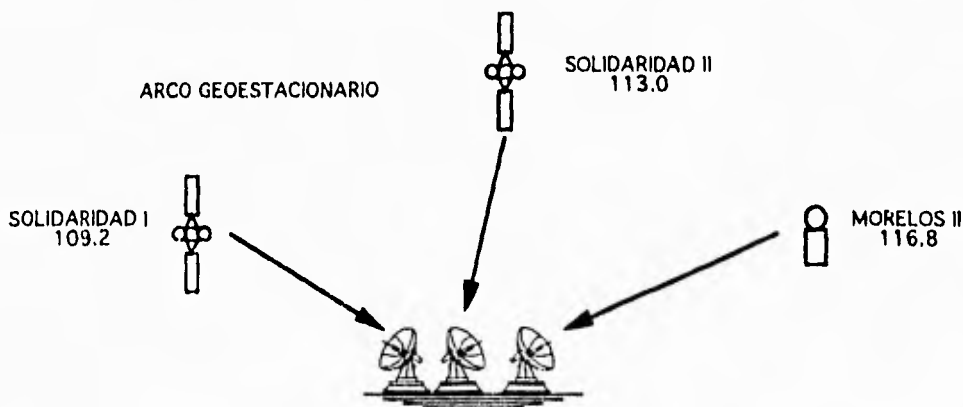


Figura VI.13

En la figura VI.13, la antena de la estación terrena que se está comunicando con el satélite número 1 sufre un desvanecimiento de la señal debido a la lluvia y tiene que transferir las operaciones al satélite 2 o al satélite 3. Dependiendo del tamaño y localización de la tormenta se puede llevar al cabo una reducción muy significativa en la atenuación de la señal. En el esquema anterior, las tres antenas se muestran separadas para un mayor entendimiento, sin embargo, en la práctica puede usarse una sola antena móvil con los datos de azimut y elevación previamente grabados en memoria para una rápida conmutación.

El grado de mejoramiento que se obtiene con la Diversidad Orbital es muy pequeño ya que los resultados muestran que la atenuación por lluvia en las trayectorias de la Diversidad Orbital están altamente correlacionados debido a que estas trayectorias convergen en el extremo más bajo del mismo punto en la Tierra, además de que la mayor atenuación por lluvia ocurre en los 4 Km más bajos de la tropósfera y habría poca independencia estadística entre las trayectorias divergentes. Debido a lo anterior no se sugiere la implementación en el Sistema de Satélites Mexicanos, donde la posición orbital de los satélites son: Morelos II (116.8°), Solidaridad I (109.2°) y Solidaridad II (113.0°), por lo que no se tendría una separación suficiente.

INCREMENTO DE UN NIVEL DINAMICO

Variaciones en el Ancho de Banda de la Señal

Partiendo del hecho de que la potencia de ruido de un canal de comunicaciones es directamente proporcional al Ancho de Banda, entonces una reducción del Ancho de Banda del canal calculada en 3 dB incrementará la razón Portadora-Ruido C/N en 3 dB. La reducción del ancho de banda en 3 dB usualmente requerirá que la velocidad de transmisión sea reducida. Si se aplica dinámicamente esta técnica puede proporcionar una protección importante contra el desvanecimiento mientras que no se reduzca significativamente el rendimiento de la señal. Para habilitar esta técnica a trabajar eficientemente sin un procedimiento a bordo del satélite, se debe usar una señal de control entre las estaciones terrenas correspondientes para facilitar los cambios apropiados en sincronía de la razón ancho de banda de la señal. En general, tales señales de control son usualmente procesadas por un centro de actividad o estación de control principal. Esto podría ser particularmente factible para una red con pocas estaciones terrenas.

Almacenamiento de la Transmisión

El Almacenamiento de la Transmisión es muy similar a la variación del Ancho de Banda excepto que, cuando se reduce la velocidad de la señal debido al desvanecimiento por lluvia presente en el enlace, los bits que no pueden enviarse son almacenados en un Buffer hasta que el desvanecimiento no esté presente. Después, se realiza la transmisión de la información almacenada a una velocidad mayor a la normal para recuperar el tiempo perdido durante la interrupción hasta volver a la velocidad normal de transmisión, esto es, sin desvanecimiento por lluvia. Dicho esquema requerirá una cantidad excesiva de capacidad del Buffer para sistemas de alta velocidad de transmisión de datos y es por ello solamente económico para velocidades de transmisión muy bajas. Paradójicamente, son los sistemas de baja velocidad de transmisión de datos los que pueden interrumpir el servicio por largos períodos de tiempo y de esta manera, con excepción del almacenamiento necesario para eliminar el efecto Doppler y las variaciones en el tiempo de transmisión debido al movimiento del satélite es improbable que el almacenamiento de la transmisión sea usado como una técnica efectiva de restauración de la señal.

Control de Potencia

El Control de Potencia se refiere al proceso de variar la potencia de transmisión en un enlace vía satélite con presencia de atenuación por lluvia con el objeto de mantener un nivel de potencia deseado en el receptor. El control de potencia intenta

restaurar el enlace mediante el incremento de la potencia de transmisión durante un evento de atenuación por lluvia y luego reducir la potencia una vez que el enlace regrese a la condición de cielo despejado.

El control de potencia requiere un conocimiento de la atenuación en la trayectoria del enlace que será controlado. El método particular para obtener esta información depende del control de potencia de subida o de bajada que esté siendo implementado y de la configuración particular de los sistemas de comunicaciones. El control de potencia es generalmente aplicable a un solo servicio, enlaces del tipo de un solo usuario dado que las variaciones de nivel en una portadora grande o multiportadora en los sistemas multiusuario podrían causar una interferencia significativa entre las portadoras que estén operando a través del mismo transpondedor. Las consideraciones relacionadas a las características únicas de control de potencia de subida y de bajada se detallan a continuación.

Control de Potencia de Subida

El Control de Potencia de Subida proporciona los medios directos para reparar las pérdidas en la señal de subida durante un evento de atenuación por lluvia. Es utilizado en aplicaciones de satélites fijos y también ha sido considerado para enlaces del servicio de alimentación de satélites de radiodifusión (de subida). Se pueden implementar dos tipos de control de potencia:

Sistemas de lazo cerrado ó Sistemas de lazo abierto. En un sistema de lazo cerrado, el nivel de potencia de transmisión se ajusta directamente en base al nivel de la señal detectada en el satélite y regresada a Tierra vía un enlace de telemetría variante con el tiempo. Es posible tener rangos de control de potencia de hasta 20 dB y si el nivel de la señal recibida por telemetría está disponible para los usuarios en una base continua se pueden tener tiempos de respuesta continuos.

En un sistema de control de potencia de lazo abierto el nivel de potencia de transmisión se ajusta por la operación de una señal de control de Radio Frecuencia la cual está sometida por si misma a la atenuación por lluvia y se usa para inferir en la atenuación por lluvia experimentada en la subida. La señal de control de Radio Frecuencia puede ser:

- a) la señal de bajada (nivel de recepción)
- b) una señal de beacon o aproximadamente la frecuencia de subida
- c) de tierra basada en el radiómetro o en el radar

Las figuras VI.14 (a)-(c) muestran los diagramas de bloques de las tres técnicas de lazo abierto, en ellos se usan frecuencias de

servicio de satélites de radiodifusión de 14 GHz de subida y 12 GHz de bajada. El valor típico de conversión entre la frecuencia de subida y la frecuencia de bajada para banda Ku es de 2300 MHz.

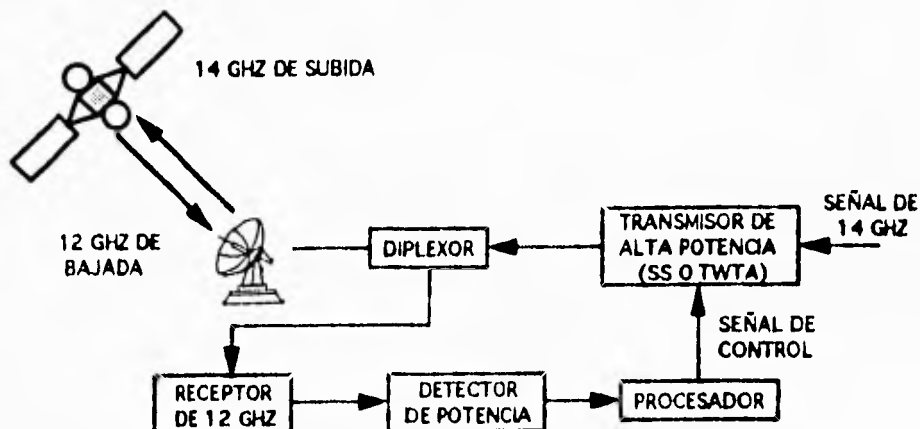


Figura VI.14(a)

En el sistema de control de la señal de bajada (figura VI.14(a)) el nivel de la señal de bajada de 12 GHz es monitoreado continuamente y usado para generar una señal de control para el transmisor de alta potencia. El transmisor puede ser de Estado Sólido (SS) ó un Amplificador de Tubo de Ondas Progresivas (TWTA). El nivel de la señal de control es determinado en el procesador de modelos de predicción de atenuación por lluvia el cual calcula la atenuación esperada en la subida a 14 GHz a causa de la atenuación de bajada medida a 12 GHz. El método de control usando la señal de bajada es el tipo de control más generalizado para la potencia de subida, debido a la disponibilidad del enlace de bajada en la estación terrena y a la relativa facilidad de su implementación.

Anteriormente en el satélite Morelos I, se contaba con un Sistema de Control de Beacon, el cual consistía de tres unidades generadoras de portadoras beacon remotas y el equipo instalado en México, D.F., el cual generaba y controlaba el Beacon de Referencia. Los Beacons remotos eran transmitidos en tres áreas donde la época de lluvia no se presenta al mismo tiempo y donde se cuenta con márgenes de lluvia bajos: Monterrey, N.L., Chihuahua, Chih. y La Paz, B.C.S. En un principio se consideró la posibilidad de generar un beacon en una zona desértica del país, sin embargo, esta solución no era viable debido a que era necesario tener un control muy alto sobre el sistema y una alta respuesta ante posibles fallas. En la siguiente tabla se especifican cada una de las portadoras que estaban involucradas en el Sistema Beacon.

Localidad de Transmisión	Frecuencia (MHz)	PIRE _{REF} (dBW)	PIRE _{EXT} (dBW)
México D.F.	12012.000	21.39	50.89
Monterrey N.L.	12012.200	12.98	42.56
Chihuahua Chih.	12012.300	17.17	46.53
La Paz B.C.S.	12012.400	14.46	44.40

Tabla VI.c

Debido a que la portadora de México era la única que estaba siendo controlada, los PIREs de las estaciones remotas en el satélite podían variar si cambiaban las condiciones climatológicas de esas localidades. Para la operación de este Sistema Beacon también existían dos versiones, una de Lazo Cerrado y otra de Lazo Abierto. La versión de Lazo Cerrado calculaba la atenuación por lluvia como la diferencia de atenuación entre la portadora de Referencia y los Beacons Remotos, esta diferencia de atenuación medida era utilizada para ajustar la señal de salida del generador de señales. La versión de Lazo Abierto calculaba la atenuación de subida tomando en cuenta la atenuación recibida de los Beacons Remotos, en este caso la potencia de recepción del Beacon de Referencia no se usaba para controlar el sistema. En caso de que alguno de los Beacons Remotos fallara, el sistema lo descartaba y realizaba los cálculos con los dos restantes, esto para ambos modos.

El concepto fundamental del sistema Beacon era el siguiente: Se generaban portadoras limpias (sin modular) de amplitud constante desde tres estaciones terrenas localizadas en distintas partes del territorio nacional. Una señal de amplitud constante y sin modular se generaba en la Cd. de México mediante un generador de señales, después era amplificada y radiada hacia el satélite (el nivel de potencia de subida del beacon era monitoreado por medio de un acoplador y un sensor por medidor de potencia); la portadora repetida por el satélite debía mantenerse con un alto grado de estabilidad aún bajo condiciones de lluvia en esta ciudad. Las cuatro señales eran recibidas a nivel de RF en la Cd. de México por un analizador de espectros el cual actuaba como controlador del sistema, medía los niveles de potencia de cada señal y calculaba la atenuación ascendente sufrida por el beacon. Durante periodos de lluvia en el Distrito Federal, las tres portadoras remotas sufrían atenuación por lluvia únicamente en el enlace descendente mientras que el beacon local sufría atenuación tanto ascendente como descendente, la diferencia entre los niveles relativos del beacon local y de las portadoras remotas representaba la atenuación ascendente. Una vez que se calculaba el valor de atenuación ascendente, se enviaba la orden al generador de señales para

ajustar la potencia de transmisión precisamente en ese valor a fin de mantener constante el nivel del beacon en el satélite. El generador ajustaba su potencia y el nuevo valor era verificado por el medidor de potencia.

Así, cualquier estación en el país que "miraba" hacia el satélite podía monitorear la portadora de referencia con un nivel constante y en caso de encontrar diferencia entre los valores normales de amplitud con cielo despejado y con atenuación por lluvia incrementaba su potencia exactamente en esa cantidad. Asimismo, cuando desaparecía la atenuación la estación debía regresar a sus valores anteriores. La repetibilidad del sistema en las mediciones de los beacons era de ± 0.25 dB con una estabilidad de los beacons de aproximadamente 0.2 dB. Debido a que el sistema tomaba un promedio de las variaciones de los beacons en forma individual (deltas) sus niveles no eran relacionados entre si, solo las variaciones de las deltas; el principal factor que afecta la exactitud es la repetibilidad de las mediciones y éstas estaban sujetas por las limitaciones del analizador de espectros. Tomando en consideración lo anterior para bajas variaciones debido a la atenuación, la exactitud del sistema era cercana a ± 0.25 dB. El programa de control del Sistema Beacon tenía un límite de respuesta por medición de 1.5 dB de cambio de atenuación entre una medición y otra. Cuando la atenuación de los beacons cambiaba la exactitud de la portadora de referencia lo hacía de acuerdo a la siguiente ecuación:

Exactitud del beacon de referencia = (cambio de atenuación entre medición y medición entre 0.25 dB) dB

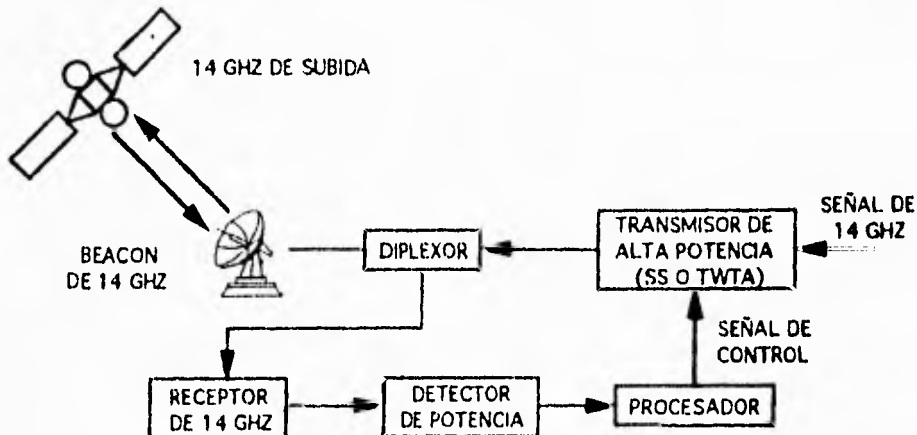


Figura VI.14 (b)

En el sistema de la señal de control de beacon figura

VI.14(b), una señal de beacon del satélite, preferiblemente en la misma banda de frecuencia que el enlace de subida se usa para monitorear la atenuación por lluvia en el enlace. El nivel de la señal detectado es entonces usado para generar la señal de control. Dado que la atenuación de la señal medida está a la frecuencia que será controlada (o muy cercana a ella), no se requiere ninguna estimación en el procesador. Este método proporciona el control de potencia más preciso de los tres.

El satélite Solidaridad I proporciona un beacon continuo y estable en la frecuencia de bajada 11701 MHz para transmitir a las estaciones terrenas permitiendo el control de potencia de subida bajo condiciones atmosféricas cambiantes. La antena de control de potencia de subida es una corneta piramidal de modo doble diseñada para producir haces lineales polarizados tanto vertical como horizontalmente. Las dos polarizaciones están acopladas desde la salida de un Transductor de Modo Ortogonal (OMT) en la sección cuadrada de entrada de la corneta. La figura VI.15 muestra la geometría de la corneta.

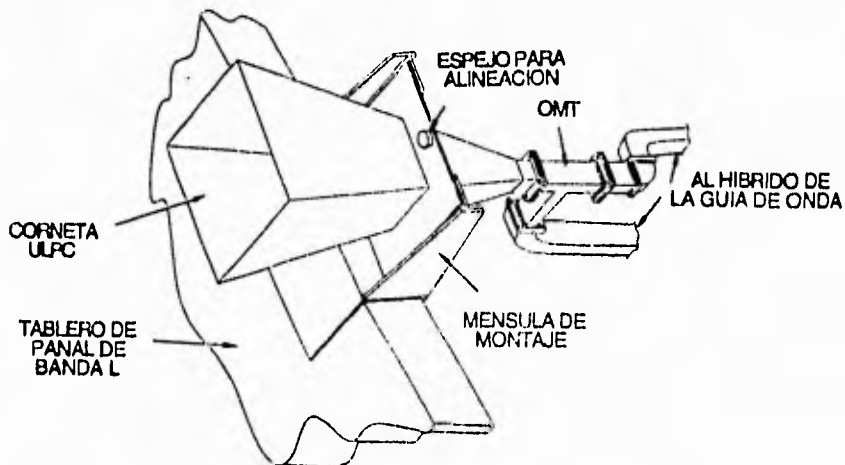


Figura VI.15

El montaje de la antena de control de potencia de subida incluye la corneta ULPC, un Transductor de Modo Ortogonal (OMT), una guía de onda híbrida, un filtro armónico y una guía de onda interconectada. La corneta está fabricada de una sola pieza de base de aluminio usando la técnica de Descarga de un Electrodo de Alambre (EDM) y luego bañada en plata. El montaje está instalado en la estructura de la antena de banda L (ver apéndice). Un espejo está montado en la armadura para alineación. Las dimensiones de la apertura de la corneta ULPC son 12.2 cm en la dirección vertical y 10.7 cm en la dirección horizontal. La sección ensanchada

(piramidal) tiene 25.4 cm de largo con una dimensión de entrada de 1.722 cm. El haz ULPC en la polarización de bajada vertical cubre la región R4 y el haz ULPC en la polarización de bajada horizontal proporciona cobertura para las regiones R4 y R5 con un PIRE de 7 dBW. Cabe señalar que puede existir una atenuación diferencial a través de los 500 MHz de ancho de banda del satélite de más de 1 dB cuando se tenga una atenuación de 10 dB en el enlace de bajada. Un control de potencia de subida de lazo abierto en el extremo superior de la banda sufrirá un error potencial de ± 0.5 dB si la señal de beacon del satélite que está en el extremo inferior se usa como control del nivel de potencia de salida. Este error más otros posibles errores como pueden ser errores de rastreo, errores de apuntamiento, degradaciones en la ganancia de la antena y refracciones cuando se tienen ángulos de elevación abajo de 10° , pueden producir en error total en el cálculo de la atenuación de subida del orden de ± 2 dB.

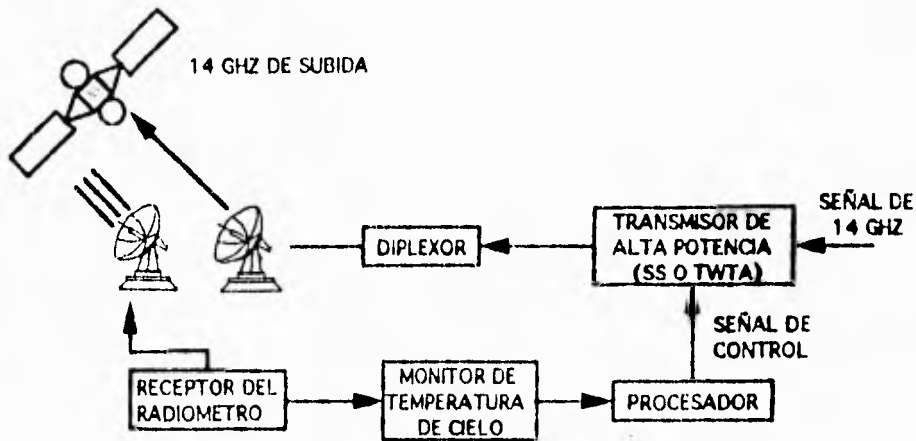


Figura VI.14(c)

El tercer método figura VI.14(c) desarrolla una estimación de la atenuación por lluvia mediante las mediciones de la temperatura del cielo con un radiómetro dirigido en la misma trayectoria al satélite que la señal de subida. Este método de control de potencia es el menos exacto de los tres y generalmente es implementado cuando no se dispone de otros medios para determinar la atenuación en la trayectoria.

Control de Potencia de Bajada

El Control de Potencia de Bajada del satélite está

generalmente limitada a uno o dos modos conmutables de niveles fijos de operación para acomodar las pérdidas de atenuación por lluvia. Los NASA/ACTS (Satélites de Tecnologías Avanzadas para Comunicaciones de la NASA), por ejemplo, los cuales operan en las bandas de frecuencia de 30/20 GHz tienen dos modos de operación de bajada. Un modo de potencia baja que opera con 8 Watts de potencia de transmisión de Radio Frecuencia y un modo de potencia alta que opera con 40 Watts, el cual proporciona casi 7 dB de margen adicional de compensación de atenuación por lluvia. Para realizar esta doble operación se utiliza un amplificador TWT multimodo.

El control de potencia de bajada no es eficiente cuando dirige la potencia adicional a la terminal (o terminales) terrena(s) sometida(s) a un evento de atenuación por lluvia ya que la huella de la antena completa recibe la potencia agregada. Un transmisor del satélite proporcionando servicio a un gran número de terminales terrenas geográficamente independientes tendría que operar en o cerca de su potencia pico casi continuamente a fin de vencer la atenuación más alta experimentada por sólo una de las terminales terrenas, por lo que no se debe considerar como un método práctico.

DISTRIBUCION BASADA EN EL SATELITE

INCREMENTO DE UN NIVEL FIJO

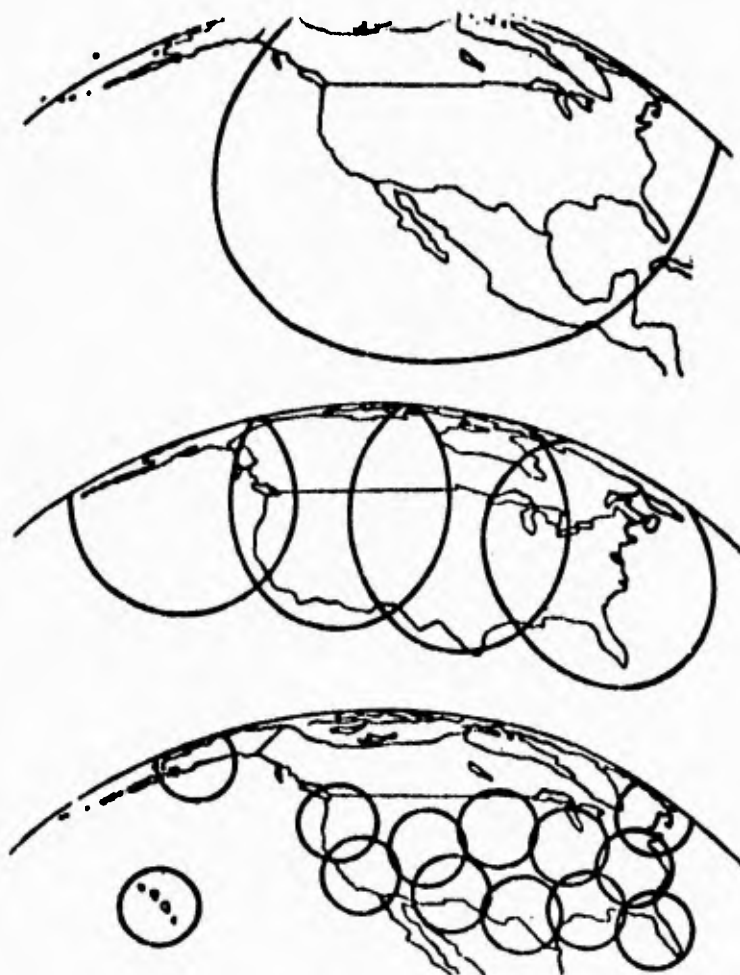
Control de la Ganancia de la Antena

La Densidad del Flujo de Potencia en la superficie de la Tierra generada por un satélite es una función tanto de la amplificación del satélite como de la ganancia del mismo. Esta ganancia está determinada principalmente por el diámetro de la antena y un cambio en la ganancia por ende implica un cambio de antena dado que el diámetro es un parámetro fijo. Si la Ganancia de la Antena es incrementada mediante el aumento del diámetro de la antena, el ancho del haz será correspondientemente reducido. Si por ejemplo el diámetro de la antena es duplicado dando un incremento en la ganancia de 6 dB para un haz individual, el ancho del haz es dividido a la mitad. Si se reduce progresivamente el ancho de los haces individuales, del mismo modo se incrementará la ganancia disponible en cada haz, lo cual se puede realizar usando haces de pincel, también conocidos como haces en un punto.

Haces de Pincel

El nivel de la señal recibida en el satélite puede incrementarse durante periodos de atenuación mediante la conmutación a una antena del satélite que tenga mayor ganancia. El incremento de la ganancia de la antena es consecuencia de un haz de antena más estrecho que concentra la potencia en un área más pequeña de la superficie de la Tierra resultando en un PIRE más

elevado en la terminal terrena que está sufriendo la atenuación. Un satélite que da servicio a muchas terminales terrenas puede tener uno o más de estos Haces de Píncel disponibles para conmutarse durante la atenuación por lluvia. Así, los haces de píncel podrían ser dirigidos a la terminal de la ubicación terrena deseada ya sea por el movimiento mecánico de un reflector independiente o por un sistema de alimentación de la antena conmutado electrónicamente. Los satélites Solidaridad, en banda Ku cuentan con haces dirigidos (Región 5) hacia las principales ciudades de los Estados Unidos: Chicago, New York, Washington, Dallas, Houston, San Antonio, San Francisco, Miami y Tampa, como se ilustra en el Apéndice, aunque cabe señalar que estos haces no pueden ser conmutados.





Figuras VI.16 (a)-(d)

Las figuras VI.16 (a)-(d) muestran los contornos del área de cobertura (huellas) para cuatro tipos de haces de antenas típicos considerados por un satélite geoestacionario localizado sobre los Estados Unidos. El ancho del haz de 3 dB (potencia media) y la ganancia sobre el eje (considerando una eficiencia del 55%) son mostradas con cada contorno. La cobertura del tipo Continental es típica para servicios de un satélite fijo, mientras que los haces de zona de tiempo son útiles para aplicaciones de radiodifusión directa. Los Haces de Pincel de áreas regionales y metropolitanas se usan en sistemas con reuso de frecuencia y en aplicaciones de restauración de una señal con atenuación por lluvia.

El incremento del PIRE en terminales terrenas puede ser tan significativo como el expuesto en la figura VI.17 que muestra el mejoramiento en dB disponible entre cada uno de los tipos de haces de cobertura.

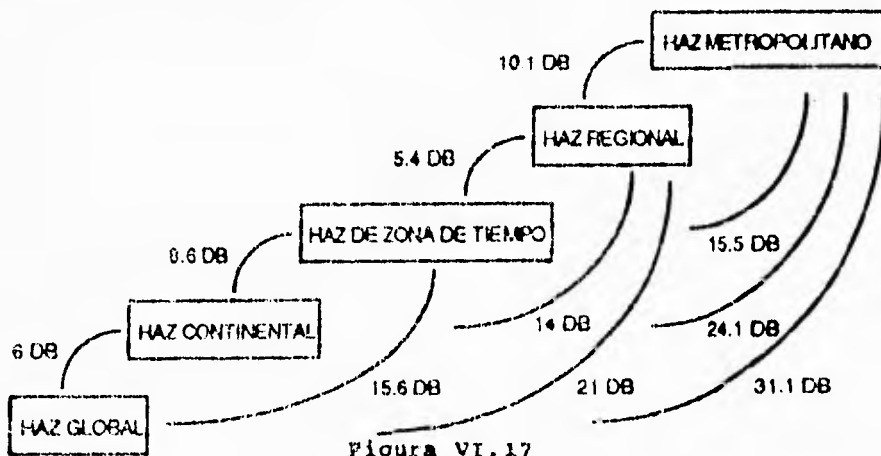


Figura VI.17

CAPITULO VI TECNICAS PARA COMPENSAR LOS EFECTOS DE LA LLUVIA

Por ejemplo, el uso de un Haz de Pincel en un área metropolitana en lugar del haz de cobertura Continental proporciona 24.1 dB de PIRE adicional. La conmutación de un haz de zona de tiempo a un Haz de Pincel regional da 5.4 dB de potencia adicional. La siguiente tabla muestra el diámetro de la antena requerido en el satélite para cada uno de los tipos de cobertura para frecuencias de 4, 12, 20 y 40 GHz considerando una eficiencia de la antena del 55%.

Tipo de cobertura (amplitud del haz)	Ganancia de la antena	Diámetro de la antena (metros)			
		4 GHz	12 GHz	20 GHz	40 GHz
Grados	(dBi)				
Global (1.8°)	19.2	0.29	0.096	0.06	0.03
Continental (8°)	26.2	0.65	0.22	0.18	0.09
Zona de tiempo (3°)	34.8	1.75	0.6	0.33	0.17
Pincel Regional (1.6°)	40.2	3.3	1.1	0.66	0.33
Pincel Metropolitano (0.5°)	50.3	10.5	3.5	2.1	1.05

Tabla VI.d

Regeneración

Los transpondedores actuales usados en satélites son del tipo de repetidores lineales. A pesar de que en algunos de ellos se reduce la potencia de Back-off para proporcionar una respuesta de salida más lineal respecto a la entrada recibida y otros son operados muy cerca de la región de saturación, cualquier error o desvanecimiento que ocurra en la subida es trasladado directamente al segmento de bajada. Para reducir al mínimo los errores en la transmisión y para disminuir los requisitos de potencia transmitida al satélite tanto como sea posible, los segmentos de subida tienden a proporcionar sustancialmente más PIRE del que se daría en caso de que los satélites fueran capaces de regenerar la señal.

La Regeneración, la cual es solamente factible para señales digitales usualmente involucra la detección de la serie de pulsos de entrada, la corrección de cualquiera de los errores y la Regeneración exacta de esas series de pulsos. Dado que la Regeneración efectivamente separa el enlace de subida del enlace de bajada, los márgenes de subida pueden reducirse sustancialmente (5 a 7 dB) con una concomitante reducción en los costos de la estación terrena. La Regeneración puede efectuarse en la etapa de RF a una

frecuencia traslacional intermedia en el satélite o en banda base con el incremento de los requisitos de potencia del mismo orden. La Regeneración en banda base (procesamiento) requerirá un significativo avance tecnológico para conducir la potencia total del satélite dentro de un rango aceptable, así como el alto costo de la tecnología involucrada en esta técnica. Los satélites Mexicanos no cuentan con esta característica.

Diversidad Orbital

La Diversidad Orbital es idéntica a la explicada en la distribución basada en la estación terrena y es incluida aquí como complemento. Desde el punto de vista del satélite, la Diversidad Orbital requiere el despliegue de al menos dos satélites que puedan "ver" a ambos extremos del enlace en Tierra de tal modo que sea posible la conmutación entre satélites. Como es de suponerse la implementación de esta técnica es bastante costosa, a menos que exista algún tipo de facilidad de conmutación en las estaciones terrenas y de la factibilidad de tener tanto los satélites en órbita como del espacio disponible en los satélites para este fin. En el desarrollo de Enlaces entre Satélites (ISL o cross-links) se tiene que considerar tanto los aspectos del sistema como los métodos de comunicación entre satélites, los cuales pueden ser enlaces ópticos, de microondas o de ondas milimétricas. Las frecuencias que pueden usarse ya han sido asignadas:

- * 22.55 - 23.55 GHz
- * 32.00 - 33.00 GHz
- * 54.25 - 58.20 GHz

La elección en un futuro para enlaces entre satélites es probable que sea con comunicaciones ópticas que no solo encajan con el desarrollo de redes terrestres sino que también están siendo probadas para este fin. En general el uso de enlaces entre satélites es una integración de los sistemas terrestres y satelitales permitiendo una mayor flexibilidad y área de cobertura. Los satélites Mexicanos no cuentan con esta característica.

Diversidad de Frecuencias

Esta técnica también es idéntica a la de la sección de distribución basada en la estación terrena, pero desde el punto de vista del satélite la Diversidad de Frecuencias es mucho más eficiente que la primera ya que un gran número de estaciones terrenas pueden recibir el servicio del satélite usando el mismo recurso de usar una frecuencia menor para contrarrestar la atenuación por lluvia. Dado que los costos totales del sistema son los que dictan la utilidad de esta técnica, la Diversidad de Frecuencias no se considera que tenga una importancia primordial

debido al uso ineficiente del segmento terrestre. Actualmente, ya existen satélites que ofrecen esta característica de conversión entre dos bandas o conexión cruzada (cross connect), como por ejemplo los satélites Galaxy IV (99° longitud Oeste) y Galaxy VII (91° longitud Oeste) de la Compañía Hughes Communications Inc., los cuales pueden utilizarse para aplicar este método aunque ambos satélites cubren principalmente los Estados Unidos y sólo la parte norte de México con un nivel aceptable de potencia, pero como ya se indicó anteriormente en esta zona existe menor probabilidad de que se presente lluvia intensa.

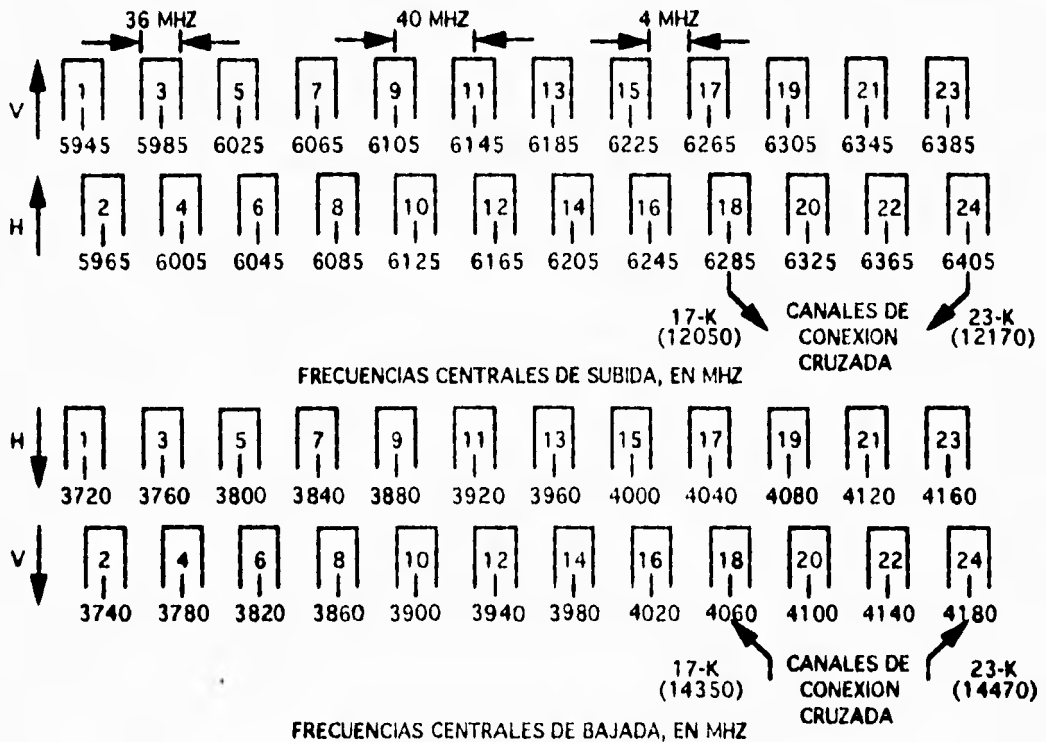


Figura VI.18

Como se nota en el plan de frecuencia de banda C (figura VI.18), los canales 18-C y 24-C (banda C) van conectados a los canales 17-K y 24-K respectivamente de la banda Ku. En cada subsistema cero, uno o dos canales pueden comandarse para tener las combinaciones de subida o bajada entre ambas bandas ya que tanto los canales de banda C como los de Ku pueden usarse para transmitir

CAPITULO VI TECNICAS PARA COMPENSAR LOS EFECTOS DE LA LLUVIA

o recibir dependiendo solamente de la polaridad que se utilice. Un procedimiento análogo se observa en el plan de frecuencia de la banda Ku (figura VI.19). Cabe señalar que el valor de conversión de frecuencia entre la banda C y la banda Ku es de 7990 MHz (nominal).

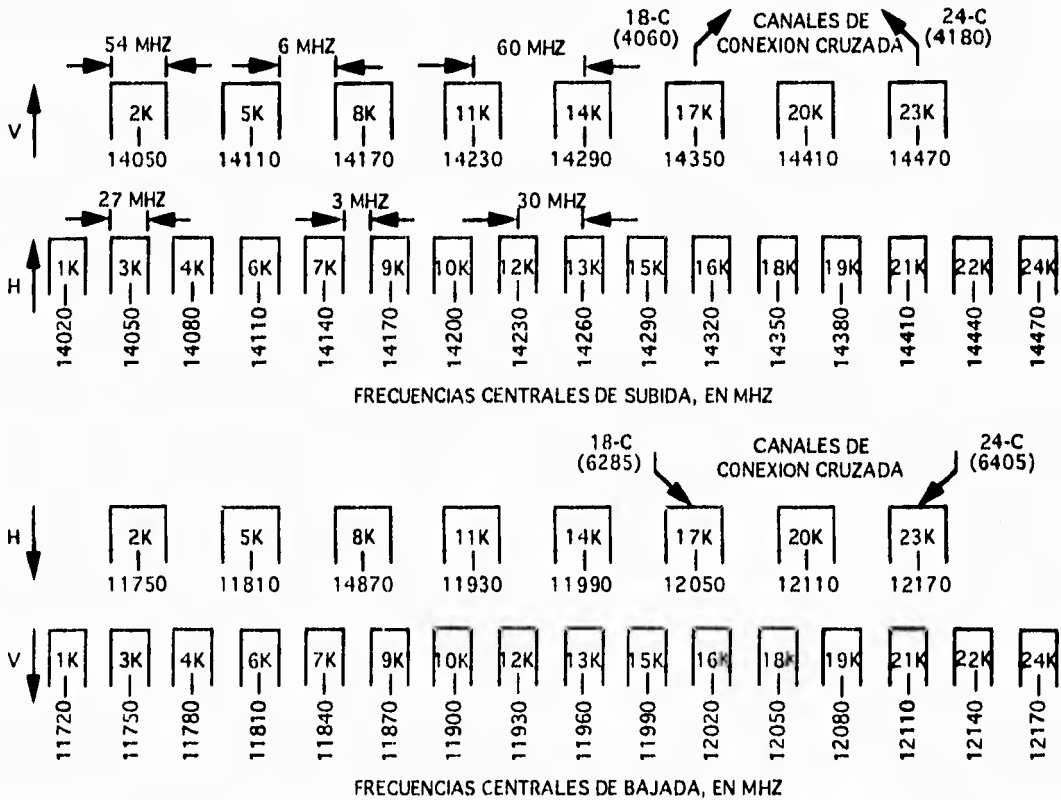


Figura VI.19

INCREMENTO DE UN NIVEL DINAMICO

Corrección de Errores hacia Adelante (FEC) conmutados en el satélite

La codificación de la fuente es muy útil para reducir la Tasa de Bits Erróneos (BER) en enlaces digitales de comunicaciones, particularmente en aquellos que involucran arquitecturas de acceso

TDMA. La ganancia por codificación de hasta 8 dB puede llevarse al cabo con algunos esquemas de codificación por Corrección de Error hacia Adelante (FEC). El mejoramiento del FEC en la tasa de BER es realizado por una reducción en la velocidad de muestreo o en el rendimiento del enlace. En enlaces de TDMA sujetos a atenuación por lluvia o a otros efectos de degradación, la FEC adaptiva puede proporcionar una forma relativamente eficiente de restaurar la disponibilidad del enlace durante los períodos de atenuación. La corrección FEC adaptiva puede implementarse de diversas maneras en enlaces TDMA. Generalmente una pequeña capacidad del enlace de comunicaciones es puesto en reserva y después repartido cuando sea necesario para una codificación adicional en aquellos enlaces que experimenten atenuación. La velocidad de transmisión de los datos del enlace permanece constante ya que la capacidad extra acomoda los bits de codificación adicionales necesarios para la codificación aumentada.

La capacidad sobrante puede incluirse en el nivel de la ráfaga de TDMA o en el nivel de la trama de TDMA. La implementación de la FEC adaptiva en el nivel de la ráfaga solamente es efectivo para atenuaciones de bajada ya que sólo pueden modificarse las ráfagas individuales. La FEC adaptiva del nivel de la trama puede acomodar ambas atenuaciones de subida o de bajada, dado que la capacidad de reserva puede aplicarse a la trama completa para la restauración de subida o a las porciones de la trama (ráfagas individuales) para la restauración de bajada. Con esta técnica se han obtenido las ganancias totales de la codificación FEC adaptiva de hasta 8 dB para redes de TDMA con 32 terminales terrenas y operando a 14/11 GHz. Los satélites de Tecnología Avanzada para Comunicaciones (ACTS) emplean la codificación adaptiva y la reducción de la velocidad de las ráfagas con procedimiento a bordo para adaptar hasta 10 dB de atenuación por lluvia en el modo de banda base del procesador.

Recurso Compartido TDMA

En cualquier sistema TDMA habrá un protocolo establecido para sincronización, control y comunicación. Para sincronizar un sistema TDMA en un satélite se requiere de estaciones de control para transmitir los pulsos de sincronía bajo los cuales se amarran todas las otras estaciones terrenas. Con cada ráfaga de TDMA hay bits que portan la información. En un caso de desvanecimiento por lluvia, habrá una mayor oportunidad de que ocurran errores. Para reducir la probabilidad de que estos ocurran, los bits adicionales pueden agregarse a la trama para propósitos de codificación o simplemente para disminuir la velocidad de transmisión efectiva. Esos bits adicionales pueden compartirse entre un depósito de estaciones terrenas en un esquema conocido como "Recurso Compartido TDMA". La estación de control de la lógica para éste esquema es el satélite, pero aquí también sería necesario un nivel significativo de

procesamiento a bordo.

Control de Potencia de Bajada

En una forma exactamente igual a la descrita en el Control de Ganancia de la Antena, el PIRE adicional que se requiere puede obtenerse de un amplificador TWT de alta potencia. Este amplificador debe ser capaz de seleccionar el haz apropiado que requiere un incremento del PIRE. Mientras más factible sea el incremento de Ganancia de la Antena desde el punto de vista de la implementación (es decir, no es necesario el procesamiento a bordo) sólo está disponible un incremento limitado de la ganancia sin llegar a las limitaciones de potencia del TWT y del satélite. Por ejemplo, un incremento de 6 dB en la ganancia requerirá que un amplificador TWT de 50 Watts sea reemplazado por un TWT de 200.

CAPITULO VII

**CANCELADORES
DE ECO**

I N T R O D U C C I O N

Uno de los principales problemas con cualquier sistema de comunicación es la producción de ecos. En circuitos terrestres el problema ocurre cuando las líneas de abonados las cuales son bidireccionales (circuitos de dos hilos para reducir los costos) están conectados a una línea local, donde las dos direcciones de transmisión están generalmente separadas (sistema de cuatro hilos). Si estos dos sistemas están perfectamente acoplados entonces no se presenta el eco, sin embargo en la práctica esto no es posible y es común que se obtengan pérdidas de retorno de hasta 12 dB. La cantidad de efecto del eco depende de la distancia, por ello para distancias de más de 1000 millas (1609.34 Km) el eco debe ser controlado usando supresores de eco. Este método tiene dos problemas principales: primero, hay un límite para la pérdida por inserción por como afecta ésta tanto a la señal como al eco y segundo, las distorsiones que se introducen especialmente cuando ambos extremos hablan simultáneamente, en cuyo caso la supresión bloquea el diálogo. Este efecto puede removerse, pero la compensación por si misma puede introducir ráfagas de eco. El problema del eco es agravado considerablemente por el uso de satélites de comunicación. En este caso el retardo de la transmisión es de aproximadamente 270 ms al cual tiene que sumarse el retardo en el enlace terrestre (donde los rangos típicos son de 0 a 30 ms) dando un total de 300 ms en una sola dirección, necesitándose el uso del control del eco. El impacto de un largo retardo en la transmisión en la calidad subjetiva de una llamada telefónica se ha investigado desde el inicio de las comunicaciones vía satélite, encontrándose que la forma más efectiva de control en este caso es el uso de la cancelación del eco, la cual es superior a la supresión. En este capítulo se analizarán ambos métodos.

ECO

Un "eco" puede ser definido como una reflexión de energía eléctrica o acústica devuelta con suficiente magnitud y retardo para ser recibida de alguna forma como una onda distinta de la transmitida originalmente; es producido en un sistema de transmisión dondequiera que haya una discontinuidad en la impedancia. De esta manera, estamos hablando de dos tipos de eco: eco acústico y eco electrónico.

El "eco acústico" resulta de una reflexión de las ondas sonoras y del acoplamiento acústico entre el micrófono y el altavoz. Este tipo de eco perturba la conversación y en el peor caso causa silbidos. La conmutación de voz y los micrófonos direccionales han sido las soluciones convencionales a estos problemas, pero le han colocado restricciones físicas al que habla.

Por otra parte, existe el "eco electrónico" que es el que se analizará con mayor detalle. En una conexión telefónica típica, la

discontinuidad o desacoplo de impedancias causará una reflexión o eco electrónico de la señal de voz, que será regresada al abonado mediante la trayectoria de transmisión por la cual el que habla está escuchando. Un eco viajando en dirección opuesta a la señal original es con frecuencia llamado "eco del que habla". Si este eco es reflejado una vez más, de manera que ahora viaje en la misma dirección que la señal original es llamado "eco del que escucha".

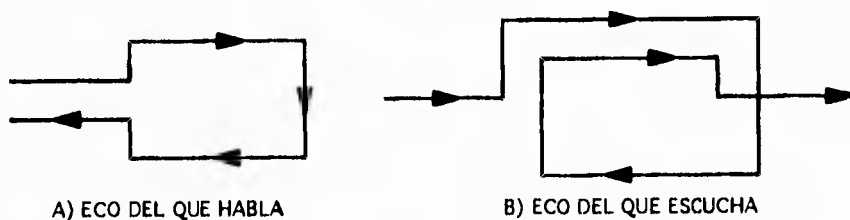


Figura VII.1

Se ha observado que los circuitos telefónicos diseñados para limitar el eco del abonado que habla, usualmente proporcionan un comportamiento adecuado en la transmisión de voz. Sin embargo, esto no es necesariamente válido para la transmisión de datos, las pérdidas de retorno en algunos circuitos usados para la transmisión de datos pueden ser mejorados mediante el uso de redes de balance de impedancias. La transición de dos a cuatro hilos o viceversa requiere el uso de un acoplador diferencial, el cual es la causa de las señales de eco en el caso de un desacoplo de impedancias. La figura VII.2 muestra la forma en la que es creado el eco en un acoplamiento de dos a cuatro hilos.

Cuando una señal viaja en dirección Este-Oeste una pequeña porción de ella lo hace hacia el amplificador superior. La señal inducida en las dos mitades de la bobina superior no es compensada completamente por la red de balance escogida para minimizar este infortunado efecto; esto es debido a que las características de la línea varían un poco con la temperatura ambiente y por los diferentes microteléfonos conectados a la red. Entonces cuando la pequeña fracción de la señal de entrada ingresa en el amplificador superior, es amplificada y reflejada por la trayectoria de salida hacia el extremo donde se originó dicha señal de entrada. De hecho cada vez que la línea de transmisión tiene un cambio brusco en su impedancia una pequeña parte de la señal es reflejada y viaja hacia la parte de abajo de la línea. La magnitud y característica espectral del eco depende del circuito que se establece para cada conversación telefónica en particular, de tal forma que resulta imposible agregar en el circuito híbrido una impedancia fija de compensación para todas las llamadas.

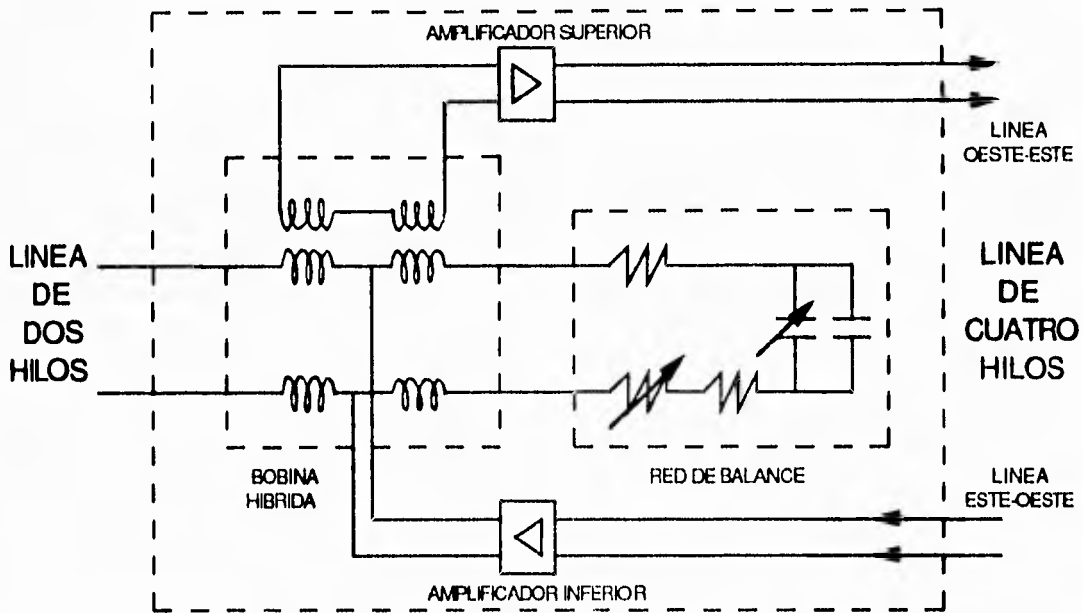


Figura VII.2

Dicho de otra forma, cuando la impedancia Z_1 de la línea del abonado es igual a la impedancia de carga Z_2 cada señal recibida en el enlace de B a A es transmitida al abonado A y cada señal emitida por el abonado A es transmitida en el enlace de A a B. Esto es debido a que por el principio de máxima transferencia de energía, ésta ocurre cuando las impedancias son iguales. En general las impedancias Z_1 y Z_2 no son iguales ya que Z_2 es fija y Z_1 depende de la línea que esté en servicio. Bajo estas condiciones, parte de la potencia de la señal recibida pasa directamente del enlace de B a A al enlace de A a B. Así, el abonado escucha su propia voz con un retardo igual al tiempo de retorno de viaje redondo. Esto se vuelve más notable cuando el tiempo de propagación es alto. La tolerancia del usuario con respecto al eco depende no solamente de la magnitud de éste, sino también del retardo que hay en un viaje redondo (ida y vuelta) entre el eco y la señal original. En una configuración de una llamada internacional de larga distancia común como la que se muestra a continuación, la mayor parte del retardo está normalmente dentro de la red internacional y consiste de la suma de los dos retardos señalados como D1 y D2.

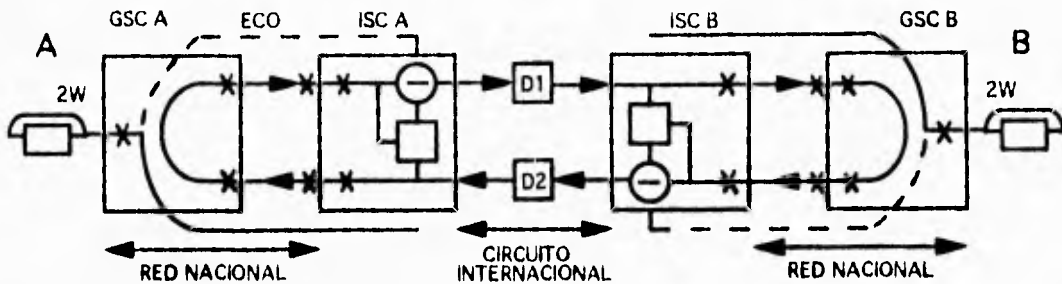


Figura VII.3

Estos retardos pueden ser diferentes (si se emplea por ejemplo una trayectoria vía satélite en una dirección y vía cable por la otra) pero su suma es la que importa y ambos abonados sufrirían alteraciones en su comunicación si las pérdidas en sus redes nacionales fueran las mismas. Si el retardo no puede reducirse y si las pérdidas de retorno han sido mejoradas tanto como sea económicamente posible por la red de balance, la magnitud del eco puede disminuirse mediante el incremento de las pérdidas eléctricas entre el abonado que habla y el punto donde ocurre el desacoplo. La parte de la estación terrena donde es más severo el problema de desacoplo de impedancias es la conexión del HPA a la antena, ya que es difícil obtener un buen acoplamiento en banda ancha con altos niveles de potencia.

El eco del abonado que habla es controlado en la red telefónica de líneas conmutadas mediante la inserción de pérdidas de retorno en puntos de discontinuidad de la impedancia y por el uso de supresores o canceladores de eco. Los métodos usados para controlar el eco del que habla y las oscilaciones, generalmente controlan el eco del que escucha y por lo tanto se elimina éste tipo de eco. El eco es particularmente severo en enlaces vía satélite debido a que el viaje redondo puede tomar hasta 600 ms (salto de ida (270 ms) + salto de regreso (270 ms) + retraso en el enlace terrestre). El tiempo de propagación de un enlace satelital depende de la órbita del satélite. Es menor en satélites de órbita baja, pero las variaciones relativas del tiempo de propagación son mucho mayores que en el caso de satélites geoestacionarios en los que las variaciones son pequeñas aunque el tiempo de propagación es relativamente largo. El tiempo de propagación está dado por la siguiente relación:

$$t_{ii} = (R_U + R_D) / c$$

donde R_U y R_D son las distancias de la estación terrena al satélite en los segmentos de subida y bajada respectivamente y "c" es la velocidad de la luz ($c=3 \cdot 10^8$ m/s). Las distancias R_U y R_D están dadas

por la expresión VII.1 y depende de la localización de las estaciones con respecto al satélite en el tiempo considerado.

$$R_D = R_D = \sqrt{R_E^2 + r^2 - 2R_E r \cos \theta} \quad (\text{VII.1})$$

Para un satélite geoestacionario, el rango de los tiempos de propagación pueden determinarse considerando dos casos extremos:

- (1) Una trayectoria vertical: $R_U = R_D = R_0$, donde R_0 es la altitud del satélite ($R_0 = 35,786$ Km). En este caso $t_{s,} = 278$ ms.
- (2) Una trayectoria oblicua correspondiente a las estaciones en el límite de la visibilidad (ángulo de elevación = 0°): $R_U = R_D = (R_0 + R_E) \cos(17.4^\circ/2) / c$, donde R_E es el radio de la tierra ($R_E = 6,738$ Km). En este caso $t_{s,} = 278$ ms.

El tiempo total de propagación en la red puede calcularse usando la siguiente expresión (Recomendación G.114 de la CCITT):

$$t_N = 12 + (0.004 * \text{distancia en Km}) \quad (\text{ms})$$

Es razonable tomar un valor medio de 30 ms para la suma de tiempos de propagación en cada red. La Recomendación G.114 de la CCITT estipula que los tiempos de propagación $t_{s,} + t_N$ entre abonados no debe de exceder los 400 ms. Se recomienda el uso de Supresores de Eco (Recomendación G.164 de la CCITT) o de Canceladores de Eco (Recomendación G.165 de la CCITT) cuando este tiempo está entre 150 y 400 ms. No se toma ninguna precaución en particular cuando es menor de 150 ms. A continuación se presentan estas dos alternativas para reducir ó tratar de eliminar los efectos del eco, usando:

- * Supresores de Eco
- * Canceladores de Eco

SUPRESORES DE ECO

Para controlar el eco y aún para mantener las pérdidas dentro de un rango satisfactorio en conexiones largas de más de 1 800 millas de longitud (2 896.812 Km), las compañías telefónicas deben introducir intencionalmente pérdidas como una función del retardo en la propagación, mediante dos técnicas. Estas técnicas de introducir pérdidas como una función de la distancia ha sido llamada "Pérdida Neta de Vía" (VNL) cuando se usa en circuitos analógicos y "Red Digital Conmutada" (SDN) cuando se usa en circuitos digitales. La técnica VNL distribuye pérdidas a varios enlaces de la jerarquía de conmutación mientras la SDN usa una cantidad fija de pérdidas insertadas en el proceso de conversión de digital a analógico. Debido a que los retardos y el ruido asociado con la conmutación digital son mucho menores que los asociados con

los sistemas analógicos, es aceptable un valor específico. A medida que la red digital se vuelve más y más digital predominará el uso de la SDN. Ya se indicó que el efecto del eco se incrementa a medida que aumenta el retardo del viaje redondo. Esto es, para evitar el introducir más pérdidas de las necesarias, éstas serían incrementadas en la misma medida en la que aumenta el retardo en la conexión en un viaje redondo. En el caso de la técnica VNL, su objetivo es obtener una pérdida entre los dos interruptores locales en cualquier conexión dada, la cual se aproxima a

$$DB = 4.0 + 0.4N + 0.102D \quad (\text{VII.2})$$

donde DB es la pérdida total en decibeles de la trayectoria de voz del que habla, exclusivo de la pérdida de los dos lazos de los abonados en los dos extremos de la conexión. N es el número de troncales en la conexión y D es el retardo de la trayectoria del eco en un viaje redondo expresado en milisegundos. Cuando la distancia en el segmento terrestre genera un retardo mayor de 45 ms las pérdidas son excesivas y se requiere el uso de un supresor de eco. En troncales telefónicas terrestres de los Estados Unidos que exceden los 3500 Km (con un retardo del eco de aproximadamente 35 ms) se requiere el uso de supresores de eco.

Un "Supresor de Eco" es básicamente un par de interruptores operados por voz, los cuales cuando una parte está hablando insertan una pérdida de 35 dB o más en la ruta de retorno del eco de un circuito de cuatro hilos. El supresor de eco es un circuito que detecta la voz, por ejemplo, en la figura VII.2 un detector de voz en el canal Este-Oeste opera el supresor de eco del canal Oeste-Este y los ecos son atenuados durante el tiempo que esté activado el detector. Asimismo, es necesario otro detector en la dirección opuesta Este-Oeste. Esto es, si tenemos que un usuario A está hablando por teléfono a un usuario B y éste último quiere hablar, B no será escuchado excepto tal vez muy debilmente hasta que A deje de hablar. En una conversación rápida con A y B interrumpiéndose, ellos pueden escuchar a los supresores de eco habilitándose y deshabilitándose con la voz del otro a veces a la mitad de la oración. Esto normalmente no afecta seriamente la conversación. Un análisis estadístico de numerosas conversaciones demostró que existe un 20% de probabilidad de que hayan interrupciones, esto es diálogo simultáneo. Durante estas ocasiones el eco no se elimina y por eso surge la necesidad de implementar otros dispositivos.

Ahora bien, los Supresores de Eco diseñados para detectar voces no pueden usarse para transmitir datos, si esto pasa deben ser deshabilitados. Hay dos razones principales para esto: La primera es que el detector de voz está diseñado para detectar exclusivamente voz, además de ser muy insensible al ruido, a las oscilaciones o a otros sonidos extraños, ya que una falsa operación

podría causar estragos en la comunicación. Así, la operación con datos digitales no es satisfactoria. La segunda razón es que para detectar la voz el circuito debe escuchar por un corto tiempo antes de comenzar a operar, y dado que en una línea de dos hilos la primera sílaba de una secuencia puede ser recortada debido a que los Supresores son muy lentos en cambiar su dirección de operación no se recibiría la información completa. Por ello, no se cumpliría con las principales funciones de un supresor de eco como son la detección de voz, la rápida determinación de la dirección y la apropiada inserción de las pérdidas. En algunos países, cuando se introdujo la transmisión telegráfica mediante el disco dactilar, los Supresores de Eco fueron construidos de tal manera que pudieran ser deshabilitados por un tono específico de control. Estos deshabilitadores están siendo usados para la transmisión de datos a muy alta velocidad y permiten además la transmisión bidireccional. Los deshabilitadores típicos de los Supresores de Eco requieren de un tono de una frecuencia única en la banda de 2.0-2.25 KHz que sea transmitido desde cualquiera de los dos extremos de la línea. Este tono debe durar aproximadamente 400 ms. Los Supresores de Eco permanecerán fuera de acción hasta que no haya una señal siendo transmitida desde cualquier extremo de la línea por un período de tiempo de aproximadamente 50 ms. Por consiguiente, los equipos de datos deben de diseñarse de tal manera que no quede silenciosa la línea más de los 50 ms o el Supresor de Eco tendrá que ser otra vez deshabilitado. Si esto último ocurre, el eco estará aún presente en la línea, la cual en su mayoría no tiene un Supresor de Eco. Los tenues ecos llegan a la máquina receptora y en general no son lo suficientemente severos para provocar errores sustanciales en la interpretación de señales de datos cuando éstos son transmitidos a 1.2 ó 2.4 Kbps en una línea de voz. Sin embargo cuando la velocidad se incrementa, los ecos al igual que todos los ruidos se vuelven más significativos.

Los últimos diseños de Supresores de Eco trabajan con señales digitales en un conmutador digital. El tiempo compartido y las técnicas de procesamiento digital permiten mejorar las características y reducir los costos. La terminal del Supresor Digital de Eco examina las palabras del código PCM en ambas direcciones en el sistema de transmisión digital a fin de determinar cuando está presente la voz; con la detección de ésta en una dirección el supresor interrumpe la ruta de transmisión en la dirección opuesta. Debido a que el Supresor de Eco puede trabajar en tiempo compartido con un cierto número de troncales, el costo es de cerca de la décima parte por troncal en comparación con el uso de los Supresores analógicos de Eco convencionales.

CANCELADORES DE ECO

Con el incremento del retardo en un viaje redondo, el efecto subjetivo del eco se vuelve más molesto. La introducción de los

sistemas de transmisión vía satélite, los cuales como ya se mencionó tienen un retardo en viaje redondo de cerca de 600 ms, han introducido una nueva fuente de retardo muy significativa. Los sistemas de transmisión vía satélite requieren de subsistemas para el control del eco bien diseñados y esos sistemas fueron la motivación principal para el desarrollo de los Canceladores de Eco. El Cancelador de Eco es una forma sofisticada del control del eco, la cual elimina efectivamente el eco como un deterioro aún en canales con un retardo muy grande y sin tomar en consideración la situación de conversación simultánea. Asimismo, los avances en la tecnología de Circuitos Integrados a Muy Alta Escala han hecho económicamente posible Canceladores de Eco efectivos. Estos están siendo ampliamente usados en circuitos de satélites y su efectividad ha aligerado la inquietud de varios años sobre el eco del que habla en transmisiones vía satélite.

El principio de la Cancelación del Eco, el cual fue descubierto en los Laboratorios Bell es completamente diferente al de la Supresión del Eco. El Cancelador de Eco es un circuito adaptivo que genera una réplica exacta del eco incluyendo los retardos apropiados y esto lo resta de la señal original en la trayectoria de regreso. Esto cancela sustancialmente el eco mejorando la comunicación, pues no introduce las molestas interrupciones en la conversación, también conocidas como "chopping". La réplica del eco es creada a través del uso de circuitos adaptivos especiales desarrollados por los Laboratorios Bell. En el interior del Cancelador de Eco hay un circuito integrado del tipo VLSI (Circuitos Integrados a Muy Alta Escala) que contiene 50 000 transistores para ejecutar las siguientes funciones:

- * Convertir leyes de voz codificada A ó μ a líneas y sistemas de punto flotante.
- * Almacenar señales de voz de entrada en un registro de corrimiento de retardos.
- * Aproximar la trayectoria del eco a una respuesta impulso adaptiva.
- * Asignar automáticamente un valor a cada muestra atrasada para producir un óptimo acoplamiento a cada eco de retorno.
- * Sumar todas las salidas de las señales asignadas y las muestras atrasadas y restar la suma del eco de retorno.
- * Detectar voz local y recortar el centro del eco residual cuando sea necesario.

De todo esto se observa que, el Cancelador de Eco se adapta tanto a un híbrido en particular como al lazo de dos hilos usado para cada conversación y que el eco se cancela en el extremo donde es creado. Idealmente, los Canceladores de Eco deben ser instalados en ambos extremos del circuito en el mismo punto donde se colocan los supresores; sin embargo, son compatibles para trabajar con

Supresores de Eco que puedan estar en operación en el otro extremo del circuito. Para cualquiera de los dos tipos de eco ya mencionados (acústico o electrónico) el cancelador de eco primero estima las características de la trayectoria del eco y después genera una réplica de éste. El eco es entonces restado de la señal recibida. Por eso, el Cancelador debe calcular exactamente las características de la trayectoria del eco y adaptarse rápidamente a esa variación. Esto involucra la selección de un **Filtro Digital Adaptivo (ADF)** y de un **Algoritmo** para la adaptación. El Filtro Digital es requerido para obtener una buena réplica del eco, dado que la trayectoria de éste es usualmente desconocida y variante en el tiempo. La selección correcta depende de cada aplicación en particular y de los requisitos de desempeño. A continuación se muestran algunas aplicaciones de los Canceladores de Eco.

PROCEDENCIA DEL ECO	APLICACION	EJEMPLO
1. Desigualdad en la impedancia de un transformador híbrido	Comunicación por voz	
	* Transmisión de larga distancia	* Comunicación vía satélite
		* Transferencia de llamadas
		* Entrevista electrónica por teléfono
	Comunicación de datos	
	* Transmisión de datos tipo full-duplex en banda de voz	* Modem de datos V.32
	* Transmisión de datos tipo full-duplex en banda base	* Abonado de la red ISDN
2. Reflexión de ondas sonoras y acoplamiento acústico	* Sistema de bocina/microteléfono	* Sistema de teleconferencia
		* Teléfono a manos libres

Tabla VII.a

Estructuras de filtros

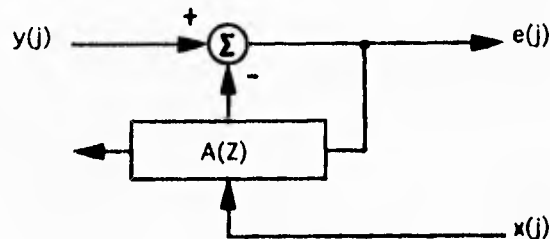


Figura VII.4(a)

Las figuras VII.4 muestran varias estructuras de filtros que son de gran importancia, $A(z)$ y $B(z)$ son polinomios de z con coeficientes (a_i) y (b_i) . Estos coeficientes son controlados adaptivamente para obtener una cancelación máxima del eco. El filtro adaptivo de Respuesta a Impulso Finito (FIR) mostrado en la figura VII.4(a) también conocido como Línea de Retardo con Derivación es con mucho el más ampliamente usado.

La propiedad de convergencia de los coeficientes al valor óptimo está implícito. La principal desventaja es que la duración del eco se vuelve más grande, el número de derivaciones se incrementa proporcionalmente y decrece la velocidad de convergencia. Para la transmisión de voz por teléfono, la duración del eco usualmente es de varias decenas de milisegundos; de este modo, el número de derivaciones requeridas es del orden de varios cientos, los cuales están dentro de un rango manejable. Para los Canceladores de Eco acústicos usados en sistemas de teleconferencias, los ecos son generados por ondas sonoras con un retardo de propagación mucho más grande y el número de derivaciones es de una magnitud mayor. La implementación del filtro adaptivo FIR se enfrenta a alguna dificultad en términos de desempeño y complejidad del hardware para este caso.

La investigación científica actualmente se dirige en varias direcciones en un intento por encontrar nuevas estructuras de filtros que reduzcan la complejidad y mejoren el desempeño. Una propuesta es la de adaptar filtros de Respuesta a Impulso Infinita (IIR). La razón fundamental para el uso de estos filtros es que si la trayectoria del eco puede modelarse mejor por una combinación de polos y ceros, entonces el filtro IIR es más apropiado. Los puntos claves aquí son los de garantizar la estabilidad mediante la restricción de los polos dentro del círculo unitario y el de obtener un cálculo neutral de los coeficientes que proporcionan un desempeño global óptimo. Las figuras VII.4(b) y VII.4(c) muestran dos diferentes formulaciones de filtros IIR para la cancelación del eco.

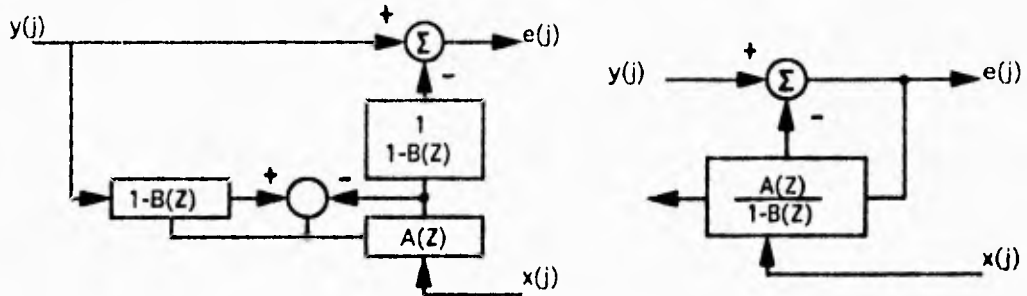
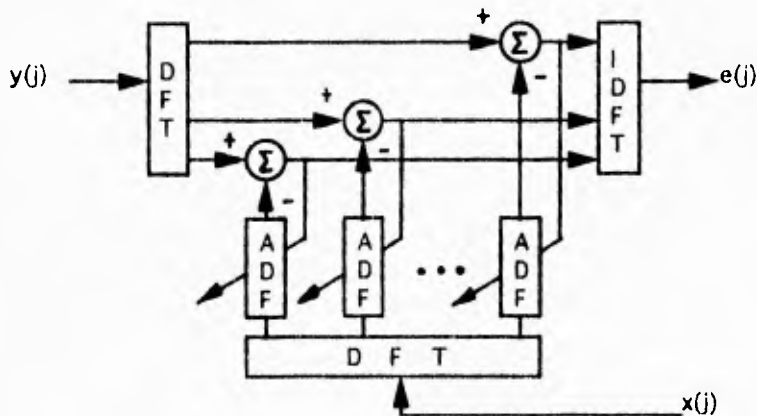


Figura VII.4(b) y (c)

En la primer configuración, llamada estructura serie-paralelo la adaptación del polo es realizada esencialmente en el dominio de puros ceros mediante la adición de un filtro FIR adaptivo paralelo. Así, el procedimiento de adaptación ya conocido para el filtro FIR puede aplicarse. Los coeficientes del filtro paralelo son entonces copiados al filtro de puros polos en la trayectoria en serie. Sin embargo, como ya se sabe los valores de los coeficientes de convergencia no coinciden necesariamente con el valor óptimo. La estructura en la figura VII.4(c) es una formulación más directa, donde las características de convergencia no son afectadas por el ruido cercano, pero hay una posibilidad de convergencia al mínimo local. La velocidad de convergencia es muy lenta y se requiere de una prueba de estabilidad.



DFT: TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER
 ADF: FILTRO DIGITAL ADAPTIVO
 IDFT: TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER INVERSA

Figura VII.4(d)

Aunque el potencial del filtro IIR parece ser grande, es necesario realizar más estudios para que se vuelvan prácticos. Otra propuesta muy prometedora es la de convertir las señales al dominio de la frecuencia usando la Transformada Discreta de Fourier (DFT) y llevar al cabo la cancelación del eco en el dominio de la frecuencia. La convolución de un bloque de señales en el dominio del tiempo se vuelve simplemente en la multiplicación del coeficiente reduciendo sustancialmente la complejidad. La figura VII.4(d) muestra un ejemplo en el cual un cancelador de eco es proporcionado a cada banco de frecuencias. En el filtro FIR, la convergencia es la más rápida para señales de blanco (no correlacionadas) y la velocidad decrece para señales con color (correlacionadas). Esto puede ser un problema serio para filtros FIR con entrada de voz, particularmente cuando se requiere de un gran número de derivaciones. En tal caso debe considerarse el uso de una señal de entrenamiento de ruido blanco. Para evitar este problema se propone un pre-filtro del tipo de celosía como el de la figura VII.4(e).

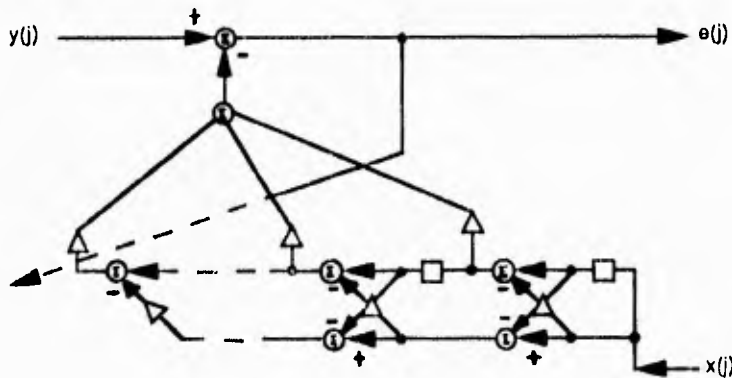


Figura VII.4(e)

La suma ponderada de las señales obtenidas en cada etapa de la celosía da la réplica del eco. Las ponderaciones son los coeficientes del filtro adaptados de la misma forma que los filtros FIR. Así, la celosía blanquea la señal de entrada de modo que se obtenga una rápida convergencia. Otro tipo interesante de Canceladores de Eco consiste básicamente de memoria como se ilustra en la figura VII.4(f). Esta estructura es adecuada para la transmisión de datos, esencialmente cuando la duración del eco es corta. Las réplicas de eco correspondientes a cada secuencia de datos transmitidos son almacenados en la memoria. Por lo tanto, no es necesario calcular la réplica del eco, solo lo lee de la memoria cuando está usando la secuencia de datos, así como la dirección.

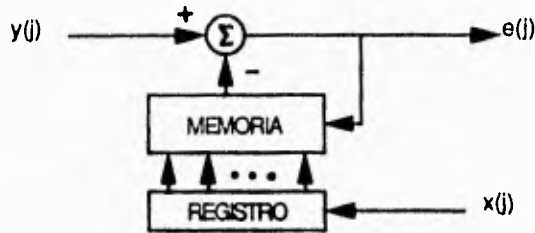


Figura VII.4(f)

Esta estructura tiene la ventaja de que los efectos no lineales en la trayectoria del eco también pueden incluirse si la obtención de datos en tablas no es restringida a funciones lineales. Pero la cantidad de memoria requerida crece exponencialmente al igual que el tamaño de la secuencia de datos se hace más grande, por lo que no es adecuado para duraciones de eco grandes. Una aplicación típica es en una transmisión digital de un circuito local para acceso a la Red Digital de Servicios Integrados (ISDN). En la tabla siguiente se resumen las características de las estructuras de los Filtros Digitales Adaptivos (ADF).

ESTRUCTURA ADF	CARACTERISTICAS
F I R	* Estructura básica
	* En el algoritmo LMS, los números para la operación y la velocidad de convergencia son aproximadamente proporcionales a la longitud de la derivación
Serie-Paralelo	* Puede utilizarse el mismo algoritmo de adaptación que el usado en la estructura FIR
	* En general se requiere de una prueba de estabilidad
	* El desempeño está limitado por el ruido local
I I R	
Paralelo	* La característica de convergencia no es afectada por el ruido local
	* Hay una posibilidad de convergencia al mínimo local
	* La velocidad de convergencia es muy baja
	* Se requiere de una prueba de estabilidad

ESTRUCTURA ADF	CARACTERISTICAS
CELOSIA (enrejado)	* La velocidad de convergencia es rápida ya que la señal de entrada es ortogonalizada
	* Es fácil hacer la prueba de estabilidad
	* El algoritmo LMS no es adecuado a ésta estructura cuando la señal de entrada cambia rápidamente
En el dominio de la frecuencia	* Se requiere de una operación de transformación
	* El número de operaciones requerido es pequeño
	* El Cancelador de Eco es proporcionado a cada banco de frecuencias
Memorización de la réplica del eco	* Puede cancelarse la no linealidad de la trayectoria del eco

Tabla VII.b

Algoritmos de Adaptación

Hay dos categorías básicas de algoritmos de adaptación para Canceladores de Eco, los cuales se resumen en la siguiente tabla.

ALGORITMO	CARACTERISTICAS
METODO DE MINIMOS CUADRADOS MEDIOS (LS)	* Cálculo de los coeficientes de derivación, lo cual minimiza el error al cuadrado sumado fuera de tiempo
METODO DE MINIMOS CUADRADOS MEDIOS (LS)	* Rápida velocidad de convergencia independiente de la señal de entrada
	* Gran número de cálculos
METODOS DE MINIMOS CUADRADOS MEDIOS (LMS)	* Ajuste del gradiente de derivación para reducir el error estimado
	* La velocidad de convergencia es dependiente de la señal de entrada
	* Poca cantidad de cálculos

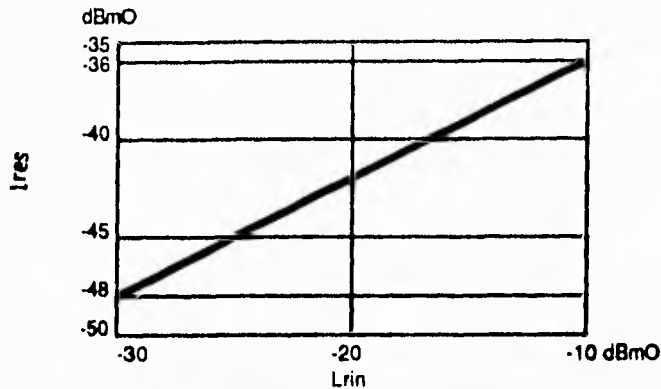
Tabla VII.c

El primer algoritmo llamado Algoritmo de Mínimos Cuadrados (LS) está basado en la información de las señales de referencia pasadas y de sus ecos correspondientes; éste algoritmo determina los coeficientes que minimizan el error al cuadrado sumado fuera de tiempo. La ventaja de este algoritmo es la rápida convergencia independiente a las características de correlación de la señal de entrada. Sin embargo, al obtener el valor óptimo del coeficiente involucra el cálculo de la matriz inversa y esto resulta en una implementación compleja.

La otra categoría de algoritmos de adaptación es el algoritmo de Mínimos Cuadrados Medios (LMS). Aquí, la función de criterio se toma del valor esperado del valor al cuadrado y las derivaciones son adaptadas de acuerdo al algoritmo descendente con más pendiente. Este algoritmo LMS es muy usado debido a su comparativamente fácil implementación y a sus características de estabilidad bien reconocidas. Su mayor desventaja es la dependencia en relación a la señal de referencia; la convergencia se retrasa para señales altamente correlacionadas tales como voz. En algunas aplicaciones con un gran número de derivaciones como por ejemplo Canceladores de Eco acústicos se vuelve necesario el uso de una señal de entrenamiento blanqueada o de un filtro pre-blanqueador (estructura de celosía, filtro predictivo lineal).

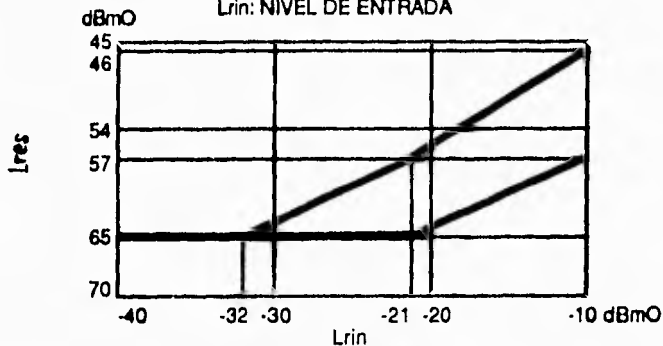
Normalización de Actividades

Dado que los Canceladores de Eco influyen en la calidad de las conexiones telefónicas, particularmente para circuitos empleados en enlaces vía satélite, los requisitos de desempeño y los métodos de evaluación han sido estudiados por organismos internacionales como la CCITT. La Recomendación G.165 de la CCITT resume los requisitos básicos para Canceladores de Eco usados en circuitos telefónicos. El principal objetivo es especificar el máximo nivel del Eco Residual (Lres), el cual está en función del nivel de la señal de entrada tal como se muestra en la figura VII.5 y que incluye el efecto de supresión del eco en el híbrido, así como el efecto de los Canceladores de Eco. La Recomendación G.165 también especifica que el tiempo de convergencia debe ser menor a 500 ms. La convergencia aquí es definida como el estado en el cual Lres está 27 dB debajo del nivel de la señal de referencia. La misma Recomendación incluye otros párrafos como el del tiempo inicial de preparación y de la degradación en una situación en la que ambas partes hablan al mismo tiempo. La CCITT también ha estudiado Canceladores de Eco acústicos, ya que su desempeño depende en gran medida del comportamiento acústico. La Recomendación cubre las características de repercusión del cuarto de conferencias así como la cancelación del eco y otros requisitos de desempeño. Debido a la complejidad y diversidad de las especificaciones de calidad de la cancelación del eco, aún continúa el trabajo hacia una definición más perfecta.



(A) CON PROCESADOR NO LINEAL

Lres: NIVEL DEL ECO RESIDUAL
Lrin: NIVEL DE ENTRADA



(B) SIN PROCESADOR NO LINEAL

Figura VII.5

Canceladores de Eco para transmisión en circuitos digitales de ISDN

El acceso a la Red Digital de Servicios Integrados (ISDN) requiere de transmisión de datos del tipo Full-duplex a 144 Kbps sobre líneas de abonado de dos hilos. El comité ANSI T1 ha adoptado un código de cuatro niveles 2B1Q con una frecuencia de 80 KHz para transmisión en banda base normal y por ello se requieren Canceladores de Eco que operen con este esquema. Esta aplicación está caracterizada por su mucho más alta velocidad de los datos comparada con las aplicaciones en banda de voz. Sin embargo, dado que la longitud de una línea de abonado es usualmente menor a 7 Km, la duración del eco está limitada a unos 100 μ s o el equivalente a casi la longitud de ocho símbolos. Por consiguiente, se han adoptado Canceladores de Eco del tipo FIR ó de Memoria. El requisito de la cancelación del eco es similar a las aplicaciones

de datos de banda de voz y es de cerca de 70 dB. Las implementaciones de la tecnología de Integración a Gran Escala (LSI) que usan dos o tres circuitos integrados están surgiendo.

LLAMADA DE LARGA DISTANCIA INTERNACIONAL DE UNA TERMINAL MOVIL A UNA TERMINAL FIJA

Cuando una terminal móvil está involucrada en una llamada de larga distancia internacional a una terminal fija, esto involucrará un retardo adicional e incluirá un circuito internacional en el cual sus extremos terminan en controladores de eco.

CRITERIOS PARA LA INCLUSION DEL CONTROL DEL ECO

Control del eco de retorno a una terminal movil

El molesto eco recibido en las terminales móviles nos conduce a quejas por parte de los abonados al operador del sistema móvil (como TELCEL o IUSACELL) y éste es el que seleccionará los criterios para la trayectoria del eco en lugar de los operadores de la red telefónica nacional (TELMEX). La primera preocupación de los operadores del sistema móvil será la de reducir o eliminar las quejas en la mayoría de las llamadas completadas dentro del propio país. Si se sugiere el control del eco para todas las llamadas a teléfonos de dos hilos y si el retardo en la transmisión en un sentido es mayor a 25 ms, el control del eco debe aplicarse sólo si la suma del retardo en un sentido de la trayectoria de radio más el retardo en el circuito nacional para un número significativo de llamadas es mayor a 25 ms.

Ahora, considerando las llamadas internacionales, el retardo en la red nacional tanto en el país de origen como en el país destino tiene que tomarse en cuenta sumando 18 ms para las combinaciones de los países aún si éstos están cercanos. Esto es, si un operador de un sistema móvil desea evitar quejas en llamadas internacionales a países cercanos, entonces será necesario controlar el eco cuando el retardo en un sentido de la trayectoria de radio es de 7 ms ó mayor.

Control del eco de retorno de terminales móviles

Para las llamadas internacionales entre teléfonos de dos hilos, la administración del Reino Unido (British Telecom) ha impuesto un límite de 5 ms de retardo en un sentido a cualquier red que se agregue a la red nacional de ése país. Este límite es impuesto de modo que sean aceptadas las curvas de la Recomendación G.131 de la CCITT. Esto se refiere a la necesidad de darse abasto con los retardos de viaje redondo en la red nacional de 24 ms (anteriormente de 25 ms) implicando un retardo en un sentido de 12 ms. Menos del 1% de los abonados en el Reino Unido sufren de más de

7 ms de retardo en un sentido y los 5 ms de retardo adicional permitido por la British Telecom significa que las llamadas están expuestas a sufrir un desempeño inadecuado de los Supresores de Eco en sólo un 1% de los usuarios más distantes a los Centros de Conmutación Internacional (ISC).

En el caso de las llamadas internacionales no involucrando la conversión de dos a cuatro hilos (como es el caso de las terminales móviles) no se aplica el argumento anterior. Más bien, la British Telecom es probable que requiera que el eco de retorno sea garantizado por el operador de la red de radio celular para que sea lo suficientemente pequeño para ser aceptable por el retardo en el cual está actualmente involucrado. El criterio será basado en las gráficas de la versión más reciente de la Recomendación G.131 como se ilustra en la figura VII.5. Con referencia a esas gráficas se requerirá que el equivalente de referencia corregido de la trayectoria del eco de retorno esté al menos encima de la curva punteada (la que se refiere a las trayectorias digitales) para un 1% de probabilidad del eco indeseable para el peor retardo total experimentado en una llamada internacional. Dado que algunas llamadas internacionales se harán sobre satélites de comunicación (involucrando un retardo de 270 ms en un sentido) más otros retardos formarán un retardo total en un sentido de por encima de los 300 ms. Como ya se mencionó, el máximo retardo debe asumirse que sea de unos 400 ms. Afortunadamente, las curvas de la Recomendación G.131 se vuelven horizontales arriba de los 300 ms y puede decirse que el equivalente de referencia corregido debe ser mejor a los 59 dB.

Los **"equivalentes de referencia corregidos"** son los medios por los cuales la CCITT intenta colocar algunas figuras en el desempeño de los teléfonos, teniendo en cuenta que las trayectorias del transmisor y del receptor de los instrumentos telefónicos son diferentes e involucran transductores acústicos/eléctricos y que los teléfonos fabricados cubren extensamente amplios rangos de pérdidas. Debido a esos factores, la definición no es muy clara, pero se puede establecer que el equivalente corregido de la trayectoria del eco es la suma de los equivalentes de referencia corregidos del transmisor y del receptor de un teléfono y de la pérdida en viaje redondo de la trayectoria del eco. Los objetivos a largo plazo de los equivalentes de referencia corregidos (de la Recomendación G.121) son de 11.5 a 13 dB para el transmisor y de 2.5 a 4 dB para el receptor; esto es una suma en un rango de 14 a 17 dB. Si tomamos 14 dB (para estar dentro de un valor seguro) la pérdida en la trayectoria del eco debe ser al menos de $59-14=45$ dB. Esta es la pérdida mínima a la cual debe llevarse al cabo en la trayectoria del auricular al micrófono de las terminales de radio móviles mediante la conmutación de la voz, la cancelación del eco o en una posibilidad adicional.

COMPARACION DEL DESEMPEÑO DE UN SUPRESOR Y UN CANCELADOR DE ECO

La calidad de un canal de satélite que usa un Supresor de Eco es una función de muchas variables. En algunos casos, la calidad de la transmisión es muy buena y prácticamente no es posible mejorarla con un Cancelador de Eco. Por ejemplo, el desempeño de un canal con un supresor de eco sin duda alguna sería clasificado como excelente si existiesen las siguientes condiciones:

1. La cantidad de Pérdidas de Retorno de Eco (ERL) esté a 17 dB o más. Es decir, arriba de la distribución de ERL que proporciona un nivel completo de protección del eco que es de 11 ± 3 dB (o sea, distribución normal: media de 11 dB y desviación estándar de 3 dB).
2. Los enlaces terrestres deben exhibir poca variación.
3. Los usuarios deben ajustar los volúmenes del que esté hablando para vencer el problema de igual nivel de entrada y subconscientemente limita la interactividad de la conversación (volviéndola amable).

Sin embargo, al igual que éstas variables se deterioran también lo hace el desempeño. Por otra parte, el Cancelador de Eco exhibe un rango más uniforme de excelente desempeño sobre la misma escala de variables. Algunos resultados de una comparación entre Supresores de Eco y algunos prototipos de Canceladores de Eco operando bajo las mismas condiciones (en circuitos domésticos) están dados en la siguiente tabla e incluyen circuitos compuestos (un canal terrestre en una dirección y un canal de satélite en la otra dirección).

TIPO DE CIRCUITO	PORCENTAJE DE LLAMADAS CLASIFICADAS COMO ADMISIBLES, PERO DEFICIENTES
Terrestre con Supresor de Eco	10
Compuesto con Supresor de Eco	21
De Satélite con Supresor de Eco	34
De Satélite con Cancelador de Eco	12

Tabla VII.d

Los circuitos compuestos tienen ligeramente más de una mitad del retardo en viaje redondo de un canal completo del satélite y esto requerirá menos reducción de las señales de eco que un canal de satélite completo para un mismo nivel de desempeño. Por consiguiente, el Cancelador de Eco hace que el desempeño de un

canal de satélite sea tan bueno como el de un canal terrestre.

Otras compañías como los Laboratorios de la RCA también han realizado pruebas comparativas de Canceladores y Supresores de Eco. Sus resultados confirman el excelente desempeño de los Canceladores de Eco bajo una amplia variedad de condiciones de un circuito.

AVANCES RECIENTES EN LA CANCELACION DEL ECO

La porción principal del desarrollo de la cancelación del eco se ha enfocado en tres áreas: la extensión a Modelos de Eco No Lineales, la Rapidez de Adaptación y en la Implementación. A continuación se reseñan estas actividades.

Cancelación del Eco No Lineal

El modelo básico de la cancelación del eco presentado previamente, es capaz dentro de las restricciones de la repuesta a impulso finita, de cancelar exactamente sólo un eco, el cual es una función lineal de la señal de referencia. Algunos trabajos más antiguos en canceladores de voz y algunos otros más recientes en canceladores en datos han extendido la técnica de Canceladores de Eco Adaptivos a fenómenos de la generación del eco no lineales. Esta extensión no es crítica para los Canceladores de Eco en voz debido a que los mecanismos actuales de generación del eco, aunque no necesariamente son exactamente lineales, están bastante cerca de que un cancelador lineal esté capacitado para alcanzar los objetivos de la cancelación. Por otro lado, en la transmisión de datos los objetivos por el grado de cancelación son lo suficientemente ambiciosos como para que el fenómeno de la generación del eco no lineal sea de importancia.

En la cancelación del eco en voz, las fuentes de no linealidad serían fundamentalmente los convertidores de datos en una conversión analógica la cual puede radicar en la trayectoria del eco o en la interfaz con el cancelador en la saturación de los medios magnéticos de transformación y en los amplificadores de los sistemas de transmisión analógicos. Ninguna de esas fuentes de no linealidad son de gran importancia en la cancelación del eco en circuitos de voz.

En la cancelación del eco en datos, las fuentes principales de no linealidad son los convertidores de datos en la implementación del propio cancelador, así como la asimetría del pulso transmitido y la saturación de los medios magnéticos de transformación. Aunque esos mecanismos resultan en un grado muy pequeño de no linealidad, ellos son a pesar de todo muy importantes cuando el propósito de la cancelación es de 50 a 60 dB. El método de extender la cancelación del eco a mecanismos de eco no lineales que han sido propuestos, usa la expansión de Volterra. Esta expansión es capaz de representar cualquier mecanismo de eco que sea variante en el tiempo. Esto es, la no linealidad puede tener memoria al igual que

la histéresis en un medio magnético, pero la naturaleza de la no linealidad no puede cambiar con el tiempo. Por supuesto, si el cancelador es adaptivo la no linealidad puede cambiar lentamente en el tiempo, mientras que la adaptación puede mantenerse con el cancelador.

En el cancelador de voz, la expansión de Volterra requiere un número infinito de coeficientes o parámetros de adaptación en el caso más general. Para un cancelador de datos, sin embargo, el número de coeficientes es finito debido al número finito de posibles señales transmitidas. Esto se supone como en el caso lineal, que el eco puede representarse como una función de un número finito de símbolos de datos transmitidos anteriormente. En ambos canceladores de voz y de datos, las restricciones prácticas dictan que se trunque la expansión de Volterra.

Rapidez de Adaptación

La importancia de la Rapidez de Adaptación depende de la aplicación. Para la cancelación del eco en voz, el cancelador debe generalmente readaptarse al inicio de cada llamada telefónica. Si existe una probabilidad de que el grado de cancelación sea inadecuado durante éste período de adaptación, hay una motivación para mejorar la rapidez de adaptación. Afortunadamente, para este caso se lleva al cabo una relativa alta velocidad de adaptación debido a la habilidad de suspender la adaptación durante una señal significativa del abonado que habla en el extremo más cercano.

Para la cancelación en datos en una banda de voz, la adaptación ocurre durante el período de preparación para el inicio de la conexión. Además de adaptar al cancelador, este tiempo también es usado para adaptar al ecualizador, obtener la sincronización y la portadora y así sucesivamente. Durante el período de preparación no existe transmisión de datos y por ello, es razonable el asignar el tiempo suficiente para la convergencia del Cancelador de Eco. De este modo la velocidad de adaptación es de interés, pero no de una importancia crítica. Finalmente, en el lazo digital de un suscriptor, el Cancelador de Eco es destinado a un circuito de abonado. La función de transferencia del eco sólo cambia por pequeñas perturbaciones entre llamadas, esas alteraciones son debidas principalmente a cambios de temperatura. Si los coeficientes del cancelador pueden mantenerse entre las llamadas, lo cual es práctico en un algoritmo de adaptación implementado digitalmente, la adaptación es por si misma requerida para ajustar las pequeñas alteraciones. La principal adaptación es primeramente en la instalación o después de una falla en la alimentación o de un arreglo en los equipos. La velocidad de adaptación es por consiguiente de poca importancia para esta aplicación.

Implementación de Canceladores de Eco en la transmisión de datos

La implementación de un Cancelador de Eco en la transmisión de datos en forma monolítica representa un reto especial. La principal dificultad durante la manufactura es el llevar al cabo la exactitud requerida incorporando costosos componentes de precisión del tipo off-chip o de compensación. El origen del problema es que la adaptación debe implementarse digitalmente para obtener constantes de tiempo largo requeridas para una exactitud asintótica muy alta, pero la interfaz con el medio de transmisión es inherentemente analógica. Esto implica la necesidad de una conversión Analógica/Digital de alta velocidad en cualquier parte entre el medio y la adaptación, y esta conversión debe tener una exactitud del orden de 12 bits con una linealidad casi perfecta. Mientras esta exactitud puede realizarse con compensación, deben de tomarse sin medidas especiales de compensación para superar la no linealidad de los convertidores de datos. Se han propuesto dos soluciones a este problema. Una solución es la que se muestra en la figura VII.6, en la cual el filtro transversal es implementado en la circuitería analógica donde puede asegurarse la linealidad.

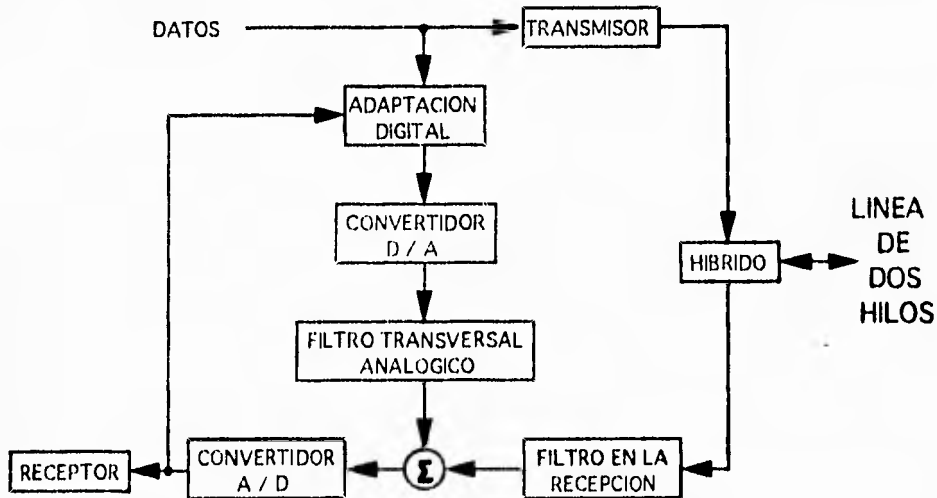


Figura VII.6

Los circuitos de adaptación son digitales, asegurando que puedan efectuarse las constantes de tiempo largo que son necesarias. La conversión Digital/Analógica ocurre a la salida de la circuitería de adaptación, donde los coeficientes del filtro son convertidos a analógicos. En este caso, una no linealidad muy ligera puede compensarse mediante el algoritmo de adaptación

siempre y cuando sea monótona.

La segunda solución es la de usar algoritmos de cancelación del eco no lineal. Esta aproximación es ilustrada en la figura VII.7 donde el filtro transversal es implementado digitalmente. La no linealidad del convertidor Digital/Analógico en este caso es compensado por coeficientes no lineales adicionales en el cancelador. Este método tiene la ventaja de que las fuentes de la no linealidad externas al cancelador, así como la asimetría del pulso transmitido y de la saturación del transformador también pueden compensarse. Finalmente, las dos soluciones pueden combinarse, los coeficientes no lineales adicionales pueden agregarse al filtro transversal analógico en la figura VII.6 para la compensación de cualquier no linealidad externa.

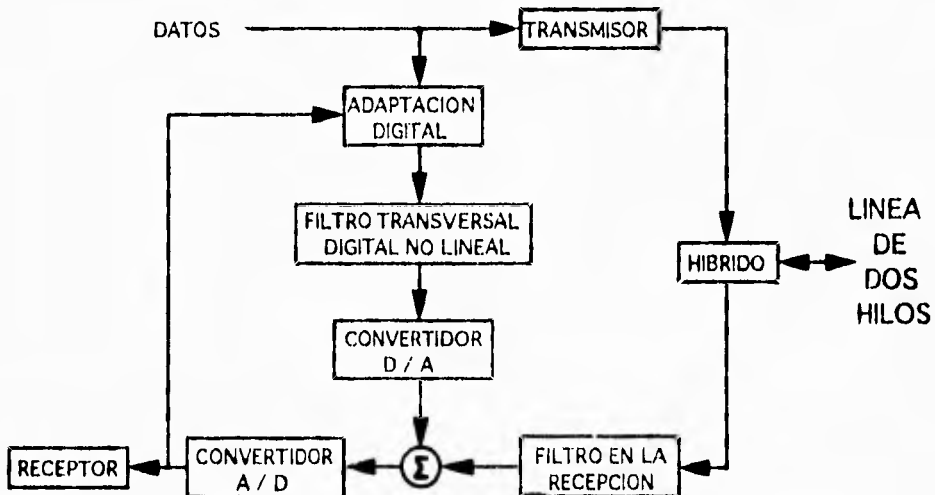


Figura VII.7

CAPITULO VIII

CONEXION CON LA RED DIGITAL DE SERVICIOS INTEGRADOS

I N T R O D U C C I O N

La Red Digital de Servicios Integrados (RDSI), o en inglés Integrated Services Digital Network (ISDN), es una red de comunicaciones completamente digital. Su utilización no sólo es para datos, sino también para audio y video. Proporciona una conexión global entre teléfonos, computadoras, equipos de facsímile y, más adelante, entre todo lo que pueda recogerse bajo la palabra "conectividad".

En el modelo de Interconexión de Sistemas Abiertos (OSI) de la International Standards Organization (ISO) existen siete capas o niveles. La capa 1, o nivel físico, trata del transporte físico de las series de bits. La capa 2, o nivel de enlace de datos, trata del protocolo de acceso de enlace en el canal D (LAPD). Para conseguir el acceso a los canales B, que soportan las verdaderas comunicaciones de voz y datos del usuario, deben añadirse aún ciertos protocolos. La capa 3, o nivel de la red, proporciona el encaminamiento y la retransmisión a través de los sistemas intermedios.

El nivel 4 es la capa de transporte, que permite una transmisión transparente y libre de errores entre los sistemas finales. La capa 5 o nivel de sesión, maneja el diálogo entre procesos de comunicación. La capa 6, o nivel de presentación, se refiere a la presentación estandarizada de la información. Y la última, la capa 7 o nivel de aplicaciones, proporciona los servicios de la red al usuario mediante programas de aplicación.

La transmisión RDSI empieza en el domicilio del usuario en el nivel de aplicación y prosigue a través de las capas hasta llegar al nivel físico, sobre el que se transporta la información. De ahí, viaja a través de la red de Telecomunicaciones formada por pares telefónicos, fibras ópticas, conmutadores, centrales digitales y satélites, hacia el usuario final receptor, lugar en que la transmisión rehace su camino, ahora de forma ascendente, a través de los distintos niveles hasta llegar al nivel de aplicación.

El denominado acceso básico de la RDSI consta de un canal D de 16 Kbps y dos canales B de 64 Kbps (2B+D): el acceso primario incluye también un canal D, pero de 64 Kbps, y 30 canales B (30B+D) en Europa o de 23 canales B en Estados Unidos (23B+D). Para un acceso básico se requieren líneas de transmisión de 144 Kbps, mientras que un acceso primario necesita del orden de 2 Mbps. Los canales D no transportan información propiamente dicha, sino que son canales de señalización, direccionamiento e información de red; los canales B soportan la información del usuario.

RED DIGITAL DE SERVICIOS INTEGRADOS (RDSI)

De acuerdo al CCITT (definición No. 9012, del Comité Consultivo Internacional Telegráfico y Telefónico), dicho organismo define a la RDSI como: "La RDSI, es un tipo de red, que proporciona conectividad digital de extremo a extremo para servir de soporte a una gran diversidad de servicios, tanto vocales como no vocales, a los que el usuario tiene acceso mediante un conjunto limitado de interfases de usuario red, versátiles y normalizados".

Una Red Digital de Servicios Integrados, significa una integración de servicios más una integración de conmutación-transmisión. Es decir, una fusión simbiótica de la computación y las telecomunicaciones; puesto que en la práctica opera como un sistema físico-informático, el cual actúa como una red de transporte y comunicación integral de diversos y sofisticados paquetes de información a diferentes velocidades de transmisión-conmutación de los mismos. La integración de paquetes de datos de diferentes servicios de información, los cuales una vez integrados en los respectivos paquetes de datos por transmitirse y/o conmutarse, son enviados a través de una avanzada red de telecomunicaciones construida por pares telefónicos, fibras ópticas, conmutadores, centrales digitales y satélites.

Estructura RDSI.

A continuación se muestran las estructuras de transmisión estándar para las líneas de acceso de los usuarios.

BASICO	2B + D	144 Kbps (D 16 Kbps)
PRIMARIO	23B + D 30B + D	1544 Kbps 2048 Kbps (D 64 Kbps)
PRIMARIO ALTERNO	24E 23B + D 30B + D	1544 Kbps 1544 Kbps 2048 Kbps
PRIMARIO CON CANAL H H0	4H0 3H0 + D 5H0 + D	1544 Kbps 1544 Kbps 2048 Kbps
H1	H11 H12 + D	1536 Kbps 1920 Kbps (D 64 Kbps)

Tabla VIII.a

Los servicios RDSI se dan a través de una conectividad digital de ancho de banda básico de 64 Kbps de extremo a extremo empleando la red de conmutación de circuitos y de paquetes. Esta conectividad se emplea en modalidades como: 2B+D (canal básico de transmisión de datos, el cual permite al usuario 2 canales de banda B de 64 Kbps, más un tercero D de 16 Kbps, utilizado para transmisiones de coordinación y señalización integral), ó 30B+D (para usuarios de mayor tráfico, se suministran 30 canales B de 64 Kbps, para la transmisión de voz y datos más el canal D de normalización).

Organización Internacional de Estandarización (ISO)

El modelo de protocolos ISA (Interconexión de Sistemas Abiertos) u OSI (Open Systems Interconnection), fue pensado originalmente para comunicaciones de datos y está basado en los principios de comunicación estratificada (Recomendación X.200). Al aplicar este modelo a la RDSI, que proporciona comunicaciones del tipo multiservicios, incluyendo aplicaciones de voz y video, significa que es necesario aplicarse de una forma que permita representar efectivamente sus características específicas debido a las cuales, pueden ofrecerse en una RDSI una gran variedad de modos y capacidades de comunicación.

Modelo ISA (OSI)

- 7 APLICACION
- 6 PRESENTACION
- 5 SESION
- 4 TRANSPORTE
- 3 RED
- 2 ENLACE
- 1 FISICA

El modelo ISA (OSI) representa las relaciones entre una red y los servicios que ésta puede soportar por medio de una jerarquía de capas (niveles) de protocolos.

1. Capa Física.

- * Incluye la transmisión de señales, activación y desactivación de las conexiones.
- * Toma a su cargo la transmisión de la serie de bits sobre el medio físico de interconexión.
- * Suministra las funciones de comando de los circuitos de datos en términos de las características eléctricas, mecánicas, funcionales y de procesamiento para activar las conexiones físicas.

2. Capa de Enlace (de Conexión).

- * Transmite sus datos sin errores, duplicación o pérdida entre

sistemas adyacentes.

- * Oculta a las instrucciones superiores, las imperfecciones de los medios de transmisión utilizadas.
- * Colocación de medios de detección de errores y de retransmisión de datos erróneos.
- * Intercambio de bloques de datos, tales como las Tramas de los protocolos SDLC y HDLC.

3. Capa de Red.

- * Incluye las funciones de encaminamiento y conmutación.
- * Los sistemas que deben comunicarse pueden no ser adyacentes a otros sistemas intermediarios (lazos de redes) y sirven entonces de intermedios (relevos).
- * Suministra los medios de comunicación de bloques de datos de un extremo a otro de un sistema.
- * Comunicación por paquetes X.25

4. Capa de Transporte.

- * Efectúa la función de las capas orientadas a transmisión (1,2,3) y de las orientadas a tratamiento (5,6,7).
- * Su finalidad es ofrecer un servicio constante a la capa de Sesión, cualesquiera que sea la calidad del servicio de red.
- * Efectúa la multicanalización de muchas conexiones de transporte, sobre la misma conexión de red (circuito virtual).
- * Sus otras funciones incluyen el control de flujo, la detección de errores y los zurcidos (arreglos).

5. Capa de Sesión.

- * Establece una relación o conexión de sección entre dos aplicaciones que deseen cooperar.
- * Permite que las entidades de presentación organicen y sincronicen su diálogo y gestionen su intercambio de datos.
- * Administra las modalidades de "zurcido" en algún incidente y permite un cambio doble, semidoble o simple de la información.

6. Capa de Presentación.

- * Los servicios de esta capa incluyen las conversiones del código o del formato de los datos.
- * La selección de la sintáxis a utilizar.

7. Capa de Aplicación.

- * Proporciona los medios para que los programas del usuario ingresen al entorno ISA.
- * Suministra los servicios de comunicación a los usuarios.
- * Control y supervisión de procesos en la red.

REDES DIGITALES DE SERVICIOS

Una de las principales características de la evolución digital

de las Telecomunicaciones es, que simplifica la integración de sistemas de transmisión con sistemas de conmutación bajo una misma técnica. Una red completamente digital se define como una Red Digital Integrada (RDI). Una RDI es una etapa previa y necesaria para el establecimiento de una RDSI. La red digital integrada es una red de alta tecnología adicional a la red telefónica pública, donde se puede transportar todo tipo de señales de información como voz, datos, etc.. Esta red maneja velocidades de 2.048 Mbps en conexión directa y 64 Kbps en conexión conmutada. En la figura VIII.1 se incorpora un ejemplo esquemático.

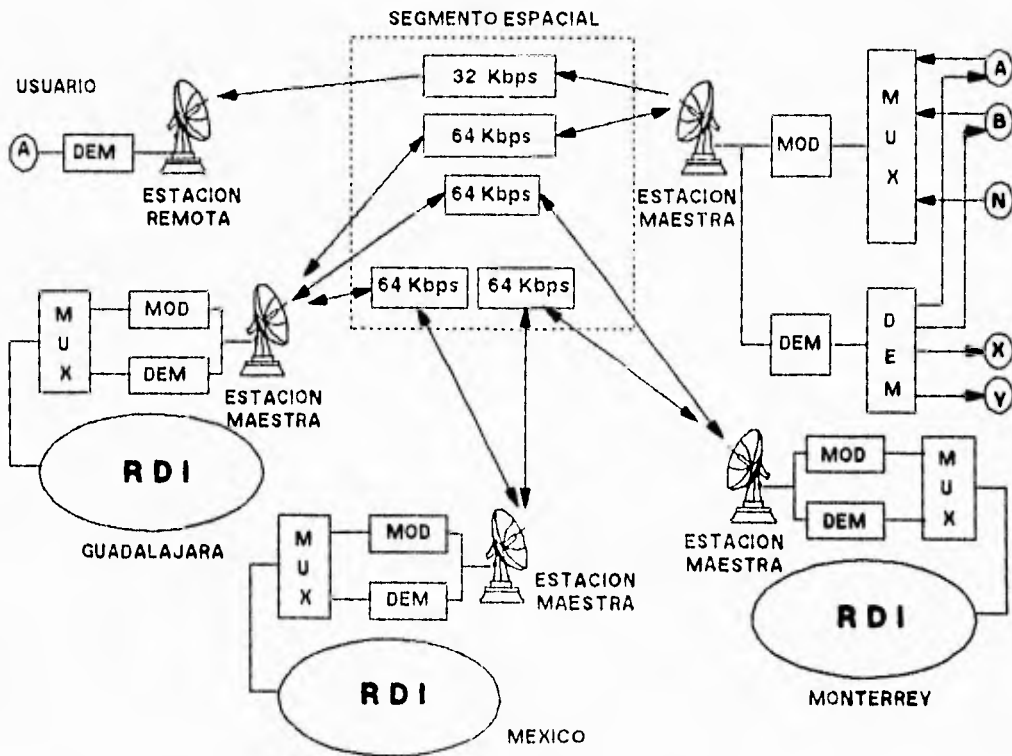


Figura VIII.1

Existe una gran demanda de diversos usuarios, que requieren redes suficientes para poder establecer comunicación con diferentes puntos de interés, ubicadas en el interior de la República, así como, en la mayor parte del Continente Americano. Para ello, el

Sistema de Satélites Mexicanos transmite señales de voz y datos en el sistema TDMA (banda C) y Vsat (banda Ku).

Debido a la demanda de estos servicios, se inició el proceso de configurar Redes Digitales de Servicios Múltiples vía satélite, los cuales cubren los diferentes requerimientos del usuario. Las redes TDMA y Vsat, satisfacen las necesidades de los actuales y futuros usuarios, que transmiten sus señales digitales de voz, datos y videoconferencia vía satélite, a medianas y altas velocidades, desde 64 Kbps hasta 2 Mbps.

Red TDMA

La Red TDMA es una red digital de servicios múltiples vía satélite, que utiliza la técnica de Acceso Múltiple por División de Tiempo, como técnica de acceso al satélite (figura VIII.2). Esta red ofrece una amplia gama de facilidades para todos los usuarios que requieran de redes privadas de servicios múltiples.

La Red TDMA esta constituida por 12 estaciones terrenas distribuidas en las ciudades de mayor demanda de este servicio. Por ésta red se transmiten servicios de voz y datos, sin embargo, se tiene la potencialidad de poder transmitir otros servicios como facsimil, videoconferencias, etc. A cada una de estas estaciones se le tiene acceso mediante enlaces terrestres, implementados para diferentes servicios (figura VIII.3) como red de líneas privadas, red de acceso múltiple, red de telefonía básica y la red de microondas (analógica y digital).

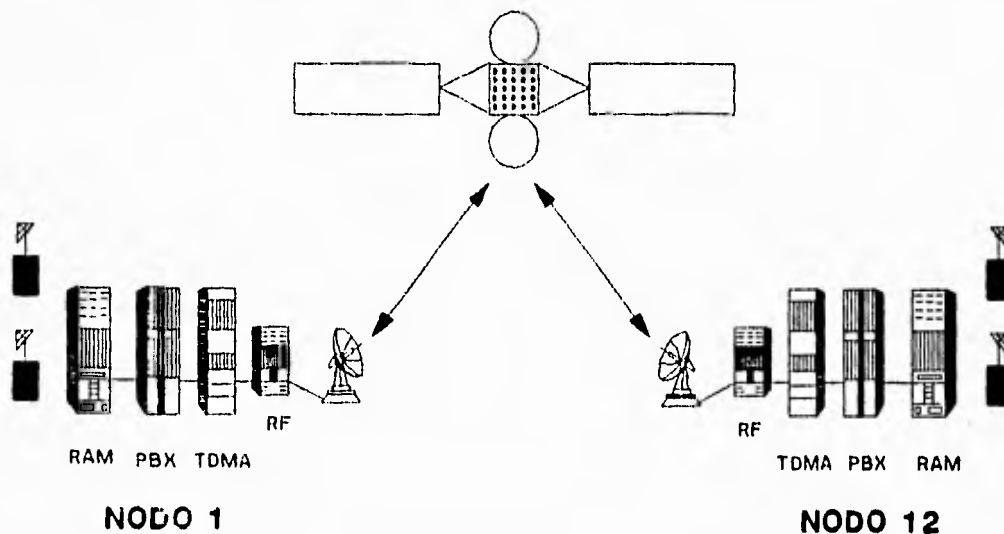


figura VIII.2

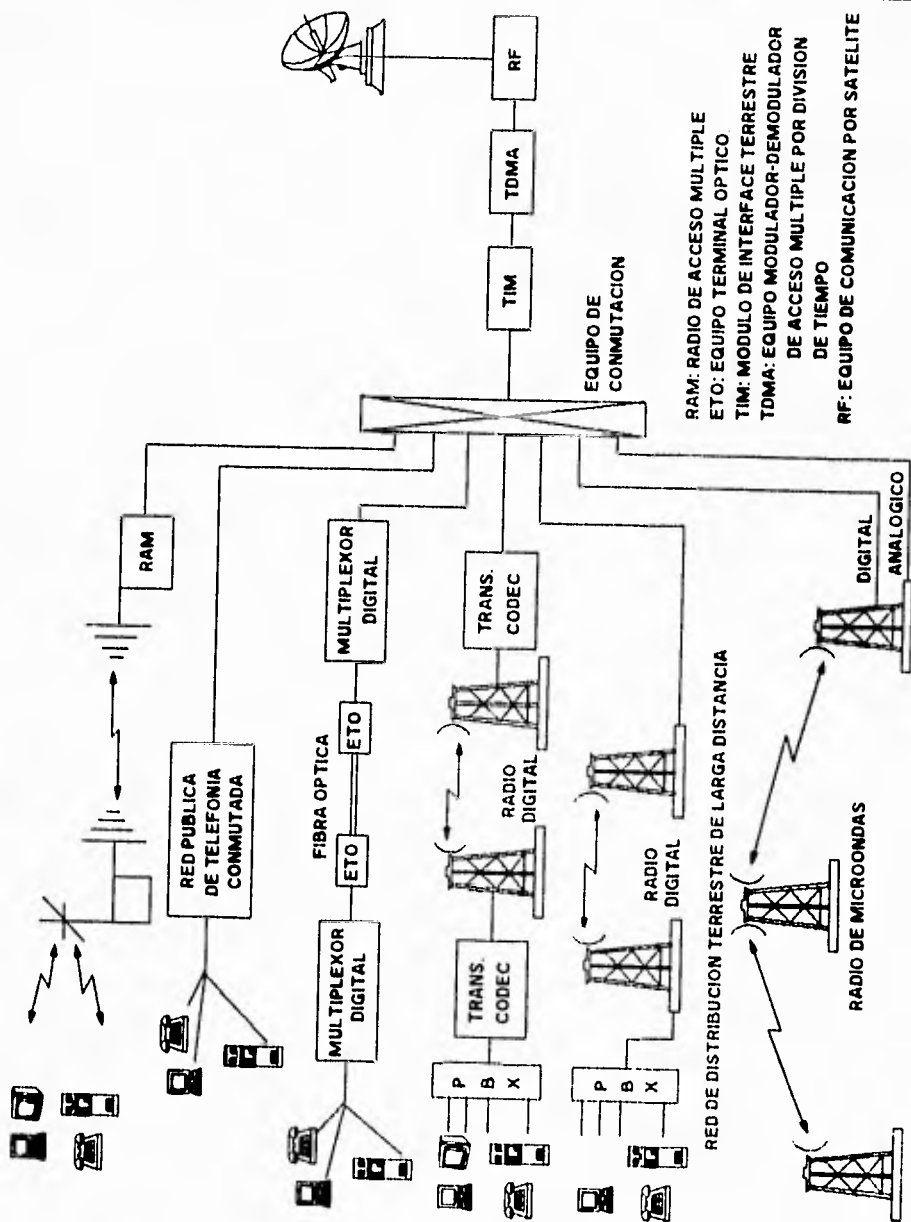


Figura VIII.3

La red cuenta con doce nodos en las principales ciudades del país, las cuales se mencionan a continuación:

- 1- México, D.F.
- 2- Monterrey, N.L.
- 3- Guadalajara, Jal.
- 4- Cd. Juárez, Chih.
- 5- Tijuana, B.C.N.
- 6- Queretaro, Qro.
- 7- Puebla, Pue.
- 8- Chihuahua, Chih.
- 9- Hermosillo, Son.
- 10- Torreon, Coah.
- 11- Mérida, Yuc.
- 12- León, Gto.

La topología de la red es del tipo malla multipunto, por lo que cada estación terrena (nodo) puede comunicarse con cualesquiera de las restantes sin doble salto de satélite, obteniéndose así, una total flexibilidad de operación, figura VIII.4.

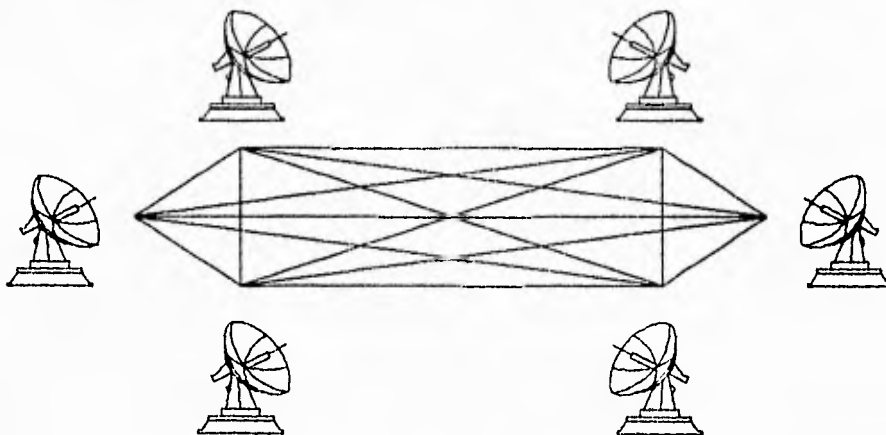


Figura VIII.4

Cuenta también con eficientes sistemas de tarificación con posibilidades de almacenamiento en períodos largos o cortos, además de una gran versatilidad para la planeación de los servicios requeridos por grandes, medianos y pequeños usuarios. La tarificación de los servicios proporcionados por la red se realiza en el conmutador, el cual elabora diferentes tipos de reportes que indican el tiempo de ocupación de cada canal, así como, el lugar de destino para la aplicación de la tarifa correspondiente,

dependiendo del servicio proporcionado.

La programación de la red es completamente flexible, ya que se tienen las siguientes facilidades en cuanto a monitoreo y control.

- * Reenrutamiento
- * Habilitación o deshabilitación de canales
- * Reconfiguración de los puertos
- * Establecimiento de rutas alternas
- * Sistema tarifador, etc.

Las cuales son realizadas desde el nodo central de la red (México, D.F.) hacia cualquier nodo utilizando el "software" adecuado, el cual se procesa en una terminal de administración de red.

La red TDMA permite integrar diversas señales digitales para brindar múltiples servicios de alta calidad y eficiencia. Optimiza el uso del Sistema de Satélites Mexicanos y comparte la infraestructura del segmento terrestre y los equipos de distribución entre los diferentes usuarios. Proporciona servicios digitales confiables a usuarios que no puedan implementar su propia red.

Tipo de Servicios.

Los principales servicios otorgados por la Red TDMA son:

- * Voz
- * Datos (baja y alta velocidad)
- * Telefonía
- * Facsimil
- * Video comprimido

Componentes de Nodo.

El equipo que constituye un nodo (figura VIII.5) es el siguiente:

- * Sistema de Radio Acceso Múltiple (RAM)
- * Conmutador (PBX)
- * Terminal TDMA
- * Equipo de radiofrecuencia
- * Líneas privadas
- * Radio modem
- * Radio digital de microondas.

El acceso a la Red TDMA a través del Radio de Acceso Múltiple (RAM) permite al abonado el servicio de voz y datos con las siguientes interfaces:

- * CCITT V.11 (2 hilos, analógica) voz
- * CCITT V.24 (4 hilos, analógica) voz y datos, hasta 19.2 Kbps.
- * CCITT G.703, 64 Kbps Codireccional (4 hilos) datos

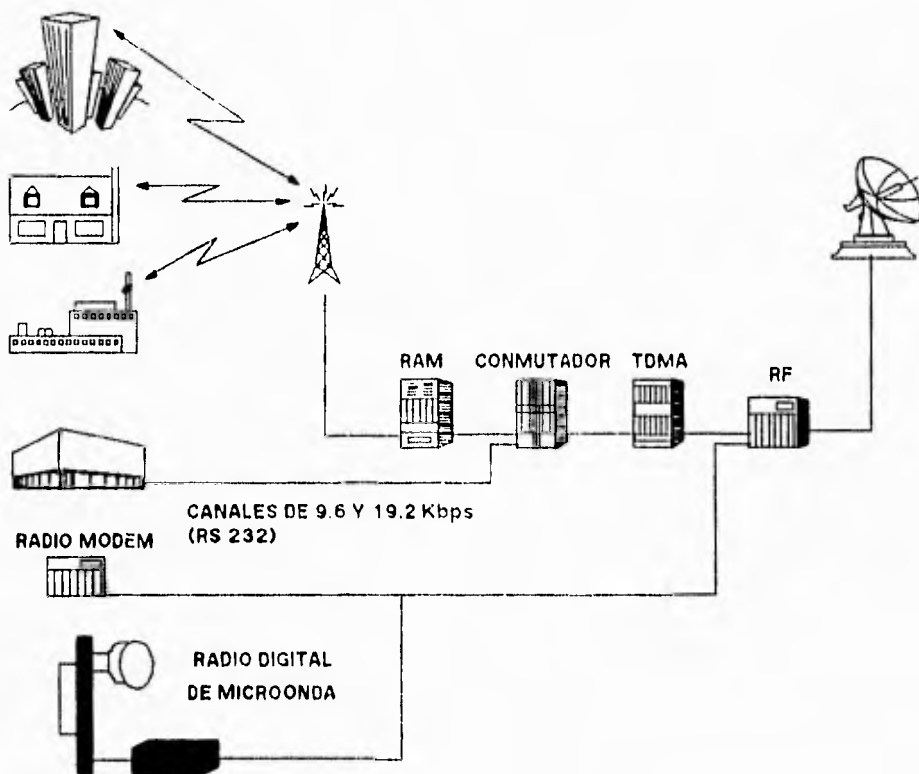


Figura VIII.5

El acceso a la Red TDMA a través de Radio Modem y Radio Digital de microondas, permite proporcionar al abonado el servicio de datos con las siguientes características, mostradas en las tablas VIII.b y VIII.c, respectivamente.

Radiomodem:

VELOCIDADES	MODO DE TRANSMISION	INTERFACE
1.2, 2.4, 4.8, 9.6 Kbps	SINCRONO/ASINCRONO	RS-232
19.2 Kbps	SINCRONO	RS-232
56, 64 Kbps	SINCRONO	RS.232/V.35

Tabla VIII.b

Radio digital:

VELOCIDADES	INTERFACE
2.048 Mbps	G.703

Tabla VIII.c

Red VSAT

La Red Vsat es una red vía satélite de acceso y uso público para prestar servicios de telecomunicación de datos a cualesquier usuario que requiera comunicarse a algún lugar del territorio Mexicano o de los Estados Unidos, Canadá, Centro América, el Caribe y Sudamérica, hasta donde lo permitan los contornos de potencia emitidos desde y hacia los Satélites Mexicanos. Con configuración en estrella, en la cual un gran número de estaciones remotas Vsat de bajo costo se comunican con una estación maestra (Hub) en configuración full dúplex o simplex.

Los principales objetivos de este sistema son:

- * Alta calidad, con servicio de datos a bajo costo.
- * Servicio con tasas de transmisión de 100 bps a 9.6 Kbps o mayores.
- * Servicio full dúplex o simplex.
- * Flexibilidad para absorber el crecimiento y los cambios con el mismo sistema.
- * Servicio insensible a la distancia.
- * Estaciones remotas Vsat que utilizan antenas de 1.2 mts ó 1.8 mts, o bien 2.4 mts para regiones con alta densidad de lluvia.

Las aplicaciones de las redes Vsat son las siguientes:

- * Concesionarios de automóviles.
- * Bancos (comunicaciones corporativas, verificadoras de crédito y transacciones).
- * Facsimil de alta velocidad.
- * Correo electrónico.
- * Comunicaciones corporativas punto a multipunto.
- * Sólo recepción de TV (TVRO).
- * Sólo recepción de datos.

Cada una de estas aplicaciones requiere una configuración en estrella. Sin embargo con una sola estación maestra se da servicio a cientos de estaciones remotas Vsat y cada estación Vsat puede dar servicio a varios usuarios. Este sistema de compartir las características de la red, es utilizado para optimizar la red y obtener costos mínimos.

La red cursa las señales mediante la técnica de conmutación de

paquetes, el nodo consiste básicamente de una estación terrena maestra y un conmutador de paquetes de datos, que junto con varias estaciones remotas de los usuarios, configuran una red tipo estrella, como se muestra en la figura VIII.6.

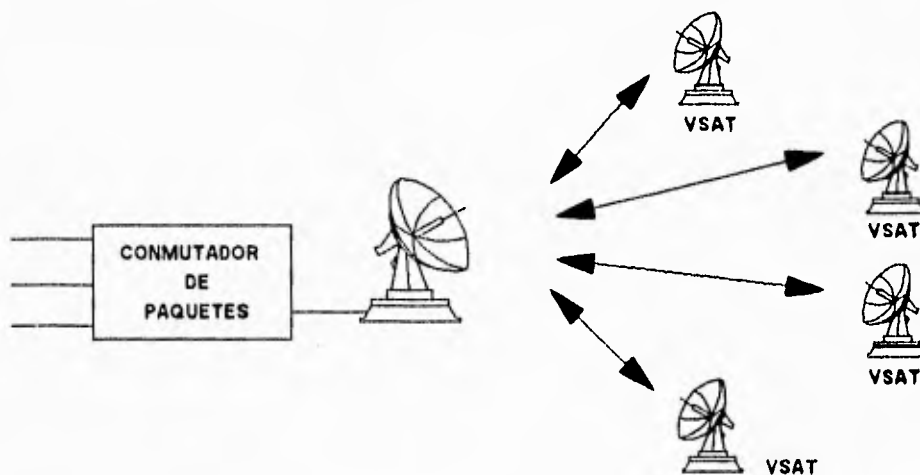


Figura VIII.6

Características de la Estación Terrena Maestra:

- * Antena de 7 mts., banda Ku.
- * Totalmente redundante.
- * Sistema de control y diagnóstico de red.
- * Capacidad para operar con 500 Vsat.
- * Soporta múltiples Host's.

Conexión con los usuarios

La Estación Maestra tiene la función de cursar la información de las distintas Vsat, y junto con el conmutador de paquetes enrutarla al punto destino de los usuarios, ubicados en la ciudad donde esta situada la Estación Maestra. Se emplean básicamente tres alternativas:

- * Enlace Radiomodem.
- * Enlace Radio Acceso Múltiple (RAM).
- * Enlace con Vsat (doble salto al Satélite).

En el enlace con radiomodem, el usuario tiene acceso al

conmutador de paquetes a través de un enlace con radiomodem (figura VIII.7), mismo que cuenta con la interfase eléctrica RS-232C, DB 25 conector hembra, para velocidades de hasta 19.2 Kbps.

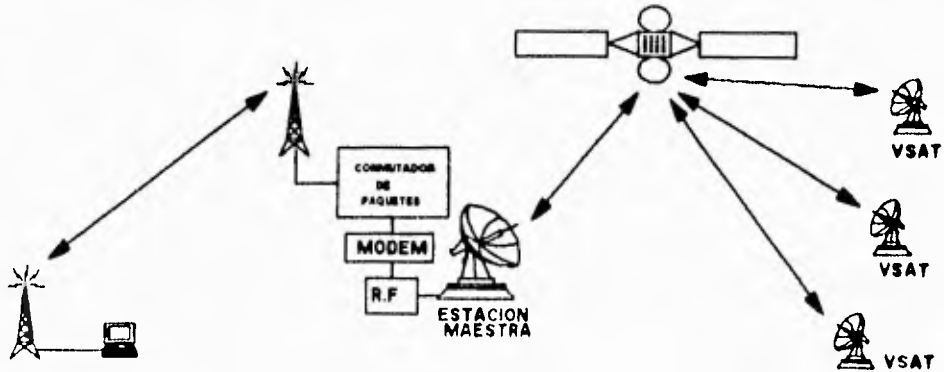


Figura VIII.7

En el enlace con Radio Acceso Múltiple (RAM), la Estación Maestra cuenta con una estación central de un sistema RAM, el cual está conectado al conmutador de paquetes (figura VIII.8), para que el usuario accese a éste, necesita contar en sus instalaciones con un abonado RAM que sea compatible con la interfase eléctrica G703.

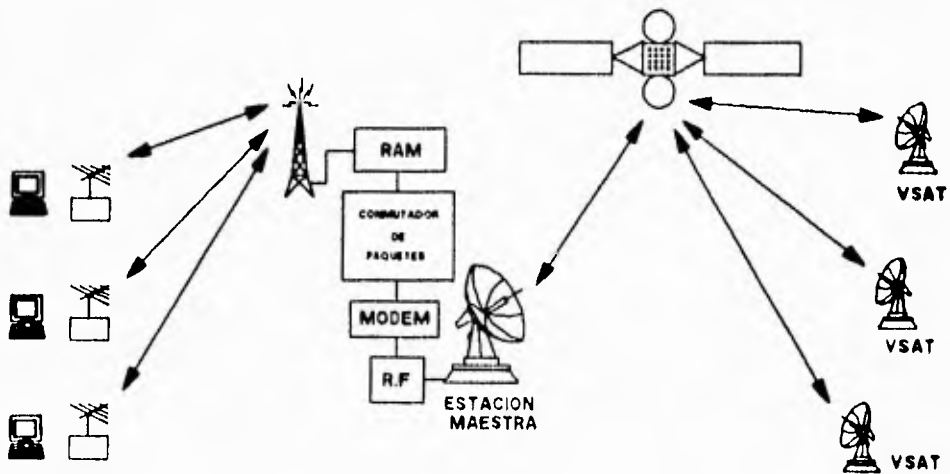


Figura VIII.8

Protocolos

Una de las características importantes del sistema, es el que maneja diversos protocolos de control, entre estos estan:

- * X.25 (LAPB/LAPBE)
- * SNA/SDLC
- * Async (X.3/X.29)
- * BSC
- * UDLC

TSAT COMO RED DE TRANSPORTE RDSI

La figura VIII.9 muestra dos casos donde TSATs (Estaciones Terrenas de Gran Capacidad) son usadas como una red de transporte. El primer caso representa un posible escenario, donde una oficina central tiene tanto usuarios del sistema telefónico ordinario (POST) como usuarios de acceso básico RDSI, la red de transporte ayuda a compañías telefónicas, seguida de una inversión gradual y a una velocidad razonable de acuerdo con la penetración de mercado. Tal estrategia proporciona servicios de área amplia RDSI con un relativo bajo costo.

Dadas las facilidades del transporte terrestre RDSI desplegadas hacia la conexión de nodos, las facilidades satelitales, a la vez se usan como respaldo para mejorar la disponibilidad de la red y facilitar la desviación en el manejo de tráfico desbordado entre nodos congestionados, mejorandose así el servicio y la economía de la red.

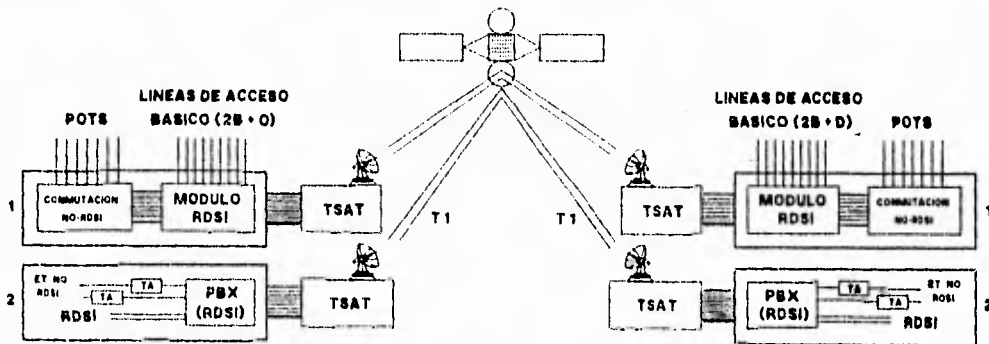


Figura VIII.9

En el segundo caso de la figura VIII.9, las TSATs son usadas para enlazar dos PABXs RDSI. Se espera que los usuarios (empresarios) sean los inovadores en el despliegue y uso de las

estaciones de servicios integrados en sus oficinas. Como resultado, las RDSIs privadas se desarrollan más rápidamente que las redes públicas. Las TSATs juegan un mejor papel ofreciendo servicios privados RDSI. Las grandes estaciones terrenas se utilizan en una forma similar en el manejo de tráfico internacional.

SATELITES AVANZADOS (ADSATS)

Los Satélites Avanzados (ADSATS) habilitan a las VSATs para ofrecer servicios RDSI extremo a extremo. Algunas compañías están desarrollando estaciones terrenas, que ofrecen enlaces multidestino, servicios usuario a usuario 2B+D utilizando estaciones terrenas y tecnologías en satélites existentes. Las ADSATS ofrecen avances técnicos y económicos significativos sobre los satélites existentes que ofrecen servicios RDSI. La figura VIII.10, muestra redes satelitales y terrenas que ofrecen el servicio básico RDSI, asumiendo que los usuarios tienen capacidad de acceso básico. El usuario A origina una comunicación de voz al usuario B usando la porción de señalización del canal D. Una vez que la llamada se establece, la conversación se lleva a cabo usando el canal B1. Mientras esto continúa, el usuario A requiere transferir datos/texto/imagen desde una fuente en C, continuando con el uso de los canales B1 y B2, el usuario A puede señalizar y recibir paquetes de datos D(p) desde una base de datos (DB) o datos de telemetría desde su casa D(t).

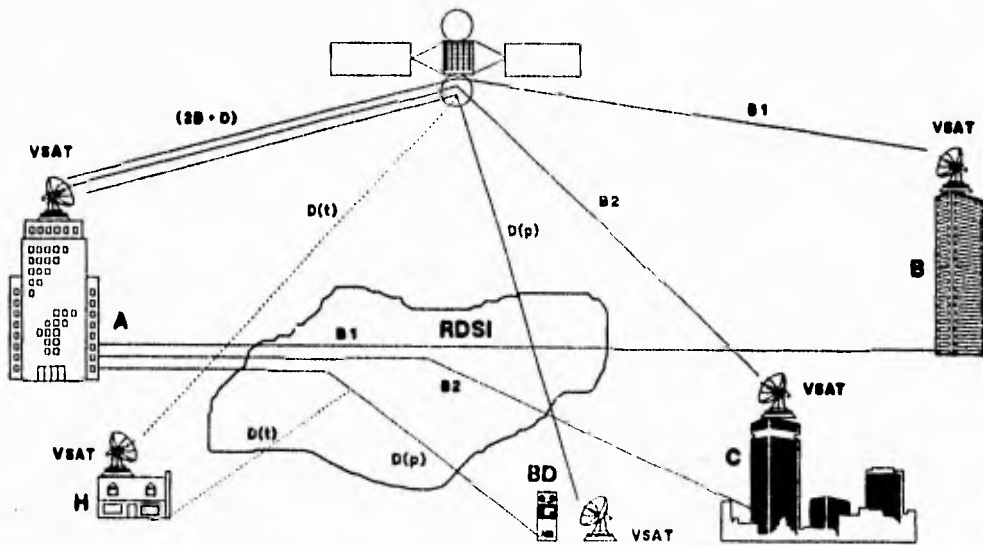


Figura VIII.10

Un grupo de VSATs trabajan en conjunto con una central terrena basada en una Estación Administrativa de Red (NMS) y un satélite de haces múltiples con un conmutador que puede ejecutar todas las funciones descritas, ruteando en la RDSI terrena. Por ejemplo, en un escenario posible, las VSATs pueden tener la capacidad de transmitir la demanda asignada de portadoras múltiples SCPC y recibir una portadora TDM. En el satélite, las portadoras SCPC son conmutadas y enrutadas a sus destinos en las estaciones terrenas a través de haces apropiadas del satélite. Otras arquitecturas son posibles dependiendo del tipo de conmutación del satélite, configuración de haz, etc.

Con el desarrollo de las estaciones terrenas y las tecnologías en los satélites que continúan, se visualiza mayor potencia y economía, las VSATs, TSATs, y TVSATs (reúnen o superan los estándares RDSI y los requerimientos de rendimiento) emergen y soportan los servicios de la RDSI. Estos incluyen:

Servicio de Acceso: Velocidad básica, velocidad primaria y una combinación apropiada de las capacidades de los canales B y D.

Servicio de Transporte: Compatibilidad de línea entre los nodos de conmutación; distribución de emisión de video, audio, y datos autorizados y estaciones asociadas.

Servicio conmutado: Servicios conmutados de paquetes, servicios conmutados terrenas y espaciales.

Servicios Punto a Punto: Servicios simples VSAT a VSAT usando un satélite.

Servicios de Video/Banda Ancha: Recepción directa; servicio alimentador para cable óptico y coaxial cabeza-extremos; video y programas de audio en demanda.

Servicios RDSI Privados: Red fundamental de las centrales telefónicas privadas (PABXs); servicios especiales para banda ancha con pequeños requerimientos o capacidad de acceso en la red no pública.

Servicios de Respaldo: Inicialmente, el satélite facilita el servicio como un catalizador para extender los servicios RDSI a las ciudades distantes y locaciones remotas, de aquí, el incremento de la velocidad de despliegue de la RDSI, estas facilidades sirven como respaldo en la mayor parte de las áreas mencionadas para mejorar la disponibilidad de la red bajo falla o situaciones catastróficas; el grado de mejoramiento de servicio usado, cuando la desviación de tráfico facilita el transporte entre nodos que tienen control de flujo y problemas de congestión durante períodos pico.

APENDICE

APENDICE

México cuenta con un sistema de satélites que proporcionan una cobertura regional en la mayor parte del continente americano y permiten un uso más eficiente de los recursos de ancho de banda/potencia, apoyando condiciones favorables de oportunidad y de cambio. El Sistema de Satélites Mexicanos es operado actualmente de manera exclusiva (Agosto de 1995) por TELECOMUNICACIONES DE MEXICO (TELECOMM), que es un organismo descentralizado creado en 1989 con recursos del Gobierno de la República e infraestructura derivada de las dependencias gubernamentales que prestaban servicios tradicionales de Telecomunicaciones.

Actualmente el Sistema de Satélites Mexicanos está formado por tres satélites: un satélite Morelos II (con vida útil hasta finales de 1998), y los satélites Solidaridad I y Solidaridad II, incrementándose la capacidad de banda C y banda Ku (México fue de los primeros usuarios en utilizar un satélite modelo HS-376 como híbrido), además de la inclusión de la banda L. La cobertura regional de los satélites Solidaridad permite enlazar diferentes localidades a través de las diversas regiones que se pueden abarcar mediante la apropiada configuración en el satélite. En la tabla siguiente se muestran las características principales de los satélites.

CARACTERISTICAS GENERALES DE LOS SATELITES MEXICANOS		
CARACTERISTICAS	MORELOS II	SOLIDARIDAD
MODELO	HS-376	HS-601
ESTABILIDAD	POR GIRO	TRES EJES
PESO SECO	521 Kg	1286.1 Kg
COMBUSTIBLE	145 Kg	1489.9 Kg
PESO TOTAL	666 Kg	2776.0 Kg
POTENCIA	777 W	3370 W
VIDA UTIL	9 AÑOS	14 AÑOS
DIMENSIONES	DIAMETRO: 2.16 m LONGITUD: 6.62 m (CON ANTENAS Y PANELES DESPLEGADOS)	ANTENA-ANTENA: 7.5 m LONGITUD: 21 m (CON ANTENAS Y PANELES DESPLEGADOS)

Banda C

El Sistema de Satélites Mexicanos cuenta actualmente con 54 transpondedores, 36 transpondedores de 36 MHz y 18 transpondedores de 72 MHz. En la banda C, la distribución de los transpondedores es como sigue:

SATELITE	TRANSPONDEDOR DE 36 MHz	TRANSPONDEDOR DE 72 MHz
MORELOS I	12	6
SOLIDARIDAD I	12	6
SOLIDARIDAD II	12	6
TOTAL	36	18

La banda C se utiliza para transmitir señales tanto de voz, datos y TV (analógica y digital), la distribución de los transpondedores, su polarización en los segmentos de subida y de bajada, así como, las frecuencias de banda C correspondientes a cada satélite al final de este apéndice. Cabe señalar el corrimiento de 20 MHz hacia las frecuencias superiores que se tiene en el satélite Morelos II con respecto a los satélites Solidaridad.

Asimismo, es conveniente destacar que el plan de frecuencias de los satélites Solidaridad I y Solidaridad II es el mismo, con la excepción de que algunos transpondedores pueden conmutarse a diferentes regiones y que el satélite Morelos II no ofrece cobertura a Centro y Sudamérica. A continuación se presentan las configuraciones que mantienen actualmente los satélites Solidaridad I y II hacia las diferentes regiones de cobertura.

BANDA C				
TRANSPONDEDOR	CONFIGURACION DE SUBIDA		CONFIGURACION DE BAJADA	
	SOLIDARIDAD I	SOLIDARIDAD II	SOLIDARIDAD I	SOLIDARIDAD II
1N	R1	R1	R1	R1
2N	R1	R1	R1	R1+R2
3N	R1	R1	R1	R1
4N	R1	R1	R1	R1+R2
5N	R1	R1	R1	R1

BANDA C				
TRANSPONDEDOR	CONFIGURACION DE SUBIDA		CONFIGURACION DE BAJADA	
	SOLIDARIDAD I	SOLIDARIDAD II	SOLIDARIDAD I	SOLIDARIDAD II
6N	R1	R2	R1+R2	R1+R2
7N	R1	R3	R1	R3
8N	R1	R3	R1+R2	R1+R2
9N	R1	R3	R1	R3
10N	R2	R3	R1+R2	R1+R2
11N	R2+R3	R2+R3	R3	R3
12N	R2+R3	R1+R3	R1	R1+R2
1W	R1	R1	R1	R1
2W	R1	R1	R1	R1
3W	R1	R1	R1	R1
4W	R1	R1	R1	R1
5W	R1	R1	R1	R1
6W	R1	R1	R1	R1

Banda Ku

En la banda Ku, el Sistema de Satélites Mexicanos posee actualmente 36 transpondedores, 4 transpondedores de 108 MHz en el satélite Morelos II y 16 transpondedores de 54 MHz en cada uno de los satélites Solidaridad. La distribución de los transpondedores es como sigue:

SATELITE	TRANSPONDEDOR DE 108 MHZ	TRANSPONDEDOR DE 54 MHZ
MORELOS II	4	0
SOLIDARIDAD I	0	16
SOLIDARIDAD II	0	16
TOTAL	4	32

La banda Ku se usa primordialmente para transmitir señales de voz,

voz, datos y en algunas ocasiones TV digital en el satélite Solidaridad I. La distribución de los transpondedores, su polarización en los segmentos de subida y de bajada, así como las frecuencias que se utilizan, se muestran en los planes de frecuencia de banda Ku correspondientes a cada satélite al final de este apéndice.

Es conveniente mencionar que los satélites Solidaridad proporcionan una señal de beacon en la frecuencia de recepción 11,701 MHz en ambas polaridades, así como la diferencia que brindan los satélites Solidaridad con respecto al satélite Morelos II, de permitir el reuso de frecuencia en esta banda ofreciendo 8 transpondedores de 54 MHz en la polaridad horizontal y otros 8 transpondedores de 54 MHz en la polaridad vertical, así como la posibilidad de conmutación a la región R5 de los transpondedores 6K y 8K, mientras que el satélite Morelos II sólo cubre el equivalente a la región R4 en los satélites Solidaridad. En la banda Ku de los satélites Solidaridad, se tienen cuatro posibles vías de transmisión, lo que permite configurar un transpondedor de la forma siguiente:

- * Vía A: R4 ascendente, R4 descendente.
- * Vía B: R4 ascendente, R5 descendente.
- * Vía C: R5 ascendente, R4 descendente.
- * Vía D: R5 ascendente, R5 descendente.

El diseño actual la mayoría de los transpondedores están configurados para transmitir y recibir desde y hacia la región R4 con excepción de los transpondedores 6K que permite transmitir señales de la región R4 y recibirlas en la región R5 y el transpondedor 8K que permite transmitir portadoras desde la región R5 y recibirlas en la región R4. El transpondedor 6K también podría operarse en las vías A, B, C o D y el transpondedor 8K sólo en las vías A o C.

Banda L

Los satélites Solidaridad cuentan con una tercer banda, la llamada banda L, que se diseñó para utilizarse en comunicaciones móviles vía satélite. Su rango de operación es de 1,626.5 a 1660.5 MHz tierra-espacio y de 1,525 a 1559 MHz espacio-tierra, utilizando una polarización circular derecha. El subsistema de banda L consiste de un transpondedor dividido en dos, uno de banda Ku a L y otro de L a Ku compartiendo una antena común de transmisión y recepción. El transpondedor puede recibir señales de una estación terrena en la banda Ku y las transmite a estaciones móviles en tierra, mar o aire en la banda L y viceversa. La banda móvil está dividida en cuatro subbandas controladas independientemente con anchos de banda de 2.5 a 5.5 Mhz. Estas subbandas son contiguas a la banda Ku dentro del canal 5K permitiendo el uso del ancho de

banda restante (27 MHz) en la región R4. Al final del apéndice también se muestra el plan de frecuencias de esta banda.

Patrones de cobertura para la banda C en la Región 1 (R1)

Servicios principales:

- * Distribución de televisión y radio.
- * Enlaces de telefonía pública.
- * Redes corporativas de voz y datos.

Cobertura:

- * Territorio Mexicano.
- * Sur de los Estados Unidos.
- * Guatemala.
- * Parte de Belice, El Salvador y Honduras.

Capacidad de cada satélite:

- * 12 Transpondedores de 36 MHz.
- * 6 Transpondedores de 72 MHz.

Pire:

- * Transpondedor de 36 MHz - 37.5 dBW.
- * Transpondedor de 72 MHz - 40.5 dBW.



Patrones de cobertura para la banda C en la Región 2 (R2).

Servicios principales:

- * Distribución de televisión y radio.
- * Redes corporativas de voz y datos.
- * Redes troncales de telefonía pública.
- * Redes digitales públicas y privadas.

Cobertura:

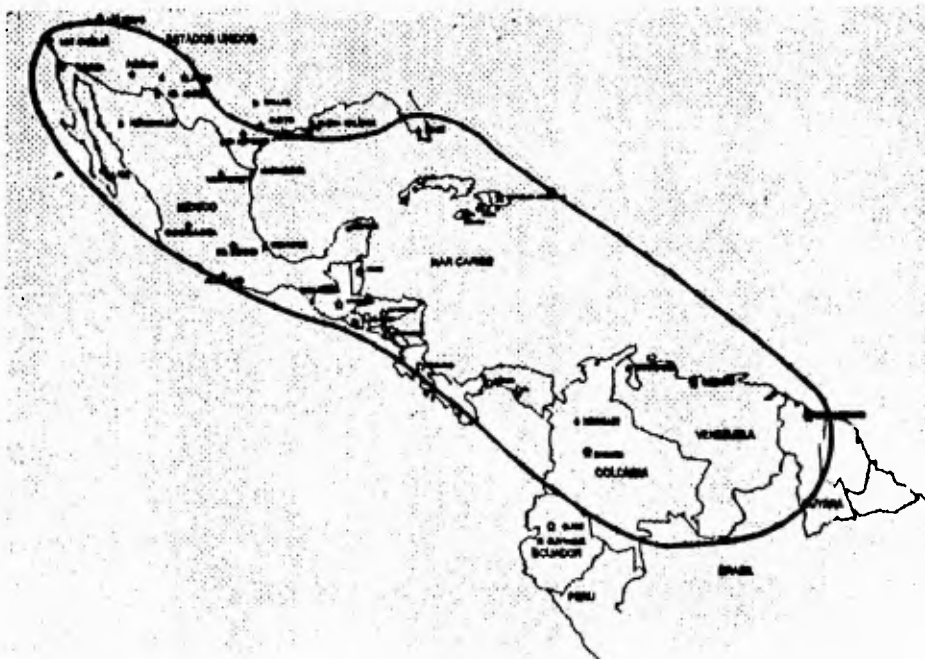
- * Territorio Mexicano.
- * Sur de los Estados Unidos.
- * Centroamérica.
- * Cuba y el Caribe.
- * Colombia y Venezuela.

Capacidad de cada satélite:

- * 4 Transpondedores de 36 MHz. De la Región 1 se pueden conmutar a la Región 2 o Región 3.
- * Antenas de recepción de 2 a 3 mts.

Pire:

- * 37.0 dBW.



Patrones de cobertura para la banda C en la Región 3 (R3).

Servicios principales:

- * Distribución de televisión y radio.
- * Redes corporativas de voz y datos.
- * Redes troncales de telefonía pública.

Cobertura:

- * Ecuador, Perú, Bolivia, Paraguay, Uruguay, Chile, Argentina, oeste de Brasil, sur de Colombia.

Capacidad de cada satélite:

- * 4 Transpondedores de 36 MHz. De la Región 1 se pueden conmutar a la Región 2 o a la Región 3.
- * Antenas de recepción de 2 a 3 mts.

Pire:

- * 37.0 dBW.



Patrones de cobertura para la banda Ku en la Región 4 (R4).

Servicios principales:

- * Redes corporativas de voz y datos.
- * Distribución de televisión.
- * Redes digitales públicas y privadas.

Cobertura:

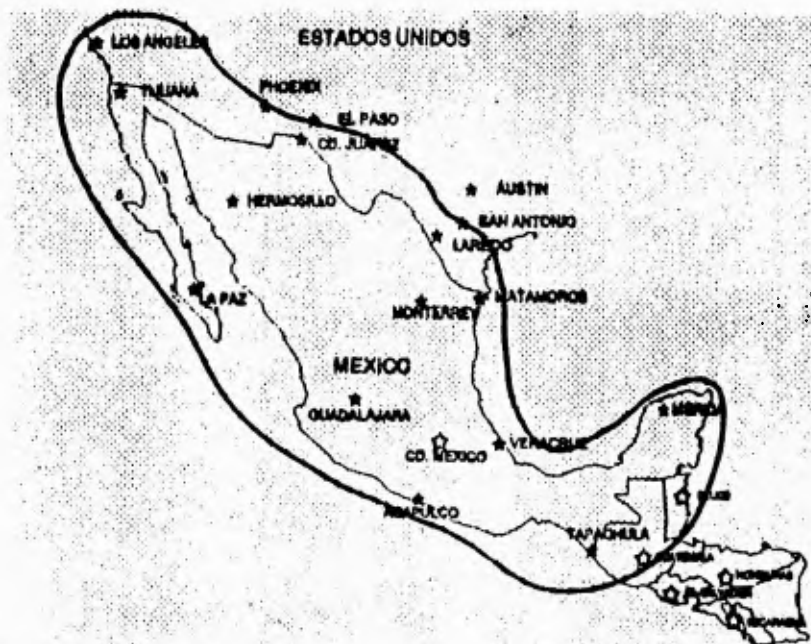
- * Territorio Mexicano.
- * Sur de los Estados Unidos.
- * Guatemala.

Capacidad de cada satélite:

- * 16 Transpondedores de 54 MHz.
- * Potencia 4 veces mayor al Morelos.
- * Antenas de recepción de TV entre 60 y 90 cm. con señal digital; entre 1.0 a 1.5 mts. con señal analógica.

Pire:

- * 47.0 dBW.



Patrones de cobertura para la banda Ku en la Región 5 (R5).

Sevicios principales:

- * Distribución de televisión.
- * Redes corporativas de voz y datos.

Cobertura:

- * Algunas ciudades de los Estados Unidos.

Capacidad de cada satélite:

- * 2 de la Región 4 se pueden conmutar a la Región 5.

Pire:

- * 46.5 dBW.



Contornos de cobertura para la banda L del Sistema de Satélites Solidaridad.

Servicios principales:

- * Comunicación móvil de telefonía y datos para vehículos terrestres, aéreos y marítimos.
- * Telefonía rural.
- * Radiodeterminación.

Cobertura:

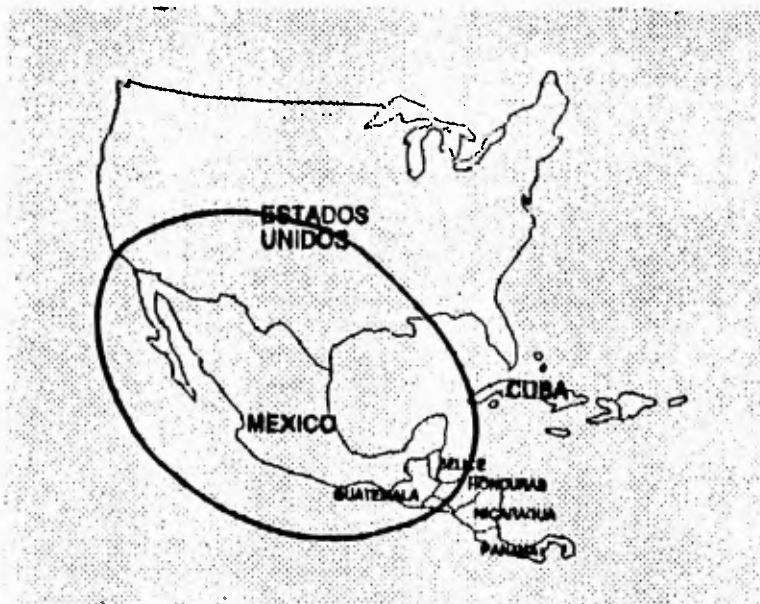
- * México y su mar patrimonial.
- * Zonas fronterizas.

Capacidad de cada satélite:

- * Un transpondedor de 15 MHz.
- * Antenas pequeñas, especiales para vehículos terrestres, aeronaves y embarcaciones.

Pire:

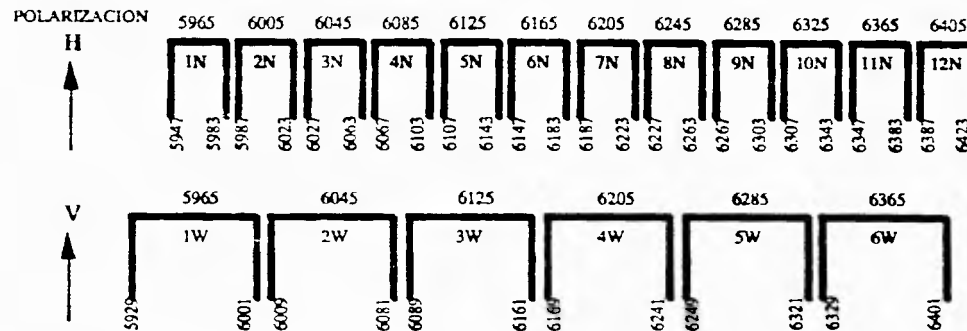
- * 45.0 dBW.



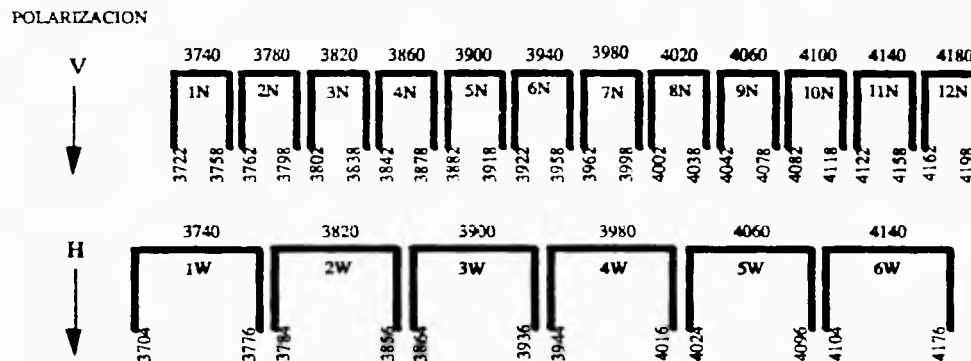
PLAN DE FRECUENCIAS Y
POLARIZACION
SATELITE MORELOS II

BANDA C

FRECUENCIAS DE TRANSMISION



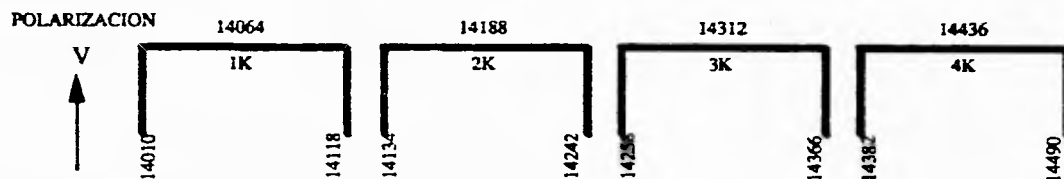
FRECUENCIAS DE RECEPCION



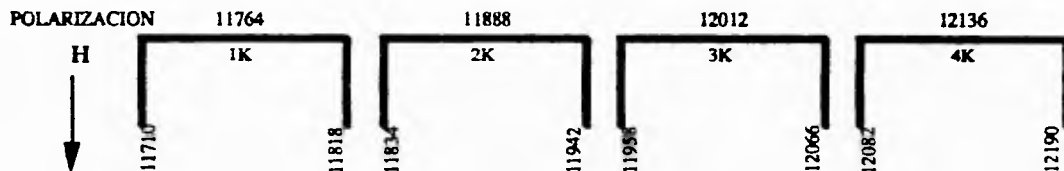
PLAN DE FRECUENCIAS Y
POLARIZACION
SATELITE MORELOS III

BANDA KU

FRECUENCIAS DE TRANSMISION



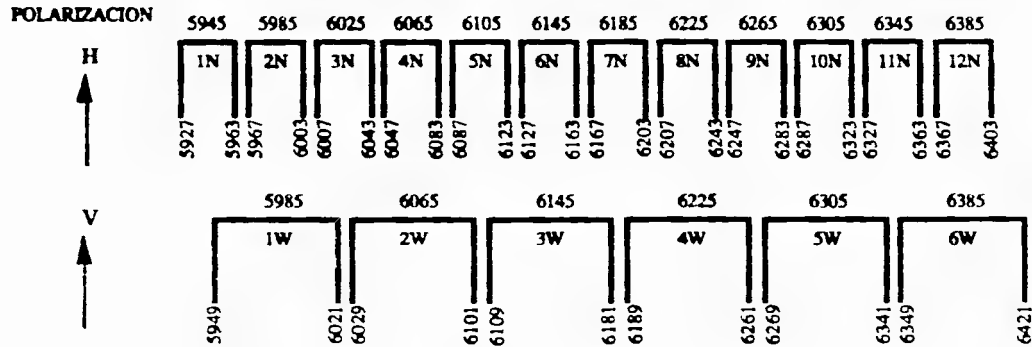
FRECUENCIAS DE RECEPCION



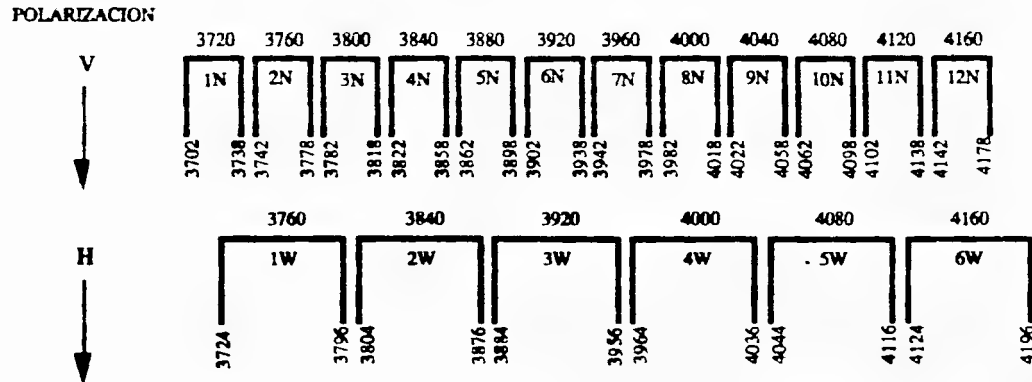
PLAN DE FRECUENCIAS Y
POLARIZACION
SATELITES SOLIDARIDAD

BANDA C

FRECUENCIAS DE TRANSMISION



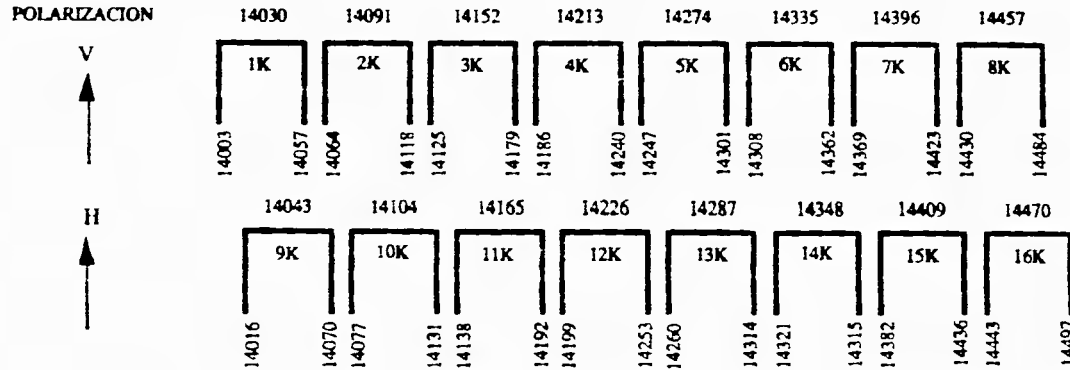
FRECUENCIAS DE RECEPCION



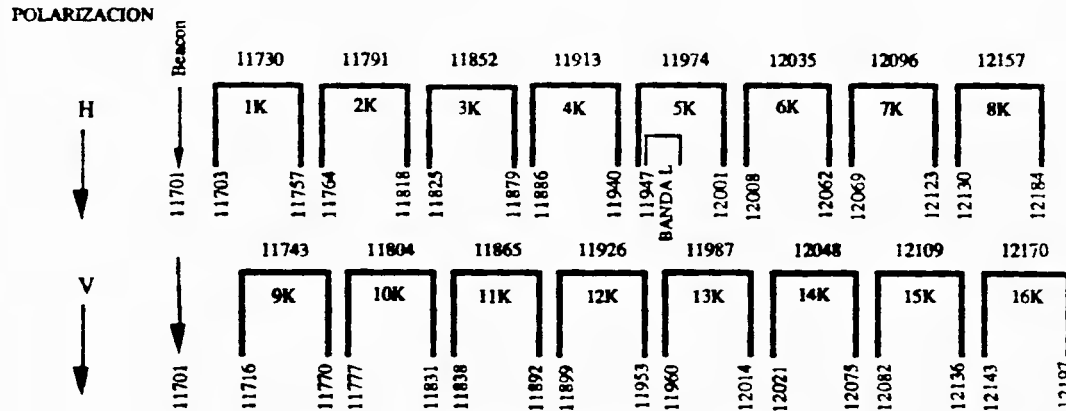
PLAN DE FRECUENCIAS Y
POLARIZACION
SATELITES SOLIDARIDAD

BANDA KU

FRECUENCIAS DE TRANSMISION

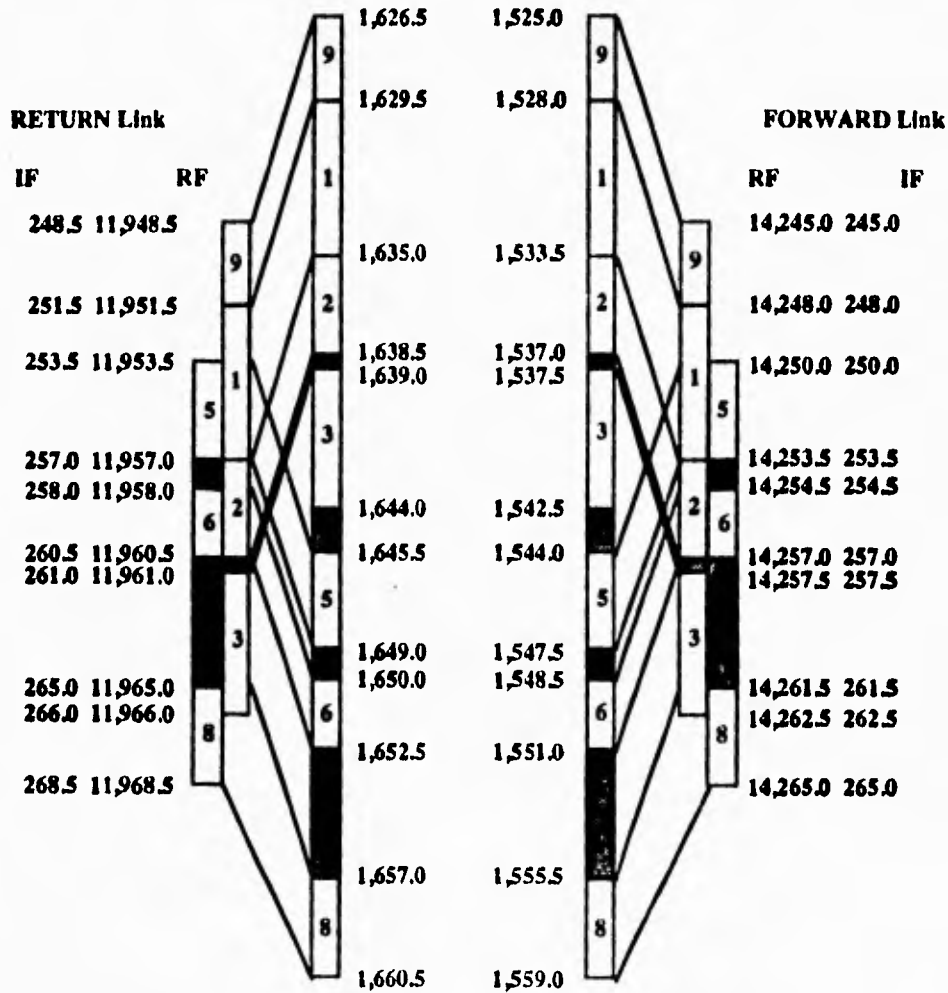


FRECUENCIAS DE RECEPCION



BANDA L

PLAN DE FRECUENCIAS



CONCLUSIONES

Actualmente, el intercambio de información entre organismos gubernamentales y empresas privadas en México se encuentra en un proceso de crecimiento. Asimismo, la situación económica exige el uso eficiente de los recursos disponibles, por lo que optimizar la transmisión de información demandará un análisis detallado de las condiciones bajo las cuales se desea establecer comunicación entre diferentes localidades. Entonces, dentro de este marco y tomando como base las ventajas técnicas ofrecidas por las señales digitales tanto en su manejo, reproducción y flexibilidad de implementación, así como el desarrollo tecnológico en diversas áreas como la informática y las comunicaciones, se realizó esta tesis para intentar ofrecer una opción de optimización de recursos en la transmisión de señales. A continuación se presentan las conclusiones a las que se llegaron en cada capítulo.

CAPITULO I CORRECCION DE ERRORES

Se consideraron dos tipos principales de corrección, FEC y ARQ, en ambos casos, el efecto de error que ocurre durante la transmisión se reduce por la redundancia adicionada en los datos antes de ser transmitidos. En los códigos FEC, la redundancia se utiliza para habilitar al decodificador en el receptor para corregir los errores; no es necesaria una trayectoria de retorno con ésta propuesta. Con el ARQ, la redundancia se usa para habilitar al receptor en la detección de errores y se requiere una retransmisión, por lo que su utilización en los enlaces vía satélite no son recomendables. Los códigos FEC están divididos dentro de los códigos de Bloques y los Convolucionales.

Muchos de los códigos de Bloques son códigos Cíclicos, de los cuales, en particular los códigos Reed-Solomon tiene la capacidad de combatir combinaciones de errores. En los códigos Convolucionales, el codificador procesa el flujo de datos en forma continua, para la decodificación el algoritmo de Viterbi es el más utilizado. La complejidad del algoritmo de Viterbi limita su aplicación para códigos Convolucionales con una longitud K que no exceda de once. Para una velocidad de bit convencional, el valor de $k=7$ es apropiado. Para conseguir una combinación de mayor ganancia de codificación y un bajo rango de bits erróneos (menos de 10^{-5}) con códigos Convolucionales, se requiere de una mayor longitud restringida K . En esta situación la decodificación Secuencial es más adecuada que la decodificación Viterbi. El funcionamiento de la decodificación Secuencial es relativamente independiente de la longitud K . Por lo tanto, a pesar de que la decodificación Secuencial es inferior a la decodificación Viterbi en rendimiento, compensa este defecto con el uso de una mayor longitud restringida K . En el tradicional FEC, la codificación se realiza separadamente de la modulación y la eficiencia del ancho de banda se reduce por la adición de redundancia. En la modulación Trellis codificado, las

operaciones de codificación y modulación se combinan para permitir ganancias de código significativas sobre una modulación multinivel no codificada sin el sacrificio de la eficiencia del ancho de banda.

Para el diseño de un sistema de comunicación de datos, se dispone de un gran esquema de codificación para el control de errores. Para un esquema de codificación particular, el procedimiento recomendado, es analizarlo bajo uno o más tipos de ruido, y presentar los resultados en comparación con los obtenidos con una versión no codificada del sistema. El análisis debe incluir también otro esquema de codificación.

CAPITULO II TECNICAS PARA AUMENTAR LA CAPACIDAD DE CANALES

Tomando como base los conceptos expresados en el capítulo II, se sugiere utilizar la digitalización de señales utilizando técnicas de reducción de bits debido a la relación que guardan éstas con el ancho de banda ocupado. Una aplicación que podría ejemplificar las ventajas del capítulo I y II sería la siguiente:

Como ya se explicó en el capítulo II, una señal de voz con un ancho de voz de 4 KHz (considerando bandas de guarda entre señales de voz) puede reconstruirse completamente a una tasa de 8000 muestras por segundo y si se utilizan 8 bits para codificar cada muestra, se obtiene una tasa de bits de $8000 \times 8 = 64000$ bits por segundo (64 Kbps) y un ancho de banda de 72.960 KHz. Ahora bién, la tasa de bits puede reducirse y por ende el ancho de banda asignado realizando alguno de los dos procesos siguientes:

- 1) Si se considera una señal de voz con un ancho de banda menor de 4 KHz, por ejemplo 3.5 KHz, aún se tiene suficiente separación entre canales de voz y si se muestrea al doble de este ancho de banda resultaría en $2 \times 3500 = 7000$ muestras por segundo. Después, codificando con 8 bits se tendría una tasa de $7000 \times 8 = 56$ Kbps.
- 2) Si se conserva el ancho de banda de 4 KHz y por consiguiente una frecuencia de muestreo de 8000 muestras por segundo, pero se reduce el número de bits para codificar cada muestra de 8 a 7 bits, todavía se cuenta con una calidad de voz aceptable y también se obtiene una tasa de $8000 \times 7 = 56$ Kbps.

Como ya se sabe que el ancho de banda de una portadora digital está relacionado con la tasa de transmisión mediante la siguiente fórmula, entonces:

$$\text{Ancho de Banda} = (\text{Velocidad de información}) (\text{FEC})^4 (\text{Factor de Modulación}) (\text{Roll-off})$$

CONCLUSIONES

Velocidad de información = 56 Kbps
FEC = 1/2 (valor más común)
Factor de modulación = 0.5 (para una modulación QPSK)
1.0 (para una modulación BPSK)
Roll-off = 1 + 0.14 (0.14 se toma como típico)

Sustituyendo para una modulación QPSK:

$$\begin{aligned}\text{Ancho de Banda} &= (56000) (0.5)^{-1} (0.5) (1+0.14) \\ &= 63.840 \text{ KHz}\end{aligned}$$

Si se compara con el resultado obtenido para una velocidad de 64 Kbps de 72.960 KHz, puede observarse que existe una reducción en el ancho de banda. Si además se cambia el valor del FEC expuesto de 1/2 (0.5) a otro de 3/4 (0.75), se tiene para una modulación QPSK:

$$\begin{aligned}\text{Ancho de Banda} &= (56000) (0.75)^{-1} (0.5) (1+0.14) \\ &= 42.560 \text{ KHz}\end{aligned}$$

El valor del FEC de 1/2 nos garantiza un cierto grado de seguridad en cuanto a la recepción correcta de la información, pero ocupa un ancho de banda de 72.960 KHz. La elección de un FEC de 3/4 aún garantiza una transmisión confiable y un menor ancho de banda (42.560 KHz con una tasa de 56 Kbps), pero se tiene una menor cantidad de bits para corrección.

Cabe señalar que el ancho de banda obtenido no es el asignado para esa portadora. El ancho de banda asignado correspondiente a la portadora de 64 Kbps y FEC de 1/2 es de 100 KHz y el de la portadora de 56 Kbps y FEC de 3/4 sería de 60 KHz, lo que representa un ahorro del 40% en el ancho de banda. Es conveniente mencionar que una separación de 60 KHz entre portadoras no produce interferencia entre ellas, solamente habría que cuidar que no se produjeran Productos de Intermodulación en el transpondedor, lo cual podría causar interferencia a canales adyacentes. Todos estos ahorros en el ancho de banda ocupado se reflejan en un ahorro en el costo por el uso del mismo, aunque habría que compararse con el costo de utilizar equipo más sofisticado para manejar menor cantidad de bits y distintos valores de FEC, pero muchos de los MODEM ofrecen la opción de trabajar con diferentes valores de FEC.

La reducción de bits se recomendaría sólo en caso de que la información de voz, datos o incluso TV que se va a transmitir lo permitiera, es decir, portadoras en las que no se tuviera una gran necesidad de enviar bits redundantes. Asimismo, en el caso de la transmisión de voz, se sugiere la utilización de los vocoders cuando se necesite transferir el significado de las palabras sin tratar de conservar la forma de onda de la voz original.

Por último, se sugiere la posibilidad de combinar señales de diferentes fuentes y velocidades en una sola portadora de mayor velocidad para su transmisión en el satélite y a la que se le podrían aplicar las técnicas ya mencionadas de reducción de bits

y/o de codificación ya que puede realizarse sin importar la velocidad de transmisión de la portadora resultando como ya se indicó en un uso más eficiente de los recursos.

**CAPITULO III
INTERPOLACION DIGITAL DE VOZ**

La Interpolación Digital de Voz es una de las técnicas propuestas para aprovechar al máximo los recursos disponibles en la transmisión de voz, debido a que un canal de transmisión no se ocupa durante todo el tiempo y que según algunas mediciones que se han realizado, éste permanece ocupado solamente el 40% del tiempo. El tiempo restante puede aprovecharse para enviar otras señales de voz aumentando la capacidad de transmisión en un poco más del doble. Si por ejemplo se deseara transmitir una cierta cantidad de canales de voz de un punto a otro y se aplicara la Interpolación Digital de Voz, se tendría un ahorro tanto en términos técnicos (como puede ser el equipo necesario para la transmisión y recepción, el ancho de banda que se requeriría para transmitir esas señales en comparación con el ancho de banda que se necesitaría para transmitir las cada una de manera independiente o incluso aplicando algún tipo de multicanalización sencilla), como económicos (costo del equipo involucrado, renta del ancho de banda ocupado en el satélite, mantenimiento del equipo, etc.)

Debido a lo anterior, se sugiere la implementación de esta técnica en la medida en que se incrementa el número de señales de voz que se deseen transmitir, ya que si se considera un número razonablemente grande de canales se puede lograr mantener una buena capacidad de transmisión así como la ocupación máxima de los recursos la mayor parte del tiempo, reduciendo así el ancho de banda necesario para transmitir esas señales.

**CAPITULO IV
TECNICAS DE ACCESO MULTIPLE**

Los Sistemas de Acceso Múltiple son difíciles de comparar, seleccionar un sistema, depende de muchos factores tales como, condiciones de tráfico, densidad de tráfico, tipo de señales, número y tipo de usuarios, cobertura del satélite, localización de la estación, complejidad y costo. Los Sistemas de Acceso son comparados básicamente por el uso eficiente de la potencia y ancho de banda del satélite, resistencia a la interferencia, simplicidad operacional y complejidad del equipo. A continuación se exponen las conclusiones obtenidas de los tres principales tipos de acceso.

Acceso FDMA

Dado que el acceso FDMA se caracteriza por un acceso continuo de las estaciones terrenas al satélite, éste tipo de acceso es

conveniente cuando se tenga que transmitir información de voz o datos de forma constante entre dos ubicaciones (configuración punto a punto), de tal manera que se aproveche el ancho de banda y la potencia disponibles en todo momento. Esta técnica es adecuada cuando no se requiere transmitir un gran número de portadoras. Asimismo, presenta una carencia de flexibilidad en caso de que se requiera reconfigurar el sistema ya que no resulta tan rentable el aprovechamiento de los recursos a medida que se incrementa la cantidad de canales o estaciones terrenas que se desean comunicar. Esto es debido a la inversión en equipo y renta del ancho de banda a utilizar. Con el FDMA, la eficiencia del ancho de banda está limitada por la interferencia de intermodulación.

Acceso TDMA

Debido al propio principio de operación de este tipo de acceso, el transpondedor amplifica a cada instante sólo la(s) ráfaga(s) que se esté(n) transmitiendo por lo que no se producen productos de intermodulación y cada ráfaga aprovecha toda la potencia para esa portadora. El desempeño de la transmisión es alto para un gran número de accesos, por lo que se sugiere su implementación cuando no existen necesidades de comunicación constante entre muchas localidades distribuidas sobre un territorio, ya que todas las estaciones transmiten y reciben a través de la misma frecuencia sin importar el origen o destino de la ráfaga simplificando así la sintonización de frecuencia. Para TDMA, la reducción de ancho de banda está en términos del tiempo perdido, $W_t = Pr$. El sistema TDMA es el más eficiente en uso del ancho de banda. Unas desventajas asociadas a su operación es la necesidad de sincronización entre las ráfagas y la necesidad de dimensionar correctamente la aplicación de este acceso debido a que requiere de un software más complejo a fin de sincronizarlas debidamente. Si no se desea o no es conveniente realizar la adquisición del equipo necesario para establecer una comunicación de este tipo, Telecomunicaciones de México ofrece un servicio de TDMA en el transpondedor 4W del satélite Solidaridad I, por lo que sería adecuado analizar los costos de operación al usar este servicio.

Acceso CDMA

Como se indicó en el capítulo IV, el acceso CDMA opera utilizando el principio de transmisión de espectro esparcido, donde la secuencia de código que sirve para dispersar el espectro constituye la "firma" del transmisor. El receptor recupera la información útil mediante la reducción del espectro de la portadora transmitida en su ancho de banda original simultáneamente con la dispersión del espectro de los otros usuarios que comparten el acceso, de tal manera que aparecen como un ruido de baja densidad

espectral. Por lo tanto, este tipo de acceso ofrece protección contra interferencias provocada por otros sistemas y por trayectorias múltiples, por lo que se recomienda su utilización en la transmisión de información muy confidencial; aunque su aprovechamiento del ancho de banda es muy bajo ya que requiere un ancho de banda grande en comparación al necesario para transmitir una portadora sin acceso CDMA. El sistema CDMA es el menos eficiente en el uso del ancho de banda. El acceso CDMA es especialmente atractivo en redes con pocas estaciones y en servicios móviles.

CAPITULO V TELEVISION DIGITAL

La conclusión de este capítulo es el considerar la TV digital como un medio eficaz para transmitir información de video utilizando un Ancho de Banda cada vez más pequeño. Así, se aprovecha la gran cantidad de redundancia que tienen las imágenes para transmitir solamente la información necesaria utilizando técnicas de compresión digital.

Básicamente se analizaron dos sistemas donde uno de ellos, el SpectrumSaver de la Compression Labs Inc. se destaca para utilizarse en sistemas donde se necesite transmitir señales de video como parte del intercambio de información entre empresas privadas, dependencias gubernamentales o universidades tales como videoconferencia, clases vía satélite, etc. donde no se requiere una calidad de video para radiodifusión y donde el Ancho de Banda que se ocupa es pequeño (aproximadamente 6 MHz). Asimismo, puede utilizarse en eventos ocasionales con estaciones terrenas móviles, las cuales ocupan un espacio reducido, en comparación con los trailers utilizados para transmitir video analógico; es decir, en una camioneta tipo pick up acondicionada para transportar el equipo, antena, etc. se puede transmitir un evento que no contenga demasiados cambios en la pantalla (por ejemplo un juego de baloncesto). Entonces, este tipo de transmisión es muy conveniente ya que con el equipo adecuado puede transmitirse en banda C o en banda Ku y porque representa un ahorro tanto en el Ancho de Banda contratado para la transmisión, como del equipo y espacio utilizado para transportar la estación móvil.

Por otra parte, el sistema DigiCipher II de la compañía General Instrument es adecuado para empresas dedicadas a la transmisión de señales de video ya que este sistema implica una inversión considerable y puede transmitir 6 señales de TV y hasta 10 de material filmico ocupando un Ancho de Banda de 36 MHz. Esto es muy conveniente si se compara con una sola señal de video analógico que se transmite en ese mismo Ancho de Banda. En este sentido esto implica un mejoramiento de 6 a 1. Además este sistema ofrece otras características que lo hacen ser una buena opción en cuanto a transmisión de varias señales.

Es conveniente mencionar que ya existe un sistema de Compresión digital con una capacidad de manejar 6 señales de TV de la Cia. Compression Labs Inc. llamado "Magnitude", similar al sistema DigiCipher. De hecho, el sistema Magnitude es el que se está utilizando en la transmisión de portadoras de TV de los satélites DBS (Direct Broadcasting Satellites) de la Cia. Hughes Communications y que se planeaba introducir en México. De la misma manera existe un sistema de transmisión de la General Instrument para transmitir una sola señal de TV.

Entonces, se tienen dos opciones para transmitir una o varias señales y la selección de alguno de ellos sería cuestión de realizar un análisis comparativo de las características técnicas y económicas ofrecidas por cada uno de ellos. Con respecto a la transmisión de la TV analógica se deben considerar los beneficios técnicos que resultan al hacer uso de técnicas digitales que permiten un mejor procesamiento de las imágenes y el mantenerse a la vanguardia de la tecnología.

CAPITULO VI TECNICAS PARA COMPENSAR LOS EFECTOS DE LA LLUVIA

Debido a la atenuación que puede experimentar un enlace de comunicaciones vía satélite bajo condiciones de lluvia intensa y a la importancia de optimizar recursos de todo tipo a la hora de diseñar una red satelital para que opere en la banda Ku, las técnicas propuestas intentan compensar esa atenuación utilizando en algunas de ellas diseños de las estaciones terrenas que comprenden técnicas físicas tales como la Diversidad de Ubicaciones, la Diversidad de Altura, la Diversidad de Angulos y la Diversidad Orbital en las cuales se trata de evitar que la región de lluvia se interponga en la línea de vista entre el satélite y la estación terrena aprovechando que las regiones de lluvia intensa son de tamaño y alcance limitado (entre 2 y 5 Km). Obviamente, es necesario recopilar los datos estadísticos de distribución pluvial de las regiones a enlazar.

Otras propuestas cuando se presente atenuación en la banda Ku, incluyen la conmutación a otra banda de frecuencia (banda C) donde la atenuación puede considerarse despreciable. Aquí cabe señalar que podría considerarse la posibilidad de operar toda la red satelital solamente en la banda C siempre y cuando se cumplan los objetivos buscados al diseñar la red, tales como coberturas a las localidades necesarias, potencia y tamaño de las antenas, entre otros. Si bien se presentan diferentes y muy variadas técnicas de tratar de compensar los efectos de la lluvia, éstas se pueden combinar para lograr un mayor margen de mejoramiento siempre y cuando lo permitan tanto las facilidades técnicas ofrecidas actualmente por el Sistema de Satélites Mexicanos como el presupuesto, ya que en ocasiones no es económicamente posible elegir una técnica determinada.

Como se indica en el capítulo VI, los satélites Solidaridad cuentan con un beacon el cual puede utilizar una antena maestra como referencia para conocer la atenuación por lluvia que presenta la estación y en caso "necesario" incrementar la potencia en esa cantidad. Esto se recomendaría solamente en caso de requerir asegurar la transmisión, pero también se requiere coordinar con el Centro Nacional de Monitoreo y Supervisión de Redes del Centro Primario de Control Satelital, con el objeto de no causar problemas a otras redes que compartan el mismo transpondedor.

**CAPITULO VII
CANCELADORES DE ECO**

Debido a que en los sistemas de comunicación se presentan ecos cuando existe un desacoplo de impedancias, es necesario que primero se elimine toda posibilidad de que haya una discontinuidad en las impedancias de todos los equipos y circuitos que intervienen en el enlace con el objeto de optimizar la transferencia de potencia, de energía, etc. Sin embargo, el eco se agrava considerablemente por el uso de satélites en enlaces de comunicaciones debido al retardo involucrado en la trayectoria. Entonces, es necesario tratar de reducir o eliminar sus efectos. Para esto, se mencionan dos alternativas, utilizar: 1) Supresores de Eco o 2) Canceladores de Eco. No se recomienda el uso de Supresores de Eco a menos que se cumplan las condiciones señaladas en el capítulo VII página XX, además de que el circuito donde se va a implementar se utilice básicamente para transmitir señales de voz ya que no son del todo adecuados para transmitir datos, sobre todo cuando éstos se transmiten a altas velocidades.

Por todo esto se sugiere que se utilicen preferentemente Canceladores de Eco, los cuales por su propio principio de operación ofrecen mayores ventajas, tales como: generación de una réplica exacta del eco incluyendo los retardos apropiados para restarse de la señal original en la trayectoria de regreso y sin tomar en cuenta la situación de conversación simultánea. Además, el Cancelador de Eco se adapta tanto a un híbrido en particular como al lazo de dos hilos usado para cada conversación, el eco se cancela en el extremo donde se crea, es compatible para trabajar con Supresores de Eco y en su interior contienen un circuito integrado del tipo VLSI.

**CAPITULO VIII
CONEXION CON LA RDSI**

En este capítulo se consideran dos Redes Digitales de Servicios Múltiples vía satélite, las redes TDMA y Vsat, que dentro del marco del Sistema de Satélites Mexicanos, cubren los diferentes requerimientos de los usuarios, satisfaciendo las necesidades actuales y futuras de transmitir señales digitales a los diversos

puntos de interés, dentro de la República Mexicana como en el extranjero (la mayor parte del Continente Americano).

La red TDMA integra diversas señales digitales, otorgando múltiples servicios con calidad y eficiencia. Utiliza una topología del tipo malla multipunto, con lo que cada nodo (estación terrena) se comunica con cualesquier nodo restante, sin doble salto al satélite, por lo cual, se tiene una gran flexibilidad de operación.

La red Vsat con configuración en estrella, comunica a un gran número de estaciones remotas con una estación maestra, la cual enlaza vía satélite los diferentes servicios a cualesquier punto del territorio Mexicano, Canadá, Estados Unidos, Centro América, Sudamérica y el Caribe, hasta donde lo permitan los contornos de potencia emitidos desde y hacia los Satélites Mexicanos.

Debido al alcance y las perspectivas de aplicación que tendrán en un contexto futuro las redes privadas de telecomunicación, cuyo desarrollo se ha acelerado en forma exponencial, es necesario que los usuarios se preparen para la llegada de esta nueva era de total integración de información. Es recomendable que se hagan continuos ejercicios dentro de empresas e instituciones para definir las necesidades de información y de telecomunicación. Planear sistemáticamente los sistemas de comunicación y computación en forma conjunta. Integrar los sistemas, incorporando equipos que sean capaces de transmitir y conmutar voz y datos. Asegurar dentro de la administración y la organización las actividades encauzadas hacia la sistematización aprovechando las facilidades de la computación, a fin de ir formando bases de datos y programas aprovechables dentro y fuera de la Empresa.

COMENTARIOS PERSONALES SOBRE EL TRABAJO

Es conveniente señalar que en la investigación realizada se adquirió una mayor comprensión de los factores que intervienen en un enlace satelital, se reforzaron algunos conceptos y se obtuvo una conciencia más clara de la necesidad de administrar los recursos disponibles tanto físicos, técnicos y económicos con que cuenta actualmente el país.

Todo ello permitió canalizar los conocimientos adquiridos tanto en la carrera de Ingeniería como en el ámbito profesional, para tratar de aportar opciones de mejoramiento en el diseño de enlaces de comunicaciones vía satélite. Asimismo, se adquirió un conocimiento más amplio en materia de Telecomunicaciones, así como un mayor compromiso de colaboración con las instituciones y con la sociedad.

BIBLIOGRAFIA

BIBLIOGRAFIA

- 1) **SATELLITE COMMUNICATIONS SYSTEMS Second Edition**, G. Maral y M. Bousquet, Editorial John Wiley & Sons, England, 1993, 688 pp.
- 2) **DIGITAL COMMUNICATIONS Fundamentals and Applications**, Bernard Sklar, Editorial Prentice Hall Inc., New Jersey USA, 1988, 776 pp.
- 3) **WORLD SATELLITE COMMUNICATIONS AND EARTH STATION DESIGN**, Brian Ackroyd, Editorial BSP Professional Books, Great Britain, 1990, 397 pp.
- 4) **FUNDAMENTALS OF DIGITAL IMAGE PROCESSING**, Anil K. Jain, Editorial Prentice Hall Inc., New Jersey USA, 1989, 569 pp.
- 5) **DIGITAL IMAGE PROCESSING Second Edition**, Rafael C. González y Paul Wintz, Editorial Addison-Wesley Publishing Company, USA, 1987, 503 pp.
- 6) **SATELLITE-TO-GROUND RADIOWAVE PROPAGATION Theory, Practice and System impact at frequencies above 1 GHz**, J.E. Allnutt, Editorial Peter Peregrinus Ltd. on behalf of the Institution of Electrical Engineers, London United Kingdom, 1989, 421 pp.
- 7) **SATELLITE COMMUNICATIONS**, Timothy Pratt y Charles W. Bostian, Editorial John Wiley & Sons, USA, 1986, 472 pp.
- 8) **COMMUNICATIONS SATELLITE SYSTEMS**, James Martin, Editorial Prentice Hall Inc., New Jersey USA, 1978, 398 pp.
- 9) **ADVANCED DIGITAL COMMUNICATIONS**, Kamilo Feher, Editorial Prentice Hall Inc., New Jersey USA, 1987, 726 pp.
- 10) **DIGITAL SATELLITE COMMUNICATIONS Second Edition**, Tri T. Ha, Editorial Mc Graw Hill Inc., USA, 1990, 641 pp.
- 11) **ECHO AND DELAY PROBLEMS IN SOME DIGITAL COMMUNICATION SYSTEMS**, R.H. Moffet, IEEE Communications Magazine, August 1987 - Vol. 25 No. 8, págs. 41-47.
- 12) **ECHO CONTROL FOR RCA AMERICOM SATELLITE CHANNELS**, R. Setzer, RCA Technical Communications, USA, 1979, págs. 72-76.
- 13) **ECHO CANCELLATION AND APPLICATIONS**, Kazuo Murano, Shigeyuki Unagami y Fumio Amano, IEEE Communications Magazine, January 1990, págs. 49-54.
- 14) **CLI SPECTRUMSAVER Integrated Receiver/Decoder (IRD) Installation/User's Manual**, Rev 1, March 1992.

BIBLIOGRAFIA

- 15) **DIGICIPHER II Multichannel Digital Television System**, General Instrument Manual.
- 16) **MOTION-COMPENSATED TELEVISION CODING: Part I**, A.N. Netravali y J.D. Robbins, The Bell System Technical Journal, Vol. 58, No. 3, March 1979, págs. 355-362.
- 17) **MOTION-COMPENSATED TRANSFORM CODING**, A.N. Netravali y J.A. Stuller, The Bell System Technical Journal, Vol. 58, No. 7, September 1979, págs. 381-391.
- 18) **DIGITAL COMMUNICATIONS BY SATELLITE**, Vijay K. Bhargava y David Haccoun, Editorial John Wiley & Sons, 1981, 569 pp.
- 19) **ERROR-CONTROL TECHNIQUES FOR DIGITAL COMMUNICATION**, Arnold M. Michelson y Allen H. Levesque, Editorial John Wiley & Sons, USA, 1985, 463 pp.
- 20) **GUIDE TO INEGRATING DIGITAL SERVICES**, Robert Dayton, Mc Graw Hill Inc., 1989, 290 pp.
- 21) **DIGITAL SIGNAL TRANSMISSION**, C. Bissel y A. Chapman, Editorial Cambridge University, Great Britain, 1992, 321 pp.
- 22) **DIGITAL TRANSMISSION**, Edwin Jones, Editorial Mc Graw Hill Inc., United Kingdom, 1993, 321 pp.
- 23) **INFORMATION TRANSMISSION, MODULATION AND NOISE Fourth edition**, Mischa Schawrtz, Editorial Mc Graw Hill Inc., USA, 1990, 646 pp.
- 24) **TELEDATO**, Revista Técnica de Telecomunicaciones de México, Año XX, Número 55, Agosto 1992.
- 25) **SEMANARIO Facultad de Ingeniería**, Año XXII, No. 5, 12 de Diciembre de 1990.