

46
24.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

**ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
CAMPUS ARAGÓN**

**REDES DIGITALES DE SERVICIOS
INTEGRADOS Y LA TRANSMISION DE
VIDEO.**

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
(ÁREA: COMUNICACIONES Y ELECTRONICA)
P R E S E N T A :
ANDRES GOMEZ HERNANDEZ

ASESOR: ING. DAVID ESTOPIER BERMUDEZ

México

1997.

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



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.



UNIVERSIDAD NACIONAL
AVENIDA DE
MEXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
ARAGÓN
DIRECCION

ANDRÉS GÓMEZ HERNÁNDEZ
PRESENTE.

En contestación a su solicitud de fecha 10 de octubre del año en curso, relativa a la autorización que se le debe conceder para que el señor profesor, Ing. DAVID ESTOPIER BERMUDEZ pueda dirigir el trabajo de Tesis denominado, "REDES DIGITALES DE SERVICIOS INTEGRALES Y LA TRANSMISIÓN DE VIDEO", con fundamento en el punto 6 y siguientes, del Reglamento para Exámenes Profesionales en esta Escuela, y toda vez que la documentación presentada por usted reúne los requisitos que establece el precitado Reglamento; me permito comunicarle que ha sido aprobada su solicitud.

Aprovecho la ocasión para reiterarle mi distinguida consideración.

ATENTAMENTE
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPÍRITU"
San Juan de Aragón, México., 10 de octubre de 1996
EL DIRECTOR

En l CLAUDIO C. MERRIFIELD CASTRO

c c p: Jefe de la Unidad Académica.
c c p: Jefatura de Carrera de Ingeniería Mecánica Eléctrica.
c c p: Asesor de Tesis.

CCMC/AIR/lla.

AGRADECIMIENTOS.

Agradezco a mis padres por todo su apoyo durante estos últimos años de mi preparación profesional, por su comprensión y cariño; gracias Ma. Victoria Hernández de Gómez y gracias J. Manuel Gómez F.

A mis hermanos quisiera agradecerles también por todo su apoyo y comprensión, a mi hermana Clara y mi hermano J. Manuel gracias por todo.

Agradezco a la Universidad Autónoma de México, a la Escuela Nacional de Estudios Profesionales Aragón.

Agradezco a todos mis profesores por la impartición incondicional de sus conocimientos para mi preparación profesional, de antemano les agradezco por todas sus clases.

En especial quisiera agradecer a mi asesor de tesis al Ing. David Estopier por toda su ayuda y comprensión para realizar éste trabajo de tesis.

CONTENIDO

	INTRODUCCION	1
I.	ANTECEDENTES DE LA RDSI	4
1.1.	IMPORTANCIA DE LA RED DIGITAL DE SERVICIOS INTEGRADOS	4
1.1.1.	ANTECEDENTES	6
1.1.2.	TENDENCIAS	8
1.2.	BASES PARA LA CONFIGURACION DE REDES	9
1.2.1.	MULTIPLEXACION	9
1.2.2.	TRANSMISION	10
1.2.3.	CONMUTACION	11
1.2.4.	TRANSMISION DIGITAL	12
1.2.5.	CARACTERISTICAS DE CABLE	17
	HILO ABIERTO	17
	CABLE PAR	18
	DOS HILOS VS CUATRO HILOS	19
	CABLE COAXIAL	19
	GUIA DE ONDAS	20
	FIBRA OPTICA	20
II.	ESTANDARES PARA LA RDSI	22
2.1.	CONSIDERACIONES GENERALES	22
2.1.1.	RECOMENDACIONES DEL CCITT	23
2.1.2.	MODELO DE LAS 7 CAPAS	27
	INTERCONEXION DE SISTEMAS ABIERTOS	27
2.2.	INTERFACES	29
2.2.1.	INTERFAZ DE ACCESO BASICO NIVEL FISICO	29
2.2.2.	PROTOCOLO DE AL CANAL D (LAPD)	36
2.2.2.a.	ESTRUCTURA DE LA TRAMA	38
2.2.2.b.	NIVEL 3 DEL PROTOCOLO DEL CANAL D	41
III.	TECNICAS PARA RDSI	42
3.1.	TECNICAS DE MODULACION PARA LA RDSI	42
3.1.1.	PCM	42
3.1.2.	FDM	52
3.1.3.	OTRAS TECNICAS DE MODULACION PARA LA RDSI	56
	PDM	56
	AM	57
	SEÑALES ANALOGICAS PARA DATOS DIGITALES	58
	MODELO SEGUN LAS VARIACIONES DE FRECUENCIA DE UNA SEÑAL ELECTRICA	60
	MODULACION POR CODIGO DE PULSO DIFERENCIAL	62
	MODULACION DELTA	63
3.2.	ANALISIS ESTADISTICO Y PROBABILISTICO EN COMUNICACIONES	64
3.2.1.	DENSIDAD DE LA PROBABILIDAD GAUSSIANA	64
3.2.2.	LA FUNCION DE ERROR	68
	DISTRIBUCION GAUSSIANA	69

3.2.3.	DENSIDAD ESPECTRAL DE POTENCIA (ESPECTRO DE POTENCIA)	70
3.3.	SEÑALIZACION	80
3.3.1.	SEÑALIZACION EN TELEFONIA	82
3.3.2.	SEÑALIZACION MULTINIVEL	88
	SEÑALIZACION ENTRE CENTRALES	89
	SEÑALIZACION DE LINEA	90
3.3.3.	CANALES RDSI.	93
	CONFIGURACION DE REFERENCIA PARA LA RDSI.	94
	ACCESO BASICO Y PRIMARIO	96
	TRAMA Y MULTIPLEXACION	99
IV.	TERMINALES DE LA RDSI	101
4.1.	TIPOS Y OPERACION DE TERMINALES	101
4.1.1.	EQUIPO TERMINAL	101
4.1.2.	PARTES FUNCIONALES DE LA TERMINAL	105
	CIRCUITOS DE LINEA DE INTERFAZ	105
	INTERFAZ DEL TELEFONO	112
4.1.3.	TARJETA DE LINEA	114
4.1.3 a.	TARJETA DE LINEA DE LA RDSI	115
4.1.4.	CONMUTADOR MATRIZ	117
4.1.4 a.	CONMUTADOR MATRIZ RDSI	118
4.1.5.	CONTROLADOR DE LA TARJETA DE LINEA	119
4.1.5 a.	CONTROLADOR DE LA TARJETA DE LINEA RDSI.	119
V.	TRANSMISION DE IMAGENES	120
5.1.1.	TECNICAS DE TRANSMISION DE IMAGENES	120
5.1.1 a.	CARACTERIZACION DE LA FUENTE IMAGEN	120
5.1.2.	SISTEMA DE TELEVISION	123
	LA CAMARA	123
	LA SUPERFICIE DE BARRIDO	123
	BARRIDO DE UN CARACTER	126
	BARRIDO EN EL TUBO DE IMAGEN	127
	REPRODUCCION DE UN CARACTER	127
	FRECUENCIA DE BARRIDO	129
	SISTEMA DE BARRIDO ENTRE LAZADO.	129
	ANCHO DE BANDA DE VIDEO	130
	IMAGENES EN COLOR	131
	SEPARACION DE LA CROMINANCIA Y	
	LA LUMINANCIA	134
	CIRCUITOS DE TELEVISION EN COLOR	135
	ANCHO DE BANDA DE LA SEÑAL DE TV	137
5.2.	TECNICAS DE CODIFICACION DE IMAGEN	138
5.2.1.	CODIFICACION PCM	138
5.2.2.	CODIFICACION ESTADISTICA	139
5.2.3.	CODIFICACION PRONOSTICABLE	139
5.3.	EL VIDEO EN LA INDUSTRIA VITAL EN EL PROGRESO	141

VI.	ENLACE DE VIDEO A TRAVES DE LA RDSI.	142
6.1.	FOTOGRAFIA, VIDEOTEXTO.	144
6.1.1.	CODIFICACION.	144
6.1.1.a.	TRANSFORMADA DISCRETA DE COSENO (DCT).	146
6.1.2.	FUNCIONALIDAD DE LA TECNICA DE COMPRESION DE DATOS.	149
6.2.	VIDEO.	150
6.2.1.	FORMATO FUENTE.	152
6.2.3.	MULTIPLEXACION DE LA CODIFICACION DE VIDEO.	157
6.3.	EL CANAL H.	162
6.3.1.	EL PROTOCOLO H 320.	164
6.3.1.a.	SEÑALES.	166
6.3.1.b.	OPCIONES DE VELOCIDAD BINARIA E INFRAESTRUCTURA.	167
6.3.1.c.	ESTABLECIMIENTO DE UNA COMUNICACION VIDEOTELEFONICA.	167
	CONCLUSIONES.	171
	BIBLIOGRAFIA SELECCIONADA.	173

PROLOGO.

Este trabajo se escribió con el propósito de proporcionar los fundamentos de los sistemas de comunicaciones en la RDSI y poner al alcance los principios generales de la moderna teoría de las comunicaciones, así como, lo más actual de las nuevas tecnologías que ya están en uso. La primera parte de éste trabajo se dedica a los principios de las redes digitales, dando conceptos y bases para la configuración de redes, y estándares y protocolos internacionales para el aprovechamiento de las redes digitales de servicios integrados.

En el capítulo 3 se mencionan tres aspectos fundamentales como son las formas de modulación, un análisis estadístico y probabilístico de sistemas de comunicaciones, y también se menciona la señalización usada. Se menciona el concepto de densidad espectral de potencia de procesos aleatorios. Se exploran también los efectos del ruido en la transmisión de las señales de comunicaciones, así como la probabilidad de error en los sistemas digitales de comunicaciones.

En el capítulo 4 se menciona el diseño y función del equipo de abonado RDSI. La terminal RDSI tiene diferentes bloques funcionales dependiendo del servicio soportado. Se establece un análisis de las terminales RDSI.

El tema principal de esta tesis es el video y en la última parte de éste trabajo se menciona todo sobre el video. En el capítulo 5 se menciona el principio básico de la televisión analógica, así como algunas técnicas de transmisión de imágenes y técnicas de codificación de la imagen.

En el capítulo 6 se menciona lo necesario para una comunicación videotelefónica a través de RDSI. Se mencionan algunas técnicas de compresión de datos tan necesaria para los anchos de banda disponibles ya en la telefonía, así como el protocolo H.320 del CCITT para el establecimiento de una comunicación videotelefónica.

REDES DIGITALES DE SERVICIOS INTEGRADOS Y LA TRANSMISION DE VIDEO.

INTRODUCCION.

Una de las razones para justificar la RDSI, son los cambios que ha sufrido el teléfono. Más y más características se han ido agregando a la funcionalidad del teléfono por las centrales privadas (PABX). Muchas operaciones adicionales pueden realizarse en el teléfono en estos sistemas, tal como, desviar llamadas, correo de voz, velocidad de marcación. La Red Publica ha logrado soportar estos servicios. En realidad estos servicios ahora están siendo añadidos a la doble demanda de los usuarios. Para implementarlos se requieren equipos digitales.

Los usuarios ahora están demandando más aplicaciones que usar datos alfanuméricos, tal como "el fichero digital telefónico" o "bancos para teléfonos".

Otro de los requerimientos de los usuarios es la computadora personal. Pronto fue necesario transferir la información almacenada de una PC a otra. Las Redes de Area Local (LAN) surgieron para llenar esta necesidad, ofreciendo a los usuarios de PC's la oportunidad de conectarse juntos a un medio ambiente local. Así empieza la evolución de la Red Digital.

Una característica interesante y curiosa ha sido que generalmente la introducción de nuevas tecnologías o la demanda de nuevos servicios lleva consigo la necesidad de crear una nueva red, con nuevos parámetros de diseño y con la consiguiente multiplicación de recursos, inversiones y esfuerzos.

Con el gran salto tecnológico de las últimas décadas, el incremento en el uso de técnicas digitales y el crecimiento enorme de los volúmenes de información que se almacenan y se transmiten, surge la conveniencia económica y la posibilidad técnica de crear una nueva red, flexible, de gran capacidad de transporte, que evolucione a partir de las redes existentes aprovechando su gran penetración mundial (como es el caso de la red telefónica), y sea capaz de integrarlas, y adaptarse dinámicamente a la incorporación de futuros servicios.

Hay diversas posibilidades de integración, introduciendo voz en las redes de datos, o datos en la red telefónica, aunque debido a los diferentes propósitos con que fueron diseñadas estas redes, hacen pensar en la necesidad de aprovechar al máximo sus posibilidades actuales para ir gradualmente tendiendo hacia una Red de Servicios Integrados, y es una idea que por primera vez, surge del impulso internacional coordinado por el Comité Internacional de Telegrafía y Telefonía. Las comisiones de estudio del CCITT han generado importantes trabajos de investigación y realizado intensos debates para determinación de las características y normas que habrán de regirla.

Un teléfono será transformado de una simple máquina en un pequeño computador, trayendo nuevas demandas sobre los diseños. Esto será el trabajo de los diseñadores, construir un producto que parezca más una PC que un teléfono.

La principal diferencia que el diseñador tendrá que dar con esto es la diversidad de disciplinas de ingeniería envueltas en la RDSI. Por que la RDSI es la integración de la red de voz y datos, ambas técnicas están involucradas. Desde la telefonía mundial vienen tales elementos como los estándares de transmisión, línea telefónica, y conmutación digital. De los datos mundiales vienen los algoritmos de corrección de error, protocolos y datos de paquetes conmutados. El cruce de estos dos mundos en la RDSI demanda aplicaciones a un entendimiento fundamental de todos estos temas. Más aun, el teléfono se está convirtiendo en una extensión de la PC en muchas de las aplicaciones de la RDSI. Integrando una mezcla de sistemas digitales y analógicos será substancial cambiar a diseños de la RDSI. El problema de diseño de un sistema digital microprocesador de alta frecuencia es casi diamétricamente opuesto al del diseño de un circuito analógico telefónico de alta realización.

La interfase de la línea telefónica es todavía analógica. Las nuevas interfaces de la línea telefónica, o tarjetas de líneas, tendrán que ser desarrolladas para la RDSI. Los nuevos requerimientos digitales de llamadas establecidas que la RDSI impone debe ahora ser manual para las centrales, ofreciendo nuevos cambios a los sistemas de diseños conmutados. Por ejemplo, ¿ En que lugar la llamada será procesada ? Este será la responsabilidad de las tarjetas de línea.

La RDSI demandará aun el interruptor más pequeño sea digital. El impacto del mercado del conmutador pequeño será reemplazado de una central analógica pequeña por una central digital pequeña para la aplicación de la RDSI, resultando un incremento alto del software.

Una nueva característica para una pequeña o gran central y oficina central (C.O.) será el servicio de datos. La tecnología de la RDSI permite a una llamada de datos sea manejada como una llamada telefónica; las centrales de la RDSI conectarán dos computadoras juntas tan fácil como hacer una conexión de voz. Para datos, esta conexión puede ser repartida entre computadoras para usar efectivamente el ancho de banda ofrecida de datos para la RDSI. Porciones de archivos de datos , o paquetes son transferidos discretamente sobre el enlace. Una dirección es añadida al paquete para determinar su destino final.

El video es uno de los elementos más poderosos de la comunicación audiovisual, que no sólo es empleado en el mundo profesional y doméstico, sino que también es exitoso en el campo industrial, comercial y corporativo.

Entre tantas cualidades de video, las más sobresalientes son: una capacidad de distribución uniforme de la información; un medio de comunicación personal y directo dentro de las corporaciones; el permitir preparar presentaciones impactantes, dinámicas e inolvidables; la simplificación de los procesos de entrenamiento; el aumento en la eficiencia en el proceso de aprendizaje; el mantener eficazmente las relaciones con los clientes, y por ende, el incrementar las oportunidades de ventas; y para concluir, el ser un elemento incansable de demostración en convenciones y exhibiciones.

En la práctica, los resultados se pueden traducir en: una mayor cantidad de ventas, una imagen corporativa resaltante, y un ahorro de tiempo y dinero en el logro de un objetivo gerencial. En conclusión, la inversión en equipos de video se justifica, por la eficiencia y productividad en costos que ellos representan.

La videoconferencia nos permite establecer una comunicación audiovisual, es decir, podemos transmitir y recibir imágenes y voz en forma directa. Nos permite ver y escuchar a la persona o grupos de personas que están al otro extremo de la comunicación que también nos ven y escuchan. El medio de transmisión más usual en estos días es por vía satélite. Pero nos enfocaremos al sistema de la red telefónica digital.

CAPITULO I. ANTECEDENTES DE LA RDSI.

1.1. IMPORTANCIA DE LA RDSI.

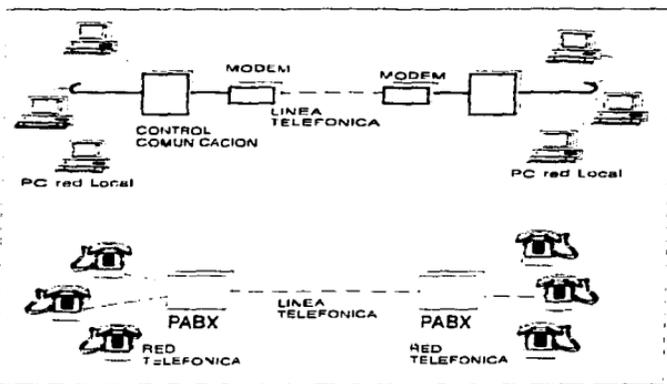
Existen varias razones que favorecen la sustitución de las actuales redes analógicas por aquellas que utilicen técnicas de transmisión y conmutación digitales. La tecnología digital ha sufrido una drástica disminución de costos en los últimos años, debido a los avances en la microelectrónica y esta tendencia parece que continuará en el futuro. La demanda de tráfico digital seguirá también en aumento y aunque actualmente representa menos del 2% del tráfico telefónico, y con la difusión de las microcomputadoras y nuevos servicios al alcance del público, se espera un enorme crecimiento en la demanda de estos servicios.

Además, una serie de ventajas técnicas de la transmisión digital sobre la analógica favorecen esta decisión, entre ellas cabe mencionar que se facilita la integración en todos los niveles de la red, o sea que todas las señales reducidas a su elemento común (bits), se pueden manejar en forma similar sin distinción del tipo de servicio. Se pueden manejar repetidores que introduzcan mínimos niveles de degradación de las señales, con lo que la calidad del servicio se mejora, y prácticamente se independiza de la distancia de la transmisión. Los recientes avances en procesamiento digital de imágenes, técnicas de compresión de voz, técnicas de criptografía de mensajes y disponibilidad de componentes baratos para el almacenamiento, entre muchas otras, abren nuevos campos de desarrollo que serían muy difíciles de manejar en el terreno de las técnicas analógicas. Además los sistemas digitales son más sencillos de instalar, modificar, mantener y operar, más confiables y consumen menos potencia.

La computadora personal es otro requerimiento de los usuarios; y pronto fue necesario transferir la información almacenada de una PC a otra. Las Redes de Area Local surgieron para llenar esta necesidad inmediatamente, ofreciendo a los usuarios de PC's la oportunidad de conectarse juntos en un medio ambiente local.

Muchas de las soluciones de la LAN requieren de conexiones especializadas, presentando dos desventajas. Una es el costo adicional de las conexiones proporcionadas al conectar las PC's portátiles. Si un usuario de PC se cambia de locación, hay una gran espera antes de que la PC siga como parte de la LAN. El problema de esta red no para ahí porque muchas LAN's necesitan de equipo especial al añadirse más computadoras (nodos) a la red. Los usuarios de PC a menudo tienen que tener la habilidad de un experto de comunicaciones de datos justo al añadir una computadora a la red.

El uso de la LAN condujo a dos redes, una para la voz y una para los datos, que son instalados en paralelo obteniéndose resultados redundantes porque dos puestas de conexiones y dos puestas de equipo separado eran usados para realizar funciones idénticas.



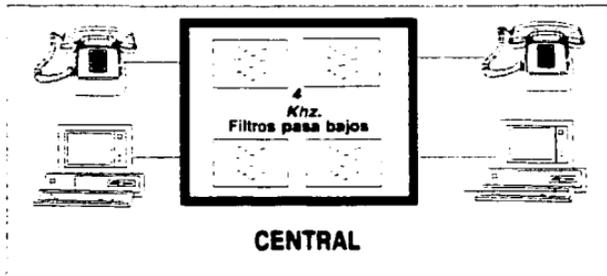
Redes paralelas de voz y datos.

El problema se volvió aun más agudo cuando las redes eran usadas para comunicación fuera de un edificio, o fuera del local, en una red de área amplia (WAN). La voz en la WAN ha existido por algún tiempo. Alguien con un teléfono puede hacer conexión a muchos lugares en el mundo. El problema de comunicación entre varias locaciones y diferentes piezas de equipo de voz ha sido largamente solucionado. Esto no es necesariamente verdad para equipos de datos. Una forma de agarrar este problema es tomar ventaja de la voz WAN para hacer que los datos se vean como información analógica, esto es, señales de voz. Esta es la función del módem.

1.1.1. ANTECEDENTES

Los módems han sido usados por muchos años. La tecnología ha proporcionado un método efectivo para permitir la transferencia de datos a través de la red telefónica. Sin embargo, hay algunas dificultades fundamentales de este concepto, siendo la principal el ancho de banda de la línea telefónica.

El sistema telefónico está limitado en un ancho de banda de un rango entre 200 y 3400 Hz. Esta limitación filtra fuera todas las señales indeseables, en la línea telefónica. Las fuentes de baja frecuencia, tal como las frecuencias de la línea de potencia (60 Hz.), son rechazadas en lo bajo del pasabanda. La interferencia a altas frecuencias, tal como el ruido de máquinas eléctricas, es filtrada a la salida en la parte alta. Este ancho de banda tiene un drástico efecto sobre las velocidades en que el dato puede ser transferido a través de la red telefónica. La forma normal en que un módem opera es codificar los unos y ceros binarios como dos frecuencias diferentes. Estas frecuencias son atenuadas por la red telefónica como sería cualquier otra señal analógica. Como la frecuencia excede lo más alto del límite de banda de 3400 Hz., esto vendría a incrementar más la atenuación, por que el tiempo para transmitir un bit de información es inversamente proporcional a la razón de transmisión de datos, está afectada por esta limitación de ancho de banda. Si dos frecuencias de 3000 Hz. y 3200 Hz. son escogidas para representar los datos, la máxima razón de datos sería limitada a 3000 bps.



Limitación de banda en los sistemas de telefonía analógica.

Diferentes soluciones han sido usadas para tener una mayor proporción, por ejemplo, usando codificación para permitir más de un bit que sea representado por la forma de un simple pulso o nivel de señal. Estos circuitos son complejos en las soluciones requeridas, para la interfase con la red telefónica en orden para enviar y transmitir la información.

Con mucho la mejor solución sería tratar la voz como una señal de datos, esto es, digitalizar la voz en lugar de tratar el dato como una señal de voz. Desde aquí, el concepto de una red digital para desarrollar la red telefónica.

Digitalizar la señal de voz también tiene otras ventajas. Corrientemente muchas centrales digitalizan la señal de voz para permitir una comunicación de llamadas más fácil. En realidad, digitalizar la voz ha sido usado desde los sesentas como un método de transferencia múltiple de llamadas telefónicas entre centrales. Este es conocido como " sistema de transmisión T1 ". Este sistema puede transmitir y recibir arriba de 24 llamadas telefónicas sobre líneas especializadas de teléfonos. Incrementando el número de llamadas sobre un hilo, menos hilos se necesitan entre centrales.

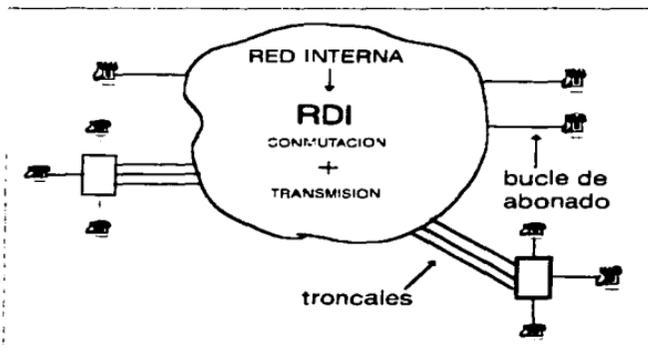
Desafortunadamente, los mismos teléfonos no son digitales. El objetivo principal de la industria telefónica fue soportar la base de equipo instalado que corrientemente existió en la red. Hay muchos teléfonos fuera de la red, así el requerimiento principal era permitir el cambio con lo previsto que no debería afectar el uso corriente de los teléfonos. Aunque mucha de la red es digital, los cambios deben mantener el "simple servicio telefónico anticuado (POTS)" a los abonados. Esto ha sido una limitación severa para digitalizar toda la red.

Mantener la integridad de la información de voz digitalizada no es de gran interés. Si no pocos bytes de voz digitalizada se pierde una vez o dos veces en un segundo, los usuarios apenas se darán cuenta. Esto no es lo mismo para datos digitales, en que el error libre de transmisión es necesario. Para vencer esto, el sistema de detección de error y corrección son usados. Es muy importante que ambas terminales usen el mismo detector de error en la combinada corrección.

1.1.3. TENDENCIAS.

Dentro de las posibilidades tecnológicas actuales y las necesidades, demandas y deseos de los usuarios y prestadores de servicios de comunicaciones han surgido una serie de características. La RDSI debe evolucionar a partir de las redes e infraestructuras existentes actualmente en cada país, integrando progresivamente nuevos servicios y técnicas más complejas. Este proceso de digitalización, que actualmente ya está en marcha en la mayoría de las administraciones telefónicas y cuyo objetivo a largo plazo se conoce como RDI, se refuerza por las tendencias de mercado, ya que los equipos digitales de comunicación y transmisión han disminuido sus precios y compiten exitosamente para reemplazar a los antiguos equipos analógicos. Quedando todavía la transmisión de larga distancia como campo ventajoso para las microondas analógicas. Por otra parte existe redes especializadas, principalmente de datos, que seguirán operando independientemente, por un buen lapso de tiempo, manejando cada vez un mayor volumen de información y ofreciendo una amplia variedad de nuevos servicios. Las centrales privadas de comunicaciones (PABX) con tecnología digital, han ocupado gran parte del mercado, por su precio y las nuevas capacidades que ofrecen. Entre ellas, transporte de voz y datos, correo electrónico, videoconferencias, alarmas, etc.

Aprovechando esta tendencia hacia la digitalización, la red integraría, en una primera etapa la transmisión de datos, la telefonía, y la parte de servicios a usuarios, algunas facilidades que ya son comunes en los equipos de conmutación privados.



Red Digital Integrada.

1.2. BASES PARA LA CONFIGURACION DE REDES.

1.2.1. MULTIPLEXACION.

La red digital integrada consiste de nodos de conmutación local (usualmente llamada centrales en Europa y "central offices" en Norte América) juntos para la transmisión digital de enlaces llevando 64 kbit/s de canales digitales multiplexados sobre un par de cobre, par coaxial, microondas o un portador de fibra óptica. Los nodos de conmutación son controlados por procesadores que se intercomunican a través de enlaces de señalización. La ventaja de codificar la palabra en PCM es que puede ser procesada como cualquier otro flujo de datos, usando circuitos digitales integrados. El proceso de multiplexación implica tomar los bloques de PCM de 8 bits que son generados cada 125 μ s e interlazándolos con bloques de otro codificador de PCM para dar una multiplexación por división de tiempo (TDM) de canales. En una red digital integrada las fuentes de 64 Kbit/s no necesitan estar codificando la palabra pero podría ser otra fuente de datos. En los años 70's Norte América y Europa escogieron diferentes formas de ensamblar el multiplexaje. Norte América dejó 24 canales dando una tasa agregada de 1.536 Mbit/s (24 X 64 Kbit/s). En el arranque de cada trama de 24 canales un bit de marca F, es incluido que añadiéndole de nuevo unos 8 Kbit/s para dar una tasa total de 1.544 Mbit/s. El bit F sigue una definida secuencia así que es indistinto para que sea imitado por un dato en los canales de tráfico. Los sistemas PCM de 24 canales son ampliamente usados para conexiones entre "central offices" en Norte América y para este propósito el sistema de señalización de un canal asociado es usado donde cada 6 tramas el bit menos significativo de los 8 bits en los canales es almacenado por la relación de señalización para ese canal particular. Aunque un sistema conveniente para el propósito punto a punto original esto hace creer que el canal disponible no es el total de los 64 Kbit/s para propósitos de la RDSI, y también no es fácilmente adaptable para un canal común de señalización de interproceso. Por esta razón en un medio para la RDSI el proceso del bit robado esta siendo abandonado y los 24 canales están disponibles para la transmisión total de los 64 Kbit/s. La señalización es llevada como una de los flujos de 64 Kbit/s dejando 23 canales de tráfico. En Europa un formato diferente fue adoptado. Treinta canales de 64 Kbit/s interlazados con un canal de señalización de 64 Kbit/s y un canal de sincronización de 64 Kbit/s. Esto da una tasa agregada de 2.048 Mbit/s. El canal 0 es usado para el canal de sincronización (y también para el mantenimiento). El canal 16 es usado para la señalización. Una vez más en la forma original el canal de señalización se ha fijado bits repartidos para canales de tráfico particular (por ejemplo el canal asociado), pero en un medio para la RDSI el canal 16 es usado para un sistema de señalización de canal común.

Los 1.544 Mbit/s y los 2.048 Mbit/s son conocidos como la tasa primaria de multiplexación. Más aun interlazados de varias tasas primarias de multiplexación pueden tomar lugar dando tasas de 6, 45 y 274 Mbit/s en Norte América y 8, 34, 139 y 560 Mbit/s en Europa.

1.2.2. TRANSMISION.

Al empezar el uso del PCM se estaba aumentando la capacidad de enlaces sobre un par de hilos de cobre entre nodos conmutados. Antes dos pares de hilo de cobre podían llevar una conversación telefónica de audiofrecuencia si las dos direcciones de transmisión estaban separadas, o dos conversaciones telefónicas de audiofrecuencia si las dos direcciones de transmisión estaban sobre el mismo par (pero esto presenta problemas en la amplificación). Los dos pares podían llevar 24 o 30 conversaciones si la tasa primaria de los sistemas PCM fueran usados.

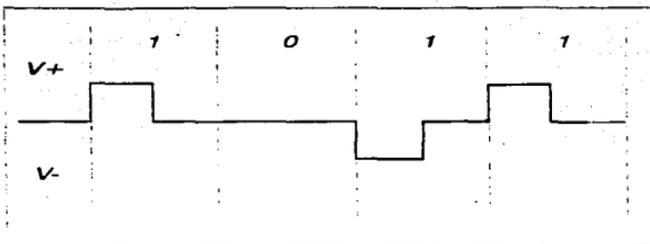
Sin embargo la transmisión en 1544 o 2048 Mbps da lugar a problemas principales:

- a) Atenuación.- La pérdida de pares típicos es del orden de 15 dB/Km. en lo que se refiere a las frecuencias.
- b) Cruce de llamadas.- No hay protección entre los pares del cable. Se confían en su simetría y varios dobleses para prevenir que una señal en un par se acople otro par.

Por estas dos razones es requerida la regeneración de la señal aproximadamente cada dos Kms. en realidad el argumento fue actualmente tomado a la inversa. Los sistemas PCM reemplazan a los sistemas de audio cuya realización de transmisión estaba mejorando por la carga periódica inductiva del par del cobre en intervalos de 6000 ft. por lo tanto la capacidad bajo tierra adicional y los accesos a los cables estaban disponibles en estos sitios que también podían ser usados por regeneradores PCM. La retroalimentación trabaja a través de las características del cable, esto define la tasa de transmisión escogida. Europa escogió su tasa más alta varios años después que Norte América e indicó un grado de optimismo basado en experiencia de los primeros sistemas.

La forma más simple de transmitir los dígitos binarios es representar los unos y los ceros por dos niveles de voltaje. Para la línea de transmisión este simple proceso es raramente usado por dos razones:

1.- Mantenimiento de balance. Es conveniente incluir un filtro pasa-altos en la entrada y salidas de los generadores así que la potencia se puede alimentar a lo largo del mismo par y separado de la señal. Este filtro pasa-altos es usualmente un transformador. Los transformadores también dan protección contra sobretensiones. Si el largo de los cables de señales de la misma polaridad se están transmitiendo entonces después de pasar a través del filtro pasa-altos serán severamente distorsionados diversamente. La forma más simple de balancear la señal es transmitir el cero como cero volts y el uno con una señal positiva y negativa alternamente. Esto es conocido como bipolar pseudoternaria o inversión de marca alterna (AMI).



AMI con media amplitud de pulso

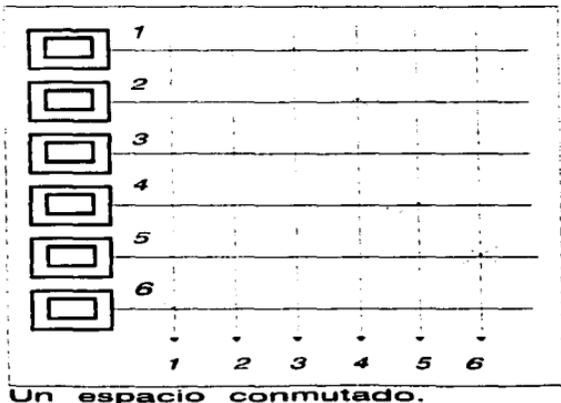
2.- Regulación de extracción. El proceso de regeneración siempre implica retiempralización de las señales y esto es hecho por la transmisión sobre un periodo considerable y entonces sacando este reloj para retiempralizar los pulsos subsecuentes. En un inicio los regeneradores de señal AMI eran simplemente rectificadas y aplicados en un circuito sintonizado de pérdida baja. Más recientemente el lazo de fase cerrada se estaban usando. Para trabajar con este proceso una cierta densidad mínima de transmisiones es requerida. El código de línea AMI es más seguro para esto en el caso de una hilera de ceros. Para codificar la palabra esto es raramente un problema tomando las precauciones mencionadas. Sin embargo el uso de canales para datos que puedan dar lugar a tales patrones desafortunados y los sistemas Europeos y el moderno sistema americano modifica el moderno código básico AMI. En Europa el código modificado es llamado HDB3 (High density bipolar 3). El código básico AMI requiere que los 1's sucesivos sean transmitidos con polaridad alterna. Es decir que 10111 sería transmitido en +0-+--. Si dos 1's de la misma polaridad fueron transmitidos entonces esto sería una "violación de las reglas". HDB3 opera para reemplazar grupos de 4 ceros por una secuencia consistente de 3 ceros seguidos por una violación de las reglas del código. Así 11000001 serían enviados como +-000-0

o a la inversa. La violación indica los 4 ceros. Esto es posible con esta simple regla de que las sucesivas violaciones serían de la misma polaridad y una frecuencia baja añadida a la señal. Para evitar los 4 ceros pueden ser sustituidos por B00V (representa a un pulso bipolar normal) para asegurar esta violación alterna en polaridad; así 100001100001 sería codificado como +00+-+00-+. Notar que el 3 en HDB3 indica la más larga carrera de símbolos de voltaje cero que puede ocurrir en el flujo codificado. En el sistema Americano la modificación para AMI es llamada B8Zs (Bipolar con 8 ceros substitution). Cada vez que los 8 ceros ocurren son codificados 00B0VB0V. Como este código contiene dos violaciones separadas por un pulso bipolar ordinario este es balanceado inherentemente. Arriba de 7 0's consecutivos pueden transmitirse.

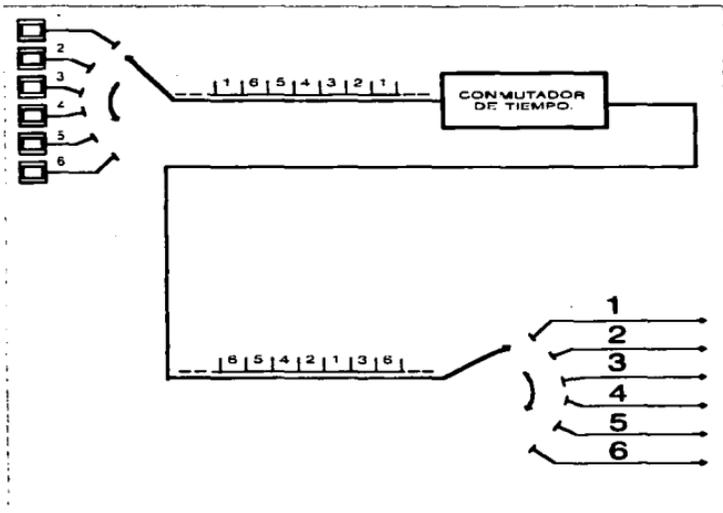
1.2.3. CONMUTACION.

Si se tenían varias terminales conectadas a pares individuales, que se deseaba interconectar, se arreglaría para conectar los pares en una matriz conmutada y cerrar estos puntos de cruce que permiten a las terminales apropiadas para comunicarse. La siguiente figura muestra una matriz de 6x6.

Los cruces indican los que conmutadores cercan e indican que las entrada de la terminal 1 es conectada a la terminal de salida 3, 2 a la 4, 3 a la 2, y así sucesivamente. Esto es conocido como un espacio conmutado. Los datos desde las terminales podrían haber sido multiplexados en división de tiempo. Para un simple par para la rotación de conmutador sobre la izquierda. Los canales de datos ahora aparecerán como "time slot" (cada uno contiene 8 bits) en un simple par. Para conectar a las apropiadas terminales en el lado derecho necesita una reordenación de los canales y esto es realizado por el conmutador en el centro. El proceso envuelve poner los bits en cada "time slot" en memoria y leerlos fuera en un orden apropiado. Esta función es llamada, un tiempo conmutado. La demultiplexación conmutada muestra simbólicamente en la derecha que será ahora conectada a las terminales apropiadas en la izquierda. En una conmutación digital real ambas funciones de espacio y tiempo conmutado son requeridos. Se muestra un diagrama a bloques de un conmutador digital típico.

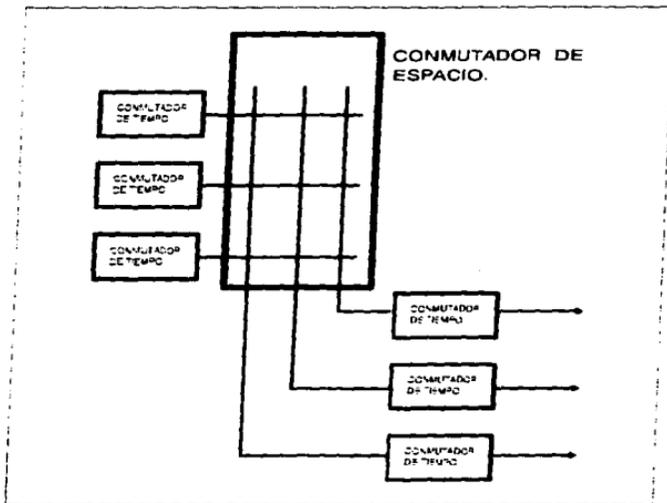


Así que los canales están en un orden conveniente de 24 a 30 enlaces de canales digitales que son individualmente conmutados en tiempo. Un espacio conmutado entonces permite al "time slot" a ser transferido desde un enlace digital a otro enlace igual. Durante cada "time slot" hay una diferente configuración del espacio conmutado, que cada "time slot" puede ser ruteado a un diferente enlace digital. Después de conmutar el espacio hay un nuevo estado de tiempo conmutado para reordenar los canales requeridos. La economía más obvia en un conmutador digital de tiempo dividido comparado con un conmutador análogo puesto en el conmutador de espacio, que es usado en tantas configuraciones diferentes como hay "time slots".



Conmutación de tiempo de un TDM.

En el ejemplo de la figura el conmutador de espacio está siendo usado para conmutar $3 \times 24 = 72$ o $3 \times 30 = 90$ canales en lugar de los 3 canales podría conmutar como un conmutador analógico. Por esta razón en conmutadores digitales reales hay un estado adicional de multiplexación de enlaces digitales para incrementar el número de canales multiplexados por división de tiempo y ofrecer el conmutador de espacio. El conmutador descrito tiene un Tiempo-Espacio-Tiempo estructurado (TST). Otras estructuras son posibles pero el TST ahora predomina.



Conmutador digital TST.

1.2.4. TRANSMISION DIGITAL.

En las redes analógicas la información de sonido metida en el micrófono de un teléfono es convertida en una señal eléctrica mientras este una señal de entrada de audio. La salida resultante tiene una forma de onda continua. En términos simples la señal eléctrica variará continuamente en respuestas a la entrada del sonido. Si una entrada de sonido varía en una manera senoidal las entradas estarán en el micrófono entonces una forma de onda senoidal eléctrica estaría en la salida. Un sistema senoidal , sin embargo, la entrada de sonido es muestreada en elementos discretos en el tiempo como en una onda eléctrica . En el ejemplo de una entrada de sonido senoidal estando presente en el micrófono, unas series de muestras del nivel de sonido en varios puntos en el tiempo sería el resultado de la señal eléctrica.

Los métodos de muestreación, la señal de entrada produce una onda digital que ha estado en uso por bastante tiempo. Como ya se ha mencionado para el ancho de banda de un sistema analógico, es de 200 Hz. a 3400Hz. La red digital también debe de manejar el mismo rango de frecuencias. Usando el teorema del muestreo de Nyquist, el número de muestras debe ser dos veces la frecuencia de la señal muestreada. El rango de la señal analógica en el sistema telefónico debe de ser por lo menos 6500 veces por segundo. Cuando la señal es reconstruida, la salida es pasada a través de un filtro pasa-bajos para remover las componentes de señales indeseables. Por que los filtros prácticos tienen limitaciones físicas. El efecto conocido debido a las componentes de frecuencias indeseables desde que ocurre el proceso de muestreación. Para reducir este efecto una banda guarda , es introducida para la señal de entrada muestreada en una frecuencia más alta, incrementando la efectividad del filtro pasa bajos. En realidad, una frecuencia muestra de 5000 muestras por segundo es escogida. Si la frecuencia muestra es demasiado baja, la señal analógica es distorsionada cuando es convertida desde la forma muestreada. Si la razón de muestra es demasiado alta, el ancho de banda del sistema es menos utilizado. Una vez que la señal continua ha sido convertida en una serie de niveles de muestra, estos niveles son representados por un valor numérico. Esta es la segunda parte de la digitalización.

En el caso del la RDSI los niveles son medidos en una escala de -128 a +128. Esto requiere de un valor binario de 8 bits para ser asignados a cada nivel muestra. Por que el tiempo muestra para la señal analógica es 8000 veces por segundo, resultando unos 64,000 bits por segundo, o 64 Kbs, es usado extensivamente en el mundo digital. Esto es, más que un axioma que es referido como una señal digital 0, o más comúnmente DSO.

Una vez que la señal , ha sido convertida en una serie de secuencias de 8 bits binarios, o palabras , el próximo estado es transmitir la información sobre una línea telefónica. El método de transmisión más común es traducir los dígitos binarios en pulsos, que son entonces transmitidos a través de la red telefónica. La información que es transmitida es de naturaleza digital, y menos susceptible a señales de ruido. El quitar la limitación de ruido en los filtros pasa-bajos en la red analógica substancialmente se incrementará en el ancho de banda. La capacidad de velocidad de transmisión de 64 Kbs es logrado en la conexión existente.

En todos los casos es necesario aislar el transmisor y el receptor de la línea telefónica con un transformador. Este transformador remueve el "offset" de CD presentes en la línea que pueden afectar las transmisión de los pulsos.

En adición a remover el "offset" de CD con un transformador, es también necesario para transmitir en la línea de transmisión. La terminación de la línea asegura que haya una máxima potencia de transferencia desde el transformador a la línea y esos también reduce el efecto del ruido en la señal transmitida. Por último, la terminación correcta de la línea de transmisión reduce el efecto de ecos de la línea. Una línea incorrectamente terminada causará que una porción de la señal transmitida sea reflejada hacia atrás de la línea y cause interferencia.

La corriente de dígitos binarios derivada de la señal analógica muestreada es convertida en una serie de pulsos después transmitidos sobre la línea telefónica. Aunque los 4KHz. del filtro pasa bajos ha sido eliminado de la red, hay todavía el efecto de la línea de transmisión. Una línea telefónica tiene tres elementos que determinan sus características. Lo primero que se puede mencionar es que el hilo mismo tendrá resistencia de CD. En segundo lugar, el hilo también tendrá un valor de autoinductancia que es determinada por la característica geométrica de la línea telefónica. Tercero, habrá una capacitancia distribuida entre los hilos de la línea telefónica. Estos tres elementos se combinan para formar un filtro pasa-bajos. Este filtro pasa bajos tendrá un efecto significativo en la forma de pulso transmitido.

Como puede verse en la siguiente figura el pulso recibido tiene una forma diferente que la forma del pulso triangular transmitido. Si estos pulsos recibidos son muestreados en un osciloscopio en la frecuencia de transmisión, entonces cada pulso recibido individualmente puede ser mostrado. Si los pulsos consecutivos son superpuestos, con un osciloscopio de almacenamiento, un patrón emerge. Este patrón para la forma de pulsos mostrados, parecerá un ojo humano, por lo que este patrón es llamado diagrama del ojo. Con este diagrama, la ejecución en el termino de la línea de transmisión puede ser mostrado y el parámetro ejecutado requiere del determinado receptor.

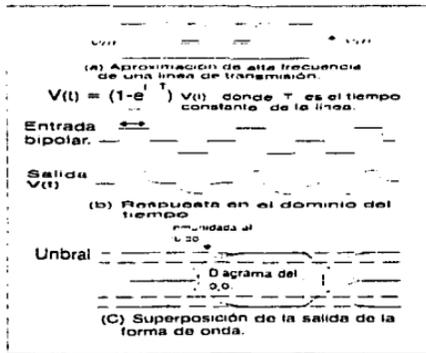


Diagrama del ojo.

La primera deducción que se puede hacer es que el mejor punto muestra no esta en el centro del periodo muestra, como puede esperarse. Por que del tiempo requerido para cargar la línea de transmisión en el punto en que el pulso recibido es el más grande, es como el, 66% del pulso periodo. Este es conocido como el punto donde el ojo está lo más abierto. Escogiendo este punto muestra maximiza el sistema de inmunidad al ruido. Sin embargo, para dar algún sistema, dos condiciones pueden ser calculadas : El diagrama del ojo para la longitud de la línea de transmisión cero y que para la máxima línea de transmisión. Mirando en estos diagramas el mejor punto para muestrear la forma de onda entrante puede ser encontrada.

El diagrama del ojo puede ser usado para dar una simple representación visual del efecto de otras condiciones de sistemas. Por ejemplo, si el ruido esta presente en la línea, sería superimpuesto sobre el diagrama y causaría una reducción con amplitud, del diagrama del ojo. Incluyendo el punto muestra y el nivel de umbral del receptor muestreado, la máxima cantidad de tolerancia de ruido del receptor puede ser encontrado.

1.2.5. CARACTERISTICAS DE CABLE.

Funcionalmente, los canales de comunicaciones entre sistemas de conmutación son referidos como troncales. Estos canales son implementados con una variedad de facilidades incluyendo pares de hilos, cable coaxial, enlaces de radio-microondas punto a punto, y fibras ópticas.

HILO ABIERTO.

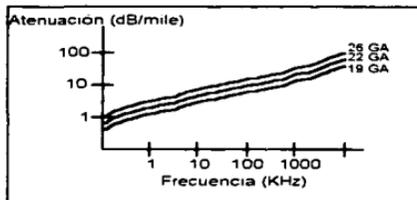
Una clásica fotografía de red de teléfonos en el pasado consistía de polos de teléfonos con "brazos cruzados" (crossarms) y vidrio aislante usado para soportar el par no aislante del hilo abierto. Excepto en el medio rural, el hilo abierto ha sido reemplazado con sistemas de cable multipar o fibra. La principal ventaja de un par de hilo abierto su relativa baja atenuación (unos pocos cientos de un decibel por milla en frecuencias de voz). Así que, el hilo abierto es particularmente útil para un lazo de gran clientela rural. La principal desventaja es tener que separar con "crossarm" para prevenir cruces de llamadas, y la necesidad de una gran cantidad de cobre. (Una simple trenza de hilo abierto tiene un diámetro que es cinco veces el diámetro de una trenza típica en un cable multipar. Así el hilo abierto usa aproximadamente 25 veces tanto cobre como cable se hace). Como resultado de mantener los problemas y los bajos costos electrónicos, el hilo abierto en un medio rural ha sido reemplazado principalmente con sistemas de cable usando amplificadores para proyectar la atenuación sobre una longitud de lazos.

CABLE PAR.

En respuesta al congestionamiento de los "crossarms" y al costo de mantenimiento alto, el sistema de cable multipar fue introducido hasta 1883. Hoy un simple cable puede contener en cualquier parte desde 6 a 2700 par de hilos. Cuando los polos de teléfonos eran usados, un simple cable podía dar todos los circuitos requeridos sobre la ruta así eliminando la necesidad de los "crossarms". Más recientemente la principal preferencia de distribución de cable es enterrarlo directamente en la tierra o usar conductores bajo tierra.

CALIBRE (pulgadas)	DIAMETRO DC(601/100 FL)	RESISTENCIA (ohms)
28	0.016	40.81
24	0.02	25.67
22	0.025	16.14
19	0.036	8.051

La tabla de arriba lista los tamaños de hilos más comunes para ser encontrados dentro de los sistemas de cable aparejado. Los sistemas de calibre más bajos (diámetro más alto son usados para distancias más distantes donde la atenuación de la señal y la resistencia de CD. pueden convertirse en factores de limitación. La figura muestra la curva de atenuación para calibres comunes de un cable aparejado como una función de frecuencia. Un punto importante para notar en la figura el par de cables son capaces de llevar bastantes altas frecuencias tan requeridas por una señal de voz. (Aproximadamente 3 KHz.). En el pasado, el área de la central de la red telefónica usaba pares de cables casi exclusivamente para un corto transporte de transmisión interfónica. Hasta la introducción de las técnicas de multiplexación, cada circuito de voz (troncales) eran llevadas sobre un par de hilos separados. Porque de la dramática baja de los costos electrónicos en los sistemas de transmisión interfónica ahora usan multiplexación para llevar canales múltiples sobre un par simple de hilos o fibra.



Atenuación vs. frecuencia de calibres comunes de pares de cables.

DOS HILOS VS. CUATRO HILOS.

Toda la línea de transmisión en la red telefónica es basada en la transmisión de pares de hilos. Es posible la transmisión a través de un simple hilo (con un regreso a tierra) y ha sido usado en el pasado. En cambio un par balanceado de hilos como se muestra en la figura de abajo con señales de propagación como una diferencia de voltaje entre los dos hilos. La corriente eléctrica producida por la diferencia del flujo de la señal por los hilos en dirección opuesta es llamado una "corriente metálica". En contraste, inducido introducido es igualmente acoplado dentro de ambos hilos de un par y propagados a lo largo del par en una dirección. La corriente de propagación en la misma dirección en ambos hilos es referida como un modo común o corriente longitudinal. Las corrientes longitudinales no son acopladas en un circuito de salida a menos que haya un desequilibrio en los hilos que convierten algo de la señal longitudinal (ruido o interferencia) en una señal de diferencia. Así el uso de par de hilos para cada circuito nos da mucho mejor calidad de circuitos que la transmisión de un hilo simple.

CABLE COAXIAL.

Para poner más conversaciones o más datos sobre un único canal se precisa un ancho de banda mayor (para admitir más frecuencia), lo cual, en la práctica, significa mayores frecuencias. Dado que el límite práctico en cables de pares es de 1 MHz. aproximadamente.

En las proximidades de un cable atravesado por una señal de corriente alterna se producen fenómenos interesantes. Uno de ellos es que tanto el campo eléctrico como el magnético puede inducir la señal que transporta en conductores adyacentes (En comunicaciones se denomina diafonía a la señal inducida e indeseable). No obstante, si uno de los conductores del par hace tierra del circuito y rodea al otro conductor, tanto como el campo eléctrico como el magnético irradiados van combinados dentro del tubo que forma el conductor exterior.

Este medio recibe el nombre de cable coaxial, ya que los dos conductores tienen un eje común. La autoprotección funciona bien a frecuencias por encima de 100 KHz. pero a frecuencias bajas la profundidad de penetración de la corriente es comparada al grosor del conductor exterior, y la productividad pierde efectividad. Se dice entonces que el "efecto peculiar" deja de manifestarse. Las pérdidas resistivas del cable coaxial aumentan con la raíz cuadrada de la frecuencia, lo que hace que el cable coaxial se use por lo general para frecuencias superiores a 2000 MHz. habiendo variedades que admiten más de 10,000 MHz.

GUIAS DE ONDA.

Si la frecuencia de transmisión es suficientemente alta, los componentes eléctrico y magnético de una señal pueden viajar por el espacio libre, sin necesidad de ningún conductor sólido; sin embargo, para evitar interferencia y pérdidas debidas a la propagación de la señal, y para poder encaminar la señal como se desea, a veces es útil confinar estas ondas en otro medio limitado llamado guía de onda.

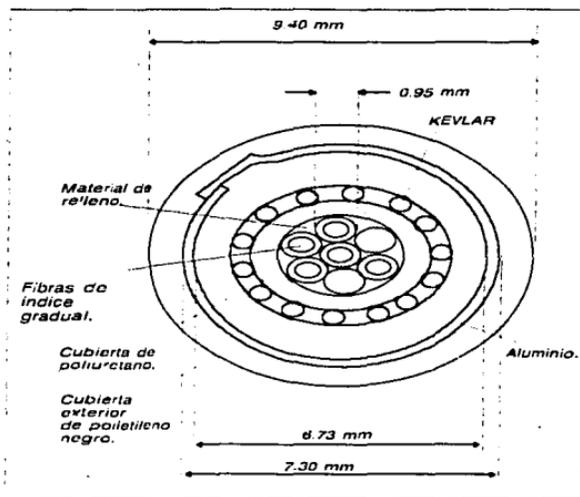
Suelen usarse guía de onda en frecuencias comprendidas entre 2,000 MHz. y 110,000 MHz. para conectar los transmisores y receptores de microondas a sus antenas. Las guías de onda se presurizan con aire ó nitrógeno seco para expulsar la humedad que contenga, por que la humedad atenúa las microondas. La sección transversal de las guías de ondas antiguas eran rectangulares, pero lo normal en la actualidad es hacer guías de ondas de sección circular. Siguen usándose guías de onda como conductores de señal de alta potencia y frecuencia, pero los sistemas más recientes usan cables de fibra óptica.

FIBRA OPTICA.

La capacidad de un sistema de transmisión es función directa de la máxima frecuencia que puede admitir, por lo que los avances en la tecnología de transmisión se han medido mediante el ancho de banda disponible para transportar señales. Los proyectos más recientes de fibra óptica para llevar señales han mostrado que estos sistemas son muy adecuados en aplicaciones con gran transferencia de datos. Los sistemas de fibra óptica resultan atractivos por varias razones:

1. Pérdidas de transmisión pequeñas en comparación con los cables de pares y el cable coaxial, lo que permite aumentar mucho la separación entre repetidores. En este sentido, se ha demostrado que un sistema de fibra óptica sin repetidores puede transmitir 420 Mbps sobre una distancia de 120 Km. con una tasa de error inferior a la de sistemas de cable coaxial de alta calidad.
2. Como en las fibras ópticas soportan rayos luminosos, la frecuencia de trabajo es la de la luz. La longitud de onda de transmisión usada en fibras monomodo normales es de 1.2 micras, equivalente de una frecuencia de unos 800 THz. Frecuencias así permiten transferencia de datos de 20,000 Mbps en distancias cortas.
3. Los cables de fibra óptica no irradian energía, no conducen electricidad y no son inductivos. Son prácticamente inmunes a la diafonía y ha interferencias inductivas por tormentas.
4. Los cables de fibra óptica son menores, más largos y más baratos que los cables metálicos de misma capacidad.

Es factible económicamente en que un cable disponga de varias fibras sin utilizar en previsión de futuras ampliaciones o como repuesto ante fallas.



Cable de fibra óptica.

CAPITULO II. ESTANDARES PARA LA RDSI.

2.1. CONSIDERACIONES GENERALES.

Aunque han sido muchos los organismos reguladores que han intervenido en los distintos aspectos de la RDSI, el cuerpo coordinador de estos esfuerzos es el consejo consultivo internacional de telegrafía y telefonía (CCITT).

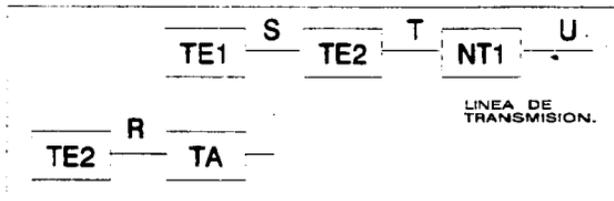
El costo del desarrollo del equipo moderno es muy alto. Los diseños y verificación de un simple chip VLSI cuesta millones de dólares, sin embargo una vez diseñado, el costo de la unidad es bajo. Para el software la situación es más extrema; los costos de desarrollo son muy altos pero los costos de aplicación son casi cero. Por esta razón es importante que cualquier producto se haga al más grande uso para desarrollar los costos de desarrollo. Contra los estándares mundiales en el que todas las telecomunicaciones y usuarios puedan comprar por lo tanto son muy importantes. También es fácil el interfuncionamiento entre diferentes redes. En telecomunicaciones los principales estándares son desarrollados y dados por el CCITT. Las recomendaciones son dadas en varias series. Estas son unas de las más relevantes para la RDSI:

- V serie datos/comunicación en el conmutador de la red telefónica.
- X serie dedicada para las redes de comunicación de datos
- T serie para el equipo terminal de datos y protocolos
- Q serie para sistemas de señalización.
- G serie para los sistemas de transmisión de telecomunicaciones.
- E serie para operaciones, numeración y rutas.
- I serie para asuntos generales para la RDSI.

El desarrollo de la RDSI fue impulsado por un conjunto de normas propuestas por el CCITT. Conocidas por las recomendaciones de la serie I. Estas recomendaciones fueron propuestas por primera vez en 1984 y revisadas en 1988.

Me referiré principalmente a la serie I de las recomendaciones. Donde hay número en los soportes esto quiere decir que las recomendaciones de la serie I se refiere a una recomendación en otra serie. Una característica particular de la RDSI es el establecimiento de una configuración de referencia para la conexión RDSI entre el cliente y la central. Esto es mostrado en el diagrama de abajo. TE1 es una terminal que cumple con recomendaciones de Interfaz de Red de Usuario RDSI tal como un teléfono digital, el equipo terminal de datos o una estación de trabajo integrada. TE2 es también una terminal que cumple con

algunos otros estándares de interfaz (e.g. la serie V o la X) en un punto de referencia R, y por lo tanto necesita de un adaptador de terminal (TA) para adaptarse a la Interfaz Usuario/Red RDSI. NT2 es alguna clase de función de conmutación del local del cliente tal como una PABX o LAN, o puede ser una función nula si no es requerido. los puntos de referencia S y T se aplican a una interfase física que esta definida en la serie I de recomendaciones. NT1 esta sobre el local del cliente y da la terminación física apropiada y electromagnética de la red. La línea de transmisión (o el punto de referencia U) esta terminado por el NT1.



Ejemplo de configuración de referencia RDSI.

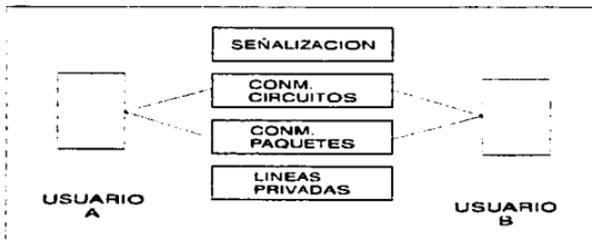
2.1.1. RECOMENDACIONES DEL CCITT PARA LA RDSI.

Se define la RDSI como una red de propósito general con conectividad digital total (de extremo a extremo). Que puede soportar una amplia variedad de servicios, con un conjunto limitado de tipos de conexión e interfaces de usuarios.

Quedando de manifiesto desde el principio, las ventajas y necesidades de digitalizar el actual bucle de abonado, pues en la red externa se encuentra un porcentaje significativo de las inversiones de las administraciones.

De la recomendación G.705, que se convirtiera en la 1.120 se desprende que la evolución hacia la RDSI deberá ser grande a partir de la actual planta telefónica, viendo como una posible etapa intermedia la Red Digital Integrada (RDI). La RDSI debe de ser compatible, en todas las etapas, con los equipos y redes que estén operando, y deberá coexistir por un buen tiempo con la red analógica. Deberá contemplar la mayor eficiencia en el uso de los recursos instalados y una mínima inversión para la incorporación de nuevos servicios, evitando que aumenten los costos de operación, previendo un esquema gradual y continuo de evolución que tome en cuenta la obsolescencia de los equipos instalados y las capacidades económicas de cada país.

Los esquemas utilizados deberán ser compatibles preferentemente con los sistemas de conmutación de circuitos a 64 Kb/s, aún cuando existen propuestas de conmutación que permitan también velocidades distintas. Debe soportar además conmutación de paquetes y conexiones permanentes y semipermanentes. Se propone una estructura de la red organizada en niveles o capas con un conjunto estratificado de protocolos. Se prevé la necesidad de contar con inteligencia para las funciones de supervisión, mantenimiento y administración de la red. Desde el punto de vista de transporte, la RDSI puede mostrarse de la forma siguiente:

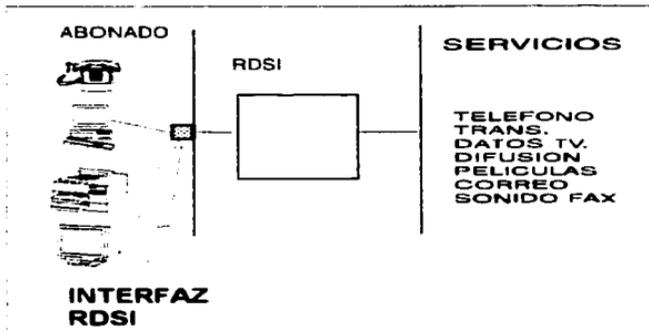


La RDSI desde el punto de vista de transporte.

Para estructurar y facilitar la labor de los grupos de trabajo del CCITT y con el objeto de mantenerlas agrupadas, a partir del periodo 81-84 se realizó una clasificación de las recomendaciones en un libro exclusivo relacionado con la RDSI, en la serie I, (aunque las recomendaciones que no son exclusivas de RDSI, se encuentran en otras series), como se describe a continuación:

- 1.100 descripción general (conceptos y principios de la RDSI).
- 1.200 capacidades y servicios (transporte y conmutación).
- 1.300 funciones y aspectos esenciales de la red.
- 1.400 interfaces red-usuarios.
- 1.500 interfaces internas y externas de la red.
- 1.600 principios y normas de mantenimiento y supervisión.

Se identifica como elemento clave en la penetración y estabilidad de las recomendaciones a las interfaces de usuario, de modo que se independice la evolución de los equipos de usuario de la arquitectura y la tecnología interna de la red. Una adecuada elección de las interfaces de usuario, permitirá a la RDSI adaptarse a las futuras necesidades y atraerá a usuarios y fabricantes de equipo. En la siguiente figura se plantea un esquema de la RDSI como puede ser vista por los usuarios y prestadores de servicios de valor agregado.



La RDSI desde el punto de vista de usuarios y prestadores de servicios.

En la recomendación I.310 se establece que la normalización de la RDSI por el CCITT girará en torno a tres aspectos principales:

- a) La normalización de los servicios ofrecidos a los abonados, a fin de que estos servicios sean compatibles en el plano internacional.
- b) La normalización de los interfaces-red, a fin de que el equipo terminal sea transportable.
- c) La normalización de las capacidades de red en la medida necesaria para hacer posible el interfuncionamiento usuario-red y red-red.

Otros dos elementos fundamentales en la evolución de la RDSI, son la sincronización jerárquica de la red (recomendación G.811) y la introducción de señalización por canal común. Se utilizará señalización fuera de banda, que permita un uso más eficiente de los canales de comunicación, aumenta la capacidad de control que el usuario tiene sobre sus enlaces, agrega flexibilidad a la red y permite la introducción de nuevos servicios, en los que se realizan transacciones o consultas a bases de datos, antes de establecer los enlaces.

A fin de cuentas, consideremos como una RDSI, a aquella red de comunicaciones, que utilice las interfaces de usuario y los protocolos recomendados por el CCITT, lo que posibilita que el usuario perciba a la red como un conjunto de servicios y facilidades independientes de la arquitectura interna y tecnología específica, y le configure de ese modo una mayor posibilidad de supervivencia ante los cambios.

2.1.2. MODELO DE LAS 7 CAPAS.

Interconexión de sistemas abiertos.

OSI es un término para el acuerdo Internacional de Estándares para que los sistemas debieran comunicarse. En telecomunicaciones, como en casi todas las actividades, eso toma trabajo en equipo para dar y utilizar las facilidades ofrecidas. Básicamente la mayor parte de los medios de transmisión tales como fibras ópticas o pares de cobre deben de ser dados, en señalización adicional y codificar la palabra debe ser dado, y todo esto será desperdiciado si no hay abonados que deseen hablar con algún otro. Así hay una capa natural de los procesos de telecomunicaciones. La Organización Internacional de Estándares (ISO) ha formalizado esto en siete capas para el interfuncionamiento de computadoras, terminales y aplicaciones.

En el modelo de las 7 capas es asumido que una tiene una conexión física tal como fibras ópticas, par de cobre o línea coaxial, sobre esto se incorpora:

Capa 1 - la capa física define las características de la señal para ser transferida sobre la portadora. Eso cubre tales cosas como amplitudes de pulso, código de línea, tasas de transmisión, conectores, y otras cosas necesarias para transferir satisfactoriamente los dígitos.

Capa 2 - el enlace de la capa da la disciplina para el ensamble de los dígitos, da una detección de error y corrección para ensamblar los dígitos en tramas. En todos los presentes formatos de la capa 2 son derivados de un estándar conocido como Control de Enlaces de Datos de Alto Nivel (HDLC).

Capa 3 - la capa de red asegura que los mensajes son ruteados a los destinos apropiados, y también da los mecanismos para asegurar el apropiado control de conocimiento de los mensajes.

Capa 4 - la capa de transporte. Esta es la capa de terminal a terminal. El dato puede ser llevado a través de las redes usando varias formas de capas 1, 2 y 3 (e.g. vía una LAN y RDSI) pero las terminales deben tener información en tasas apropiadas.

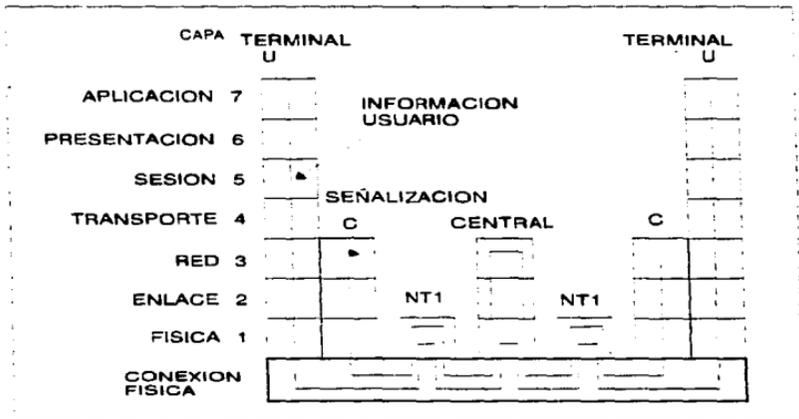
Capa 5 - la capa de sesión. Esto define la forma en que se continúan las aplicaciones en los dos terminales del enlace intercomunicado, incluyendo iniciación y terminación de sesiones y coordinando sus actividades durante la sesión.

Capa 6 - la capa de presentación. Esto establece el formato común que es que va a ser usado entre terminales, usando reglas comunes para representar el dato.

Capa 7 - la capa de aplicación. Esta es la tarea para ser realizada, por ejemplo transferir archivos, reservaciones de aerolíneas, manejo de mensajes.

Las capas más bajas son llamadas capas de servicio de la red. En la RDSI hay dos tipos de canales. El primero de 64 Kb/s canal de circuito conmutado "B" para uso de abonados. Para propósitos de datos sencillos en términos simples la RDSI solamente define los atributos de la capa 1 de este canal, el abonado siendo libre para usar los bits dados para sus propios protocolos de capas más altas. El canal de señalización de 16 Kbit/s "D" todas las tres capas.

El siguiente diagrama describe estas puestas de protocolos. Las capas son amontonadas verticalmente. Estas pilas son mostradas, el "plano" control para la señalización y el "plano" de abonado. Las líneas pasan a través del centro de cada pila que muestra el desarrollo de los canales relevantes. La línea de información del abonado lleva las aplicaciones (Capa 7) de terminal a terminal, solamente cambiando su forma física (Capa 1) en puntos intermedios tales como el NT1 o central local. Sin embargo el control de información tiene solamente tres capas definidas. Las capas 2 y 3 del protocolo son terminadas en la central.



Las 7 capas.

2.2. INTERFACES.

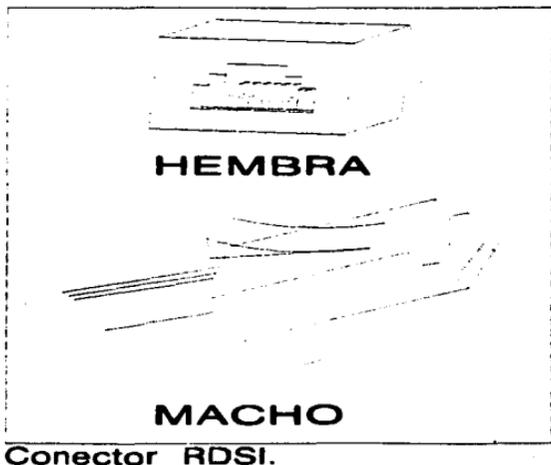
2.2.1. INTERFAZ DE ACCESO BASICO. NIVEL FISICO.

Esta interfaz utiliza un par simétrico para cada dirección de transmisión y dos pares opcionales para alimentación. El conector recomendado, corresponde a la norma DIS8877 de la ISO y puede verse en la siguiente figura. Utiliza obligatoriamente las cuatro terminales centrales para transmitir y recibir la señal en forma balanceada, con alimentación en circuito fantasma, esto permite alimentación remota (desde la red) en caso de emergencia.

Las 4 terminales externas, son opcionales y se utilizan para alimentación normal en varias configuraciones.

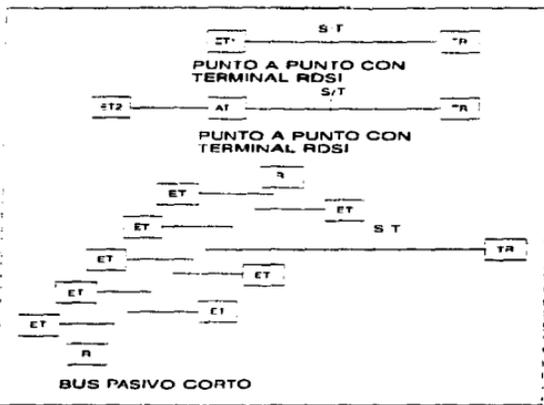
El ET se basa preferentemente en la detección de las fuentes 1 y 2, para determinar su estado de conexión y encia la correspondiente información de su estado a la entidad de gestión.

Los pares 3-4 y 5-6 están destinados a la transmisión bidireccional de la señal digital y pueden proporcionar alimentación en circuito fantasma de TR a ET (fuente 1).

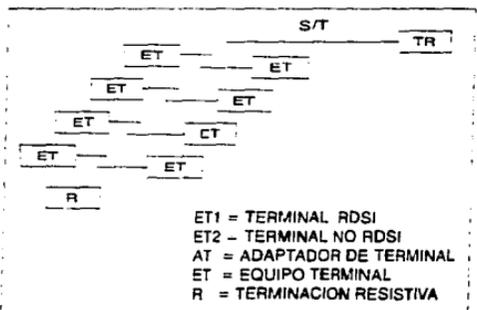


Conector RDSI.

En cuanto a los tipos de conexión recomendados para acceso básico existen: punto a punto, bu pasivo corto y bu pasivo extendido.



Interfaz RDSI, ET., S/T, y R.



Bus pasivo extendido.

En la conexión punto a punto, limitada a 6 dB de atenuación, la terminal puede estar colocada hasta 1000 m. del terminador de la red y puede conectarse sin tomar en cuenta la polaridad. En el bu pasivo la ubicación de los terminales (hasta un máximo de 8) está restringido por las dispersión de los pulsos transmitidos simultáneamente en el mismo par y la longitud se limita de 100-200 m., según la impedancia del cable y con una colocación arbitraria de las terminales.

En la opción del bu extendido, las terminales se encuentran agrupadas a no más de 50 m entre ellas y pueden ubicarse hasta a 500 m. del TR.

La impedancia resistiva que debe terminar el bu es de 100 ohms en cada extremo.

Para el interfaz de acceso primario sólo se ha recomendado la configuración punto a punto y el nivel físico se encuentra detallado en la recomendación I.431.

Para todos los accesos, el TR deriva su temporización de la red y el ET obtiene su temporización de la señal recibida del terminador de red.

La capa 1 proporciona los siguientes servicios:

-Capacidad de transmisión. Canales B y D, con su correspondiente temporización y sincronización.

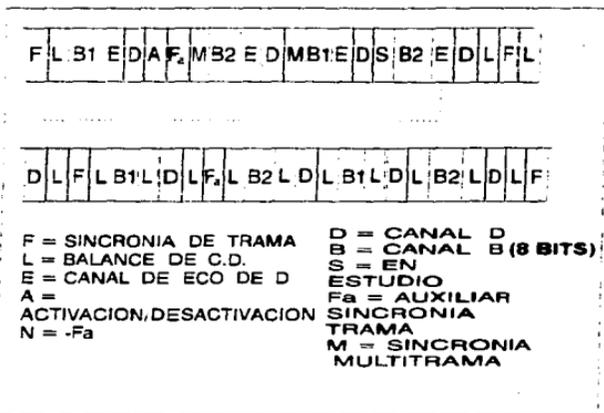
-Activación y desactivación. Señalización y procedimientos para que los TR y ET puedan ponerse en modo de bajo consumo.

-Acceso ordenado al canal D.

-Funciones de mantenimiento.

-Indicación de estado.

Dado que varias terminales pueden transmitir simultáneamente en el mismo bu (el mismo par) se escogió una técnica de multiplexaje por división de tiempo, cuya estructura de trama contiene 48 bits y se muestra en la siguiente figura.



Estructura de la trama.

El bit F, es un cero binario y siempre se codifica como una violación al código de línea.

El bit L, mantiene el balance de C.D. para un cierto conjunto de bits precedentes.

Los bits B1, B2 y D, transportan la información de sus respectivos canales.

El bit E, es el eco de lo que TR ha recibido en el último bit D.

El bit A, provee un mecanismo de activación y desactivación por señalización dentro de la trama.

El bit F_a, es un auxiliar para la alineación de trama. En el sentido TR a ET, F_a o N asegura que existirá una violación al código antes del bit 15, ya que uno de los dos siempre será un cero lógico. En el sentido ET a TR, F_a es normalmente un cero lógico y asegura una violación, excepto cuando se utiliza como bit Q. F_a y L siempre tienen el mismo valor lógico.

El bit N, es siempre el complemento lógico de F_a.

El bit M, se utiliza para alineación de multitrama.

El bit S, se encuentra en estudio y provisionalmente se pone a cero.

Se utilizará una estructura de multitrama, con el objeto de proporcionar un canal extra de 800 b/s para señalización de nivel 1, en la dirección ET a TR, utilizando el bit Fa. Cuando se utiliza este canal, el bit se denomina Q. La utilización del bit Q y el bit M son opcionales.

Se denomina bit Q, al quinto Fa de 5 tramas consecutivas y se identifica en el ET, cuando TR invierte el valor Fa. Una estructura adicional, que agrupa 4 bits Q, se logra cuando TR transmite el bit M con valor uno lógico cada 20 tramas. Esta estructura de multitrama se muestra en la siguiente figura.

trama numero	ET bit Fa	TR bit Fa	TR bit M
1	Q1	1	1
2	0	0	0
3	0	0	0
4	0	0	0
5	0	0	0
6	Q2	1	0
7	0	0	0
8	0	0	0
9	0	0	0
10	0	0	0
11	Q3	1	0
12	0	0	0
13	0	0	0
14	0	0	0
15	0	0	0
16	Q4	1	0
17	0	0	0
18	0	0	0
19	0	0	0
20	0	0	0
1	Q1	1	1
2	0	0	0

Sólo una terminal, por vez, puede transmitir, en un canal B , y en general, el TR es el encargado de autorizar el acceso al canal. Cuando un canal B no está en uso, el ET debe transmitir unos binarios.

La solicitud de acceso, (descrito en las recomendaciones I.450 e I.451), se realiza a través del canal D.

Todas las terminales deben estar sincronizadas, en modo esclavo, al terminal de red, de modo que no se interfieran mutuamente.

Cualquier terminal puede transmitir en el canal D, y debe utilizarse algún mecanismo de contención, para resolver los casos de conflicto.

El mecanismo utilizado para el acceso al canal D se apoya en la utilización de un bit de eco (E), en el que TR repite lo que recibe en su canal D, de modo que antes de transmitir el siguiente bit D, todas las terminales deben haber recibido el eco del bit anterior.

Para comenzar a transmitir una terminal debe verificar que el canal D se encuentre libre, o sea esperar la aparición de una "cantidad determinada" de unos. En el nivel 2 del protocolo del canal D, asegura que nunca aparezca esa cantidad de unos, durante una transmisión.

Una vez que se detecta el canal libre, la terminal puede comenzar a transmitir, pero escuchando su propio eco..

Si existiera alguna discrepancia entre el bit transmitido y el recibido en el canal de eco, se detiene inmediatamente la transmisión (pues es evidente de que simultáneamente más de una terminal comenzó a transmitir) y se espera nuevamente por el indicador de canal libre.

Las características eléctricas del bu, hacen que un cero binario prevalezca sobre un uno binario transmitido. De modo que, no ocurra nunca una interferencia destructiva y el protocolo asegura que como máximo al tercer octeto transmitido sólo una terminal estará usando el canal D y podrá terminar su transmisión exitosamente.

Por medio de una asignación de prioridades (la cantidad de unos para decidir canal libre) se asegura el uso equitativo del canal D, para todas las terminales. Una vez que un equipo ha terminado una transmisión exitosa, debe esperar un bit más para transmitir nuevamente, y del mismo modo se asegura que la señalización sobre otro tipo de información.

Prioridad	Contenido	Cuenta Normal	Cuenta Larga
1	señalización	8	9
2	no señalización	10	11

Una vez que se detecta la ocurrencia de la cuenta larga, o sea que todos los ET han tenido oportunidad de transmitir en el canal D, las terminales regresan su prioridad a la cuenta normal.

Las características de la interfaz de acceso básico pueden resumirse en:

- Transmisión en 4 hilos, acoplamiento con transformador.
- Velocidad nominal de transmisión 192 Kb/s.
- Longitud de trama 48 bits.
- Código de línea Inversión Alterna de Espacios (ASI) con 100% de ciclo.

binario	codificado ASI
0	+0.75 V o -0.75 V
1	0 V

-Sincronía de trama por violaciones al código de línea (dos ceros binarios con la misma polaridad) al inicio de cada trama.

- Nivel de los pulsos 750 mV pico, los ceros binarios prevalecen sobre los unos binarios.

- Alimentación en varias configuraciones (-40 V.).

- Consumo (alimentación de la fuente 1 en estado limitado)

máximo activo:380 mW.

máximo inactivo: 25 mW.

- Activación y desactivación por señalización dentro de la trama.

- Configuraciones: punto a punto, bus pasivo corto y bus pasivo extendido.

Como puede observarse la estructura de la trama no es simétrica, en una dirección TR transmite un bit de paridad al final de cada trama, mientras que en la dirección opuesta, cada ET es responsable de transmitir un bit de paridad en cada campo de la trama que esté utilizando.

2.2.2. PROTOCOLO DE ACCESO AL CANAL D (LAPD).

El LAPD es un caso particular de los protocolos de control de enlace de datos (HDLC) definidos por ISO. Otro miembro destacado de esta familia es X.25. Es independiente de la velocidad de transmisión y utiliza el canal D.

Realiza las siguientes funciones:

- Proveer una o varias conexiones en el canal D, identificadas mediante un identificador de conexión de enlace de datos (ICED).
- Difusión de mensajes a todos los equipos.
- Delimitación, alimentación y transparencias de las tramas de información.
- Control de secuencia de información y de flujo.
- Detección de errores y notificación de la entidad de gestión en los casos que no puedan corregirse.
- Recuperación de la condición de error.

Existen dos modalidades de funcionamiento:

- Sin **acuse de recibo**. Utilizando tramas no numeradas.
- Con **acuse de recibo**. Para transferencia de información punto a punto, utilizando tramas numeradas. Provee procedimientos de retransmisión de tramas y recuperación de errores.

Se han definido tres tipos de información que pueden transmitirse en el canal D:

S señalización
F datos en modo paquetes
T telemetría

Todos los protocolos HDLC, emplean transmisión en tramas. Cada trama contiene una dirección de origen o destino de la transmisión. La capacidad de mantener simultáneamente varios flujos de información provenientes de diversas terminales, distingue a la LAPD de los otros protocolos balanceados (LAPB), existiendo además otras diferencias menores. Para lograr esto, LAPD utiliza dos octetos en sus campo de dirección: uno identifica el extremo terminal (IET) y el otro punto de acceso a servicios (IPAS).

Así tenemos :

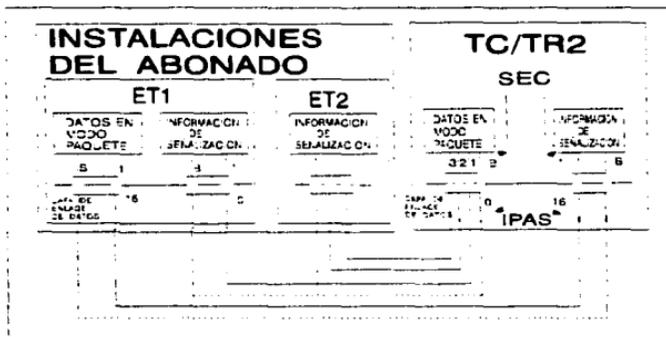
ICED = IPAS + IET
ICED = identificador de conexión de enlace de datos
IPAS = identificación de punto de acceso al servicio
IET = identificación de extremo terminal

Cada equipo terminal, conectado a una interfaz tiene un IET asignado. La asignación puede realizar automáticamente, cuando el equipo se conecta a la interfaz, manualmente por el usuario o por estar definida por el fabricante. El procedimiento de asignación automática lo realiza el TR y puede utilizar dos métodos alternativos:

- mantener una base de datos con todos los IET en uso.
- ante una solicitud de IET por parte de una terminal, enviar a todos los equipos un mensaje para verificar si algún otro equipo tiene asignado el mismo identificador.

Normalmente un equipo utiliza un sólo IET, al cual pueden corresponderle varios IPAS. Cuando TR transmite, envía el ICED de destino, mientras que cuando transmite un equipo terminal envía el ICED de origen. Existe también un IET definido para difusión y todos los equipos conectados a la interfaz lo reconocen.

En la siguiente figura se muestra una conexión de enlace de datos, con varios identificadores.

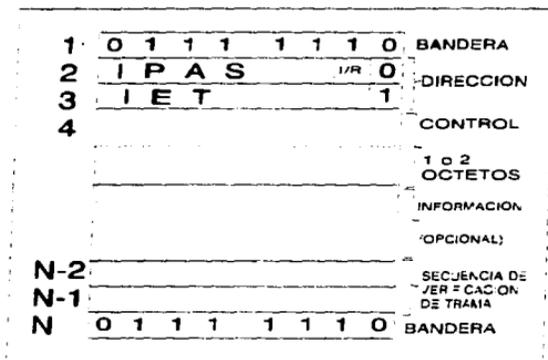


Relación entre IET, IPAS e ICED en un enlace multipunto.

Para asegurar transparencia en el nivel 2 de la transmisión se analizará el contenido de la trama, entre las banderas, y se insertará un cero después de cinco unos consecutivos. El receptor deberá eliminar cualquier cero que siga a cinco unos consecutivos.

2.2.2.a. ESTRUCTURA DE LA TRAMA.

La estructura de las tramas, se muestra en la siguiente figura.



Estructura de las tramas del LAPD.

Todas las tramas comienzan y terminan con la bandera (01111110). En algunas aplicaciones, la bandera de cierre puede también utilizarse como bandera de apertura de la siguiente trama.

El campo de dirección consiste de dos octetos. Identifica al destino de una instrucción y al origen de una respuesta. La dirección se compone del IPAS y el IET.

El bit T/R indica si se trata de una trama de instrucción o respuesta, de acuerdo a la siguiente convención:

Tipo de trama	Origen	I/R
Instrucción	TR	1
	ET	0
Respuesta	TR	0
	ET	1

El identificador del punto de acceso a servicio (IPAS), puede identificar 60 puntos de acceso de los que solamente se han normalizado:

0	procedimientos de control de llamada
1	comunicaciones en modo paquete utilizando I.451
16	comunicaciones en modo paquetes utilizando X.25
63	procedimientos de gestión de capa 2

El identificador de punto extremo terminal (IET), está asociado con un equipo terminal (ET). Se han definido las siguientes asignaciones:

0-63	equipos con asignación de IET no automática
64-126	equipos con asignación de IET automática
127	difusión (reconocida por todos los equipos)

El campo de control, comprende uno o dos octetos según el tipo de trama. Las tramas pueden ser :

- I Información numerada. Formato multitrama módulo 128
- U Información no numerada. Sin cause de recibo.
- S Supervisión.

Las tramas I y S contienen dos octetos de control, mientras que las tramas U contienen sólo uno.

Algunos mensajes recomendados son:

Control de flujo:	RR	receptor preparado
	RNR	receptor no preparado (condición de ocupado)
	REJ	rechazo (solicitud de retransmisión)
Control de enlace:	SABME	inicio de modo numerado
	DM	modo desconectado (no acepta modo numerado)
	UI	información no numerada, difusión
	DISC	desconexión (termina modo numerado)
	UA	acuse de recibo no numerado
	FRMR	trama rechazada (con causa del rechazo)
XID	identificación	

En la siguiente figura se muestran las instrucciones y respuestas utilizadas en modo multitrama módulo 128.

APLICACION	FORMATO	INSTRUCCIONES
TRANSFERENCIA DE INFORMACION SIN ACUSE DE RECIBO Y CON ACUSE DE RECIBO MULTITRAMA	TRANSFERENCIA DE INFORMACION	I (INFORMACION) RR (PREPARADO PARA RECIBIR) RNR (NO PREPARADO PARA RECIBIR)
	SUPERVISION	REI (RECHAZO) SABME (ESTABLECIMIENTO DEL MODO BALANCEADO ASINCRONO AMPLIADO)
	NO NUMERADO	UJ (INFORMACION NO NUMERADA) DISC (DESCONEXION)

El campo de información, es opcional. Comprende un número entero de octetos que no debe exceder de 260 octetos.

Secuencia de verificación de trama. El resto de la división por el polinomio generador, se transmite en complemento a unos. Se incluye en la división todo el contenido de la trama desde la bandera de inicio hasta la secuencia de verificación, excluyendo los bits de relleno. En el receptor, luego de la división se obtendrá el resto de 0001110100001111 en ausencia de errores.

Se consideran tramas no válidas a aquellas que:

- no están delimitadas por banderas.
- contienen menos de 6 octetos en tramas numeradas.
- contienen menos de 5 octetos en tramas no numeradas.
- no contienen un número entero de octetos.
- contienen error en la secuencia de verificación de trama.
- contiene un campo de dirección de un sólo octeto.

Además, la recepción de siete o más bits consecutivos en uno, se interpretará como aborto de trama.

Al conectarse un equipo a la red, se encuentra en estado de IET no asignado y debe iniciar un procedimiento para asignación y verificación de IET: Una vez que se encuentra en estado de IET asignado, sólo puede transmitir información sin acuse de recibo (tipo U). Cuando desea transmitir información numerada debe establecer el modo multitrama en módulo 128 (SABME).

2.2.2.b. NIVEL 3 DEL PROTOCOLO DEL CANAL D.

Las funciones del nivel 3 del protocolo del canal D son:

- - reconocer y validar los formatos de los mensajes del nivel 3
- - administración de temporizadores
- - administración de los recursos asignados a una llamada (canal B, canales lógicos, etc.)
- - detección de fallas
- - reinicialización
- - multiplexaje
- - enrutamiento y conmutación
- - verificación de compatibilidad

Por medio de este nivel del protocolo se asegura el control de los enlaces, supervisión de las llamadas y negociación de los servicios suplementarios.

Cuando existe señalización consolidada, o sea que se envía señalización correspondiente a una interfaz multiplexada en otra interfaz (por ejemplo en acceso primario), el protocolo permite una identificación inequívoca del canal por medio del elemento de identificación del canal.

Emplea técnicas de señalización fuera de banda, está orientado a mensajes y utiliza un formato modular de longitud variable. Por medio de elementos de información que pueden utilizarse u omitirse en cada mensaje particular, permite una expansión sencilla para futuras necesidades.

Diferentes elementos de información, usados en conjunto, definen los atributos de cada llamada y reservan o seleccionan los recursos necesarios en la red.

Algunos mensajes típicos de nivel 3.

SET UP
SET UP RECEIVED ADDRESS
CALL PROCEEDING
ALERTING
CONNECT
RELEASE
RELEASE COMPLETE

solicitud de establecimiento
solicitud de establecimiento incompleto
la llamada esta siendo procesada
indicación de abonado llamado
respuesta de abonado llamado
confirmación de liberación
todos los recursos liberados

CAPITULO III

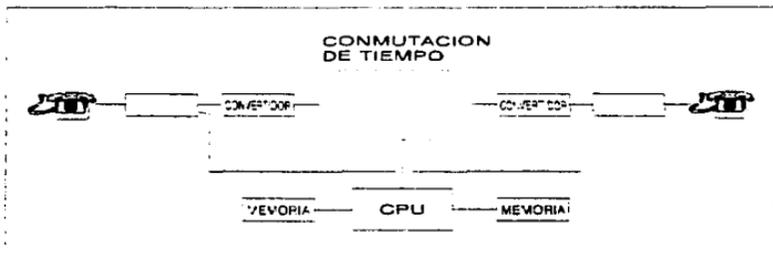
3.1. TECNICAS DE MODULACION PARA LA RDSI.

3.1.1. PCM.

Los sistemas de control de conmutación del teléfono han pasado por varios estados evolutivos desde los días cuando era predominante el control progresivo directo (usados en sistemas sted-by-sted).

Aunque las técnicas de control han avanzado, hay un concepto de sistema de conmutación que se enlaza con sistemas más presentes a los viejos. Cada uno requiere enlaces de transmisión de corriente alterna metálica continua entre los interlocutores para una conversación entera. Esto es la forma de los sistemas de transmisión telefónica que han sido diseñados desde que fue concebida la telefonía automática.

Hoy, sin embargo, como resultado del avance tecnológico, la red de conmutación típica electromecánica que muchos de nosotros estamos usando para ver que esta siendo transformado dentro de un grupo de circuitos integrados en unos pocas tarjetas de conexiones integradas. Esta red usualmente no será, en algunos casos, dando un enlace de transmisión de AC. continua en cada par de clientes contratados en una conversación. En cambio muestras periódicas de cada palabra del que habla será tomada, y luego almacenada momentáneamente, y entonces enviada a la otra persona. Esta técnica de comunicación, sin embargo solamente descrita arteramente aquí, es llamada Pulse Code Modulation (PCM).



Sistema digital básico.

Los principios del PCM datan desde los albores de 1926 cuando Paul M. Rainey se adelanto a el concepto de señales muestreadas en intervalos periódicos y convierten la amplitud de la señal muestreada en un flujo de caracteres binarios para transmisión sobre hilos a un punto distante donde la señal original sería restaurada.

En 1931 Alec H. Reeves aplicó el concepto de PCM para circuitería electrónica para la transmisión de la palabra. No fue sino hasta fines de los 50's cuando se introdujo la tecnología de los refinamientos en los confiables semiconductores, transistores de alta velocidad se volvieron una posibilidad económica en la telefonía. Previo al desarrollo de los transistores solamente los componentes electrónicos disponibles eran los tubos de vacío, que eran caros, abultados, y usaban enormes cantidades de potencia. Aun con el avance tecnológico, fue en 1962 antes de que fuera colocada en servicio la primera instalación comercial de PCM.

Una de las primeras ventajas del PCM es la muestra para conversión de la señal de voz, transmitirla en forma de, pulsos binarios que pueden tolerar cantidades substanciales de ruido, interferencia, y sin dañar la codificación de la señal de voz siendo transmitida. Cuando los pulsos binarios, por ejemplo, son enviados a través de un repetidor regenerativo, nuevos pulsos son desarrollados y enviados adelante. Algún ruido, etc., que el tren de pulsos pueda haber codificado es removido en el repetidor.

Hay dos áreas en telecomunicaciones donde el PCM ha sido aplicado. La primera es la planta de salida, donde el PCM es usado para transmitir voz y supervisar señales entre "central offices". La introducción aquí del PCM ha remediado la congestión de cable permitiendo 24, y más tarde 96, canales de transmisión para ser establecidos sobre una par de hilos telefónicos.

Segundo, el PCM ha sido introducido como en sistema de conmutación en la "central office" y áreas de equipo PABX, y trayendo con eso el beneficio de la alta calidad de comunicaciones, reduciendo el requerimiento de espacio, y las redes de conmutación totalmente electrónicas.

Para ilustrar los principios básicos de operación del PCM, empezaremos con dos individuos (A y B) comprometidos presentemente en una conversación telefónica sobre facilidades de interoficinas donde la parte A esta ahora hablando. La palabra del locutor A será muestreada cada 125 microsegundos, o 8000 veces por segundo.

Durante cada instante de muestra un pulso corto equivalente a la actual altura (amplitud) de la señal de voz del locutor es desarrollada. Esta técnica de crear un cordón de pulsos delgados que sigue a la señal de voz instantánea es llamada modulación por amplitud de pulso (PAM), o muestras PAM.



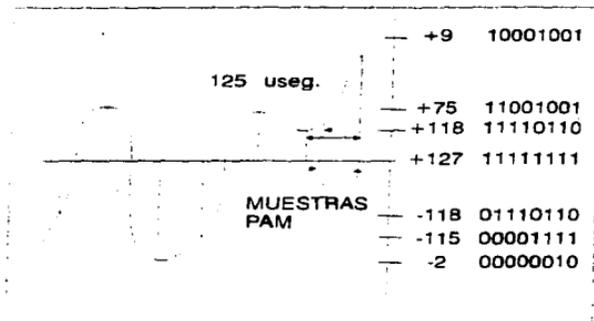
Señal analógica transformada a PAM.

La señal PAM es entonces comparada contra una escala estándar conteniendo +128 niveles y -128 niveles llamados pasos de cuantización. Cualquiera de los pasos de cuantización relaciona la señal de PAM, un código de ocho dígitos binarios refleja lo que el nivel será transmitido para una facilidad distante.



Codificación de muestras PAM.

Para las muestras PAM en la siguiente figura, el código binario para +9 (10001001) será transmitido; 125 microsegundos más tarde transmitiremos 11110110 para el nivel de cuantización +118. Los códigos binarios para niveles de cuantización +75, -115, -2, +75, y -118 será procesado, cada 125 microsegundos aparte.



Codificación de muestras PAM.

Sin embargo, justo antes de que los pulsos binarios sean transmitidos son enviados a través de un convertidor que invierte la polaridad de todos los otros pulsos (una señal). Los pulsos que son emitidos desde el convertidor son llamados pulsos bipolares mientras la entrada de los pulsos son unipolares.



Convertidor transformador de pulsos unipolares a un formato bipolar.

Cambiando la polaridad de todos los otros pulsos a) remueve la componente de corriente directa que no se presta prontamente a si misma para usar un transformador de acoplamiento, b) da un significado de detección de error, c) reduce la frecuencia de la señal transmitida desde 1,544,000 Hertz a cerca de 772,000 Hertz, que disminuye la perdida de transmisión y la oportunidad de cruces de llamadas en un par adyacente de hilos dentro del cable conteniendo otros sistemas PCM.

Cuando el código binario llega al punto de terminación entonces será codificado y una señal PAM casi de la misma altura como la muestra original será creada, luego convertida a la señal analógica y enviada a la parte B.

Aunque se concentra solamente sobre una conversación que va en una dirección, hay 23, algunas veces 95, otras múltiples conversaciones a la vez que son pasadas sobre dos pares de hilos entre estas oficinas.

La escala que es usada para determinar que código binario es para ser transmitido de hecho tiene una división no lineal con la concentración de "scale markings" en las amplitudes más bajas para minimizar los cambios de ruido de cuantización. Este ruido es generado, sin embargo hay una diferencia entre la actual señal PAM y los niveles de la escala. El diseño de la escala era incitado por resultados de estudio mostrando que las señales de amplitud más baja son generadas durante muchas conversaciones luego son las señales de amplitud más alta.

Los niveles de cuantización -0 a través de -126 son representados por los números binarios para esos números decimales. Sin embargo, el +0 a través de +127 de los niveles de cuantización son realmente números binarios que representan los números decimales 128 hacia el 255.

El equivalente del numero decimal menos cero (-0) nunca es transmitido. La razón de no enviarlo es que los repetidores regenerativos, si alguno, necesita por lo menos un 1 binario en cada muestra para guardar sus mecanismos operativos de temporalización. Todos los ceros transmitidos durante el flujo de 8 bits causará problemas de temporalización. En lugar del menos cero (-0) el código binario para el menos uno (-1) es transmitido. El menos uno representa la siguiente amplitud más alta.

Aunque la búsqueda nos han demostrado que la sensibilidad del oído puede tomar segundos por encima de 31 Hertz aproximadamente 20,000 Hertz, y que algunas personas pueden generar sonidos conteniendo frecuencias arriba de 10,000 o 11,000 Hertz, en telefonía hemos encontrado un rango de frecuencias de alrededor 200 Hertz a 3400 Hertz o todo lo que se necesita ser transmitido para tener una conversación inteligible donde el locutor puede ser identificado. Como resultado muchos sistemas de telefonía cortarán algunas frecuencias arriba de 4000 Hertz.

Desde que sabemos cual es la frecuencia más alta permisible, podemos aplicar el teorema del muestreo, un grupo de afirmaciones matemáticas, para

determinar lo que la tasa de muestreo de una señal de voz debería ser en orden para reproducir la frecuencia más alta posible que esperamos.

El teorema del muestreo establece básicamente que la tasa de muestreo (f_R) no debe de ser menos de dos veces la componente de la frecuencia más alta de la señal en orden para reconstruir la señal original.

Así $f_R = 2 f_c$ (componente de frecuencia más alta).

Desde 4000 Hertz esta la componente máxima manejable para un tipo de equipo de teléfono regular,

$$f_R = 2 \times 4000 \text{ Hertz}$$

$$f_R = 8000 \text{ muestras por segundo.}$$

Los 8000 ciclos de la tasa muestreada significan que cada señal de voz será buscada 8000 veces en un segundo. Así la tasa de muestreo es constante e independiente de la frecuencia de la señal de voz del cliente o de la amplitud. Si, por ejemplo alguien estaba para generar una señal de 4000 Hertz, la señal deberá ser muestreada una vez durante cada medio ciclo o dos veces durante cada ciclo completo. En otra manera, cada ciclo de la señal de 40 Hertz serían muestreados aproximadamente 200 veces. En ambos casos podemos reconstruir la señal original; la única diferencia es que en el ultimo caso más muestras por ciclo estarían disponibles.

Similarmente, la amplitud de la señal no tiene nada que hacer con la tasa de muestreo. Consideremos primero una señal de 2000 Hertz con una amplitud que relaciona el nivel de cuantización +123 durante un instante de muestreo específico. El código binario para esta amplitud será 1111011. Ahora consideremos la misma señal de 2000 Hertz, esta vez con una amplitud más alta. Imaginemos que podemos agarrar esta señal exactamente en el mismo punto sobre la forma de onda de la primera señal que agarramos, sin embargo en este punto la amplitud igual al nivel de cuantización +10 (10001010). El código 1111011 y 10001010 son diferentes por que representan dos distintas amplitudes. La tasa de muestreo para ambas señales, sin embargo, es la misma. Cada señal será buscada (muestreada) 8000 veces por segundo o 4 veces por ciclo.

El intervalo entre muestras puede ser determinado por la siguiente ecuación:

$$\begin{aligned} \text{Período (T)} &= \frac{1}{\text{Frecuencia (} f_R \text{)}} = \frac{1}{8000} \\ &= 0.000125 \text{ segundos} \\ &= 125 \text{ microsegundos.} \end{aligned}$$

Esto es de donde venían los 125 microsegundos de intervalo de tiempo entre muestras. El resultado de esta simple relación matemática nos dice que en orden para tomar 8000 muestras durante un segundo de tiempo debemos examinar la señal de voz cada 125 microsegundos.

Porque queremos usar el tiempo para nuestra conveniencia, comprimirémos 24 conversaciones sobre los pares de cable con una extensión de tiempo muy corto. Para evitar la colisión entre canales de comunicación debemos establecer periodos definitivos en el tiempo (time slots) para cada actividad de los canales.

El "time slot" (longitud de tiempo permitido para aceptar y enviar datos para un canal) por cada una de los canales de voz es servido por el numero de multiplexión de bits para ser transmitidos por el nivel de cuantización para el numero de canales. Sumamos un bit que es usado para propósitos de sincronización.

$$\begin{array}{r} 8 \text{ bits/nivel de cuantización} \times 24 \text{ canales} = 192 \text{ bits} \\ \text{Bit de sincronización} = \quad 1 \text{ bit} \\ \hline 193 \text{ bits} \end{array}$$

Estos 193 bits serán transmitidos durante 125 microsegundos.

Para tomar el numero total de bits transmitidos durante cada segundo de tiempo multiplicamos los 193 bits por 8000, son tomadas el numero de muestras.

$$193 \text{ bits} \times 8000 = 1,544,000 \text{ bits/segundo.}$$

Porque sabemos el numero de bits que tenemos para ser transmitidos dentro de 125 microsegundos, el tiempo por bit puede ser encontrado por :

$$\frac{125 \text{ microsegundos}}{193 \text{ bits}} = 0.6476 \text{ microsegundos/bit}$$

Desde 8 digitos binarios son transmitidos por canal.

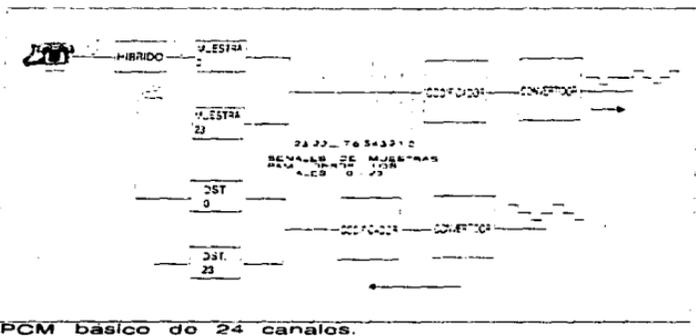
$$\frac{0.6476 \text{ microsegundos}}{\text{bits}} \times \frac{8 \text{ bits}}{\text{canal}} = 5.18 \text{ microsegundos} \quad \frac{\text{canal}}{\text{canal}}$$

Así cada canal tendrá un "time slot" de aproximadamente 5.18 microsegundos (5.2 redondeando) para recibir o enviar datos.

Más de 24 canales de comunicación pueden ser establecidos por decremento del tiempo permitido por canal. Por ejemplo, si quisiéramos tener 96 canales de comunicación en lugar de 24 tendríamos que reducir cada "time slot" 1/4 de su valor presente, o aproximadamente 1.3 microsegundos/canal.

En 1.3 microsegundos por canal el sistema tendrá que realizar la misma agilidad original permitida para 5.2 microsegundos "time slot". En orden para manejar el "time slot" más corto, es requerida circuitería de más alta velocidad.

Podemos demostrar el ciclo completo de eventos de una unidad de PCM de unos 24 canales a través de la figura siguiente.



El reloj en la figura es subdividido para representar el tiempo de cada canal que es permitido para procesar una muestra PAM desde un cliente local, tan bien como procesar la señal de 8 dígitos binarios enviados desde una oficina distante. Una revolución del señalizador del reloj representan 125 microsegundos.

Cuando el señalizador del reloj está en el canal cero, cero muestreado será permitido. Esto permitirá al sistema extraer una señal PAM desde el local de la voz de un abonado. La señal PAM luego se mete al codificador donde un código binario que refleja la altura de la señal PAM será enviada a el conversor para la transmisión a una oficina distante.

Durante los 5.2 microsegundos que el señalizador del reloj esta en el canal cero el sistema transformara el tren de pulsos de 8 dígitos binarios desde la oficina distante dentro de una señal PAM. La señal será alimentada hacia el distribuidor habilitado y regresado a una señal analógica que el cliente escuchara.

Después de 5.2 microsegundos en el canal cero el reloj conmuta a el canal uno, luego al canal dos, ... luego al canal 22, cada repetición de tiempo realizó la misma agilidad sobre el canal cero. Una vez que el tiempo ranura (time slot) del canal 23 expira, el sistema sujetará una trama o bit de sincronización para la serie de pulsos así completando una trama.

Cuando el concepto PCM es aplicado dentro de un sistema telefónico para reemplazar la convencional red analógica de conmutación, varios cambios operacionales tienen que ser hechos.

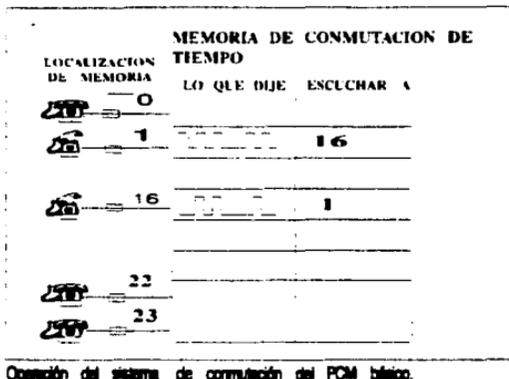
Primero, una unidad de memoria de alta velocidad debe de ser usada para almacenar temporalmente las muestras obtenidas hasta que el tiempo ranura para el canal estén intentando llegar. A menos que el PCM usado en el cable interoficinas donde las muestras de un canal eran enviadas al canal uno, en el ambiente del sistema de conmutación para un canal puede ser conectado al canal 12 para una conversación. Como resultado la memoria es necesaria para almacenar las muestras de un canal hasta que puedan ser enviadas al canal 12 y vice versa.

Segundo, dentro del sistema de conmutación el código de 8 bits binarios por cada nivel de cuantización será manejado en un modo paralelo en lugar de un modo serial. Claro todo el código se transmite a la oficina central desde otras oficinas que serán procesadas serialmente.

Tercero, pulsos unipolares serán usados dentro del sistema de conmutación, pulsos bipolares serán usados entre oficinas.

Cuarto, control de programa almacenado, unidades de procesamiento central, marcar llamadas, y enviando y recibiendo dígitos los dispositivos tendrán que ser introducidos.

Como al empieza, cuando el PCM es aplicado para una regla de conmutación estrictamente intra-oficina sustituíamos una memoria para nuestro propio par de cables.



Este, claro, no significa que el PCM es limitado para operaciones intra-oficina. De lo contrario, un conmutador PCM puede hacer ambas intra-oficina también como unas comunicaciones inter-oficina en bases digitales.

Cada canal en nuestro sistema tendrá sus propia localización de memoria para almacenar el código resultante PCM desde el intento del muestreo. La memoria que es llamada conmutador de tiempo es dividido dentro de dos secciones principales "lo que digo y lo que escucho".

La sección de escuchado simplemente que el sistema que el canal o el contenido de localización de memoria contiene la otra parte envolvente en la conversación.

Si ignoramos la secuencia de marcación, el evento de hacer llamadas telefónicas, etc., podemos mostrar las actividades que toman lugar dentro del conmutador de tiempo durante una conversación típica. Imaginemos que la parte locutor A estará usando un teléfono conectado a el canal 1 y que la parte hablante B esta sobre el canal 16.

Una vez que el equipo de control del sistema ha determinado que la parte A marcando a la parte B, un 16 será colocada en un canal de escuchado en memoria. Igualmente el número 1 será colocado en la misma sección de memoria del canal 16. Las actividades aseguraran que la parte A le permite hablar a la parte B, y viceversa.

Quando el señalizador del reloj se mueve al canal 1 el sistema codificara y almacenara en la locación de memoria 1 al código PCM derivado desde la parte de la palabra. El 16 almacenado en la sección de escuchado de la localidad de memoria 1 causara que el sistema valla a la localidad de memoria 16. Una vez que el sistema lea y envíe a la parte A el código PCM almacenado en "lo que digo" en la sección de localidad de memoria 16. (Nota: Aunque hemos leído el código en la localidad de memoria 16, esto no se destruye o se altera hasta que llegue el tiempo ranura para el canal 16).

Quando el señalizador del reloj finalmente llega al canal 16, el sistema codificara y almacenara en la localidad de memoria 16 el código PCM derivado desde la palabra de la parte B. El uno almacenado en la porción "lo que escucho" de la localidad de memoria 16 causara que el sistema valla a la localidad de memoria uno. Una vez allí el sistema leerá y enviara a la parte B el código PCM almacenado en la sección "lo que digo" de la localidad de memoria uno.

Quando el señalizador del reloj finalmente regresa a el canal uno repetiremos los pasos fuera de línea en el párrafo formado y entonces los últimos párrafos. Esto continuara hasta que la parte A y la parte B sean desconectados.

3.1.2. FDM.

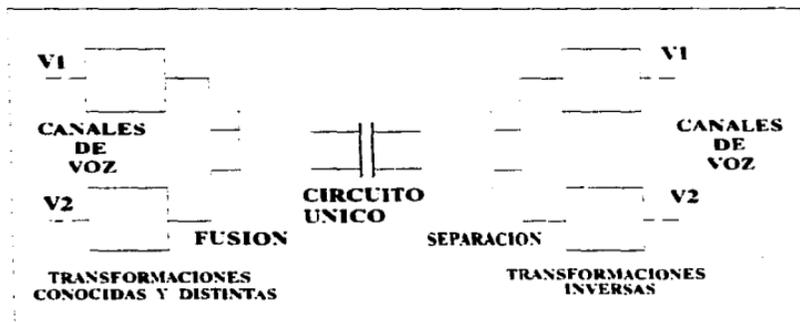
El termino multicanalizar se aplica a dispositivos más o menos inteligentes, que básicamente consisten en un procesador con su memoria, un mecanismo de barrido y un conjunto de adaptadores de comunicaciones. La función principal es proveer un medio para compartir una línea de comunicaciones (o un tronco) entre diversas estaciones de trabajo y unidades de procesamiento. Esta acción de compartir una línea, normalmente conlleva una reducción de los costos de operación, por que se economizan:

- puertos del procesador central
- módems
- adaptadores
- líneas telefónicas u otro tipo de línea
- tiempo de la CPU

Para realizar simultáneamente varias llamadas entre dos localidades distintas, o simplemente entre dos centrales distintas, serían necesarios tantos enlaces como conversaciones simultáneas.

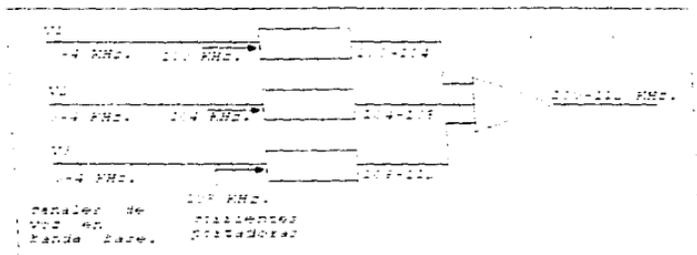
Pero el número de líneas físicas puede ser notablemente inferior si se recurre a las técnicas de "multiplexación", que consiste en reunir varios canales vocales en una sola línea, mediante las siguientes operaciones:

- en la estación de partida, las corrientes de salida se hacen pasar a través de unos dispositivos especiales que alteran sus características de una forma determinada, distinta para cada una de ellas;
- una vez transformadas, se reúnen juntas en la misma línea;
- cuando han llegado a su destino, se les separa en primer lugar y luego se les somete, en otros dispositivos, a las transformaciones inversas a las que han sufrido al inicio, para recuperar las características originales.



Multiplexación.

Estas operaciones se pueden realizar con distintas técnicas entre las cuales las más conocidas son las de división en frecuencia, FDM, y las de división en el tiempo TDM. La división en frecuencia, se puede esquematizar de la siguiente forma:



Multiplexación por división de frecuencia.

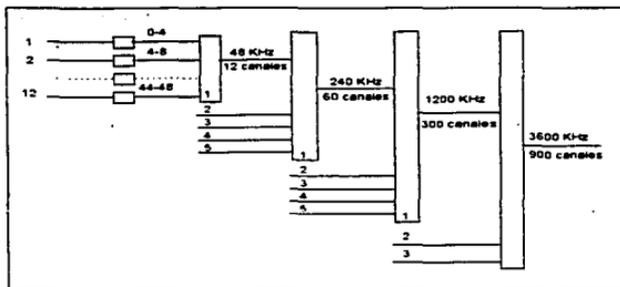
- se puede transferir una corriente de una banda de frecuencias a otra previamente establecida, siempre que la amplitud de la banda permanezca invariable; por ejemplo, una corriente en banda base, de 0 a 4 KHz., se puede transferir al intervalo 100-104 KHz. modulándola con una corriente portadora de 100 KHz;

- varias corrientes en banda base se pueden transferir a bandas contiguas con una diferencia de 4 KHz. entre sí, mediante portadoras de frecuencias distantes 4 KHz. entre sí, y posteriormente ser transferidas por un único medio;

- en la estación de llegada se separan las distintas bandas con unos filtros al efecto, y se demodulan por separado de la corriente portadora aislando las voces originales en banda base, para ser escuchadas por los abonados finales.

Se pueden someter a un proceso analógico de multiplexación las corrientes que ya están transportadas en banda ancha, formadas por varios canales elementales, hasta transportar cientos o miles de canales telefónicos al mismo tiempo en un solo medio de transmisión.

Los agrupamientos más corrientes, de entre todas las posibles combinaciones, son los de 12, 60, 300 ó 900 circuitos elementales simultáneos, que son llamados respectivamente grupo primario, grupo secundario, grupo terciario y grupo cuaternario, y utilizan respectivamente amplitudes de banda de 48, 240, 1200 ó 3600 KHz.



Los grupos.

Durante la transmisión ocurren ciertos fenómenos que alteran las características de la corriente y, por lo tanto, de la voz transportada, de los que los más importantes son la atenuación y la diafonía.

Los inconvenientes provocados por la atenuación se pueden reducir mediante amplificadores situados a lo largo de la línea para reconducir las señales a los niveles de partida.

En cambio, el fenómeno de la diafonía lleva consigo, entre otros, los siguientes problemas:

- pérdida de parte de la energía de la señal transportada;
- absorción de energía rápida por otras fuentes cercanas, con la consiguiente alteración de sus características;
- pérdida del carácter confidencial, debida a la posibilidad de que la energía radiada se puede captar con determinados instrumentos situados en el exterior.

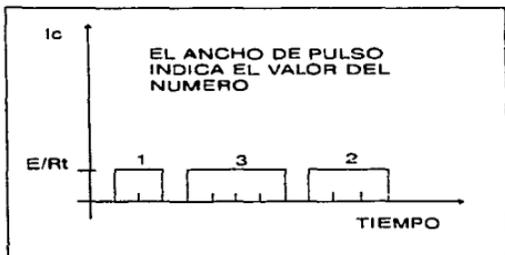
3.1.3. OTRAS FORMAS DE MODULACION.

Las señales digitales sólo tienen dos niveles de corriente o voltaje. Cuando la señal está en el primer nivel (nivel alto) se dice que está en ON o en 1; cuando la señal está en el segundo nivel, se dice que la señal está en OFF o en 0. Esta señal es muy normal en comunicaciones porque es fácil de generar, de detectar y de utilizar. Puesto que los dos niveles los fija el sistema que los genera, no se puede codificar información según el nivel de tensión. La información debe estar contenida o codificada según la duración de los niveles.

PDM.

Hay dos formas de variar los modelos de ceros y unos para que puedan llevar información. El código Morse ilustra un método, que consiste en variar la duración del nivel 1. En el caso del código Morse hay sólo dos anchos de pulsos utilizados, uno para el sonido corto y otro para el largo. En sí mismo un sistema digital, puesto que hay solamente dos posibilidades a elegir en la información sonora que llega al extremo receptor. Hay sin embargo una tercera condición, que es la pausa entre los pulsos.

Este concepto se puede ampliar para enviar más de dos niveles de información. Por ejemplo, supongamos que se desea enviar una secuencia de dígitos decimales, cada uno de los cuales puede tener un valor de 0 a 9. El emisor y el receptor deciden lo siguiente: un pulso de un segundo de duración representa el dígito 0, un pulso de dos segundos de duración representa el dígito 1, y así hasta el dígito 9, que se representa por un pulso de 10 segundos de duración. Con este acuerdo el emisor puede generar pulsos y formar modelos para enviar información numérica al receptor. Lo único que debe hacer el receptor es medir la duración de cada sonido y escribir debajo el número correspondiente. Por lo tanto, para enviar el número 132, se debería controlar la I_c en el transmisor para enviar el modelo como el de la siguiente figura.

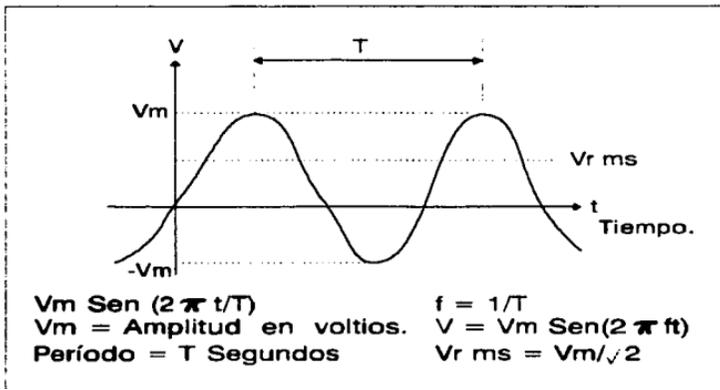


Modelo en modulación de ancho de pulso para enviar los dígitos 1, 3, y 2.

Esto es un tipo de codificación digital o modulación de la señal Ic llamado modulación por ancho de pulso. La modulación simplemente permite controlar la amplitud, duración u otras características de una señal de la forma deseada; en este caso, provocando que la anchura de los niveles 1 de tensión se comporte de la forma que se necesita para enviar los dígitos 0 a 9 por la línea telegráfica. De esto se deduce por qué se llama modulación por ancho de pulso. Otro nombre para la modulación por ancho de pulso es modulación por duración de pulso. Estos términos se abrevian a menudo por PWM y PDM.

MODULACION DE AMPLITUD.

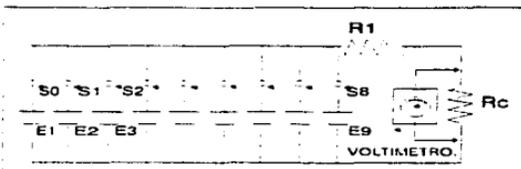
La modulación de amplitud (AM) se puede utilizar para enviar cualquier tipo de información y no se limita solamente a la información numérica. De hecho, normalmente, en los sistemas de amplitud modulada los niveles de tensión no cambian de forma brusca, sino que varían de forma continua dentro de unos márgenes de tensión. Una forma normal de variación de las tensiones en un sistema de comunicación con modulación de amplitud es la amplitud es la senoidal.



Características de las señales eléctricas senoidales.

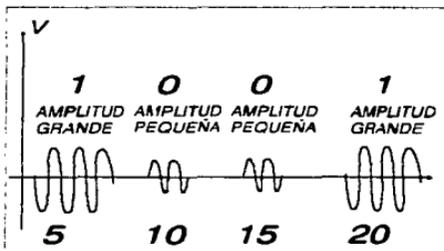
SEÑALES ANALÓGICAS PARA DATOS DIGITALES.

La senoide es una señal eléctrica particularmente útil para transmitir información a larga distancia. Se puede utilizar igualmente que las señales de amplitud constante. Por ejemplo, para enviar señales digitales podemos utilizar la siguiente figura. Donde hay una fuente de tensión senooidal de la misma frecuencia, pero con amplitud diferente. Sólo utilizaremos dos: una para la grande, para el 1, y otra pequeña, para el 0.



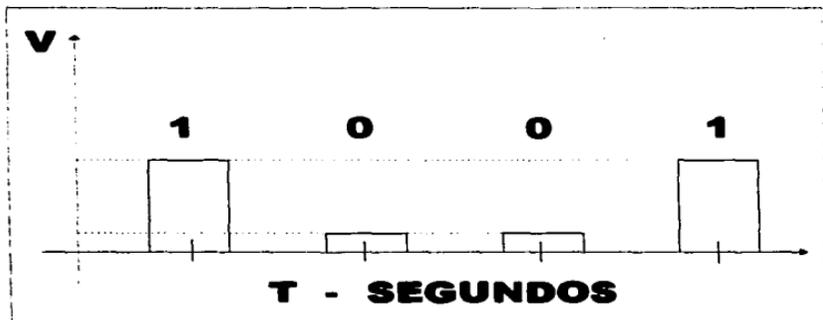
Sistema de comunicaciones para enviar señales de distinta amplitud.

Conectado alternativamente las fuentes de tensión según un modelo, se puede enviar una serie de 1's y 0's. Por ejemplo para enviar el 1001, el transmisor debería conectar la senoide de amplitud grande durante un segundo centrado a los 5 segundos y después saltaría. Se conecta la senoide de amplitud pequeña durante un segundo a los 10 y 15 segundos y la senoide de amplitud grande de nuevo durante un segundo a los 20 segundos. El receptor registra los valores los valores eficaces de tensión V_{rms} recibidos para determinar si se esta enviando un 1 ó un 0, cuando y durante cuanto tiempo.



Modelos de amplitud de senoides para transmitir información binaria.

Las lecturas del voltímetro representadas en función del tiempo serían las de la siguiente figura. Si la lectura de tensión grande se interpreta como 1 y la pequeña como 0, el receptor puede recuperar la información digital 1001 original.

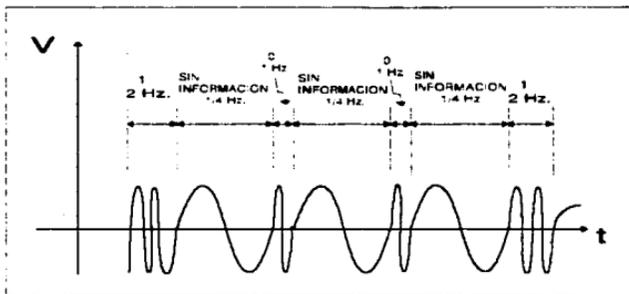


Señales digitales equivalentes a las formas de onda de la fig. anterior.

El sistema utiliza modulación en amplitud para llevar a cabo la transmisión de información. Tiene la ventaja de sobre otros sistemas que la presencia de una senoide indica que se está enviando información (un 0 o un 1), y la ausencia de senoide indica que no se está enviando información. El receptor no tiene que muestrear la tensión de la línea en tiempos preestablecidos, aunque el ejemplo lo representa así. De hecho, las formas de onda de la figura podrían juntarse, dando lugar a una onda senoidal continua, variando sólo la amplitud. Todo lo que el receptor necesita hacer es observar los niveles de tensión e interpretarlos como unos o ceros.

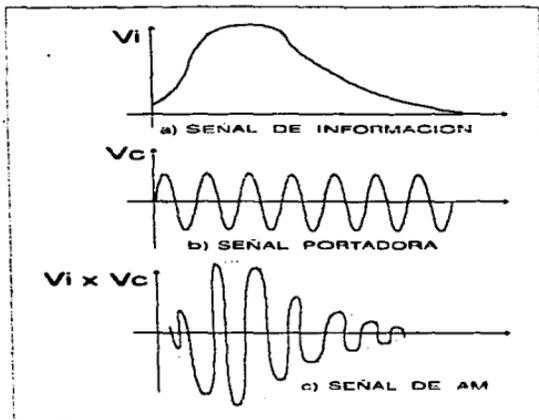
MODELOS SEGUN LAS VARIACIONES DE FRECUENCIA DE UNA SEÑAL ELECTRICA.

La técnica ahora cambia. En lugar de cambiar la amplitud de la fuente de tensión senoidal es la frecuencia la que cambia. La amplitud se mantiene constante. Controlando la frecuencia, se transmite la información. Las partes de alta frecuencia (2 Hz.) de la señal se interpretan en la recepción por medio de frecuencímetros y se registran como un 1. Las partes de baja frecuencia (1 Hz.) de la señal se interpretan también con un frecuencímetro y se registran como un 0. Las partes de frecuencia más baja de la señal (1/4 Hz.) se interpretan por el receptor como ausencia de información y son ignoradas. Esta estrategia daría lugar a la reconstrucción de la señal original 1001. Este tipo de modulación de frecuencia se denomina FSK (Frequency-Shift- Keying).



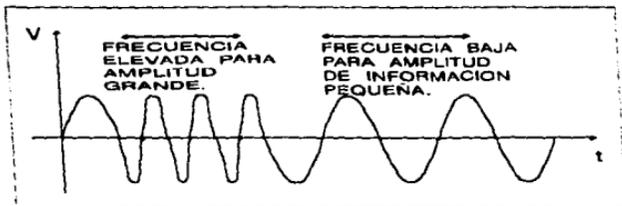
Utilización de modelos según variación de frecuencia de una senoide para enviar 1001.

En la siguiente figura la información de amplitud variable también se podría enviar utilizando modelos de frecuencia, sólo variaría de forma continua



Utilización de portadoras senoidales para transmitir información analógica.

frecuencia de la senoide, como se observa en la siguiente figura. La amplitud de la información V_i empieza en un valor bajo. Como la amplitud alcanza un valor pico, la frecuencia de la señal de transmisión se incrementa hasta un valor alto. Después del pico la amplitud de la señal de información decrece hasta cero, por lo cual la frecuencia de la señal transmisora debe descender hasta un valor bajo.



Utilización de las variaciones de las frecuencias senoidales para enviar información de la figura anterior.

MODULACION POR CODIGO DE PULSO DIFERENCIAL. (DPCM)

El DPCM es diseñado específicamente para tomar ventaja de las redundancias de muestra a muestra en una típica forma de onda de la palabra. El rango de la muestra diferencial es menor que el rango de las muestras individuales, menos bits son necesitados para codificar las muestras diferenciales. La tasa de muestreo es a menudo la misma que para un sistema comparable PCM. Así los filtros de limitación de banda en el codificador y el filtro suave en el decodificador son básicamente idénticos a los usados en los usados en los sistemas convencionales de PCM. Un significado conceptual de la generación de las muestras diferenciales para un codificador DPCM es almacenar directamente la muestra de la entrada previa en un circuito "muestra y manutención" y se usa en un sustractor para medir el cambio. El cambio en la señal es entonces cuantificada y codificada para la transmisión. La estructura del DPCM mostrada en el figura de abajo es más complicada, sin embargo, porque el valor de la entrada previa es reconstruida por un lazo de realimentación que integra las diferencias de la muestra codificada. En esencia, la señal de realimentación es un calculo de la señal de entrada como obtenida por la integración de las diferenciales de la muestra codificada. Así la señal de realimentación es obtenida de la misma manera usada para reconstruir la forma de onda en el decodificador.

La ventaja de la implementación de la realimentación es la que los errores de cuantización no se acumulan indefinidamente. Si la velocidad de la señal de realimentación desde la señal de entrada, como un resultado de una acumulación de cuantización de errores, el próximo codificador de la señal diferenciada automáticamente se compensa por la velocidad.

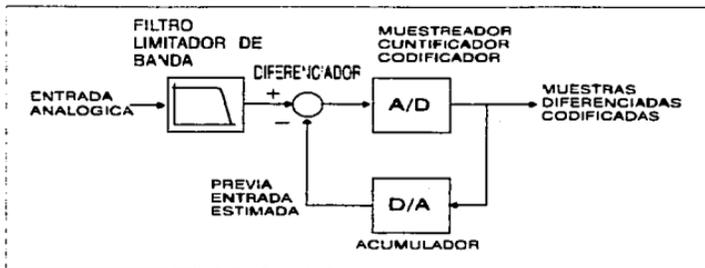


Diagrama a bloques funcional de PCM diferencial.

En sistemas sin realimentación la salida producida por un codificador en la otra terminal de la conexión quizás acumule errores de cuantización sin límite.

Como en sistemas PCM, el proceso de conversión analógica a digital puede ser uniforme o companded. Algunos sistemas DPCM también usan técnicas aditivas para ajustar el tamaño del paso de cuantización de acuerdo con el porcentaje del nivel de la potencia de la señal.

MODULACION DELTA.

La modulación delta (DM) es otra técnica de digitalización en la que específicamente explica la redundancia muestra a muestra en una forma de onda de la palabra. De hecho, la DM puede ser considerada como un caso especial de DPCM usando solamente 1 bit por muestra de la señal diferencial. El simple bit especifica simplemente la polaridad de la muestra diferencial y por lo tanto indica si la señal se ha incrementado o decrementado la última muestra senoidal. Una aproximación para la entrada de la forma de onda es construida en el camino de la realimentación para incrementar un nivel de cuantización cuando la diferencia es positiva (uno) y decrece cuando es negativa (cero). De esta forma la entrada es codificada como una secuencia de subidas y bajadas en una manera que es como una escalera.

3.2. ANALISIS ESTADISTICO Y PROBABILISTICO EN COMUNICACIONES.

3.2.1. DENSIDAD DE LA PROBABILIDAD GAUSSIANA.

DISTRIBUCION GAUSSIANA O NORMAL.

La función Gaussiana para una variable esta dada por la ecuación :

$$F(x) = \frac{e^{-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \text{----- EC.1}$$

Cuando se dibuja, resulta la curva característica con forma de campana. La curva es simétrica alrededor del punto $x = a$ y tiene un ancho proporcional a σ . Esto se hace patente en la ecuación 1, pues si se toma el punto $x-a = 2\sigma$ en el cual la exponencial es unitaria y se deja que σ aumente, $x-a$ aumenta en correspondencia.

Intuitivamente, podría esperarse que "a" sea justamente el primer momento, o valor promedio de x , para esta distribución. Esto puede comprobarse llevando a cabo realmente la integración que se requiere. Entonces.

$$m_1 = \int_{-\infty}^{\infty} x f(x) dx = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x e^{-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} dx \text{----- EC.2}$$

Después de cambiar variables al hacer que $y = (x-a)/2\sigma^2 dx = 2\sigma dy$. Los límites de integración siguen siendo $-\infty$ e ∞ , de manera que se tiene

$$m_1 = \int \left(\sqrt{2\sigma^2} y + a \right) \frac{e^{-y^2}}{\sqrt{\pi}} dy$$

Pero

$$\int_{-\infty}^{\infty} y e^{-y^2} dy = 0$$

Considerando que la función es impar o por integración directa.

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-y^2} dy = \sqrt{\pi}$$

Según cualquier tabla de integrales definidas. De esto resulta inmediatamente

$$m_1 = \mu \text{ ----- EC 3}$$

para esta función en particular.

En forma similar puede demostrarse por integración que s^2 de la primera ecuación es el segundo momento central o varianza μ_2 de esta distribución.

$$\mu_2 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(x-\mu)^2 e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} dx \text{ ----- EC 4}$$

Como se ha demostrado que s en la primera ecuación es una medida del ancho de la curva gaussiana, este resultado concuerda con la interpretación de la desviación estándar como una medida de la dispersión o ancho de la curva de densidad de probabilidad.

Cuando $f(x)$ está dada por la primera ecuación y está normalizada adecuadamente puede demostrarse por integración directa. Por lo tanto:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(x-\mu)^2 e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} dx = 1 \text{ ----- EC 5}$$

Esta curva gaussiana penderá los valores de x próximos a "a" con mayor fuerza. El valor de $f(x)$ en el pico es

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}}$$

de manera que, cuando el ancho σ aumenta, la altura de la curva en las vecindades de $x=a$ aumenta. Por último, para $\sigma \rightarrow 0$, esta curva tiende a la función delta $\delta(x-a)$ y la variable x se transforma en una constante "a" con una probabilidad de 1. (La distribución binomial tiende a la gaussiana cuando n es suficientemente grande).

La función de distribución acumulativa, o la probabilidad de que la variable sea menor que algún valor x es

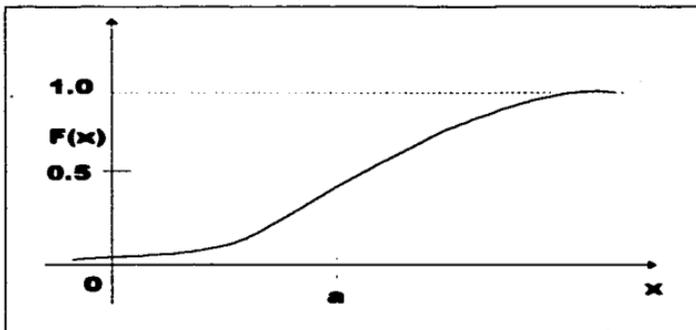
$$f(x) = \int_{-\infty}^x \frac{e^{-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} dx \text{ ----- EC.6}$$

Puesto que la curva $f(x)$ es simétrica alrededor de $x=a$, la mitad del área está incluida entre $-\infty$ y "a". La probabilidad de que $x < a$ es entonces 0.5, o

$$F(a) = 0.5 \text{ -----EC.7}$$

El punto de probabilidad 0.5 se llama la mediana de la distribución estadística. Para la función gaussiana la mediana, o valor promedio, y el punto modal (pico de $f(x)$) coinciden.

$F(x)$ es mostrada en la siguiente figura. La curva es simétrica respecto al punto $x=a$.



Función de distribución acumulativa de la distribución gaussiana.

3.2.2. LA FUNCION DE ERROR.

La distribución de probabilidad del ruido de fluctuación es de la forma Gaussiana. El valor promedio del ruido es, sin embargo, 0 volts de manera que la curva resulta ser simétrica con respecto al origen, ¿entonces representa el valor rms del voltaje ruido? ¿Cuál es la probabilidad de que el voltaje de ruido sea menor que algún valor $K\sigma$ prescrito (k constante)?

Haciendo que k represente el voltaje instantáneo de ruido, puede responderse esta pregunta escribiendo

$$\begin{aligned} \text{Prob}(-K\sigma < x < K\sigma) &= \int_{-K\sigma}^{K\sigma} f(x) dx \text{----- EC 8} \\ &= \int \frac{e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} dx \end{aligned}$$

Haciendo que

$$v = \frac{x}{\sqrt{2}\sigma}$$

Al hacer esto y utilizar la simetría de $f(x)$, se obtiene

$$\text{Prob}(-K\sigma < x < K\sigma) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{K/\sigma} e^{-v^2} dv \text{----- EC 9}$$

Esta integral se llama frecuentemente función de error y se abrevia $\text{erf}(K/\sigma)$.

En general,

$$\operatorname{erf} k = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^k e^{-x^2} dx \text{----- EC.10}$$

y

$$\operatorname{Prob}(|x| < K\sigma) = \operatorname{erf} \frac{K}{\sqrt{2}} \text{----- EC.11}$$

La función de error aparece tabulada en diversos libros de tablas matemáticas y en libros sobre probabilidad, y estadística. Utilizando estas tablas, se encuentra que, para $K = 1$,

$$\operatorname{erf} \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.683$$

y para $K = 2$

$$\operatorname{erf} \frac{2}{\sqrt{2}} = 0.955$$

La probabilidad de que el voltaje de ruido sea menor que s volts en magnitud es entonces 0.68. La probabilidad de que el voltaje sea menor que el doble del voltaje rms de ruido ($2s$) es 0.95.

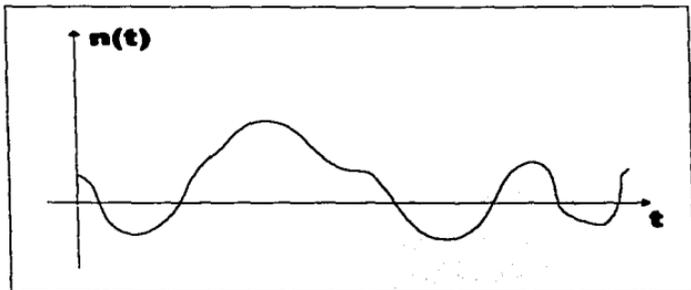
Estos resultados son más generales que las fluctuaciones de ruido. Por lo tanto es fácil demostrar que para cualquier variable que tiene una función de densidad de probabilidad Gaussiana, la probabilidad de que la variable se desvíe del valor promedio por menos de s es 0.68, mientras que la posibilidad de una desviación más grande que $2s$ es $1 - 0.95 = 0.05$.

Por ejemplo, supóngase que 100 000 resistencias se van a manufacturar con una resistencia nominal de 100 KW. A causa de las variaciones de la materia prima y del proceso de manufactura empleado, los resistores varían en la práctica alrededor del valor nominal de 100 k. Supongamos que las desviaciones respecto a este valor siguen una curva Gaussiana con desviación estándar del 10% respecto al valor promedio, o es entonces 10KW y 68% del grupo de 100 000 resistores, o sea, 68 000 de ellos, tendrán en promedio resistencias dentro de ± 10 KW de los 100 KW indicados. En promedio 95%, o 95 000, caerán dentro de ± 20 KW de este valor nominal.

3.2.3. DENSIDAD ESPECTRAL DE POTENCIA.

El ruido que se agrega a la señal tiene un comportamiento estadístico conocido (más comúnmente, Gaussiana), con una varianza específica s^2 . Esto permite que se calcule la probabilidad de error en la transmisión de la señal de banda base binaria debido al ruido, para evaluar el rendimiento de PCM. Lo más importante es, ya que el ruido es una función $n(t)$ variable en el tiempo, que justamente como cualquier otra señal se ve afectado por el sistema que debe atravesar.

Un oscilograma típico del ruido puede ser como el que aparece en la figura siguiente. Las formas de onda de las señales aleatorias parecen tener una apariencia impredecibles y muy similarmente irregular. Esta función aleatoria variable en el tiempo se llamará proceso aleatorio $n(t)$. Una muestra de $n(t)$ que se forma en un momento del tiempo arbitrario t es una variable aleatoria con alguna función de densidad de probabilidad $f_n(n)$.



Procesos aleatorios.

Consideremos como ejemplo simple, no Gaussiano, un proceso de ruido de dos niveles: la señal aleatoria puede tener con igual probabilidad los valores +a o -a cuando se muestrea. Un caso especial es un tren de pulsos binarios, con ceros y unos igualmente probables. Se trata por supuesto precisamente del modelo de una señal binaria que se ha hecho aleatorio por la ocurrencia impredecible de los unos y de los ceros.

Para determinar la función $f_n(n)$ en forma experimental, si no se conoce el comportamiento estadístico, puede realizarse un análisis de histograma, muestreando $n(t)$ a intervalos suficientemente separados como para asegurar la independencia estadística de las muestras, fijando un par de niveles en n y $n + \Delta n$, y finalmente contando el número de veces que las muestras caen en este intervalo de n .

Aunque el valor promedio y la varianza de n pueden obtenerse del mismo análisis del histograma de $n(t)$ que se usó para encontrar $f_n(n)$, simplemente promediando las muestras medidas en forma adecuada, es evidente, intuitivamente, que debe ser posible efectuar las mismas mediciones en forma más simple utilizando medidores de tiempo promedio. Por ejemplo, si se fuera a suministrar la onda $n(t)$ a un medidor de cc, se supone intuitivamente que se obtendrá una medición del valor esperado $E(n)$. En este caso se está comparando implícitamente un promedio esperado o estadístico con promedio temporal, como se lleva a cabo con un medidor de cc. Específicamente, si el instrumento de medición tiene una constante de tiempo efectiva T , su lectura deberá ser un número.

$$n = \frac{1}{T} \int_0^T n(t) dt \text{ ----- EC.12}$$

Es evidente que como $n(t)$ varía aleatoriamente, lo mismo sucede con \bar{n} . Dependiendo de cuándo se realiza el promedio indicado, se obtendrán diferentes números \bar{n} . Por lo tanto \bar{n} es una variable aleatoria, con su propio valor esperado, varianza, etc. Pero todavía se espera encontrar en \bar{n} alguna medida de $E(n)$, el promedio estadístico de $n(t)$. Para indicar la conexión, se toma el valor esperado de \bar{n} mismo; es decir, se visualizan muchas lecturas del medidor sobre diferentes secciones de $n(t)$, cada una de T segundos de duración, el valor esperado de \bar{n} entonces es el promedio estadístico de ellos.

$$E(\bar{n}) = E\left[\frac{1}{T} \int_0^T n(t) dt\right] \text{ ----- EC.13}$$

Entonces las operaciones de expectación y de integración son intercambiables. Entonces puede escribirse

$$E(\bar{n}) = \frac{1}{T} \int_0^T E[n(t)] dt \text{ ----- EC.14}$$

Ahora se supone que el valor esperado de $E[n(t)]$ es independiente del tiempo. Esto es razonable, pues si el valor esperado fuera variable con el tiempo, no se esperaría que la lectura del medidor de cc fuera un número fijo de cualquier manera. Por otro lado, si se visualizaran muchas de tales hileras de $n(t)$ cada una de T segundos de duración, situadas unas detrás de otras; ya sea que se hayan obtenido tomando cada unidad a intervalos de T segundos, o visualizando muchas fuentes idénticas que proporcionen salidas independientes $n(t)$, podría realizarse un conjunto promedio de la variable aleatoria $n(t_1)$ para encontrar una aproximación cercana a $E[n(t_1)]$. Podría entonces suponerse que $E[n(t_2)]$, o $E[n(t)]$ en cualquier otro valor de t sería igual.

Con esta suposición de que $E[n(t)]$ es una constante, independiente del tiempo, se encuentra, a partir de la ecuación 14, que

$$E(\bar{n}) = E(n) \text{ ----- EC. 15}$$

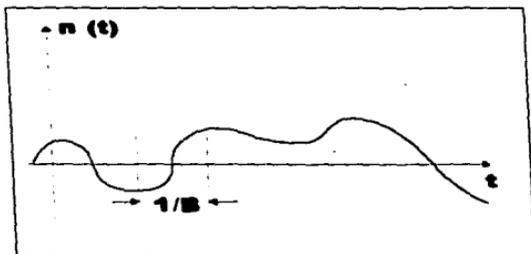
Así que la intuición, es acertada aquí, e indica que al menos en un sentido promedio el promedio \bar{n} proporciona una medición de $E(n)$. Pero también podría esperarse que el intervalo de tiempo desempeñe un papel importante en este caso. Haciendo que T sea mayor, o promediando en secciones más largas de $n(t)$, se esperaría encontrar que \bar{n} tiende a $E(n)$ más cercamente. De hecho esto se demuestra fácilmente calculando la varianza $\text{var}(\bar{n})$ de la variable aleatoria \bar{n} . Así pues, por la definición de la varianza,

$$\text{var}(\bar{n}) = E[\bar{n} - E(\bar{n})]^2 = E\left\{\frac{1}{T} \int_0^T [n(t) - E(n)]^2 dt\right\} \text{ ----- EC.16}$$

se puede demostrar que

$$\frac{\text{var}(\bar{n})}{E^2(\bar{n})} \rightarrow \frac{C}{BT} BT \gg 1 \text{ ----- EC.17}$$

donde C es una constante fija del orden de 1, y B es el ancho de banda del proceso $n(t)$. Como se indica en la fig. siguiente, el espacio de tiempo entre los sucesivos valles y picos de la onda es aproximadamente el recíproco del ancho de banda. Por ejemplo, si $B = 100$ KHz. y $T = 1$ ms, $1/BT = 0.011$. La dispersión alrededor del valor esperado es entonces de 0.1 del valor esperado.



Significado del ancho de banda B.

En cuanto al medidor de cc toma promedios sobre intervalos de tiempo más y más largos, sus lecturas \bar{n} tienden más y más estrechamente al parámetro $E(n)$. (En situaciones prácticas es normalmente suficiente tener $T \gg 1/B$). Pues la varianza de la lectura \bar{n} tiende a cero conforme $1/T$ indica que las variaciones alrededor de $E(n)$ decrece en la misma forma. Entonces, en el ejemplo previo si la constante de tiempo del medidor aumenta a 100 ms $1/BT = 10^{-4}$. La dispersión alrededor del valor esperado es la raíz cuadrada de éste, o sea 10^{-2} . Aumentando el tiempo de integración por un factor de 100 se angosta la desviación alrededor de $E(n)$ por un factor de 10, en promedio. En el límite, cuando $T \rightarrow \infty$, debe tenerse

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \lim_{T \rightarrow 0} \frac{1}{T} \int_0^T n(t) dt = E(n) \text{----- EC.18}$$

Un proceso o forma de onda aleatoria $n(t)$ para la ecuación (18) es válida se dice que es un proceso ergódico; es decir, que los promedios (estadísticos) del tiempo y del conjunto pueden igualarse.

Puesto que se ha demostrado que puede usarse un instrumento de medición para medir $E(n)$ podemos preguntarnos si también será posible medir s cuadrada, la varianza del ruido, de manera similar; la respuesta es, por supuesto, sí, y de hecho se usa un medidor de potencia con este propósito. Específicamente, si se define la potencia promedio P_{pr} en un intervalo de T segundos de duración:

$$P_{pr} = \frac{1}{T} \int_0^T n^2(n) dt \text{-----EC.19}$$

se demuestra, nuevamente intercambiando el orden del promedio del conjunto de la integración, que

$$E(P_{pr}) = E(n^2) = \sigma^2 - E^2(n) \text{-----EC.20}$$

$$\sigma^2 = E(P_{pr}) - E^2(n) \text{-----EC.21}$$

Nuevamente P_{pr} tal como se lee en el medidor de potencia de constante de tiempo T , es una variable aleatoria, pero en el promedio las lecturas proporcionarán una medición del segundo momento $E(n^2)$. Como $E^2(n)$ es aproximadamente el cuadrado del valor de cc , es evidente que la varianza s^2 debe proporcionar una medición de la fluctuación o de la potencia de $no\ cc$. Para acentuar el hecho de que la varianza de un conjunto en base promedio es la misma que la fluctuación, promediada en el tiempo de la potencia, se usará el símbolo N para esta última. Con frecuencia esta última se denomina potencia de ca , según es medida por el instrumento de rms verdadero. N podría entonces ser el cuadrado de la lectura rms.

Se puede demostrar que

$$\frac{\text{var}(P_{pr})}{E^2(P_{pr})} = \frac{C}{BT} \quad BT \gg 1 \quad C \text{ constante} \text{-----EC.22}$$

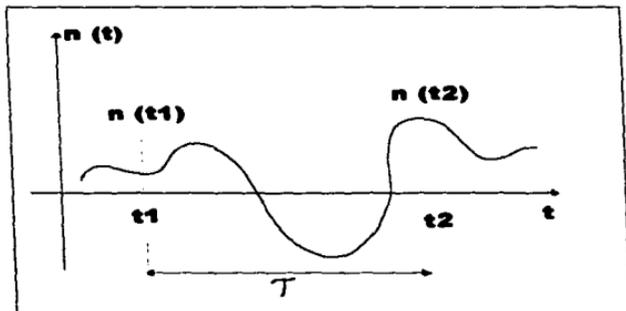
Entonces, cuando $T \rightarrow \infty$ la lectura P_{prom} tiende a $E(n^2)$ con la probabilidad 1, con lo que se tiene

$$\lim_{T \rightarrow \infty} (P_{pr}) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [n(t) - \bar{n}]^2 dt \text{ ----- EC.23}$$

Un proceso $n(t)$ para el cual el promedio en el tiempo y en el conjunto son iguales, en el sentido de la ecuación 23, se dice que es un proceso ergódico.

Se acaba de demostrar de que manera se relacionan los promedios en el tiempo y en el conjunto para una onda o proceso aleatorio $n(t)$. En particular, puede usarse un instrumento de medición para medir $E(n)$ y, si el término de cc está ausente o ha sido retirado [$E(n)=0$], puede usarse un instrumento de medición de rms verdadero para medir N , la potencia del ruido o varianza. Esto supone, sin embargo, que la constante de tiempo del instrumento $T \gg 1/B$, donde B es el ancho de banda del proceso.

Básicamente, se requiere alguna medición de cómo puede variar el proceso del ruido en un intervalo de tiempo dado. Específicamente, si se considera la onda de ruido $n(t)$ de la figura siguiente, se nota que cuando $t_2 \rightarrow t_1$, $n(t_2)$ como variable aleatoria llega a estar más cercanamente relacionada $n(t_1)$.



Definición de autocorrelación.

Cuando $(t_2 - t_1)$ aumenta, se espera menor dependencia entre ambas variables. Este concepto puede precisarse más exactamente definiendo la función de autocorrelación $R_n(t_1, t_2)$ siguiente:

$$R_n(t_1, t_2) = E[n(t_1)n(t_2)] \text{----- EC 24}$$

Aunque muchas definiciones diferentes de dependencia podrían usarse para una variable aleatoria respecto de otra, la función de autocorrelación es probablemente la más simple de ellas. Nótese que es la extensión a la misma variable aleatoria (de allí el prefijo auto) de la definición de la covarianza de dos variables aleatorias que aparecen en la teoría de la probabilidad. Es evidente que si $t_2 \rightarrow t_1$, $R_n \rightarrow E(n^2)$ o justamente el segundo momento estadístico. Si en algún espaciamento $(t_2 - t_1)$, las variables $n(t_2)$ y $n(t_1)$ tienden a ser estadísticamente independientes.

Para simplificar el análisis se supondrá que $R_n(t_1, t_2)$ depende únicamente del intervalo $(t_2 - t_1) = \tau$, y no del origen del tiempo t_1 . Esto es similar a la suposición hecha con anterioridad en el sentido de que $E(n)$ es independiente del tiempo]. Entonces puede escribirse

$$R_n(\tau) = E[n(t)n(t + \tau)] \text{----- EC 25}$$

Un proceso para el cual se cumple, y para el cual $E(n)$ es independiente del tiempo, se denomina proceso estacionario.

Tal como ya se ha hecho con anterioridad, se establece una integral con una propiedad de que su valor esperado es igual a $R_n(\tau)$. Considérese la integral

$$\bar{R}_n(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T n(t)n(t + \tau) dt \text{----- EC 26}$$

Notar que la integral proporciona en alguna medida una medición de la dependencia con el tiempo τ de $n(t)$ y $n(t + \tau)$. Pues cuando $\tau \rightarrow 0$, $R_n(0) = Ppr$; cuando τ aumenta y $n(t)$ y $n(t + \tau)$ varían con relativa independencia entre sí, podría esperarse que el producto de las dos fuera negativo con la misma frecuencia con que es positivo, tendiendo a cero si $E(n) = 0$.

Nuevamente $nR_n(t)$ es una variable aleatoria, dependiente del intervalo de T segundos de largo sobre el cual se evalúa. Si ahora se promedia el conjunto sobre todos los valores posibles de esa variable, se obtiene, a partir de las ecuaciones 26 y 25,

$$E[\bar{R}_n(t)] = R_n(t) \text{-----EC.27}$$

De manera que en un sentido promedio, el promedio en el tiempo de la ecuación 24 y el promedio del conjunto de la ecuación 25 son iguales.

Puede calcularse la varianza de $R_n(t)$ y demostrar que tiende a cero con $1/BT$, para valores grandes de T . Se tiene entonces

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \bar{R}_n(t) = R_n(t) \text{-----EC.28}$$

Ahora ya se puede proceder a relacionar realmente $R_n(t)$ con el análisis espectral de $n(t)$ y definir entonces un ancho de banda. podría empezar suponiendo por un momento que $n(t)$ es una función determinística. Se toma una sección de $n(t)$ de T segundos de duración y se desarrolla en serie de Fourier. El resultado, obviamente, consistirá en armónicas de la frecuencia fundamental $1/T$. Así

$$n(t) = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} c_m e^{j\omega_m t} \quad \omega_m = \frac{2\pi m}{T} \text{-----EC.29}$$

Aquí

$$c_m = \int_{-T/2}^{T/2} n(t) e^{-j\omega_m t} dt \text{-----EC.30}$$

Notar que c_m es una variable aleatoria debido a que $n(t)$ es aleatoria. De hecho, si $E(n) = 0$, se tiene que $E[c_m] = 0$. De manera que se está en la situación particular de tener una representación en serie de Fourier de $n(t)$ que se válida para el intervalo de tiempo particular T en el cual se la ha determinado, pero que varía estadísticamente cada vez que se toma otro intervalo de $n(t)$ de T segundos de duración.

Para obviar esta dificultad pueden calcularse los $|c_m|^2$, los cuales nunca serán cero, y usar esto para llevar a cabo un análisis espectral del ruido. Recordar que la función de autocorrelación $R_n(t)$ se introdujo para proporcionar una medición de las variaciones en el tiempo del proceso aleatorio

$n(t)$. $R_n(\tau)$ desempeña entonces aquí el papel, al tratar con procesos aleatorios, que la función del tiempo misma desempeña en el caso determinístico. En este caso se encuentra la representación espectral de una función del tiempo $f(t)$ tomando su transformada de Fourier. En el caso aleatorio se define formalmente la representación espectral de $n(t)$ como la transformada de Fourier de $R_n(t)$. Denominando a esta cantidad $G_n(f)$, se tiene

$$G_n(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_n(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \text{ ----- EC.31}$$

Esta función debe tener la propiedad de que cuando $R_n(\tau)$ toma valores más y más próximos a cero alrededor de este valor (lo que implica que $n(t)$ y $n(t + \tau)$ se hacen menos dependientes para una t dada, o que $n(t)$ varía más rápidamente), se hace más ancha en frecuencia. Esta propiedad es, por supuesto, consistente con la relación inversa entre el tiempo y la frecuencia.

A partir de la relación de la transformada de Fourier que conecta $G_n(f)$ con $R_n(\tau)$, es evidente, que la transformada inversa de Fourier existe y que $R_n(\tau)$ puede encontrarse formalmente de $G_n(f)$ escribiendo

$$\begin{aligned} R_n(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} G_n(f) e^{j2\pi f\tau} \frac{df}{2\pi} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} G_n(f) e^{j2\pi f\tau} df \text{ ----- EC.32} \end{aligned}$$

Pero hay que recordar que $R_n(0) = E(n^2)$ es el segundo momento de $n(t)$ y que $R_n(0) = P_{pr}$ la potencia total de la onda de ruido, tal como se mide por el instrumento de rms verdadero. A partir de la ecuación 32 se tiene

$$R_n(0) = E(n^2) = \int_{-\infty}^{\infty} G_n(f) df \text{ ----- EC.33}$$

La función $G_n(f)$ definida formalmente como la transformada de Fourier de la función de autocorrelación parece entonces tener las dimensiones de densidad de potencia: la integral en todas las frecuencias es justamente la potencia total en el ruido. Por esta razón, $G_n(f)$ se denomina específicamente la densidad espectral de potencia o, frecuentemente, el espectro de potencia, con ella se mide la distribución de la potencia del ruido en la frecuencia. Un instrumento medidor de potencia sintonizado a una frecuencia f_0 y midiendo la potencia de un estrecho intervalo Δf alrededor de f_0 podría proporcionar una buena aproximación de $2G_n(f)$ Δf . En el caso especial donde el ruido $n(t)$ tiene promedio cero, $E(n) = 0$, y

$$N = \int_{-\infty}^{\infty} G_n(f) k^2 df \quad E_n = 0 \quad \text{-----} \text{EC-34}$$

La potencia de ruido o varianza N , parámetro del cual se ha encontrado que depende de la probabilidad de error en la detección de pulsos en presencia de ruido, está entonces directamente relacionada con la densidad espectral $G_n(f)$. Es la suma de las contribuciones de la potencia del ruido a todas las frecuencias.

**ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA**

3.3. SEÑALIZACION.

Casi todas las centrales modernas son controladas por un procesador central. Usualmente éstas son llamadas centrales por programa almacenado (stored program controlled, SPC). La información fluye entre los procesadores por medio de sistemas de señalización de canal común (CCS). Este título los distingue de sistemas anteriores donde la señalización era llevada a lo largo con el canal de voz para el que es relacionado, que son nombrados sistemas de señalización de canal asociado (ACS). La desventaja de un ACS en un medio ambiente SPC es que cada canal en la central (del que puede haber varios miles) tiene que haber asociado alguna forma de acceso al procesador. CCS solamente necesita, en principio, tantos enlaces como haya procesadores con el que se necesita comunicar. En la practica estos enlaces serán replicados para trafico y razones de confiabilidad.

En un principio los sistemas de señalización de canal común eran el sistema de señalización No. 6 del CCITT en Europa y en Norteamérica el CCIS (Common Chanel Interoffice Signalling). Para propósitos de la RDSI éstas están siendo ahora supervisadas por la norma No. 7 del CCITT. El sistema de señalización No. 7 del CCITT es ante todo deseada para ser llevada entre procesadores sobre una portadora de 64 Kbps. Estas tienen unas capas similares a las capas estructurales de OSI (pero no como las mismas). Los niveles más bajos son llamados parte de transferencia de mensaje (MTP) cuyo propósito es transferir mensajes de señalización sobre la red en una manera confiable. Estas tienen 3 niveles jerárquicos estructurados:

Nivel 1.- abarca el enlace de datos de la señalización, la que en la red digital consiste de unos 64 Kbps ranuras de tiempo en una multiplexación digital. En principio cualquier ranura de tiempo puede ser usado pero en el sistema Europeo es tradicional usar una ranura de tiempo 16; en el sistema Norteamericano se usa una ranura de tiempo 24.

Nivel 2.- comprende funciones que facilitan la transferencia confiable de mensajes sobre un enlace de señalización simple. Estas funciones aseguran que los mensajes sean llevados en el orden correcto, sin perdidas o duplicación. Para cada mensaje este nivel suma 16 dígitos de chequeo por lo cual el equipo recibe el mensaje que puede checar si algún error ha sido introducido. La secuencia de los números son también añadidos para identificar el mensaje corriente y para reconocer estos mensajes que ya han sido recibidos.

Nivel 3.- asegura la transferencia confiable de mensajes de señalización aun en el evento de fallas de red. Funciones y procedimientos son incluidos lo cual informa a las partes remotas de la red de la señalización de las consecuencias de fallas y reconfigura la ruta de mensajes a través de la red de la señalización para vencerlos.

Llevados por el MTP, y por lo tanto jerárquicamente por encima el MTP, son las partes de usuario. Estos son los mensajes que son usados para establecer, limpiar y de otra manera de control de llamadas. Incluida en esta área esta la facilidad de acceder sin modos de conmutación tales como bases de datos de redes inteligentes y también para soportar operaciones de red y actividades de mantenimiento.

La parte de usuario para controlar el establecimiento de llamadas telefónicas es llamado parte de usuario de telefonía (TUP). Para propósitos de la RDSI una nueva parte de usuario ha sido definida llamada parte de usuario de servicios integrados (ISUP) pero como una medida interna en Europa una versión aumentada del TUP, llamada TIP+, será usada para propósitos primeramente por la RDSI. Ultimamente eso esta planeado que la ISUP suplante a los primeros sistemas. Algunos ejemplos de mensajes ISUP son:

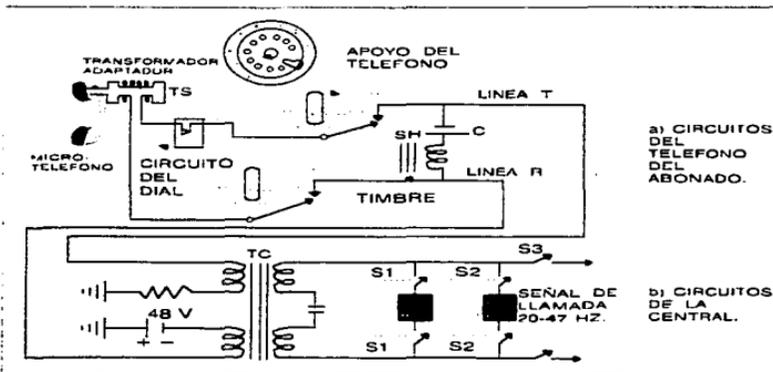
Mensaje de dirección inicial (IAM). Un mensaje enviado en la dirección forward para un ataque inicial de un circuito extrovertido y para transferir números y otras informaciones relacionadas para la ruta y manejo de una llamada.

Mensaje de dirección subsecuente (SAM). Un mensaje que puede ser enviado en la dirección de hacia adelante (forward) después un mensaje de dirección inicial para llevar información numérica de llamadas adicional.

3.3.1. SEÑALIZACION EN TELEFONIA.

Cuando el teléfono no se utiliza está sobre un gancho que abre los interruptores, que se denominan soporte SH (soporte interruptor). Estos interruptores desconectan el teléfono de la red telefónica. Sin embargo, hay una parte del teléfono que se mantiene conectada a la línea. Hay un electroimán, que se llama solenoide del timbre, que permanece conectado a la línea por el lado de la central por medio de interruptores SH, y gracias a esto la central puede hacer sonar el teléfono con una señal alterna, cuando éste es llamado.

Con el teléfono colgado no hay circulación de corriente continua proveniente de las baterías de 48 V. a través del bucle T-R ni del bucle del timbre, debido al condensador C. La central controla la corriente continua para determinar si el teléfono está libre, ocupado o está iniciando una llamada. La central controla, también, las señales que pueden salir hacia el teléfono a través de los interruptores S1, S2 y S3.



Componentes de un receptor telefónico y de una central.

Las señales que se pueden enviar al teléfono de abonado se resumen en la siguiente tabla. Estas señales son muy conocidas

Señal de tono	Frecuencia de interrupción	Frecuencia (Hz)
Marcando	Ninguna	480
Llamando	Ninguna	440
Ocupado	60 (línea llamada)	480
	30 (línea interurbana)	
	120 (dentro de banda)	

por los usuarios del teléfono, así como la secuencia en que se utilizan. Para explicar esta secuencia se utilizan los términos de la tabla anterior y el circuito receptor telefónico y de la central. Se consideran dos casos. En el primero, suponemos que el teléfono de la figura anterior está descolgado o colgado. Está dispuesto y esperando a recibir una llamada, como muestra la falta de corriente en sus líneas T y R. Si este teléfono ha sido seleccionado por la central para recibir una llamada, el conmutador S2 se activará para conectar la señal de llamada a las líneas T y R, a través del transformador TC: La señal alterna de 110 V. (o de 90 V.) y 20-47 Hz. hará sonar el timbre del teléfono. Este sonido continuará hasta que la persona que llama cuelgue, o hasta que el teléfono de la figura anterior sea descolgado para responder. Esto provocará la circulación de corriente continua en el circuito T-R del teléfono. El circuito de la central detectará la corriente y cortará la señal de llamada abriendo S2. También se activará el conmutador S3, para establecer la línea de conmutación.

Cuando el usuario habla por el teléfono para responder, el micrófono del teléfono provoca una variación en la corriente de la malla T-R, que corresponde a la variación de la forma de la voz. La corriente del bucle T-R pasa por el transformador de adaptación TS y por el primario del transformador TC, produciendo unas señales que representan la voz en el secundario del transformador TC. El secundario del transformador TC está conectado al teléfono que llama a través del circuito que se forma al cerrar el interruptor S3, con los circuitos conmutados de la central.

Considerando que el teléfono de la figura es el que llama después de marcar, el propietario del teléfono llamado descuelga y contesta entonces, las señales eléctricas que representan las palabras constituyen la señal de entrada al transformador TC, a través del interruptor S3, que está cerrado. El lado correspondiente a S3 del transformador es ahora el primario y el bucle T-R el secundario. La corriente producida en el primario por las señales que representan la voz induce una corriente en el secundario que excita el altavoz del teléfono, por medio del transformador de adaptación TS, y reproduce la voz de la persona que toma el teléfono llamado, oyéndolo la otra persona que llama. Como hablan las dos personas, la voz es reproducida desde el transmisor al receptor a través del circuito de comunicación completo. El sistema reproduce la voz en ambas direcciones empleando el mismo circuito.

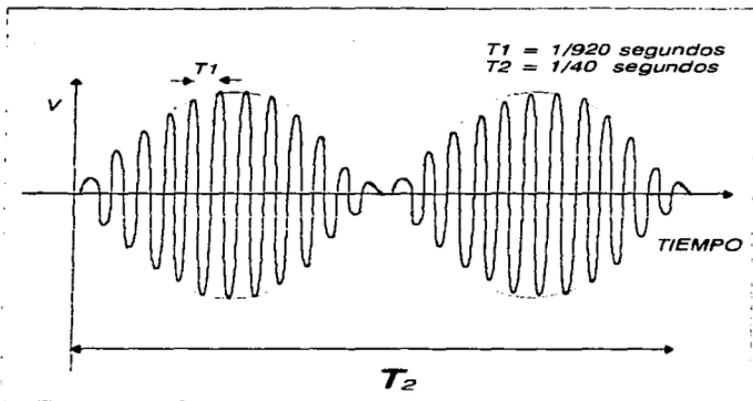
Hay otra cuestión sobre el teléfono de la figura. Siempre que habla alguien por el micrófono del teléfono, también escucha su propia voz por el altavoz

correspondiente a ese teléfono. El transformador de adaptación TS determina el nivel de la señal correcto para la voz del que está hablando y el nivel de la señal correspondiente al interruptor, recibida por la línea.

Durante la secuencia que se ha descrito anteriormente no se utilizan los circuitos del dial y de tono señalizador, y el interruptor S1 permanece abierto.

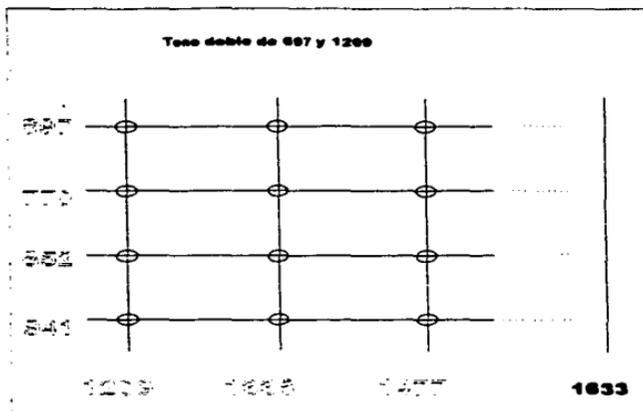
El caso cuando el teléfono es usado para realizar una llamada; es entonces, el teléfono que llama. Se necesita el circuito del dial, así como el generador de tonos, par proporcionar los tonos señalizadores adecuados de la tabla anterior, entre el teléfono y la central. Cuando el que llama descuelga el teléfono se crea una corriente continua en el circuito T-R. Esta corriente es enviada por la central e indica que se ha iniciado una llamada. La central localiza la línea que inició la llamada y coloca una señal de tono de 480 Hz. en la línea T-R, cerrando el interruptor S1 y produciendo una corriente en el primario del transformador TC. Esto produce un tono de marcar en el altavoz del teléfono que llama. Los interruptores S2 y S3 están abiertos (S2 permanecerá abierto, puesto que no hay corriente de llamada en el teléfono que llama). Cuando el que llama oye el tono de marcar, indica el número de teléfono al que llama generando señales eléctricas por medio de un dial giratorio que contiene unos contactos que se abren o se cierran, también puede realizar pulsando unos botones de selección por tonos. El tono de marcar se interrumpirá cuando se marque el primer dígito mediante el dial mecánico. En el caso del sistema por tonos se reemplazará por el tono del botón pulsado.

Si se utiliza un dial mecánico, éste se hace girar según el dígito deseado y después se suelta, para que vuelva a su posición de reposo. Cuando ocurre esto se interrumpe la corriente continua que hay en las líneas T-R para generar un número de pulsos igual al número marcado. El dial está diseñado para generar 10 pulsos por segundo. Normalmente, la bocina está desconectada por el circuito del dial para mantener el que se produce al marcar. La central recibe los pulsos, detecta la secuencia de números y los almacena. Esos números son utilizados para localizar el teléfono llamado y preparar a línea de transmisión entre las dos estaciones. Cuando se localiza el teléfono llamado, la central comprueba el estado del mismo y genera la señal de llamada si está disponible. También pone un tono de llamada del interruptor S1, que está cerrado (S2 y S3 están todavía abiertos), en la línea para que lo escuche la persona que está llamando. Este tono de llamada se realiza modulando una onda senoidal de 440 Hz. con otra de 480 Hz. Esto da como resultado una onda de 920 Hz., que crece y decrece en intensidad a 40 Hz., como se ve en la siguiente figura. El tono de llamada permanece hasta que el teléfono llamado responda o hasta que el teléfono que llama quede colgado. Si el teléfono llamado contesta, la central corta la corriente de la señal de llamada, así como la señal de tono del teléfono que llama, y completa la línea de transmisión cerrando los interruptores S3.



Forma de onda del tono de llamada.

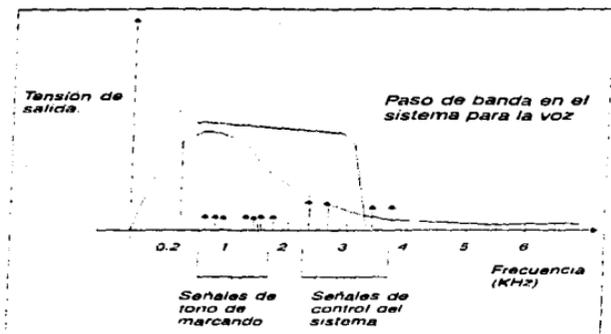
Con el teléfono tipo Touch-Tone, entonces el circuito del dial es más complicado que un conjunto de interruptores. Contiene también circuitos generadores de tonos. Cuando se utiliza este tipo de teléfono, la pulsación de la tecla produce una señal de dos frecuencias en la línea. Las frecuencias se indican por la intersección de las líneas de frecuencia en la matriz de tonos de la figura siguiente. Por ejemplo, presionando la tecla 5 se envía a la central un tono de 770 y 1336 Hz. (y a la parte llamada, si se pulsa el botón durante una conversación). Los circuitos de la central detectan y decodifican los tonos disponiendo después la línea de comunicación de forma similar al caso en el que hay un dial mecánico. La utilización de estos tonos acelera el proceso de marcar y permite controlar mejor la información que se va a enviar al otro punto.



**Asignación de frecuencias para el teléfono tipo
Touch-Tone (Rec.Q23 CCITT).**

Si el teléfono llamado está ocupado, el generador de tono enviará una señal de las tres posibles señales de ocupado al teléfono que llama. El tono de ocupado es de 140 Hz. y se generan modulando una onda senoidal de 480 Hz. con otra de 620 Hz., filtrando después la señal de 1100 Hz. (cuando una onda senoidal modula a otra senoidal se generan las dos frecuencias resultantes de la suma y de la diferencia de las frecuencias iniciales). Este tono es interrumpido con una frecuencia que depende el tipo de ocupación. Una señal interrumpida a una frecuencia de 60 veces por minuto indica que la línea llamada está ocupada. Si la frecuencia es la mitad que la anterior, está ocupada la línea interurbana entre las centrales (las llamadas existentes bloquean la línea). Si la frecuencia de interrupciones se duplica a 120 veces por minuto, implica que todas las líneas que se encuentran dentro de la central están bloqueadas. Sólo con 60 interrupciones por minuto puede el que llama estar seguro de que es la línea a la que llama la que está ocupada.

Las frecuencias de los tonos generados por las teclas, así como las conversaciones de los usuarios del teléfono, deben estar dentro de la banda de frecuencias posibles en un sistema telefónico. El ancho de banda de un canal en un sistema telefónico típico es de 4 KHz., como se presenta en la figura siguiente. La banda permitida para las señales de voz va de 200 Hz. a 3400 Hz.



Ancho de banda del teléfono.

Las señales de tonos de marcar se ajustan a estos márgenes, así como las señales especiales de control de 2400 y 2600 Hz. Otras señales de control desde 3400 hasta 3700 Hz. están dentro del ancho total de 4 KHz. del canal telefónico. En la figura anterior también se representan con líneas discontinua la curva de distribución de energía, en función de la frecuencia de la voz humana típica. Combinando esto con la banda de señales de voz, que va de 200 a 3400 Hz., se obtiene una zona en la cual se puede comprender bien la voz e identificar bien a la persona que está hablando. Este ancho de banda del canal de voz será un parámetro importante. Otros parámetros importantes del canal de voz son los tonos de señalización y las corrientes continuas que se utilizan en los circuitos de conmutación y control de la central para establecer las líneas de comunicación entre muchos pares de teléfonos dentro de una red mundial.

3.3.2. SEÑALIZACION MULTINIVEL.

En los códigos de línea vistos anteriormente , dos niveles (binarios) de señalización han sido asumidos. En aplicaciones donde el ancho de banda es limitado pero tasas de datos más altos son deseados.

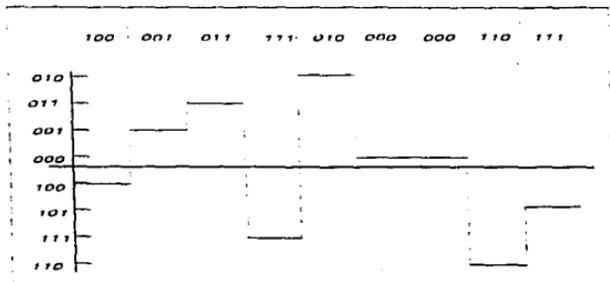
El número de niveles puede ser incrementado mientras se mantiene la misma tasa de señalización. La tasa de datos R activada por un sistema multinivel es

$$R = \log_2 (L) (1/T)$$

donde L = número de niveles que pueden ser escogidos libremente durante cada intervalo

T = intervalo de señalización.

La tasa de señalización $1/T$ es a menudo referida como la tasa símbolo y es medida en baudios. Dentro de la industria de la comunicación de datos es una práctica común la costumbre de usar el baudio como sinónimo de tasa de dígito, sin embargo, la tasa de bit es solamente igual a la tasa del baudio si la señalización binaria (1 bit por intervalo de señal) es usado. La siguiente figura muestra un ejemplo de un formato de transmisión de nivel 8 que activa 3 bits por intervalo señal (i.e. 3 bits por baudio).



Transmisión multinivel con intervalo de 3 bits por señal.

Los sistemas de transmisión multinivel activan tasas de datos más grandes dentro de un ancho de banda dado pero requiere razones señal-ruido mucho más grandes para una tasa de error dado. Un aspecto de la transmisión a hilos (cable) que favorece el código de línea multinivel es la tasa de baudios más baja para una tasa de datos dada, que por turnos reduce el cruce de llamadas (crosstalk). Así en los sistemas de cruce de llamadas limitados de la penalización señal-ruido de un código de línea multinivel no es tan significativo. El sistema portador TIG-T desarrollado por AT & T usa un código de línea de nivel-4 en la tasa de baudios T1C (3.152 MHz.) para la doble capacidad de un sistema T1C (desde 48 canales a 96).

Otro ejemplo de transmisión multinivel de particular significado es la tasa básica RDSI de línea de abonado digital, que usa transmisión de nivel-4 (DSL) en una tasa de señalización de 80 baudios para activar 160 Kbps. El factor primordial que condujo a seleccionar un código de línea multinivel en esta aplicación son:

1) cruce de llamadas cerca de la terminal que no puede ser eliminada por un par aislado como en los sistemas T1 y 2) niveles altos de interferencia intersímbolos causados por reflexiones punteadas (intervenidos). Estos dos factores son más fáciles de controlar cuando son usadas las señales de frecuencia más baja.

SEÑALIZACION ENTRE CENTRALES.

Las centrales de conmutación son los elementos fundamentales capaces de proporcionar la selectividad necesaria, de forma automática, para establecer el circuito de enlace entre dos usuarios que desean comunicarse. En ellas reside además todo el control y la señalización de la red.

En la configuración de la red, cada una de las centrales realiza una u otra función, por citar las más comunes:

- **Central Urbana (Local Exchange).** A este centro de conmutación es al que se le conectan todas las líneas de abonado.

- **Central de Tránsito. (Switching Center).** Son centrales sin abonados, es decir, este tipo de central tiene como misión unir unas centrales con otras (centrales urbanas) para descongestionar el tráfico, que se regularmente en las grandes ciudades. Algunas categorías son:

Centrales Tándem. Centrales de tránsito integradas en la red urbana, que sirven para cursar llamadas locales sobre abonados de la misma ciudad.

Centrales interurbanas. Manejan el tráfico entre ciudades de forma automática. Tienen uniones con centrales urbanas y tándem, y controlan la tarificación.

Centrales Internacionales. Estructuradas en forma similar a las centrales interurbanas, y encargadas de cursar el tráfico de entrada y de salida nacional al resto del mundo.

La función principal de una central de conmutación es establecer el contacto temporal entre dos usuarios que desean comunicarse, a través de la numeración proporcionada por el solicitante, por lo que debe establecer un intercambio de señales (señalización) tanto entre el mismo y la central local como entre éstas y las otras, para completar la llamada. Estas señales corresponden a las distintas facetas de la conmutación.

SEÑALIZACION DE LINEA.

Este tipo de señalización es la que se establece entre los órganos de salida y llegada de la central y los correspondientes de otra central o aparato de abonado. Tenemos dos tipos:

Señalización entre centrales. Las principales señales, continuas o por pulsos, que se intercambian son la toma, desconexión, rellamada, abonado descuelga, abonado cuelga, liberación y bloqueo. Las técnicas de señalización de línea tradicionales son, envío de un potencial o de un tono.

Señalización entre aparato de abonado y central. Las que genera el teléfono son: descolgar, colgar, marcación, y las enviadas por la central son el tono de invitación a marcar, tono de llamada, tono de ocupado, tono de información, corriente de llamada y señales para la tarificación.

Señalización entre unidades de control.

Este tipo de señalización envía la información necesaria al establecimiento de la llamada (tipo de llamada, información numérica, estado de la red, etc.). Utiliza técnicas más avanzadas que la anterior, por ejemplo la multifrecuencia.

Sistema multifrecuencia: Utiliza la técnica de secuencia obligada, consiste en el envío de una señal y recepción de una confirmación, al modo de obtener una total seguridad. El sistema de señalización R2 utiliza señales de registro (hacia adelante y hacia atrás), utiliza 6 frecuencias en cada dirección, lo que hace un total de 12, y que empleadas en un código de dos entre 6 consigue 15 señales diferentes para cada dirección.

El sistema de señalización R2 del CCITT combina un sistema de señalización de línea fuera de banda analógico para circuitos de 4 hilos, y un sistema de señalización multifrecuencia interregistro analógico. Mientras el sistema de señalización de línea tiene versiones analógicas y digitales, el sistema de señalización multifrecuencia interregistro R2 es solamente analógico, siendo las señales de multifrecuencia de la misma manera como para codificar la voz en aplicaciones digitales.

Los registros facilitan la facilidad de realce en redes, y la explotación de éste sobre una red base que requeriría señalización interregistro adicional para direccionar la información para favorecer el complicado sistema de señalización de línea. Los registros permiten la posibilidad de separar (la línea) supervisora y funciones de selección-señalización y un sistema de señalización, separada del sistema línea-señalización, tiene mérito para funciones posteriores, que podrían también incluir la señalización de facilidad realce. Como con el registro, un sistema de señalización estaría concernido con sólo el establecimiento de la conexión de la llamada, podría ser parte de convenientemente de la función del registro y, con el registro soltado de una llamada sobre la terminación del establecimiento de la conexión, y preparado para dar otras llamadas.

Como el direccionamiento del valor del dígito puede ser codificado, señalización de registros rápidos pueden ser activados por una condición señal simple codificada para denotar el valor del dígito. En el arreglo multifrecuencia usualmente se adoptó, el ancho de banda de transmisión disponible que es explotado para obtener la señalización rápida y dar una capacidad de señalización generosa. Las señales son transmitidas en la forma de 2-fuera-de-N frecuencias. 2-fuera-de-5 permite 10 posibilidades de codificación señalar el valor del dígito, pero como la información usualmente adicional para el direccionamiento, es requerida para ser transmitida entre registros durante la conexión de establecimiento, 2-fuera-de-6 (2-6 R2) es adoptada, dando 15 posibilidades de codificación.

La señalización interregistro R2 analógica es usada en aplicaciones digitales, siendo codificadas en bits las señales multifrecuencia analógicas como para la voz. Las especificaciones del sistema de señalización específica los principios básicos y requerimientos para que sean cubiertos, y no agarrar a detalle el diseño. Como el sistema R2 es postulado para un amplio campo de aplicación, la realización del diseño puede que varíe grandemente. La señalización interregistro R2 es 2-6 multifrecuencia, secuencia obligada, terminal a terminal, señalización hacia adelante y hacia atrás, operación de registro sobrepuesta con frecuencias espaciadas de 120 Hz.

C O D I G O	Señales hacia adelante	1380	1500	1620	1740	1860	1980
	Señales hacia atrás	1140	1020	900	780	660	540
	Índice	10	11	12	13	14	15
15						X	X
14					X		X
13				X			X
12			X				X
11	X						X
10					X	X	
9				X		X	
8			X			X	
7	X					X	
6				X	X		
5			X		X		
4	X				X		
3		X		X			
2	X			X			
1	X		X				

3.3.3. CANALES RDSI.

La interconexión entre la oficina central y los abonados será usado para llevar un número de canales de comunicación. La capacidad de la tubería, y por lo tanto el número de canales llevados puede variar de usuario a usuario. La estructura de la transmisión de algunos enlaces de accesos serán conformados desde los siguientes tipos de canales:

- Canal B : 64 Kbps
- Canal D : 16 o 64 Kbps
- Canal H : 384, 1536, o 1920 Kbps

El canal B es un canal de usuario que puede ser usado para llevar datos digitales, voz digital codificada en PCM, o una mezcla de tráfico de tasa más baja, incluyendo datos digitales y la codificación de la voz digitalizada en una fracción de 64 Kbps. En el caso de la mezcla de tráfico, todo el tráfico del canal B debe ser destinado al mismo punto terminal; esto es, la unidad fundamental del circuito de conmutación es el canal B. Si un canal B consiste de dos o más subcanales, todos los subcanales deben ser llevados sobre el mismo circuito entre los mismos abonados. Tres clases de conexiones pueden ser establecidas sobre un canal B:

Circuito conmutado: esto es equivalente al servicio digital conmutado. El usuario coloca una llamada y una conexión de circuito conmutado es establecido con algún otro usuario red. Una interesante característica es que el establecimiento de la llamada no tiene lugar sobre el canal B, pero es hecha haciendo uso de señalización de canal común.

Conmutación paquete: el usuario es conectado a un nodo, y los datos son cambiados con otros usuarios vía X.25

Semipermanente: esto es una conexión para otro usuario establecido por previo arreglo, y no requiere un protocolo de establecimiento de llamada.

La designación de 64 Kbps como el estándar de tasa de canal de usuario subraya la desventaja fundamental de estandarización. La tasa fue escogida como la más efectiva para la digitalización de la voz, a pesar que la tecnología ha progresado al punto en que 32 Kbps o aun menos igualmente producirá la reproducción de la voz satisfactoriamente. Para ser efectivo, un estándar debe congelar la tecnología en el mismo punto definido. Sin embargo por el tiempo que el estándar es aprovechado, ya puede ser obsoleto.

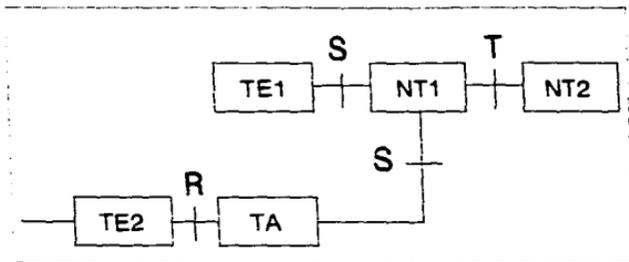
Canal D sirve para dos propósitos principales. Primero, lleva información de señalización en canal común para controlar las llamadas de circuito conmutado asociados a los canales B en la interfaz de usuario. Además, el canal D puede ser usado para conmutación de paquete a velocidades más bajas a veces en telemetría cuando la información sin señalización esta esperando.

Canales H son proporcionados para información de usuario en tazas de bit más altas. El usuario puede pasar tal canal de acuerdo al propio esquema del usuario. Ejemplos de aplicaciones incluyen facsímil rápido, video, datos a alta

velocidad, alta calidad en audio y flujos de información multiplexada en una taza de datos más baja.

CONFIGURACION DE REFERENCIA PARA LA RDSI.

Como es necesario tener el modelo OSI para descomponer la función de un sistema de comunicaciones, es necesario descomponer los varios puntos de acceso usuario dentro de una red. Para hacer esto, la serie I usa la configuración de referencia. Esta configuración es usada universalmente por toda la serie I para referirse a los diferentes puntos de acceso de usuario cuando definen su operación.



Configuración de referencia.

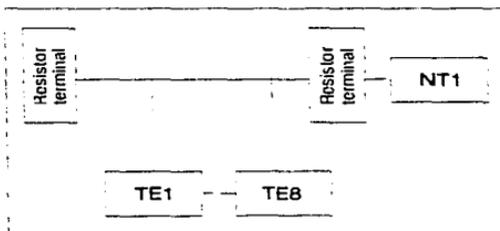
La configuración de referencia mostrada por la serie I concierne el equipo premisa del cliente (CPE). Los grupos funcional se muestran en dos categorías: equipo terminal (TE) y terminación de red (NT), con el término **network** referido al usuario red.

Los terminadores de red pueden tener diferentes formas dependiendo de la red que este colocada. Una red de teléfono doméstico solamente puede consistir de un o de unos pocos teléfonos. Un PABX, sobre el otro extremo, tiene muchos más teléfonos conectados a unas pocas líneas externas. El NT partido en dos mutades para direccionar estas diferencias. NT1 (terminador de red 1) termina la red en la línea de transmisión desde el equipo fuera de premisa (por ejemplo, una CO). El NT1 da la capa de interfaz 1 entre la línea de transmisión referida U, y el equipo en premisa, punto referencia T. NT2 da elementos de capa 1,2 y 3 funcionalmente dependiendo de la configuración de la red de usuario. Cuando una PABX da la función NT2, todas las tres capas son implementadas. En el caso de simple POTS, NT2 soportará solamente la función de capa 1.

Varios tipos de equipos también existen en el terminal final de la red. Por lo tanto hay dos tipos de equipos terminal y un adaptador terminal. El equipo terminal TE, proyectará las funciones de las capas 1,2 y 3. TE1, equipo terminal tipo 2, es una terminal que se tropieza con las recomendaciones RDSI excepto que tiene una interfaz física diferente, por ejemplo, RS-232. Un TA (adaptador terminal) proporciona el interfaz entre el TE2 y el punto de referencia S. Como el NT2, el TA puede incluir uno o más de las tres capas más bajas de RDSI para realizar la adaptación. Los TA's son algunas veces referidos como módems RDSI.

Aunque los puntos de referencia S y T pueden ser similares, hay una principal diferencia entre los dos. La interfaz T solamente puede soportar comunicación punto a punto. Alternativamente, la interfaz S puede soportar arquitectura multipunto, con un NT2 soportando 8 TE's. Ejemplos diferentes de tipos de configuraciones que pueden ser implementados usando la recomendación I.411 para RDSI y sus acompañadas, las 4 configuraciones más comunes son dadas en las figuras 2/I.411 c y d con la interfaz física en el punto de referencia S; y las figuras 2/I.411 g y h, en el que la interfaz física coincide con ambos puntos de referencia S y T.

La RDSI necesita dar 64 Kbps en varios puntos de referencia para soportar ambos servicios de voz y datos. Estos canales son referidos como canales B. Para facilitar la señalización en las interfaces física de la RDSI un canal separado es dado, el canal D. Hay dos tipos de acceso permitidos en la RDSI dependiendo sobre el número de canales B que son soportados. EL acceso básico da dos canales B y un canal D, comúnmente se refieren como 2B + D. Este tipo de acceso es algunas veces referido como interfaz de tasa básica (BRI). El canal D tiene una tasa de bit de 16 Kbps. El acceso primario puede tener cualquiera de los 23 canales B mas un canal D de 64 Kbps (en Norteamérica) o 30 canales B mas uno de 64 Kbps (en Europa). Este tipo de acceso es algunas veces referido como la interfaz RDSI tasa primaria (PRI).

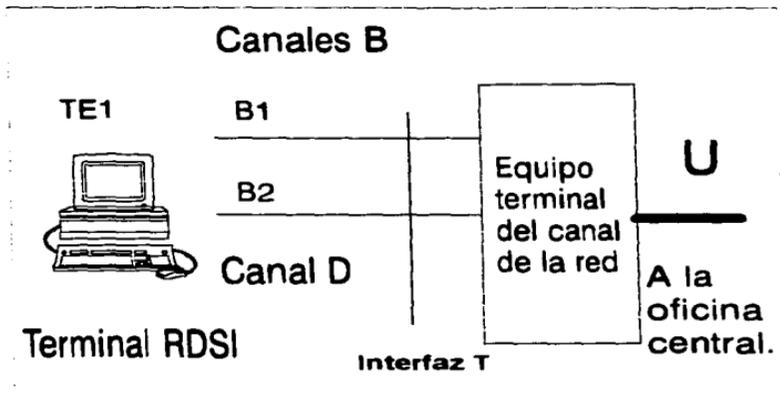


Configuración punto a multipunto.

ACCESOS BASICO Y PRIMARIO.

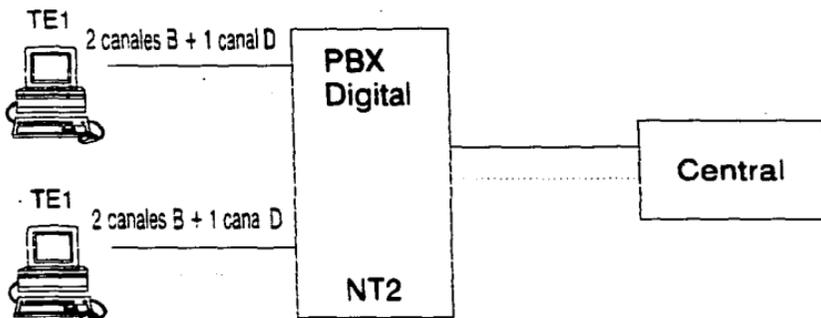
El servicio RDSI será ofrecido en dos versiones, Basic Rate Interfaz (BRI- y Primary Rate Interfaz (PRI).

El interfaz de acceso básico ofrece dos canales B (dos circuitos de 64 Kbps) y un canal D (16 Kbps). El canal D se usa para la información de control y estado de la red RDSI; sin embargo, también puede usarse para comunicaciones de datos a baja velocidad. Los canales B se utilizan para aplicaciones como servicios telefónicos digitales, comunicaciones de facsímil del grupo IV, redes ideales, comunicaciones de datos y servicios de alarma.



Interfaz a velocidad básica.

El interfaz a velocidad primaria se basa en la tasa de transmisión DS1, con una velocidad de 1544 Mbps. La PRI consta de 23 canales B y un canal D de 64 Kbps. Los canales B pueden usarse como 23 líneas de comunicaciones individuales, o unirse para formar un canal HO a 3854 Kbps, o bien pueden unirse los 24 canales para formar un canal único H11 a 1536 Mbps. Estas uniones pueden usarse para transferencia de bases de datos entre dos computadoras, o para transferencias comprimidas de video.

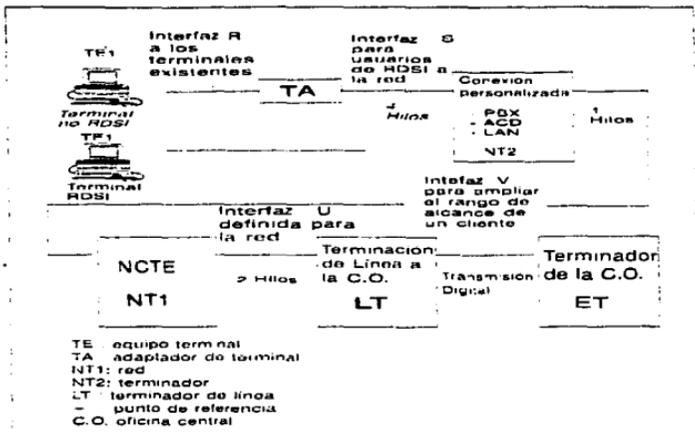


Interfaz a velocidad primaria.

BRI cubre las necesidades de un usuario doméstico para conectar un teléfono y un terminal de videotexto; PRI ofrece un mayor grado de flexibilidad, destinado a las empresas.

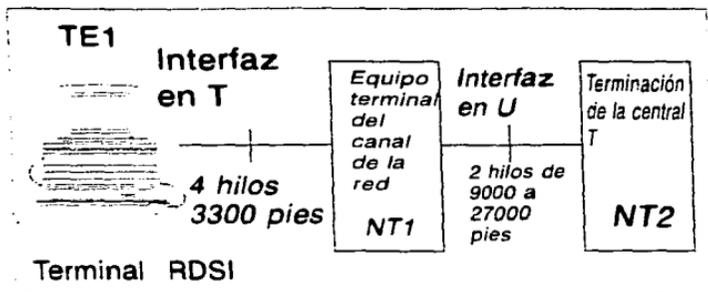
La siguiente figura muestra el modelo de referencia RDSI de la CCITT. La central (CE) está conectada a nuestros equipos (teléfono, Pchs, Facsímil y otros) mediante un interfaz U. El interfaz U puede funcionar a las velocidades básicas o primaria. La velocidad básica es de 160 Kbps, distribuidos en dos canales B a 64 Kbps, un canal de 16 Kbps para señales y control, y un canal de 16 Kbps para ventanas, sincronización y control del bucle. El BRI opera conjuntamente a 144 Kbps. La velocidad primaria puede ser de 1544 Mbps en Norteamérica o 2048 en Europa.

El interfaz se encuentra conectado a su vez con el interfaz S de cuatro cables. El interfaz S conecta el terminal RDSI al dispositivo terminador de la red (NT1). El interfaz S puede soportar ocho terminales que se encuentran accediendo al BRI. El interfaz T se utiliza cuando el dispositivo NT2 está instalado, generalmente en entornos comerciales. El interfaz T permite conectar al usuario una PABX (intercambio por canal privado) o red local al dispositivo NT1. Los terminales no RDSI (los que tienen conectores RS-232) pueden seguir conectándose utilizando un adaptador de terminales (TA), que se conecta al interfaz S.



Modelo de referencia RDSI de la CCITT.

Por ejemplo en una configuración doméstica normal, el dispositivo NT2 no sería necesario, ya que se pueden obtener todos los servicios mediante un enlace simple. Por otra parte, las redes de las empresas tendrán un gran número de terminales, por lo que se necesitarán varios interfaces S, y será necesario instalar un interfaz NT2 para tener la inteligencia necesaria para distinguir los distintos interfaces S. El dispositivo NT2 será generalmente una PBX.



Instalación para un usuario.

El dispositivo TE1 es un teléfono preparado para la RDSI, un terminal de comunicaciones de datos o una placa de interfaz de computadora que soporta la conexión RDSI. TE2 se refiere a un dispositivo RS-232 que debe conectarse a una red RDSI mediante un adaptador de terminales.

TRAMA Y MULTIPLEXACION.

La estructura del acceso básico consiste como ya se dijo de dos canales B de 64 Kbps y un canal de D de 16 Kbps. Estos canales, que producen una carga de 144 Kbps, son multiplexados sobre un interfaz de 192 Kbps en el punto de referencia S o T. La capacidad sobrante es usada para varias tramas y propósitos de sincronización.

Como con cualquier esquema de sincronización por TDM, la transmisión del acceso básico es estructurada en repetitivas, tramas de longitud fijada. En este caso, cada trama es de 48 bits de largo; en 192 Kbps, las tramas deben repetirse en una tasa de una trama cada 250 us. La siguiente figura muestra la estructura de la trama; la trama más baja es transmitida por el equipo terminal (TE) del abonado a la red (NT1 o NT2); la trama más alta es transmitida desde el NT1 o NT2 al TE. La sincronización de la trama es tal que cada trama transmitida desde un TE hacia el NT es posterior que la trama en la dirección opuesta por dos bit-veces.

Cada trama de 48 bits incluye 16 bits de cada uno de los dos canales B y 4 bits del canal D. Los bits sobrantes tienen la siguiente interpretación. Primero vamos a considerar la estructura de la trama en la dirección TE-a-NT.

Cada trama empieza con un bit (F) que es siempre transmitido como un pulso positivo. Este es seguido por un bit de balance DC (L) que es puesto como un pulso negativo para balancear el voltaje. El patrón F-L así actúa para sincronizar el receptor en el inicio de la trama. La especificación dicta que, siguiendo estos dos primeros bits de posición, el primer acontecimiento de un bits cero será codificado como un pulso negativo. Después de que, la regla pseudoternaria es observada los próximos ocho bits (B1) son del primer canal B. Este seguido por otro bit de balanceo DC (L). En seguida viene un bit del canal D seguido por su bit de balanceo. Este es seguido por el bit auxiliar de trama (FA) que es puesto a cero a menos que este esté para ser usado en una estructura multitrama. Ahí sigue otro bit (L) de balanceo, ocho bits (B2) del segundo canal B, y otro bit de balanceo. Este es seguido por bits del canal D, el primer canal B, otra vez al canal D, el segundo canal B y todavía el canal D otra vez, con cada grupo de los bits del canal seguido por un bit de balanceo.

La estructura de la trama en la dirección NT-a-TE es similar a la estructura de la trama para la transmisión en la dirección TE-a-NT. Los siguientes nuevos bits reemplazan algunos de los bits de balanceo DC. El bit de eco del canal D (E) es una retransmisión por el NT por el bit de más recientemente recibido del TE. El bit de activación (A) es usado para activar o desactivar un TE, permitiendo que el dispositivo venga en línea, o cuando no hay actividad, es colocado en un modo de bajo consumo de potencia. El bit N, siempre se pone a uno, está reservado para usos futuros en multitramas. El bit M puede ser usado para multitrama. El bit S es reservado para otros futuros requerimientos de estandarización.

Una característica recientemente añadida de la especificación de interfaz básico es la provisión para un canal adicional para tráfico en la dirección TE-a-NT, llamado canal Q. En el presente, el uso del canal D es para estudio. Sin embargo, la corriente versión de la I.430 da la estructura para el canal Q. Para implementar el canal Q, una estructura multitrama es establecida para colocar el bit M (NT a TE) aun binario 1 sobre la 20ª trama. En la dirección TE-a-NT, cada bit FA en cada 50ª trama está un bit Q. Así en cada 20 tramas de multitrama hay cuatro bits Q.

CAPITULO IV.

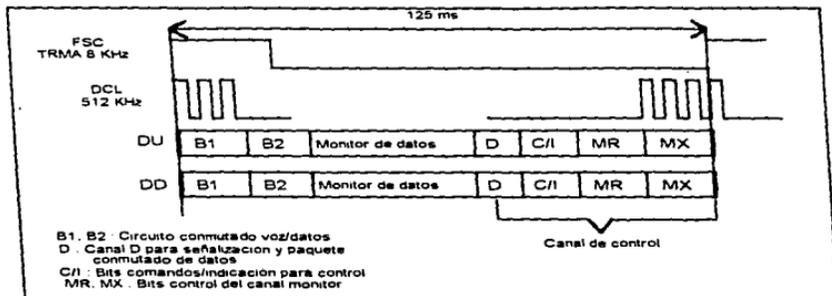
4.1. TIPOS Y OPERACIONES DE TERMINALES.

4.1.1. EQUIPO TERMINAL.

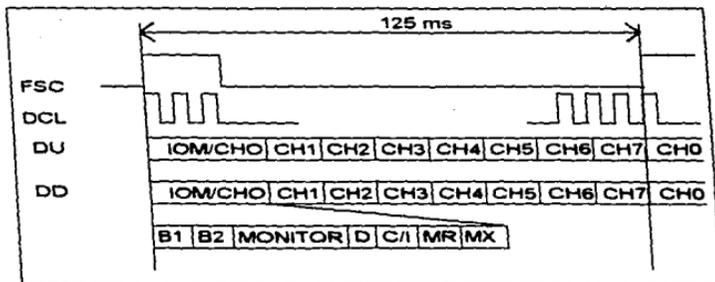
El diseño y función del equipo de abonado sufrirá cambios de teclas debido a la RDSI. La RDSI ofrece una oportunidad de construir estaciones de trabajo más fácilmente. La terminal RDSI tiene diferentes bloques funcionales dependiendo del servicio soportado. En general estos bloques son la línea de interfaz; la interfaz de voz; un sistema microprocesador para control y señalización; y circuitería de interfaz de datos. Para integrar estas funciones dentro de una simple pieza de equipo, es importante primero escoger una buena arquitectura del sistema. Muchos dispositivos suministradores han definido arquitectura interchip para permitir una fácil conexión de circuitos integrados. Generalmente estas especificaciones de interfaz giran alrededor de una estructura de bus serial con canales multiplexación por división de tiempo similar al PCM. Los canales en el bus tienen dos tipos de función: uno puesto para datos y el otro puesto para el control de la información y son diseñados para uso en red además del equipo terminal. Para optimizar la estructura del bus, la cantidad de interacción del microprocesador puede ser minimizado. Uno de los buses más comunes es la interfaz de comunicación general (GCI). Esta interfaz, basada en la arquitectura Siemens Modular Orientado a RDSI, es soportado por varias compañías. Para datos Siemens, Plessey, Alcatel, Italtel, y micro dispositivos avanzados están produciendo o desarrollando dispositivos para interfaz dentro de esta arquitectura.

El GCI es un diseño para unir varios bloques diferentes funcionales de una pieza de equipo RDSI. Los canales son creados en la estructura del bus para permitir que los dispositivos se comuniquen entre ellos. El bus esta basado sobre un canal conteniendo 4 octetos. Dos octetos son para los canales B, un octeto para monitoriar y la resolución de contención y un octeto para el canal D y la capa de control 1. El bus es construido usando variación de números de canales, para un máximo de 8. El bus Siemens IOM puede ser usado en cualquiera de los dos modos, punto a punto o punto a multipunto. En el modo punto a punto, hay 4 octetos para darnos la conectividad entre dos dispositivos. Dos octetos contienen datos del canal B, uno contiene un canal monitor, y otro contiene el canal control. El canal control contiene el bit del canal D desde la interfaz RDSI, más un nibble de control, e indicaciones desde, la línea de interfaz. El canal monitor es usado para llevar los bits del monitor y el nivel de colisión del canal D desde la línea de interfaz.

El modo punto a multipunto, varios de los 4 octetos estructurados son construidos para dar la conectividad entre los dispositivos. Un máximo de 8 de estas estructuras pueden ser relacionadas para formar un bus de 2,048 Kbs. En este modo, los canales monitor y de control pueden ser usados para funciones adicionales. El canal monitor puede transferir información interchip (por ejemplo, inicialización de datos). El canal control puede transferir información de nivel de dispositivos. En ambos modos, el canal monitor controla la conexión sobre el bus cuando intenta acceder los varios canales.



Estructura de trama de la interfaz IOM REV. 2



Estructura de trama Multiplexada de la interfaz IOM REV. 2.

La estructura del bus de MITEL, el ST-bus, contienen 32 octetos por trama sobre una vía TDM. La vía puede ser usada para la información de control o datos. En el caso de las vías de control, la información transferida es dependiente del dispositivo en la recepción final. El bus puede ser usado para la operación punto a multipunto.

Northern Telecom y Motorola's IDL pueden ser usados en arquitectura punto a punto o punto a multipunto. La frecuencia de operación depende en el tipo de estructura usada. En operación punto a punto hay 2 canales B, un canal D, un canal M, y un canal A. Estos canales son usados para transferir datos entre dispositivos. Los canales B y D son analógicos para la RDSI 2B+D; el canal M es para propósitos de mantenimiento, y el canal A para un ancho de banda auxiliar. Los canales B son de 64 Kbs, el canal D es de 16 Kbs, y el canal M y A, de 8 Kbs cada una. Esto nos da un ancho de banda total de 160 Kbs.

En el modo de operación punto a punto, los canales que son acumulados son agregados como dispositivos esclavos. Un máximo de 16 canales pueden ser colocados en esta forma. Esto nos da un ancho de banda total de 2,560 Kbs requeridos para un máximo de 16 esclavos.

Todas las estructuras de los buses usan un período de trama de 125 μ s. Esto asegura que la información de la voz digitalizada puede ser llevada por el bus y permite una fácil integración con dispositivos diseñados por centrales digitales. Muchos dispositivos indicados para la RDSI han sido convenientes por algún tiempo. Estos componentes fueron originalmente diseñados para centrales digitales. Sin embargo, también pueden ser usados en el teléfono digital necesitado por la RDSI; es de suma importancia cuando los circuitos diseñados para interfaz entre el equipo de abonado existente y la RDSI. La interfaz es esencialmente movida de la central al adaptador terminal.

La interfaz de la RDSI es totalmente digital y así la línea de circuitería es nueva aun para el diseñador de teléfonos digitales. Aunque hay una sutil diferencia entre las diferentes líneas de interfaz, hay demasiado en común en el diseño. Una línea de interfaz que puede ser S o U, requerirá los siguientes componentes:

- Círcuito de interfaz de línea;
- Transformadores;
- Circuitería de protección;
- Conexión a la línea (conector, terminación, etc.).

El circuito de interfaz de línea es algunas veces referido como la unidad de interfaz de línea (LIU). En muchos dispositivos la LIU es parte del IC completo. Esto es verdad particularmente para la interfaz S, en el que la LIU es menos complicada comparada con la interfaz U. Dependiendo en el punto de referencia, la LIU tendrá una estructura debida a los problemas técnicos adicionales que tienen que ser vencidos para transmitir información digital totalmente dúplex sobre una línea de dos hilos. Hay dos soluciones para este problema. Una es la técnica llamada multiplexación por compresión de tiempo (TCM); la otra es la cancelación del eco. En TCM, después que ambas estaciones son sincronizadas, primero la información es transmitida en una dirección, y entonces, después se ajuste el tiempo de retardo, en la otra dirección. En esta forma la línea es regresada después de cada transmisión.

Solo una estación estará transmitiendo a la vez. En la cancelación del eco, ambas estaciones están permitidas para transmitir simultáneamente. el receptor construye una replica del eco del transmisor y la subtrae de la señal recibida. En teoría solamente la señal de la estación que envía permanecerá.

La ventaja del TCM es más simple que el diseño del receptor. El receptor no tiene que manejar el transmisor del eco. Sin embargo, puede transferir la misma cantidad de información, la tasa de baudio en la línea de transmisión es considerablemente más alta, más de dos veces la tasa de bit debido al ajuste de tiempo. Esta frecuencia más alta de transmisión reduce la longitud de transmisión que puede ser activada. También en Norteamérica existe el puente intervenido, una punta conectada en paralelo a la línea telefónica que es usada para partir los servicios de línea. Un puente intervenido añadirá ecos a la señal recibida, haciendo difícil diseñar un receptor TCM que dará una adecuada realización. La cancelación del eco dará una tasa de baudio más baja y consecuentemente una longitud de línea más larga, la adopción de un puente intervenido, y una transmisión totalmente dúplex. El costo de esta mejora realizada es un diseño del receptor substancialmente más compleja.

4.1.2. PARTES FUNCIONALES DE LA TERMINAL.

CIRCUITO DE LINEA DE INTERFAZ.

Sin importar que punto de referencia sea considerado, la parte más radicalmente cambiada de un diseño de un teléfono es la interfaz de línea. Varios componentes son requeridos para implementar esta interfaz. Aunque el componente principal será la unidad de interfaz de línea misma, partes externas utilizadas jugarán un importante rol en la realización del circuito completo en la realización del equipo terminal total. Desafortunadamente, las recomendaciones del CCITT y otros estándares de interfaz de línea pertenecen al equipo terminal y no a los componentes individuales.

Las principales consideraciones en un diseño de interfaz son básicamente las mismas para diferentes interfaces :

- Conformidad con el pertinente estándar de interfaz de línea;
- Circuitería de extracción de reloj;
- Interfase a dispositivos de capa 2;
- Trazado de las consideraciones de operación de bajo ruido.

Se estudiará un diseño de una línea de interfaz de Siemens. La PEB2080 de Siemens contiene la principal porción de la circuitería necesaria para implementar una interfaz S de capa 1.

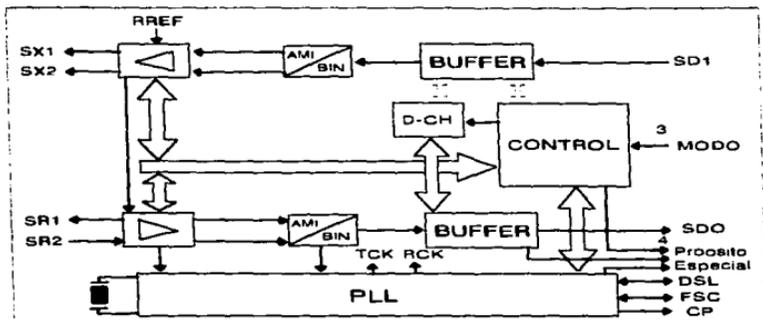


Diagrama a bloques del SBC PEB2080.

El dispositivo maneja interfaz entre un punto de referencia S y el Siemens IOM. La unidad de interfaz de línea (LIU) realizará la traslación de la señal desde la línea en datos 2B+D y la información para la línea. Puede verse que

la parte tiene 5 bloques funcionales: el receptor, el circuito de extracción del reloj, la interfaz IOM, la activación y el control de línea. Este tipo de estructura es usado en muchos dispositivos de interfaz de línea.

Las secciones del receptor y transmisor substancialmente variarán bastante a través de los diferentes puntos de referencia. En el caso de la interfaz de referencia S del TE hay algunos requerimientos únicos para el transmisor/receptor. Ambos deben de poder manejar una configuración punto a multipunto. Para el transmisor este envuelve dos especificaciones: encontrar la plantilla de 400 W, y encontrar la plantilla de impedancia de entrada de la recomendación del CCITT I.430. La plantilla de 400 W es usada para simular la carga vista por el transmisor TE si 7 de los otros transmisores TE estaban en la línea juntos con el receptor NT y los resistores de terminación. El segundo requerimiento es problema de diseño más severo.

En una situación en el que una terminal es conectada a una interfaz S en una configuración S, su transmisor debe de presentar una impedancia mínima para otros transmisores, asegurando que sus formas de pulso estén mantenidas. Este valor de impedancia mínima debe de ser mantenida aun cuando no este la potencia, o el TE tenga que ser desconectado de la línea cuando la potencia este apagada. Si un circuito CMOS es conectado a la línea con la potencia apagada, entonces los pulsos de los otros transmisores pueden ser cortados por el transmisor de baja potencia. Una forma de resolver esto es añadir un relevador entre la línea y el transmisor. Cuando la potencia es removida, el relevador desenergiza y desconecta el transmisor de la línea. Alternativamente, este problema puede resolverse por un transmisor especializado. El PEB2080 tiene tal transmisor y no se cargará bajo la línea cuando se conecte a una configuración punto a multipunto sin potencia al dispositivo.

El receptor tiene igualmente algunos únicos cambios de diseño cuando se usa en operación punto a multipunto. En esta operación, varios TE's pueden ser conectados a la línea. Un algoritmo de contención es usado para comparar los bits del canal E con los bits transmitidos del canal B. El receptor debe poder realizar esta tarea y sacar una señal si un mal emparejamiento es detectado.

El receptor es también responsable para encuadrar la señal de entrada. La línea de entrada es primero pasada a través de un filtro, y es entonces muestreada. La entrada muestreada es adaptable, esto es, el punto de umbral es un porcentaje del nivel del pico de entrada. Si este porcentaje es demasiado pequeño, entonces el umbral puede acercarse al fondo del ruido cuando se reciben señales en una longitud de línea máxima. Un detector de cruce por cero es usado para darnos una referencia para el comienzo de un bit periodo. El punto muestra es colocado a un retardo fijado desde un cruce por cero. Para una interfaz S esto es casi el 80% de un bit periodo (4.2 ms).

Una vez que la señal de entrada ha sido reconstituida de regreso a un nivel TTL, la extracción del reloj puede ser realizada. El circuito de extracción del reloj realiza dos funciones: la extracción del reloj de bit y la extracción del reloj de trama. Una alta frecuencia de lazo de fase cerrada digital (DPLL digital phase-locked loop) es usada para este propósito. Usando un cristal como circuito oscilador, el DPLL puede encontrar los requerimientos de tolerancia del jitter para ambos el receptor y el transmisor; frecuencias de varios megahertz son usados (7.69 MHz para el PEB2080). Cuando un cristal externo es usado para este propósito, es importante que el cristal este desacoplado con dos capacitores idénticos. Esto asegurará el comienzo del oscilador y mantendrá la tolerancia de frecuencia. Si estos capacitores son

omitidos, la LIU tendrá dificultad de extraer el reloj; el DPLL no funcionará correctamente, resultando una pérdida de sincronización en ambos TE y NT.

Ambos el receptor y el transmisor conectados a la línea por medio de un transformador que da el aislamiento de cualquier nivel de DC en la línea. Sin embargo, hace que tenga un efecto contribuidor sobre la realización LIU en general. En la dirección transmitir, el transformador puede afectar la forma del pulso final en muchas formas diferentes. Por ejemplo, si hay demasiada capacitancia distribuida en el transformador, los tiempos de ascenso y caída del pulso se incrementará. Esto podría deteriorar a un alcance en el que el pulso no encontraría las plantillas del pulso específico. Si la tasa de envolvimiento es correcta, un nivel del pulso incorrecto puede ser servido a la línea. Cuando el transmisor va desde una marca de transmisión, alto o bajo, a un espacio de alta impedancia, debe ser disipada la carga almacenada en el transformador y circuitería asociada. Si hay demasiada inductancia de fuga y capacitancia extraviada en el transformador, entonces este proceso de disipación puede causar una inaceptable cantidad de excesos y viola la plantilla de pulso.

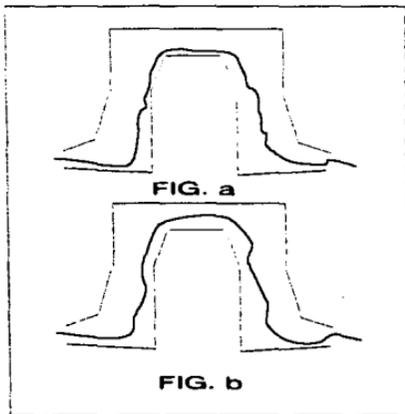
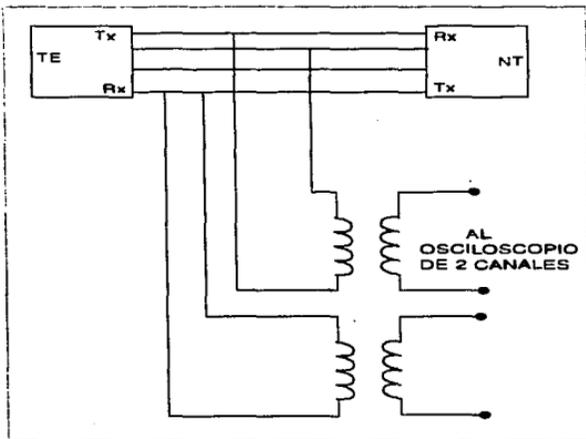


Fig. a) Sobre disparo del pulso debido a un valor muy alto de la capacitancia extraviada.

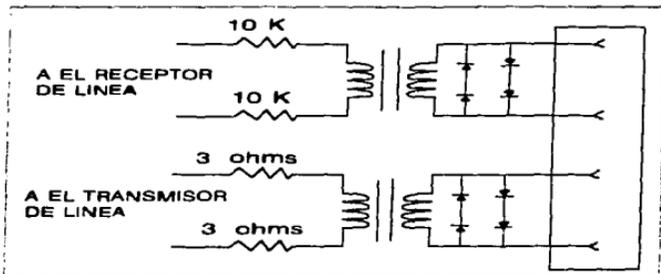
Fig. b) Amplitud de bajo pulso debido a una mala relación de transformación.

Es importante que la elección del transformador correcto sea hecho para dar un dispositivo de línea de interfaz. Esto asegurará una apropiada operación para el transmisor y receptor. En muchos casos la aplicación de LIU's podrá aplicar una lista de transformadores recomendados y adicionar una lista de cristales recomendados. En muchos casos un voltaje de offset DC es usado para nivelar el cambio de la señal de línea recibida. Esto permite que el receptor opere diferentemente mientras solo se usa por una simple vía de aplicación. Cuando se examina la forma del pulso en el lado del chip del transformador, este debe ser soportado. Adicionalmente, el transmisor puede operar en modo diferencial. Esto resultará en una forma de onda inusual si un osciloscopio es usado para medir el voltaje entre una de las salidas del transmisor del IC y tierra. Si un osciloscopio es usado para monitorear una interfase, entonces debe de tenerse cuidado de asegurar que no haga demasiada carga bajo la línea. Esto puede ser hecho accidentalmente por incrementar un lazo de tierra cuando se conecta el osciloscopio de prueba. La forma más fácil de vencer esto es conectar el osciloscopio a la línea por vía de un transformador.

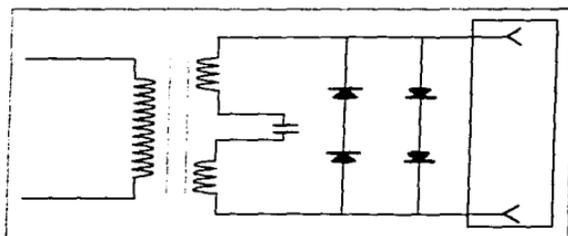


Medidas de las señales de la interfaz S usando un osciloscopio de doble canal y transformadores aislantes.

Otra parte de la interfaz de línea es el circuito de protección. Este circuito disipa cualquier sobretensión en la línea debida a las fuentes de alto voltaje tales como relámpagos. Estos circuitos son necesarios para ambas interfaces. Las fuentes envueltas varían de especificación a especificación pero caen dentro de tres tipos: una fuente de modo común, una fuente de modo diferencial, y una fuente de corriente constante. En todos los caso el circuito de protección debería de disipar la fuente de potencia, y prevenir cualquier voltaje dañino que alcance al usuario o destruya la circuitería TE. El método usual de implementar un circuito de protección es usar un diodo zener en configuración de retroceso a través de la línea. Debe de tenerse cuidado cuando se seleccionan los diodos que el circuito de protección no cause una interfaz para violar la impedancia estándar.

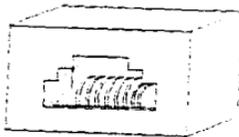


Circuito de protección de interfaz.



Circuito de potencia de protección de la interfaz U.

Finalmente, el circuito de interfaz debe conectarse a la línea. Para la interfaz S esta es hecha usando un conector modular de 4, 6, u 8-pin. El diagrama de conexión dado en la especificación referida a posiciones de polo genérico para el conector. Las posiciones del polo son entonces una contrarreferencia a el número de pines para conectores diferentes. Para la interfaz S, debe tenerse cuidado cuando se decide la posición del resistor terminal. Una practica común es incluir este resistor como parte del diseño del TE, ya que muchos TEs son deseados para operar en una configuración punto-multipunto. Para permitir esto, un interruptor debe de ser incluido tal que el resistor pueda ser conmutado fuera en una terminal usada en una configuración multipunto. Solamente la terminal más lejana del NT debería tener un resistor de terminación en el circuito. Porque el conector de interfaz U es controlado por los cuerpos gobernantes de los varios países, esto variará de país a país.



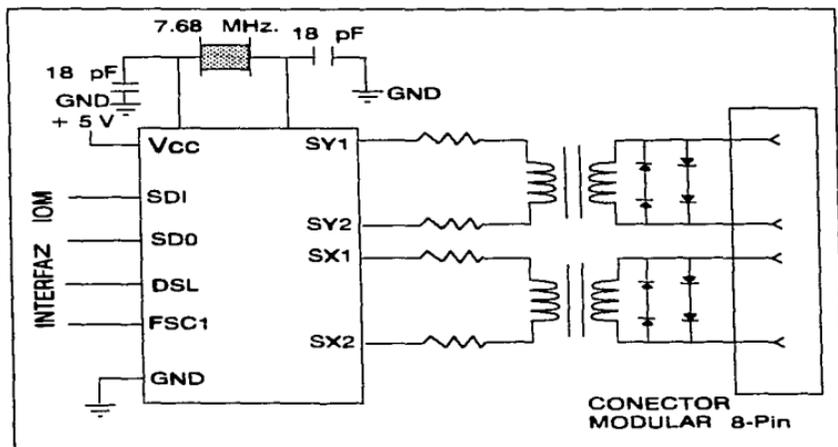
No. Pin	TE	NT
1		
2		
3	TRANSMITIR	RECIBIR
4	RECIBIR	TRANSMITIR
5	RECIBIR	TRANSMITIR
6	TRANSMITIR	RECIBIR
7		
8		

Conector de la interfaz S.

En la siguiente figura se muestra un circuito para la interfaz S. Este circuito contiene la LIU, el cristal, los transformadores, el circuito de protección, y el conector.

Siemens también manufactura un transreceptor. Las funciones de este dispositivo y la circuitería asociada son similares al dispositivo de interfaz S. Las señales del 2B1Q de línea-codificada son trasladadas a señales de nivel de TTL en el bus IOM. La principal diferencia entre las aplicaciones es el diseño complejo del circuito de cancelación del eco y del filtro.

Muchos semiconductores y sistemas de manufacturación están funcionando en la solución para la interfaz U. Estos dispositivos trasladan la señal de línea desde la interfaz U a el bus estándar del manufacturador. Este pedimento de encarar los diseños de estos dispositivos es de dos pliegues: deben de diseñar un circuito de cancelación de eco adaptado para trabajar la tasa de datos requerida para la RDSI, y también un frente terminal para convertir las señales de línea de entrada, a una palabra digital para procesar la señal digital.



Circuito de interfaz S.

LA INTERFAZ DEL TELEFONO.

La RDSI envuelve digitalización de información de voz en equipo de abonado. Esto mueve la conversión analógica-digital de una tarjeta de línea a un teléfono. El tratamiento de señalización es otro cambio importante en las funciones del teléfono de equipo de abonado. Porque la señalización es manejada en el canal D, el teléfono ahora debe proveer las funciones que nunca había tenido antes (por ejemplo, el timbrado). En los corrientes teléfonos analógicos, el timbrado es aplicado por una tarjeta de línea como una señal de alto voltaje de AC. Todo teléfono tiene que hacer esta conmutación de esta señal, usando un puente de diodos, para una campana electromecánica. Para un teléfono RDSI, la señal de AC no es más larga que la dada por la central. En cambio, un oscilador local debe proveer la señal de timbrado. El timbrado es iniciado por un mensaje transferido de la central al equipo terminal sobre el canal D.

Aunque esto es un ejemplo trivial, como muchos teléfonos usan ahora timbrados electrónicos, esto sirve para mostrar el punto de funcionalidad de que la central esta siendo movido de su responsabilidad a el teléfono. Otro ejemplo sería el tono de marcar. Corrientemente el tono de marcar es aplicado exclusivamente por una central. La RDSI, ya no tiene que proveer esta función y en ciertos casos no puede incluso hacerlo así. Considerando el caso de una interfaz S punto a multipunto con 3 TEs conectados. Supongamos que TE2 ya ha establecido con éxito una llamada sobre la línea telefónica con TE1 siendo asignada B1 y TE2, B2. Si TE3 repentinamente desengancha, entonces no puede ser asignado un canal B. Eso es posible para la central señalar esta condición para los abonados por un tono como no hay canal B para transferirlo. Así sin un generador de tonos local, el teléfono parecería muerto.

Hay, en general conversaciones, de dos tipos de accesos para dedicarlos a la interfaz telefónica en terminales RDSI. Una es la que intenta mantener que la RDSI debería de usar equipo nuevo, incluyendo el teléfono. La otra es el existente equipo telefónico debería ser integrado dentro de las redes RDSI usando un adaptador telefónico. Las dos diferentes aplicaciones requieren diferentes accesos. En un teléfono RDSI la circuitería es mucho más simple. Sin embargo, el teléfono debe ser diseñado y limitado. Esto puede ser un reto que los diseñadores en telefonía quizás no quieran enfrentar. Donde un teléfono RDSI es implementado, debe tomarse cuidado en todos los aspectos del diseño analógico.

Hay dos tipos diferentes de codificación disponible en el mercado de hoy. Uno es código de filtro de capacitor conmutado y el otro código de procesamiento de señal digital (DSP). En el primer tipo un capacitor es cargado y descargado alternativamente para realizar la función de filtro. En el segundo, un filtro reacción de impulso finito (FRI) es diseñado primeramente por las aplicaciones de la tarjeta de línea. Sin embargo, están encontrando un nuevo arriero en la vida como el punto de digitalización es movido de la tarjeta de línea a el teléfono. La ventaja más grande del código DSP es la habilidad de relacionar diferentes tipos de redes de teléfonos por todas partes del mundo sin cambio de componente. Esta característica es muy importante cuando se diseña un adaptador telefónico para varias diferentes naciones de redes de teléfonos.

Adicionalmente, nuevos códigos están siendo diseñados para encontrar los requerimientos del teléfono RDSI. Por ejemplo, el principal audio procesador de el AMAD Am79C30 y el Siemens PSB2160 no solamente contienen códigos y

filtros pero también diversos altavoz, timbres, y generadores de tono. Estos son particularmente características útiles cuando se diseña un teléfono RDSI. Una de las características de las funciones del teclado del teléfono debería de ser revisado es el monitoreo del gancho conmutado. En un teléfono estándar esto es realizado por una tarjeta de línea en la central. En un teléfono RDSI, sin tomar en cuenta que tipo de implementación es escogida, esta función debe de ser realizada por un microprocesador. Esto no puede sonar muy difícil hasta el problema debounce es considerado. Una considerable cantidad de software por encima puede ser utilizado para implementar esta función en hardware. EL AMD Am79C30 ofrece una solución para esto para dar un debounced de gancho conmutado en el que la interrupción la dará un microprocesador cuando el gancho conmutado ha cambiado de estado por un periodo requerido de tiempo.

Otras de las características añadidas a los nuevos códigos es la generación de DTMF. Esto puede parecer una función inútil por que la información de marcación puede ser dada sobre el canal D de una interfase. Pero para unir equipos existentes, un generador de DTMF es esencial. Seleccionando una portadora de larga distancia es un ejemplo, o activando una contestadora de teléfonos caseros así que los mensajes pueden ser accedidos remotamente. En ambos casos la marcación del teléfono en la central debe de poder dar los DTMF.

Por último, el correo de voz puede se fácilmente añadido a teléfonos RDSI. Particularmente esto es cierto si el servicio del teléfono RDSI es parte de la aplicación de una estación de trabajo de voz/datos o enchufe de tarjetas. Es importante que un código usado en esta aplicación sea escogida con una interfase que pueda ser fácilmente integrada dentro de la arquitectura del microprocesador. Un byte tiene que ser transferido cada 125 ms, así es deseable que esta circuiteria de interfaz tenga capacidad de acceso a memoria directa (DMA).

4.1.3. LA TARJETA DE LINEA.

Como lo sugiere el nombre, el trabajo de la tarjeta de línea es proporcionar una interfaz entre la línea telefónica y el PCM. Esto envuelve cuatro tareas principales: digitalización de señales analógicas; conexión de un multiplexor por división de tiempo PCM de alta velocidad (highway); control de la tarjeta de línea; y comunicación con el controlador de la tarjeta de línea. Con los avances en los diseños en los codificadores/filtro, es posible tener la circuitería para conectar varias líneas telefónicas en una tarjeta de circuito impreso. Más aun, con el uso de dispositivos montables, es posible tener la circuitería de interfaz para 32 líneas telefónicas en una tarjeta de línea.

El propósito principal de la interfaz de línea telefónica es la de convertir la información analógica del teléfono en una forma digital y vice versa. También la interfaz de línea da la potencia por la línea a el equipo telefónico. En las tarjetas de línea que conectan a las líneas telefónicas que están fuera de premisa (fuera del local), circuitería de protección adicional es añadida para asegurar que cualquier voltaje extraño aparezca en la línea y no dañe la circuitería de la tarjeta de línea. La tarjeta de línea también contendrá la circuitería necesaria para detectar la condición del descolgado (gancheo) del teléfono de abonado.

El interfaz PCM de alta velocidad (highway) concentrará la serie de "highways" desde los codificadores y conmutador en tiempo ranura (time slots). Esto envuelve alguna clase de programación por que los tiempos ranura (time slots) son normalmente repartidos dinámicamente. Es decir, un "time slot" será escogido cuando la llamada se establezca. Una vez que la llamada haya sido completada el "time slot" se regresará al estanque de "time slot" libres. Para completar esto, la información de control es transferida entre el controlador de la tarjeta de línea y la interfaz a el "PCM highway". Esto puede ser con o sin la ayuda del microprocesador en la tarjeta de línea.

La tarjeta controladora periférica es una solución para la señalización necesaria entre la tarjeta de línea y el controlador. En diseños de tarjeta de línea más compleja (por ejemplo, unas que puedan soportar una característica tal como una conferencia entre tres partes), una forma de señalización diferente es usada. Estas realizan las formas que requiere el uso de un micro-controlador en una tarjeta de línea. En un buen número de casos el sistema de señalización que es usado es el HDLC, así un controlador con una interfaz PCM maneja el enlace a el controlador desde la tarjeta de línea.

La potencia en el procesamiento local en la tarjeta de línea puede también ser usada para otras funciones. Los estándares que gobiernan los teléfonos por todo el mundo varían considerablemente. Para encontrar estas variaciones, códigos con DSP filtros programables son usados para relacionar las condiciones de la línea. Un microcomputador local puede ser usado para controlar tales códigos.

4.1.3.a. TARJETA DE LINEA RDSI.

El bloque funcional que será más afectado por la RDSI es la tarjeta de línea. La interfaz de línea en una RDSI será más de un formato digital que analógico.

En una tarjeta de línea analógica, no hay absoluta necesidad de incluir cualquier forma de control del microprocesador local. La función de control puede pasarse al controlador de la tarjeta de línea. Como con un teléfono RDSI, aun el más rudimentario diseño de la tarjeta de línea necesitará un microprocesador. El proceso de control es necesario para controlar las funciones de la interfaz de línea y en algunos casos los niveles más altos de la interacción del protocolo. Hay varios tipos diferentes de arquitectura del sistema que pueden ser usados para realizar el control de la funcionalidad de la tarjeta de línea.

Dependiendo del grado de procesamiento del protocolo y del número de líneas soportadas, el tipo de procesamiento de potencia en una tarjeta de línea puede variar. Si solamente el control de interfaz físico es realizado, entonces un simple controlador relativamente puede ser usado. Si, por otro lado, el procesamiento total de todas las capas del software del protocolo es proyectado por varias líneas simultáneamente, entonces un sistema de procesamiento sofisticado es necesario. Un controlador HDLC sería virtualmente obligatorio por procesamiento de niveles más bajos del protocolo por la llamada establecida. La adición de estas componentes causa dos dificultades: primero, es necesario espacio extra para los dispositivos suplementarios; segundo, software extra es necesario para el control de protocolo.

La adición de componentes extras no es solamente un problema adicional para el trazado de tarjetas, pero también para la disipación de potencia. En muchas centrales con numerosas tarjetas de línea, la disipación de potencia puede causar varios problemas. En el caso de las tarjetas de línea RDSI, es vital que la tecnología de baja potencia, tal como el CMOS, se escoge para la interfaz y la circuitería HDLC. Para aplicaciones en el que el procesamiento de protocolo es hecho sobre la tarjeta de línea, un procesador potente debe de ser usado. Desafortunadamente la potencia algunas veces no solamente significa un alto grado de capacidad de procesamiento también una alta disipación de potencia.

Cualquier cosa que reduzca la necesidad por un procesador altamente sofisticado resolverá varios problemas a la vez. La inclusión de memoria FIFO en el controladores HDLC pueden jugar un rol indispensable en reducir la cantidad de intervención del microprocesador requerida para procesamiento del protocolo. En protocolos de control de llamada, el tamaño del mensaje es normalmente del todo corto (menos de 32 bytes), así un tamaño pequeño de FIFO puede fácilmente manejar mensajes pequeños. Esto puede traer dificultades encontradas en localización de memorias para entradas y salidas de mensajes del canal D para líneas telefónicas RDSI.

Otra solución para el procesamiento del protocolo de control de llamada es el uso de DMA. Con el tamaño de mensaje pequeño y la necesidad para incorporar un controlador DMA complejo para manejar todas las interfaces de línea, esta solución puede comprobar ser difícil de manejar y costoso. Otro punto para ser visto en una solución DMA es el presupuesto de potencia. Los controladores DMA usualmente disipa una alta cantidad de potencia.

Un problema que es llevado sobre de los diseños de tarjeta de línea es ese trazado. Aunque la interfaz de línea es digital, todavía es susceptible a ruido en la interfaz de línea. Por lo tanto, el plano de tierra debería ser cuidadosamente revisado. Afortunadamente, porque las tarjetas de línea han estado en producción por unos pocos años, hay bastante experiencia en minimización de la interfaz telefónica.

Todo el asunto del hardware que afecta a las interfaces de línea telefónica RDSI se aplica a la tarjeta de línea, con excepción de esos asuntos relacionados a la operación de la interfaz S. Siempre habrá solamente una terminación de red en la interfaz S. El transmisor deberá poder manejar la carga de los 8 receptores en el caso de una interfaz S punto a multipunto.

Para la interfaz U, la cuestión de circuitería de protección es más crítica que para la interfaz S porque la interfaz U es destinada a servicio fuera de premisa (off-premise). Un circuito de protección total es esencial para las tarjetas de línea de la interfaz U. El circuito de protección no debería interferir con la operación de el transmisor U. Porque la interfaz para un punto de referencia U quiere decir que solamente es punto a punto, no hay necesidad de preocuparse por operación de la circuitería de protección sin potencia. Un circuito normal con un diodo que afiance a la potencia más un dispositivo de descarga bastará para propósitos de protección de la interfaz U.

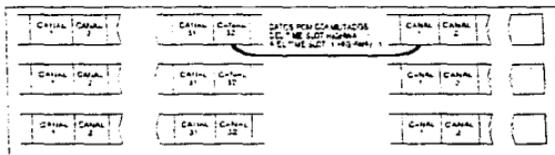
La última parte de la tarjeta de línea que es afectada por la RDSI es la interfaz "PCM highway". La RDSI afecta a ambos voz y datos; en adición, el protocolo de control de llamada puede establecer que tipo de llamada es pedida en el comienzo de un proceso de establecer una llamada. Porque de esto, algunas arquitecturas de centrales usan dos tipos de sistemas "PCM highway" : una para la voz y otra para los datos. La tarjeta de línea debe tener la habilidad de soportar las dos "highway" en tal sistema. Los dos teléfonos "PCM highways" y la señalización "highway" quiere decir que la tarjeta de línea debe soportar en total tres "PCM highways".

Dado el caso en que solamente parte del protocolo de control de llamada es soportado en la tarjeta de línea, el resto del procesamiento debe de ser realizado por el controlador de la tarjeta de línea. Esto implica que los mensajes de control de llamada deben de ser interpretados con los mensajes de control de tarjeta de línea. Si el sistema de señalización de control de la tarjeta de línea no es basada en HDLC, esto puede causar problemas de procesamiento en la tarjeta de línea cuando se multiplexan juntos los dos sistemas de protocolos.

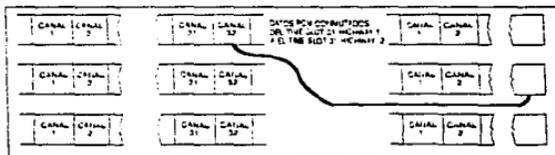
4.1.4. EL CONMUTADOR MATRIZ.

La función del conmutador matriz es la de transferir la información telefónica de una tarjeta de línea a otra. En una central digital, esto es hecho en dos formas. La primera es conmutar la información desde un "PCM highway" a otro. Esto es conmutado como espacio conmutado. El segundo es mover los datos de un "time slot" a otro, que es conocido como tiempo conmutado. A menudo ambos, el tiempo y espacio conmutado son realizados al mismo tiempo. Hay unos pocos dispositivos disponibles que están dedicados a la tarea de conmutación de tiempo/espacio. La teoría de operación de estos dispositivos esta basada en el concepto de la memoria de puerto dual. Los datos serían convertidos a un formato paralelo; la información desde el "PCM highway" es entonces escrita en situaciones secuenciales de la memoria del interlocutor (habla). La información es entonces leída fuera de la memoria, serializada, y sacada en el "PCM highway". La secuencia en que la información es sacada es determinada por los contenidos de la memoria de contención.

Por ejemplo, la información en el "PCM highway" 1 en el "time slot" 0 sería escrito en localización de la memoria del habla 0. Sin embargo, los contenidos de la memoria de conexión en la localidad 0 sería dada la dirección de la información en la memoria de la palabra para que sea sacada en "PCM highway" 1 "time slot" 0. La entrada en la localidad de la memoria de la palabra 1 no será sacada hasta , decir, "PCM highway" 3 "time slot" 10. En muchos casos se creó que el enlace hacia el conmutador matriz es bidireccional.

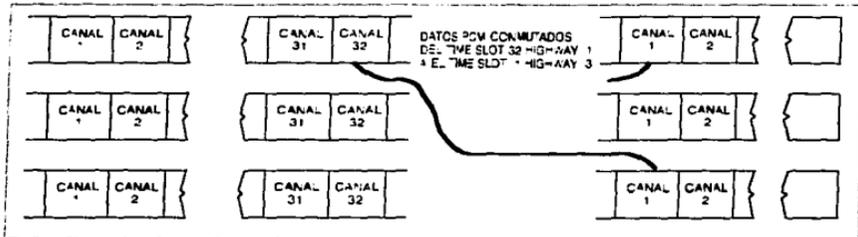


Ejemplo de conmutación de tiempo.



Ejemplo de conmutación de espacio.

Como con la tarjeta de línea, debe de haber un enlace de señalización entre los controladores de la tarjeta de línea y el conmutador matriz. El controlador de la tarjeta de línea puede pedir un camino desde el conmutador matriz. Una vez que el camino ha sido programado en la memoria de conexión, el controlador de la tarjeta de línea puede señalizar la configuración de información a la tarjeta de línea. Otra vez la señalización HDLC puede ser usada para este enlace. Porque muchos caminos son creados y disuoldidos por el conmutador matriz en tiempo real, un microprocesador poderoso es normalmente usado para controlar la programación.



Ejemplo de conmutación de tiempo/espacio.

4.1.4.a. EL CONMUTADOR MATRIZ RSDI.

Probablemente el menos afectado de todos los bloques funcionales es el conmutador matriz. Los dos principales efectos que la RSDI tendrá en la matriz será una necesidad para doblar el conmutador matriz así que una podrá manejar voz y el otro datos; y, particularmente a velocidades de la tasa primaria, hay una necesidad para conectar los canales B.

Cuando la conmutación de voz es aumentada por un segundo conmutador matriz para los datos, el asunto principal estará en la logística del hardware extra adicional. Deberá haber un pequeño impacto en el diseño actual del mismo conmutador matriz. Aun el software podría ser el similar. La ventaja principal de este tipo de arquitectura es la habilidad para enviar fácilmente los datos a un procesador externo para la conmutación de paquetes. Estos servicios adicionales pueden ser añadidos porque la integración de los datos van en la red telefónica.

Aunque la tasa de datos en una línea RSDI esta lejos en exceso de lo que una línea analógica convencional, para alguna aplicación aun los 64 kbs no es lo bastante rápido. Servicios de video son de tal aplicación. Para estos tipos de aplicaciones de alta velocidad, hay la necesidad de un canal de 128 kbs para que sea conmutado hacia la central. Esto significaría que el software en el

conmutador matriz tendría que ser sobregraduado tal que dos "time slot" de 64 kbs en el "PCM highway" podrán ser conmutados directamente como si estuviera un canal.

4.1.5. EL CONTROLADOR DE LA TARJETA DE LINEA.

El controlador de la tarjeta de línea se conectara entre el conmutador matriz y las tarjetas de línea. Este bloque funcional será normalmente responsable de controlar un grupo de tarjetas de línea. El controlador normalmente no tendrá acceso a los canales telefónicos en el conmutador. Sin embargo, el controlador de la tarjeta de línea puede usar los canales para propósitos de control. En un conmutador digital es posible tener un generador de tono de llamada en progreso para todas las líneas. Este generador es colocado en un "time slot" permanente dentro del sistema. Cuando se accede a una llamada en progreso es requerido (para un tono de marcación, etc.), el conmutador matriz conecta el "time slot" de línea telefónica a el "time slot" generador de tonos de llamada en progreso. El patrón digital del tono de marcación es simplemente copiado a todos los canales conectados. Esto significará que la misma dirección de memoria del habla será programada dentro de varios "time slots" de conexión de memoria.

Otra función que es realizada normalmente es el reconocimiento de los DTMF. Un canal telefónico esta conmutado a un procesador DTMF central que decodifica la información marcada y después la pasa a la circuitería de control del conmutador matriz. El conmutador matriz entonces desconectará el canal del procesador DTMF y lo enviara a otra tarjeta de línea, o hasta el generador de tono de llamada en proceso si la línea esta ocupada.

4.1.5.a. CONTROLADOR DE LA TARJETA DE LINEA DE LA RDSI.

Como se mostró con la tarjeta de línea, el efecto en el diseño del controlador de la tarjeta de línea depende de la partición del procesamiento de protocolo de control de llamada del canal D. El grado de dificultad en implementar esta partición depende de la localización de procesamiento entre la tarjeta de línea y el controlador y también en el método existente de comunicación entre estos dos bloques funcionales. El impacto de los sistemas de señalización no puede ser ignorado, como muchas centrales digitales que son construidas sobre una base modular. Esto significa que podría haber una mezcla de tarjetas de línea analógicas y RDSI dentro de la misma central. La estructura de señalización para las tarjetas de línea analógicas deben por lo tanto coexistir con cualquier nuevo sistema empleado para las tarjetas de línea RDSI.

Una funcionalidad adicional puede ser necesaria en el controlador de la tarjeta de línea. Por ejemplo, en sistemas que diferencian llamadas de voz y datos, un método de detección de diferente reconocimiento de procedimiento de llamada debe de ser implementado. Esto es particularmente cierto si la central tiene una mezcla de tarjetas de línea analógicas y RDSI.

La RDSI podría tener el impacto de remover el tono de proceso de llamada y el generador de timbrado. En una central totalmente, no habrá necesidad para un generador de timbrado porque el timbrado es señalizado a la terminal por un mensaje del canal D.

CAPITULO V. TRANSMISION DE IMAGENES.

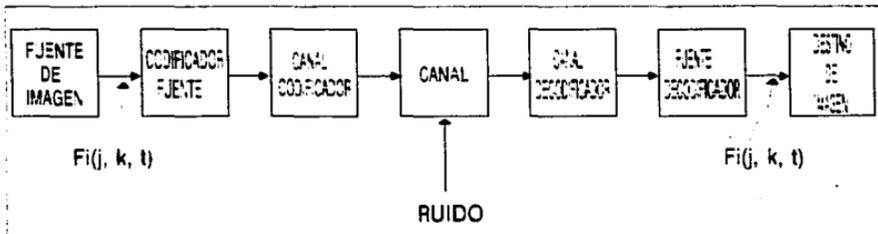
5.1.1. TECNICAS DE TRANSMISION DE IMAGEN.

Las técnicas de transmisión eficientes de imágenes han estado en constante investigación. Algunas aplicaciones incluyen la radiodifusión y repetidoras de TV., facsímil, sensores de imagen remota, imagen biomédica, vigilancia, y otras aplicaciones especializadas. El propósito principal en el diseño de sistemas eficientes de transmisión de imágenes es maximizar la tasa de transmisión para un límite aceptable especificado para la calidad de la imagen. La tasa de transmisión puede ser expresada como el ancho de banda de la transmisión analógica de un enlace de comunicación analógica, como una tasa de bit para la transmisión digital, o como una fotografía o la velocidad de transmisión de un documento para un sistema de facsímil.

Ha habido progresos hacia el diseño de sistemas de transmisión de imagen más eficientes, que han contribuido a dos factores principales: el descubrimiento y refinamiento de nuevos métodos de codificación de imágenes, y el advenimiento relativamente económico, compacto, de alta velocidad, y circuitería de estado sólido para el procesamiento de señales.

Un sistema de transmisión de imagen es un tipo particular de un sistema de comunicación (particular en el sentido de que sus características físicas de la fuente de la imagen y destino de la imagen son vitales en su diseño.)

La siguiente figura nos muestra un diagrama a bloques general de un sistema de transmisión de imagen. El modelo contiene una fuente de imágenes obtenidas de una cámara de televisión o un scanner en un facsímil, por ejemplo, seguido por un codificador fuente que transforma la fuente de datos en una forma con requerimientos mínimos de transmisión. En seguida, la fuente de imagen codificada es convertida en un formato adecuado para la transmisión. Este paso envuelve la modulación de la portadora de transmisión, y a menudo, codificando la corrección de error por los errores del canal causados por ruido. El codificador del canal y los decodificadores fuente invierten el proceso de codificación para proceder una reconstrucción de las imágenes presentadas a el destino de la imagen.



Sistema de transmisión de imagen.

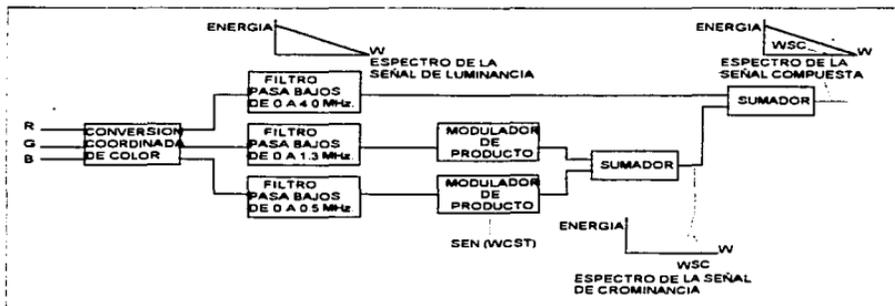
El destino de la imagen consiste de una exposición de la imagen. La atención esta ahora dirigida a la caracterización de la fuente de imagen y destino de la imagen.

5.1.1.a. CARACTERIZACION DE LA FUENTE DE IMAGEN.

La fuente de imagen de la figura anterior contiene sensores fotoeléctricos que son sensitivos sobre diferentes bandas del espectro, cada uno produce una imagen electrónica $F_i(x, y, t)$ cuya amplitud es proporcional a la incidente radiación óptica en el sensor en coordenadas de espacio (x, y) , tiempo (t) , y banda espectral (i) . Para fuentes de imagen monocromático, solo hay un simple sensor cuya función imagen $F(x, y, t)$ es proporcional a la luminancia de la luz incidente, y para imágenes de color natural, el televisor $F_i(x, y, t)$ para $i = 1, 2, 3$ usualmente denota el contenido del rojo, verde, y azul de la radiación incidente. Fuentes de imagen multispectral tipicamente operan sobre 4 a 12 bandas espectrales, algunas de las cuales pueden extenderse en la longitud de onda infrarroja o ultravioleta. Los sensores de imagen a menudo responden en una manera no lineal a la amplitud de radiación óptica. Esta no linealidad puede significativamente afectar las características de la señal. El modelo de la fuente de imagen de la figura anterior acomoda las fuentes de trama sencilla de imágenes independientes, tal como el producido por un escáner de facsímil, y también fuentes multitramas de imágenes correlacionadas en un sistema de televisión de tiempo real.

Cada campo de imagen electrónico $F_i(x, y, t)$ es muestreado especialmente por el sensor de la imagen. Una serie de sensores de estado sólido, tal como una serie de sensores de dispositivos acopladores de carga (charge-coupled-device CCD), realiza un muestreo espacial para promediar la imagen del campo continuo sobre la superficie de cada elemento serie para producir una serie discreta. $F(j, k, t)$ deja denotar la serie discreta donde $1 < j < J$ y $1 < k < K$ con una muestra espaciada de D_x y D_y unidades. En una cámara de televisión convencional, un rayo explora el campo imagen continuo a lo largo de unas coordenadas espaciales en un proceso de exploración de rastreo de línea por línea. Para la transmisión analógica, la señal de imagen de línea explorada es directamente transmitida, mientras para los enlaces de comunicación digital o discreta, la señal de línea explorada es muestreada en tiempo para producir una serie discreta equivalente $F(j, k, t)$. El facsímil y otras líneas de scanners operan de una manera similar. La muestreación espacial esta normalmente sujeta a 2 fuentes de degradación: pérdida de resolución y error de "aliasing". La pérdida de resolución ocurre como un resultado de la muestreación con pulsos muestra de extensión finita, que efectivamente la imagen tenga un aspecto borroso. El error "aliasing", que resulta de la muestra demasiada basta, aparece como un falso patrón de frecuencia de bajo espacio.

Los planos de imagen multiespectral y color son a menudo combinados por un procesamiento lineal o no lineal antes de la codificación. Por ejemplo en Estados Unidos el standard de la televisión en color el rojo, $R(j, k, t)$, verde, $G(j, k, t)$, y azul, $B(j, h, t)$ (señales triestimuladas) son linealmente combinadas para producir una señal de luminancia monocromática $Y(j, k, t)$ y dos señales de crominancia, $I(j, k, t)$ y $Q(j, k, t)$, como se muestra en la siguiente figura.



Formación de la señal compuesta de color.

Este proceso es invertible. Para la transmisión, las señales I y Q son filtradas por un filtro pasa bajas y modulada sobre una onda portadora que es la frecuencia "interlazada" con la señal de luminancia. La señal de video compuesta resultante es entonces transmitida sobre una portadora de comunicación. En el receptor, se reproduce el proceso inverso la Y , I , Q y R , G , B valuaran los "triestimulos". Como un resultado del paso de filtración, el receptor valuará los "triestimulos" que no son replicas exactas de la "valoración" triestimulos del transmisor, pero la degradación es relativamente pequeña. La codificación de la imagen puede ser realizada en los componentes de "valoración triestimulos" R , G , B o Y , I , Q cada uno de los dos separadamente o conjuntamente, o en la señal de video compuesta. La elección es fuertemente dependiente en el tipo de codificación empleada.

5.1.2. SISTEMA DE TELEVISION.

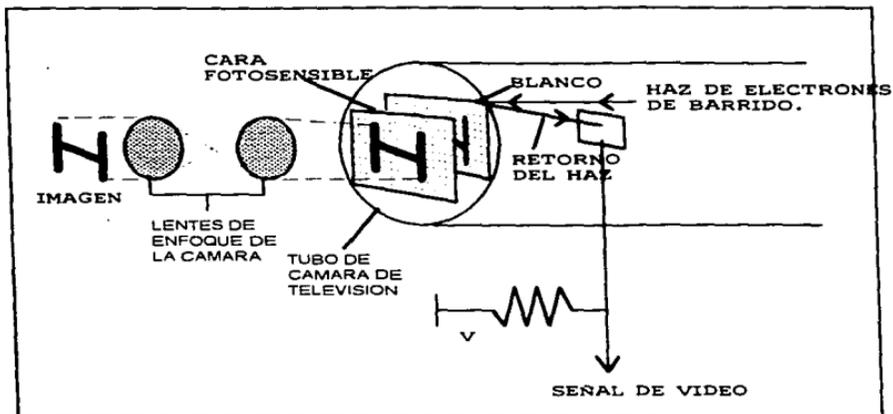
La finalidad de la cámara es convertir la información óptica de la imagen en señales eléctricas. El micrófono convierte cualquier sonido asociado con la imagen, como la voz o la música, en señales eléctricas. Estas señales deben modular una portadora de alta frecuencia, que es amplificada hasta tener la potencia suficiente para provocar una radiación electromagnética del nivel deseado desde la antena de radiodifusión. El alcance y la dirección de esta radiación depende de la potencia del transmisor, de la frecuencia de la portadora y el diseño de la antena. Si el receptor está situado apropiadamente, detectará la radiación con una circulación de corriente en su antena. El receptor, el nivel de la señal es aumentado con un amplificador de alta frecuencia y la señal es demodulada y procesada para que produzca el sonido original en un altavoz y la imagen original en un tubo de imagen.

LA CAMARA.

La cámara convierte una imagen óptica en una señal eléctrica; en este caso la imagen corresponde a la letra H. La lente que hay en la parte frontal de la cámara enfoca la imagen en la cara del tubo de la cámara. Este tubo contiene vacío en su interior y la cara interna del mismo cubierta de un material fotosensible; hay un haz de electrones que realiza un barrido del blanco y se dispone de algún medio para detectar variaciones de corriente en el haz de electrones mientras está realizando un barrido. Cuando incide la luz en la cámara fotosensible del tubo, se emiten electrones, pero si no incide la luz, no hay emisión de electrones. Los electrones emitidos dan lugar a una copia de la imagen que aparece en la superficie del blanco. Sin embargo, ahora la imagen está definida por la cantidad de cargas positivas, en vez de estarlo por cargas negativas. Cuanto más intensa sea la luz que incide, más alta es la carga positiva; para condiciones de oscuridad, la carga es muy baja.

LA SUPERFICIE DE BARRIDO.

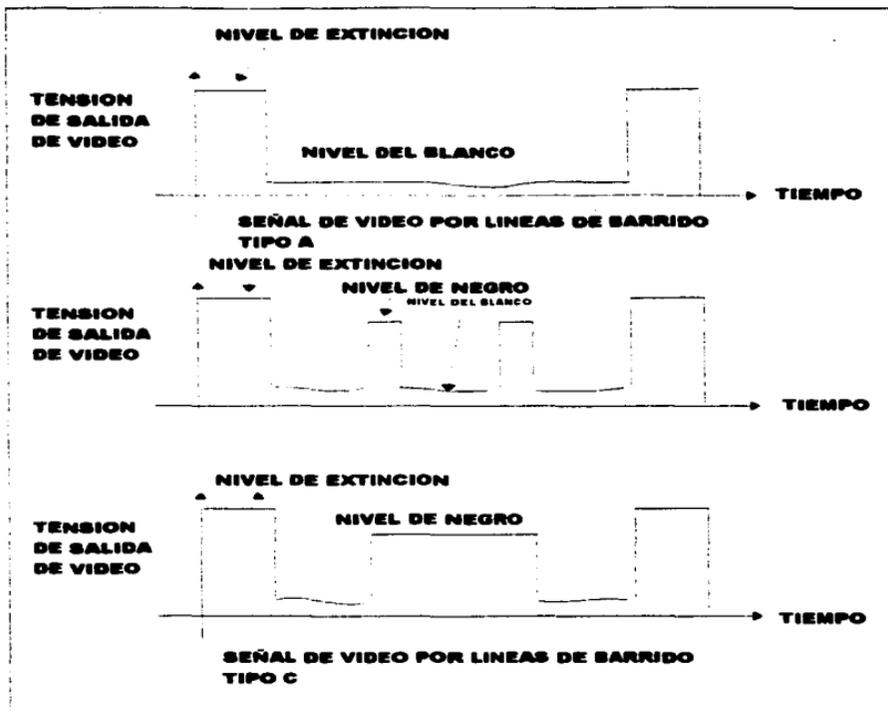
Mientras el haz de electrones barre el blanco de izquierda a derecha por todo el tubo, según una línea horizontal, también se mueve verticalmente de forma continua, pudiendo alcanzar la parte baja del tubo. Cuando el haz realiza el barrido, el haz reflejado es recogido y detectado por medio de una resistencia. El haz reflejado contendrá el mismo número de electrones que el haz de barrido original si no hay cargas positivas en la superficie del blanco. Si hay cargas positivas, el haz reflejado tendrá menos electrones porque algunos de ellos se habrán combinado para neutralizar las cargas positivas. Por lo tanto, la corriente en el haz reflejado será inversamente proporcional a la intensidad de la luz de la imagen que está enfocada en el tubo de la cámara.



Conversión de imagen óptica a señales

Las variaciones de corriente producen las variaciones de tensión de la siguiente figura en la salida del tubo de la cámara de televisión.

Como se muestra en la figura la tensión es mayor cuando hay menos luz enfocada en la cara del tubo y es mínima cuando hay luz blanca enfocada en la cara del tubo. Cuando hay oscuridad total, la tensión estará en un máximo.

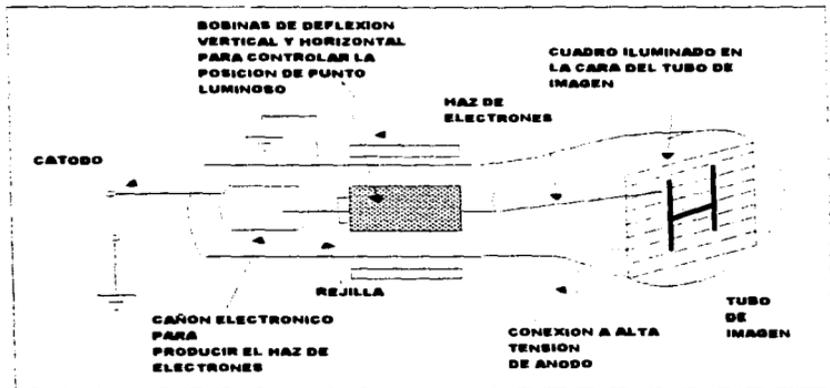


Conversión de imagen óptica a variaciones de tensión.

BARRIDO DE UN CARACTER.

Cuando el haz de electrones completa el barrido de una línea, vuelve al lado izquierdo de la cara del tubo y empieza otro barrido de línea. Esto se denomina retorno. La corriente del haz es ignorada durante el retorno porque la tensión de salida alcanza su máximo (oscuridad total) durante el tiempo de retorno.

El barrido continúa hasta que alcanza la parte de abajo de la cara del tubo. Como resultado de esto, la imagen bidimensional es convertida en una larga señal eléctrica continua en el tiempo, que contiene tantos impulsos de retorno como líneas horizontales se exploran en el campo bidimensional. Entre dos de los impulsos de retorno, las variaciones del blanco a negro en la imagen serán convertidas a sus correspondientes variaciones de tensión en la salida del tubo. Los impulsos de retorno indican a los circuitos electrónicos del tubo de imagen receptor el momento en que el haz vuelve a la parte izquierda y comienzan con una línea. Los circuitos electrónicos que hay en el tubo de la cámara (transmisor) y en el tubo de imagen (receptor) deben generar el barrido del haz de electrones de la forma deseada y deben estar sincronizados.



Reproducción de una imagen de televisión en un tubo de imagen.

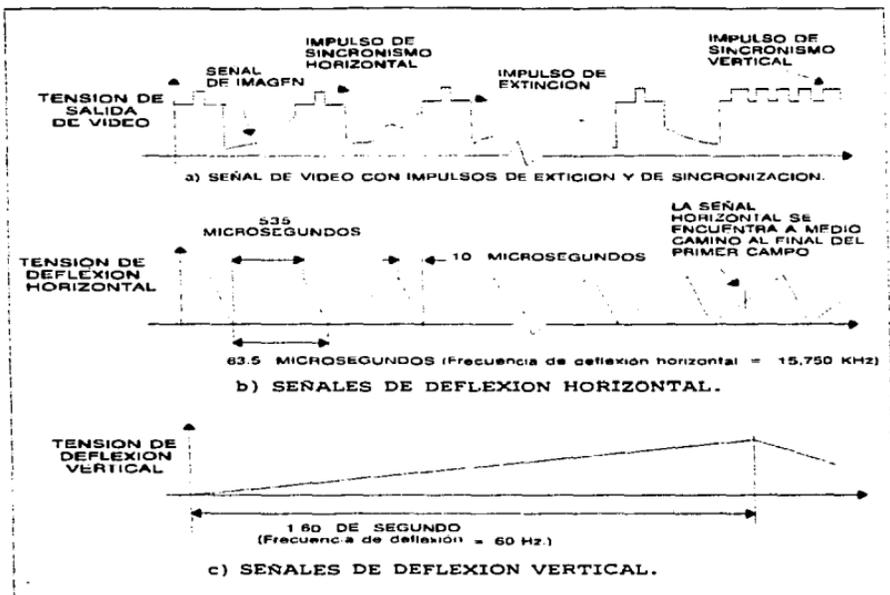
BARRIDO EN EL TUBO DE IMAGEN DEL RECEPTOR.

La señal de video modula la intensidad del haz de electrones. Cuando la luz es brillante en la cámara, el haz provocará el punto brillante en el tubo de imagen, en el mismo sitio. Un cambio de corriente en las bobinas de deflexión produce un campo magnético que controla el haz para que haga un barrido de forma sincronizada con el barrido que se efectúa en al cámara de televisión. El flujo de electrones generado por el cañón electrónico es enfocado en forma de haz para producir un punto en la superficie del tubo de imagen. La superficie de imagen contiene fósforo emisor de luz que emite ésta de forma proporcional a la intensidad de la corriente del haz de electrones. La intensidad del haz es proporcional a la tensión de la señal de video aplicada entre la rejilla de control y el cátodo del tubo.

REPRODUCCIóN DE UN CARACTER.

Cuando se aplican las señales de la figura anterior al tubo de imagen, se reproduce la letra "H" en dicho tubo. Cuando el haz va de derecha a izquierda, los impulsos de retorno cortan la corriente del haz, provocando oscuridad en al superficie del tubo de imagen durante este regreso. En el caso de las líneas que no cubren ninguna parte de la letra "H", la tensión baja para el blanco permite que haya corriente máxima del haz en toda la línea, con lo cual se genera una línea horizontal blanca, excepto en dos trozos, que será negra. En el caso de la última figura la mayor parte de la línea será negra, excepto en la zona que está fuera de la "H". Por lo tanto, la señal de video aplicada al tubo de imagen con las tensiones de deflexión adecuadas reproducirá la imagen que se convirtió a forma eléctrica por la cámara de televisión.

Las señales de video que hemos visto son de tres niveles: negro, blanco y corte del haz. La señal de video para una imagen con un margen amplio de tonos de gris tiene muchos niveles de tensión, como se ve en la siguiente figura.

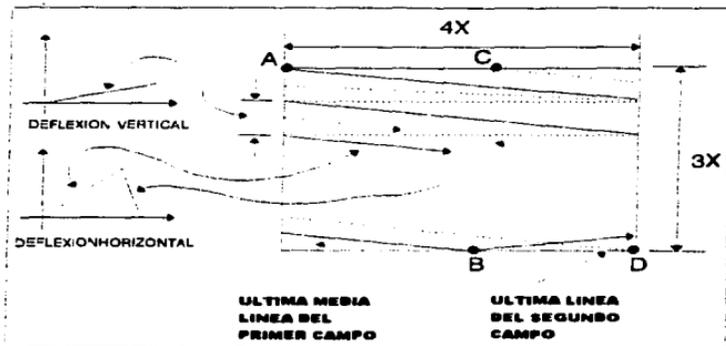


Señales de video y de deflexión en los sistemas de televisión.

Las tensiones de deflexión horizontal y vertical requeridas para que el haz realice el barrido se representan en la segunda y en la tercera figura. Hay muchos niveles de gris en la señal de video entre los niveles de negro y de blanco. Según cambia la información de la imagen, así cambian esos niveles, de forma continua. También hay unos pequeños pulsos encima de los impulsos de retorno (extinción). Se trata de impulsos de sincronización para asegurar que las señales de deflexión horizontal y vertical del receptor estén sincronizadas con las del transmisor.

FRECUENCIA DE BARRIDO HORIZONTAL Y VERTICAL.

La frecuencia de la señal de deflexión horizontal y de los impulsos de retorno es de 15730 ciclos por segundo, para proporcionar señales de 63.5 microsegundos de período, tiempo existente entre dos impulsos de retorno. De estos 63.5 microsegundos, aproximadamente 10 corresponden a la anchura del impulso de retorno y los otros 53.5 son la señal de video perteneciente a una línea horizontal. Al final de la deflexión vertical (parte más baja de la imagen), el barrido horizontal se encuentra a medio camino de la línea horizontal de la imagen. El período de la señal de deflexión vertical es la correspondiente a una frecuencia de 60 Hz. Estos períodos y frecuencias dan lugar a un barrido como el de la siguiente figura.



Sistema de barrido entrelazado para imágenes de televisión.

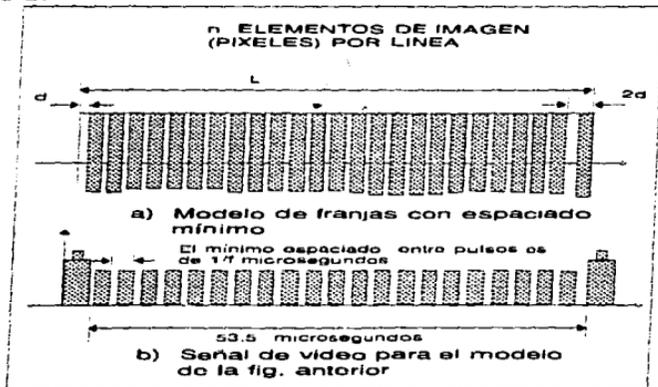
SISTEMA DE BARRIDO ENTRELAZADO.

La línea continua representa el barrido del primer campo de la imagen que empieza en A y termina en B, al final de la imagen y a medio camino de una línea horizontal. Por lo tanto, hay 262 líneas y media por barrido vertical o por campo. Mientras vuelve a comenzar el barrido vertical, la señal de deflexión horizontal continúa un número par de períodos de deflexión, por lo cual la primera línea del segundo campo de la imagen empieza en el punto C. Este campo continúa desarrollándose, con un incremento de distancia horizontal, lo que da lugar a dos campos entrelazados. Con esto se produce el

efecto de ver la misma imagen 60 veces por segundo, lo cual evita cualquier parpadeo de la imagen. Este tipo de barrido se llama barrido entrelazado con dos campos de 262 líneas y media por imagen. Hay 60 campos y 30 imágenes por segundo. En todos los campos, el barrido horizontal va recorriendo transversalmente el tubo, mientras que la deflexión vertical se mueve hacia abajo lentamente, provocando una pequeña inclinación del barrido horizontal, como se muestra en la figura anterior. El tiempo de retorno es tan corto con respecto a la velocidad de deflexión vertical que el barrido de retorno es casi recto a lo largo de la superficie del tubo. El formato de la imagen está estandarizado en una relación ancho-alto 4 a 3. Las 525 líneas por imagen proporcionan una resolución de unas 300 a 350 líneas en la dirección vertical y de 400 líneas o más en la dirección horizontal, para frecuencias de video de hasta unos 4 megahertzios. Si visualizáramos la imagen en muchos elementos cuadrados, formando una matriz de 300 filas por 400 columnas, habría unos 140000 elementos de imagen (llamados píxeles). Esto equivale aproximadamente a los 125 000 píxeles por 16 mm de película, lo cual quiere decir que la imagen de TV. tiene más o menos la misma resolución o agudeza de detalle que la que tendría una película de 16 mm.

ANCHO DE BANDA DE VIDEO.

En la siguiente figura puede verse el efecto de la resolución horizontal en líneas y el ancho de banda necesario. Se supone que los píxeles son de una anchura d .

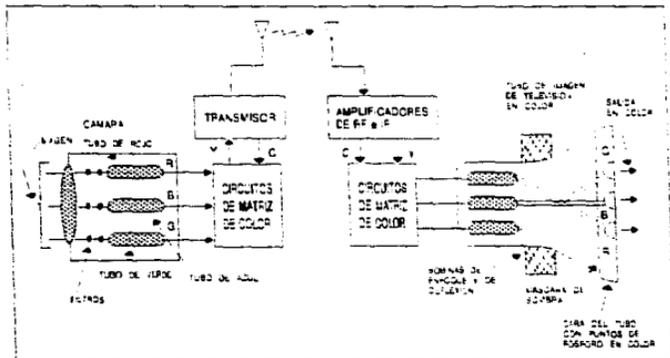


Modelo para determinar la resolución de la TV.

El mayor contenido que la imagen puede tener se da cuando cualquier otro pixel esté negro, lo cual provoca una señal de video de la forma de la segunda figura anterior. Así el pixel es de dimensión d , con un espacio $2d$ entre las barreras negras y L/d pixeles por línea, la onda cuadrada de la señal de video estará constituida por $L/2d$ impulsos cada 53.5 microsegundos. El período de los impulsos es de 53.5 microsegundos dividido por $L/2d$, y la frecuencia de la onda cuadrada resultante es de $L/2d \times 53.5$ MHz. Sustituyendo n por L/d , queda que $f = n/107$ o bien $n = 107f$. Con un ancho de banda dado se puede calcular n mediante esta ecuación. Por ejemplo, con $f = 4$ MHz serían posibles 428 pixeles por línea horizontal. Con un formato de 4 : 3, la resolución horizontal sería equivalente a una resolución vertical de 300 a 350 líneas. Lógicamente, cuanto mayor sea el ancho de banda de la señal de video de televisión, mayor será la resolución de la imagen. El concepto de pixel es importante no sólo desde el punto de vista de la resolución, sino también para determinar las características de la transmisión digital.

IMAGENES EN COLOR.

Para poder transmitir la información contenida en una imagen en color, ésta debe ser descompuesta en sus colores primarios. En televisión en color, los colores primarios son el rojo, el verde y el azul, puesto que con la combinación apropiada de estos componentes se puede producir cualquier color. Para identificar el contenido de cada uno de estos colores primarios en la imagen, la cámara de televisión tiene tres tubos separados de cañones electrónicos. La luz que hay delante de la cámara pasa por unos filtros rojos, verdes y azules, y es explorada por tres haces de electrones separados.



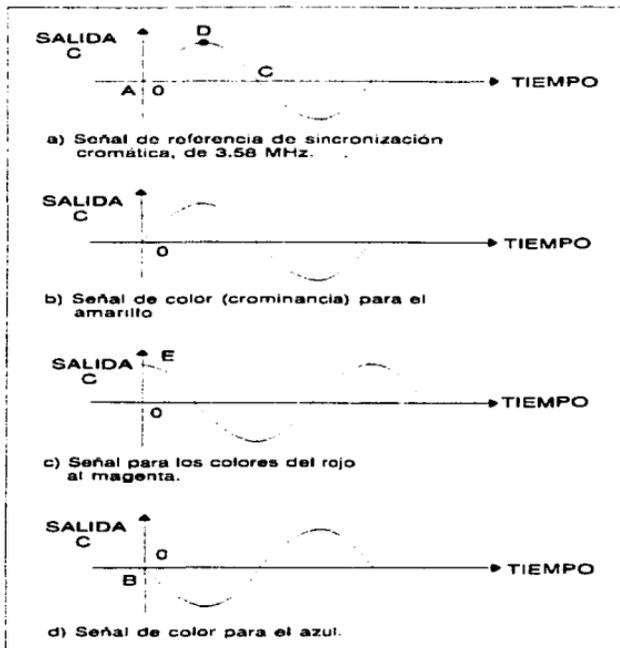
Transmisión de imágenes en color.

Las señales para cada color son combinadas por un circuito matricial electrónico para producir dos señales, que son la luminancia (Y), que contiene la información del nivel de gris, y la crominancia (C), que contiene la información del color. Cuando se aplica la luminancia a un tubo normal de blanco y negro, resulta la imagen normal en blanco y negro.

La señal transmitida contiene la señal de luminancia y la crominancia. Cuando la señal es procesada por un receptor en color, se recuperan las señales del rojo, verde y azul, después se amplifican y modulan la intensidad de un haz de electrones del tubo de imagen de la televisión en color. La superficie del tubo tiene ahora tres tipos de elementos de fósforo, dispuestos de forma regular uno junto a otro y ocupando toda la superficie del tubo. En el tubo, como se representa en la figura anterior, cada uno de los colores tiene su propio haz de electrones, que es enfocado a la superficie del tubo, chocando contra el fósforo del color correspondiente. Entre los haces y las partículas de fósforo se coloca una placa de máscara de sombra para que el haz del rojo sólo choque con el fósforo rojo, el del verde con el fósforo verde, y análogamente con el azul. La amplitud y la fase de la crominancia determinan las corrientes de los haces de los tres colores. La amplitud contiene la intensidad del color (llamada saturación del color) y la fase, el tono (matiz) del color. El sistema de deflexión del tubo hace que los tres haces se muevan a la vez realizando un barrido entrelazado. Los electrodos de enfoque se ocupan de que los tres haces enfoquen y apunten debidamente. El resultado total da lugar a la reproducción de la imagen en color original detectada por la cámara en color.

Puede parecer imposible que una única onda senoidal de crominancia contenga toda la información de color de una imagen. Sin embargo, si se piensa que el espectro del color varía de forma continua en cuanto a tonos o colores, desde el azul intenso al rojo intenso, es fácil comprender cómo se pueden asignar parámetros eléctricos, como tensión, corriente, resistencia o fase a los distintos colores. En televisión en color, el parámetro elegido es la fase de la señal de crominancia.

La siguiente figura es una señal senoidal de 3.58 MHz. de referencia, llamada señal de sincronización cromática, que se envía como parte del impulso de retorno en la señal de vídeo para que el receptor sepa la referencia que ha tomado el transmisor y, de este modo, queden determinados los 0 grados del origen. Se utilizan para sincronizar un oscilador de 3.58 MHz, que se usa como referencia en el receptor en color.



Relación de fases entre la señal de color y la de referencia.

La señal de crominancia transmitida será comparada a esta referencia para precisar la fase de la señal de crominancia, que determina el tono del color en la señal de la cámara.

Las ondas senoidales de crominancia de las figuras anteriores son señales recibidas en diferentes momentos y representan el color de la señal de la cámara. Están contenidas en la señal de la imagen y son transmitidas a la vez que las señales de luminancia. La señal de la fig. b está en fase con la referencia de la figura a. La figura c está desfasada 90° con respecto a la referencia; corresponde a un color entre rojo y "magenta". La figura d es un azul porque presenta un desfase de 180°. Por lo tanto, detectando la fase de la señal de crominancia con respecto a la señal de sincronización cromática, se puede determinar el color. La amplitud de la crominancia también contiene información. Detectando la amplitud, se puede conocer la intensidad del color.

SEPARACION DE LA CROMINANCIA Y LA LUMINANCIA.

Los receptores de televisión en color utilizan las señales de crominancia y de luminancia de diferentes formas. Una de las técnicas más comunes consiste en proporcionar las señales de color mezcladas con las señales de luminancia, utilizando las relaciones que indican las ecuaciones de la siguiente figura.

Señal de luminancia:

$$Y = .3R + .59G + .11B$$

a) $R - Y = .7R - .59G - .11B$

b) $B - Y = .3R - .59G + .89B$

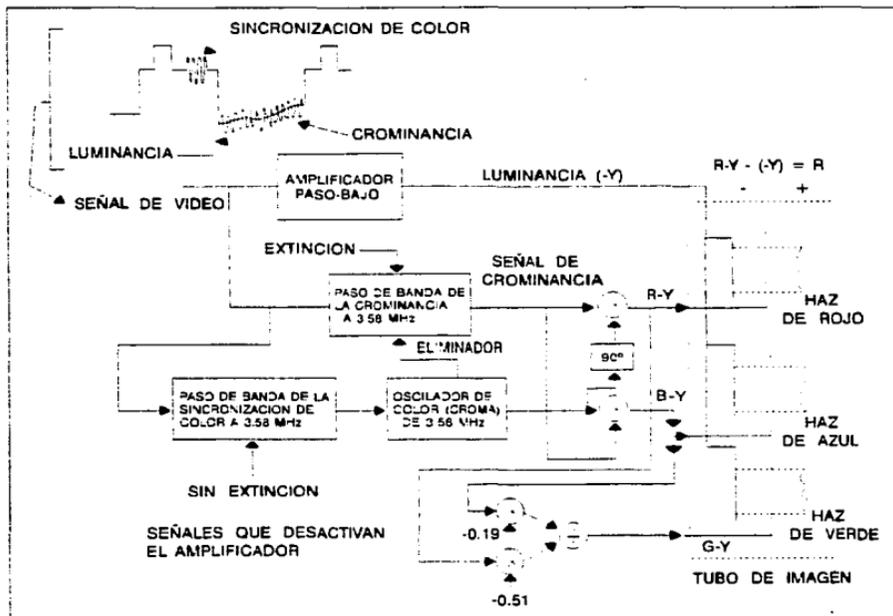
c) $C - Y = -.3R + .41G - .11B = -.51(R - Y) - .19(B - Y)$

Ecuaciones básicas para las señales de color y de luminancia.

La señal de luminancia se define como la suma del 30% de señal de rojo, 59% DE VERDE Y 11% DE AZUL. Cuando las tres señales son de igual valor, esta mezcla produce el color blanco, que es el resultado propio de la señal de luminancia. Ahora, en lugar de producirse las tres señales primarias directamente, se producen las señales menos el valor de la luminancia. Restando algebraicamente Y del valor rojo, resulta la ecuación para la señal R-Y. Cuando todas las señales de color son de igual valor, la señal R-Y es nula y sólo existe la señal Y. De forma similar, restando Y de B, se puede obtener la ecuación de B-Y. También vale 0 esta señal cuando están presentes los tres colores con el mismo valor. La señal G-Y se puede determinar restando Y de G, o combinando las señales R-Y y B-Y. Estas señales diferenciales son muy útiles en los tubos de televisión en color, puesto que aplicando la señal diferencial a un electrodo de color (la rejilla) y la señal Y a otro (el cátodo) se obtiene una corriente del haz proporcional a la señal de color.

CIRCUITOS DE TELEVISION EN COLOR.

La utilización de esas señales diferenciales y de luminancia en una televisión en color puede ser comprendida examinando los circuitos de una televisión en color típica. En la siguiente figura se representa un diagrama a bloques de los circuitos de una televisión en color.



Circuitos de un receptor de televisión en color.

La señal de video recibida, tras ser amplificada, es tratada por estos circuitos, incluyendo los pulsos de extinción para los barridos horizontal y vertical. La señal también incluye el sincronismo de color encima del impulso de retorno y la señal senoidal de crominancia C sumada a la luminancia Y. Esta señal se aplica a los amplificadores de paso-bajo de luminancia, de paso-banda de crominancia y de paso-banda de sincronismo de color. Los dos amplificadores de paso banda dejan pasar la crominancia, de 3.58 MHz, y las señales de sincronismo, pero rechazan la señal de luminancia. El amplificador de paso-baja bloquea las señales de 3.58 MHz, pero deja pasar la señal de luminancia. Por lo tanto, Y está disponible a la salida del amplificador de paso-bajo y es aplicada al cátodo de los cañones electrónicos.

Durante la extinción, el amplificador de sincronismo de color está funcionando y el amplificador de crominancia, no. De esta forma se sincroniza el oscilador de 3.58 MHz, para servir de señal de referencia y detectar la fase de la crominancia. Durante el barrido horizontal se cumple lo contrario. El amplificador de señal de sincronismo está apagado y el amplificador de crominancia está funcionando, para proporcionar a su salida la señal de crominancia. La señal de crominancia modulada con la señal del oscilador desfasada 90° da lugar a las señales R-Y. Modulando la señal de crominancia con una señal del oscilador de color invertida (desfasada 180°) se genera B-Y. La señal R-Y es multiplicada por -0.51 y B-Y por -0.19 . Los resultados son sumados para obtener G-Y. Estas tres señales son aplicadas a la rejilla de los tres cañones de color. Con la señal de luminancia (-Y) aplicada en el cátodo, la tensión que ve un electrón del haz es la tensión de rejilla menos la del cátodo. Para el rojo sería $R-Y(-Y)$; es decir, R. La corriente del haz de electrones para el rojo y el verde varía según las ecuaciones correspondientes, dependiendo de las señales de color. Como los haces excitan el fósforo, la suma de los colores producidos reproducen el color original en el punto apropiado del tubo de imagen del receptor.

En la figura anterior se representa un circuito eliminador de color. Su finalidad es desactivar el amplificador paso-banda de crominancia si no detecta señal de sincronización de color o si el oscilador de color no funciona. En este caso, la única señal que controla los haces es Y (para los tres haces, si los circuitos del receptor están ajustados apropiadamente) y se produce una imagen en blanco y negro estándar.

ANCHO DE BANDA DE LA SEÑAL DE TELEVISION.

Todos los canales de televisión analógica tienen un ancho de banda ($f_2 - f_1$) de 6 MHz. La frecuencia portadora de imagen se encuentra 1.25 Mhz por encima de f_1 . La portadora de sonido está 4.5 MHz por encima de la portadora de imagen y la señal de croma, 3.58 MHz por encima de esa misma portadora. Por lo tanto para el canal 2, que ocupa las frecuencias que hay entre 54 y 60 MHz, la portadora de imagen es de 55.25 MHz, la señal de croma de 58.83 MHz y la portadora de sonido de 59.75 MHz, 250 KHz por debajo de la frecuencia límite f_2 de la banda del canal 2.

La frecuencia portadora de imagen está modulada en amplitud por la información de la imagen y de croma. Puesto que el ancho de banda del canal cae 1.25 MHz por debajo de esta frecuencia, sólo se modulan los primeros 3/4 de información de video de 1 MHz, utilizando la modulación de amplitud convencional de doble banda lateral ($f_c - f_m$ y $f_c + f_m$). Las frecuencias por encima de esta zona, de las señales de luminancia y de crominancia se modulan, por lo tanto, en banda lateral única. Como consecuencia de esto, las frecuencias de la luminancia que se encuentran por encima de la portadora a más de 1.25 MHz son reproducidas sólo a la mitad de la mitad de las señales que están dentro de la banda de 1.25 MHz. Las frecuencias más bajas producen las características generales de la imagen y las más altas se ocupan de los detalles. La banda lateral inferior de la señal modulada en amplitud, desde la frecuencia de la portadora de imagen hasta el límite inferior de la portadora de imagen hasta el límite inferior de la banda, se llama banda residual.

5.2. TECNICAS DE CODIFICACION DE IMAGENES.

La meta principal en el diseño de un sistema de codificación de imagen es reducir los requerimientos de tasa de transmisión de fuente imagen sujeto para alguna restricción de la calidad de imagen. Hay solamente dos formas básicamente de llevar a cabo esta meta, reducción de la estadística y redundancia psicofísica de la fuente de imagen.

Una fuente de imagen es normalmente muy altamente correlacionada a lo espacialmente y lo temporalmente; hay una fuerte dependencia entre los valores de píxeles individuales. Esta dependencia puede ser considerada como una redundancia estadística de la fuente imagen. Conociendo la redundancia estadística de la fuente en términos de amplitudes de píxeles previamente codificados pueden ser utilizados para reducir sus técnicas de transmisión. La ventaja de este tipo de codificación es que esa información esta conservada, eso es, libre de error.

Si las imágenes para ser codificadas en un sistema de transmisión de imagen están para ser vistas por un observador humano, entonces las limitaciones perceptuales de la visión humana pueden ser explotadas para reducir los requerimientos de transmisión. Un observador humano esta sujeto a limitaciones perceptuales en amplitud, resolución espacial, y agudeza temporal. Por el diseño propio del codificador, es posible descartar información estadística de la fuente sin afectar toda la percepción, o menos, con solamente degradación mínima.

Algunos codificadores de imágenes, la mayor parte de estos notablemente usados para aplicaciones de transmisión de facsimil, son basados enteramente en conceptos de codificación estadística. La mayor parte de los codificadores permiten alguna degradación para activar una reducción en los requerimientos de transmisión. Esto lleva a "una negociación" entre la tasa de transmisión y la distorsión codificada.

5.2.1. CODIFICACION PCM.

La codificación de modulación por código de pulso "PCM" es la más simple, más básica, forma de codificación de imagen. En este sistema la señal es muestreada y cada muestra es cuantificada y codificada binariamente para la transmisión. Para la transmisión del facsimil binario, la señal de imagen es cuantificada a dos niveles solamente, negro o blanco, y codificado con 1 bit por muestra, cero o uno. La imagen monocromática es usualmente cuantificada con niveles de 64 a 256 por muestra, correspondiendo a unos 6 o 8 bits por muestra, longitud fija, palabra de codificación binaria. Los sistemas de televisión en color usualmente usan de 6 a 8 bits para cada color rojo, verde, y azul. La codificación PCM puede ser considerada como un sistema de codificación base. Las reducciones de la tasa de transmisión usualmente son calculadas con respecto a la codificación PCM.

La reducción en el número de niveles de cuantización para imágenes monocromáticas o en color de la codificación PCM conduce a un efecto llamado contornación, en que los saltos discretos entre los niveles de cuantización son observados en las regiones de imagen que son cargados lentamente en luminancia y valores trístimulos. Este efecto de contornación puede ser

reducido substancialmente por la suma de una pequeña cantidad de ruido pseudoaleatorio o determinística, vacilación a la señal de imagen antes de la cuantización. Con tales codificadores, por lo menos 3 bits por muestra son requeridos, y hay un evidente error residual en la forma de una aparición de nieve o un patrón de error de cuantización estructurada.

5.2.2. CODIFICACION ESTADISTICA.

La codificación PCM es ineficiente porque ignora la dependencia espacial de la cantidad de píxeles, y porque trata todos los niveles de amplitud cuantificados como igualmente probables. Las reducciones de la tasa de transmisión substancial son posibles, teóricamente, para grupos de codificación de píxeles y localización de código de palabras cuya longitud es inversamente proporcional a la probabilidad de ocurrencia del patrón de amplitud de grupo.

La codificación estadística forma las bases para la mayor parte de las técnicas de codificación del facsimil binario. Para tales fuentes, el número de posibles patrones binarios es de tamaño considerable. Pero, para múltiples niveles de gris e imágenes en color, el número de patrones puede ser enorme. Por ejemplo, un grupo de píxeles de 4×4 , cada una cuantificado a 256 niveles, le corresponde cerca de 10^{40} posibles patrones. Consecuentemente, la aplicación de la codificación estadística a imágenes multinivel ha sido limitada a muy pocas vecindades de alrededor de 2 a 3 píxeles. Un considerable ahorro en la complejidad del codificador puede ser obtenido por la simple codificación de la elección de la diferencia de píxeles por un código estadístico de longitud variable. Este tipo de codificador puede activar cerca de una reducción de la tasa bit de 2:1.

La efectividad de la codificación estadística es limitada para conocimiento de la fuente de probabilidades. Para más fuente de imágenes, las probabilidades fuente pueden variar drásticamente de imagen a imagen y aun dentro de una imagen. Los buenos resultados de codificación solamente puede ser obtenida por estimación adaptable de la fuente de probabilidades y la revisión del código fuente apropiadamente.

Por que la pobre relatividad de "retorno de inversión" en términos de una compresión de codificación pequeña para una alta complejidad del codificador, la codificación estadística no ha encontrado mucha aplicación en la aplicación de imágenes en color y monocromáticas.

5.2.3. CODIFICACION PRONOSTICABLE.

La amplitud de cada pixel explorado es pronosticado en la base de la historia de los píxeles previamente explorados. Entonces, la estimación pronosticada $F'(j, k, t)$ es sustraída de el actual amplitud del pixel $F(j, k, t)$, la diferencia de la señal $D(j, k, t)$ es cuantificada, codificada, y transmitida. En el receptor, la cuantización de la señal diferencia $D'(j, k, t)$ es usada para formar una reconstrucción $F'(j, k, t)$ de la imagen ideal por la suma de la pronosticación del receptor $F'(j, k, t)$ con la cuantización de la señal diferencia. Una reducción en la tasa de transmisión es activada por una basta cuantización de la señal diferencia.

La forma más simple de un codificador de imagen pronosticable es el sistema de modulación delta en el que la predicción es formada del valor de cuantización de predicción previa a solamente dos niveles. Los sistemas de modulación de código de pulso diferencial utilizan la predicción de píxeles previos desde 4 a 16 niveles de cuantización asignados para cada predicción de la señal diferencia. Ajustando la escala de cuantización para dar un angosto espaciamento de niveles de cuantización para diferencias de predicción pequeña y un espaciamento amplio para resultados de diferencia grande en el mínimo cuadrado de la codificación de error y casi la mejor realización subjetiva. La codificación de error además puede ser reducido utilizando las diferencias de predicción previa en una trama de imagen o de unas tramas exploradas previamente. Mejoras adicionales pueden ser obtenidas adoptando el cuantificador a la actividad de imagen instantánea y la codificación estadísticamente de los niveles de cuantificación.

5.3. EL VIDEO COMO INDUSTRIA VITAL EN EL PROGRESO.

El campo de la medicina ha avanzado en la aplicación del video. La industria médica por más de medio siglo ha confiado en la imagen proporcionada por los rayos X. En los últimos años se han estado desarrollando nuevas tecnologías sobre la aplicación del video. Algunos de estos incluyen Sonogramas, Resonancia Magnética, Medicina Nuclear, y "Digital Fluoro".

Con la expansión de estas nuevas tecnologías se ha estado incrementando la necesidad para el almacenamiento digital y su transmisión. De hecho, estudios recientes muestran que los hospitales de Estados Unidos generan 2.5 gigabytes de información de imágenes digital por paciente anualmente.

Aunque la geografía de los hospitales pueda haber cambiado, lo que no ha cambiado es la necesidad de compartir información. Información que ha estado creciendo en volumen, necesario para ser compartido en una área amplia.

La industria médica esta a la vanguardia del manejo de banda ancha y aplicaciones relacionadas al video como:

- Teleradiología
- Telepathología
- Aprendizaje a distancia
- Video Conferencia
- Acceso Remoto a expedientes de pacientes
- Acceso Remoto a librerías médicas y base de datos

Los grandes archivos de imágenes médicas requieren una banda ancha más grande que la que ha estado disponible en las redes portadoras.

TECNICAS DE IMAGENES		TIEMPO DE TRANSFERENCIA POR SESION			
TIPO DE IMAGEN	Bits/imagen	Imágenes/Sesión Paciente	E0 64 Kbps	E1 2048 Kbps	E3 34 Mbps
Resonancia Magnética	1 Mb	100	26 min	52 seg	3 seg
Tomografía Computanzada	4 Mb	50	52 min	1.7 min	8 seg
Digital Fluoro	17 Mb	1	4.4 min	9 seg	0.5 seg
Digitalización	268 Mb	1	70 min	2.3 min	7.9 seg

Las instituciones típicamente usan LAN's para comunicarse con facilidad. En adición, la colaboración de tiempo real del video y la transmisión de imágenes pueden ser requeridos para consultas de grupos médicos.

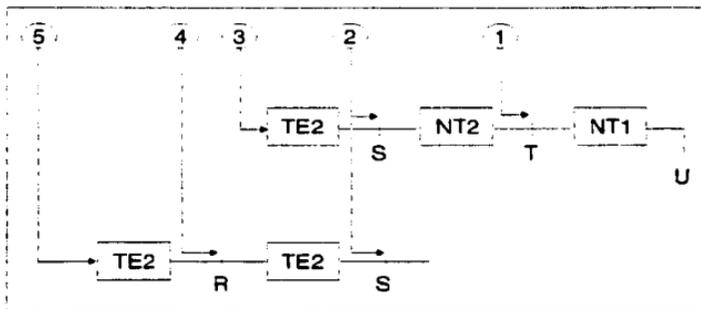
La combinación de las aplicaciones y el crecimiento de los requerimientos de comunicación soportan esta comunidad de intereses dirigidos a la necesidad para la área amplia de banda ancha de servicios de comunicación, capases de soportar la conmutación de información entre instituciones médicas y sus asociadas universidades, compañías de seguros, facilidades de archivos y grupos de consulta. Estos servicios ofrecen soluciones a cargo de la red que da a los hospitales la capacidad necesaria de comunicación para enviar imágenes instantáneas de alta resolución de especialistas médicos en una situación de amenaza de vida mientras se satisfacen el requerimiento para transferir archivos no críticos eficientemente y de costo efectivo.

CAPITULO VI. ENLACE DE VIDEO A TRAVES DE LA RDSI DE BANDA ANGOSTA.

La RDSI considera el suministro de control y tráfico de los canales para uso del cliente. Es decir que el usuario es libre de hacer cualquier uso de la portadora de 64 Kbit/s como desee, sin reserva. Sin embargo esta liberación conduce a la anarquía en las comunicaciones. Sería absurdo, por ejemplo, para cada distribuidor fabricante que escoge su propia técnica de 64 Kbit/s de codificar la voz de tal modo que solamente clientes usando equipos de la misma manufactura podría hablarle a otro. Sin embargo tal situación se presenta en el pasado entre equipos de fax y otros en video y equipos de conmutación de datos. Para hacer el uso máximo de las portadoras es necesario que las capas más altas del protocolo cliente a cliente estén definidas, para que la interacción sea posible. Tal servicio es conocido por la CCITT como "teleservicio".

La intención del CCITT en esta categorización es distinguir los servicios de acuerdo a que técnicas estándares son necesarias para su especificación e implementación tal que la interconexión internacional es posible.

Los puntos de acceso 1 y 2 son los puntos de acceso para los servicios de portadora soportados por una RDSI. En el punto de acceso 4, dependiendo de los tipos de adaptadores de terminal dados, otros servicios estandarizados CCITT pueden ser accedidos. Estos podrían ser llamados servicios de portadora de red dedicada tal como los circuitos conmutados o servicios de datos de paquetes conmutados asociados con interfaces de usuario-red de acuerdo a las recomendaciones X.21 o X.25 respectivamente.



Accesos de clientes para servicios soportados por una RDSI.

Los puntos de acceso 3 y 5 son los puntos de acceso para teleservicios.

Los servicios pueden proporcionarse entre niveles desde una portadora de 64 Kbit/s.

1. Esos que proporcionan en una forma cuantitativa pero cuyos principios son básicamente los mismo como cuando operan en baja velocidad. Los ejemplos obvios son transferencia de archivos y correo electrónico. Cambiando de 9.6 Kbit/s basado en portadoras módem a portadoras de 64 Kbit/s que significa que la tasa de transferencia es incrementada casi 7 veces y reduce los tiempos correspondientes. Sin embargo los principios son los mismos. Notar que puede ser que el mejoramiento de los siete dobles no es fácilmente activable como protocolos de control de error que son optimizados por las tasas de datos más bajas que pueden ser menos que la óptima a velocidades más altas debidas a limitaciones de software, y el hecho de que el número de bits retardados en el enlace es mucho más alta en la conexión RDSI debido a la tasa de bit más alta y los mecanismos de conmutación empleados.

2. Esos que proporcionan a tal grado que la totalidad de nuevos usos de las aplicaciones aparentes. Ejemplos son:

a) La transmisión de fax es posible obviamente por la red analógica, pero los 20 o 30 segundos por página significan que no es una proporción atractiva para más de unas cuantas páginas. En la RDSI, a 64 Kbit/s, las páginas pueden ser transmitidas en 3 o 4 segundos y esto mueve los procesos en lo real de las lentas fotocopiadoras donde diez de las páginas podrían ser transmitidas con poco esfuerzo. Es graduable que en la practica que el servicio de fax RDSI será aplicado diferentemente a servicio analógico.

b) Servicios de videotexto tales como Prestel, Mintel, Bildschirmtext serán servicios muy diferentes cuando sean movidos de 1200 bit/s a 64 Kbit/s. Las páginas pueden ser escritas instantáneamente y hojearlas es posible. Gráficas en color pueden ser incluidas en las páginas que se suman a toda una nueva dimensión para el mercado y la distribución de información.

3. Esos cuyos suministros son totalmente dependientes de la habilidad de enlaces de 64 Kbit/s, que no son realizables en menor tasas de datos o en unas portadoras analógicas. Ejemplos:

a) Videofóno cuya proyección puede ser aceptable en 64 Kbit/s.

b) Alta calidad de la voz que utiliza un algoritmo de codificación que es más complejo que el PCM para llevar mejor calidad de voz, o en la música. Sin servicios equivalentes es posible en redes analógicas.

6.1. FOTOGRAFIA, VIDEO TEXTO.

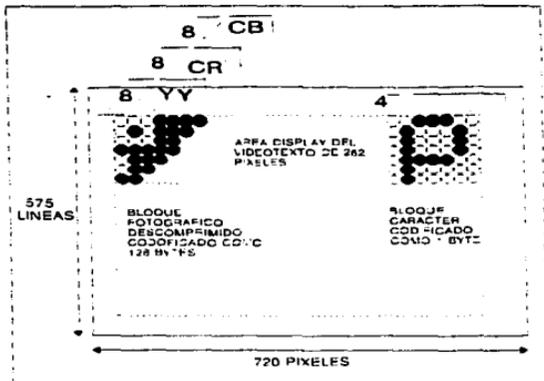
Los servicios de videotexto básicos, proveen, por medio de una red de telecomunicaciones, información de texto y gráficas de una base de datos central sobre una terminal de bajo costo. El video texto fue inventado por "British Telecom Research Laboratories" en los 70's, y el primer servicio publico, "Prestel", fue lanzado en 1979.

El desarrollo del videotexto ha estado ayudado por la cooperación entre PTTs en los estándares Europeos, la conferencia postal Europea y las administraciones de telecomunicaciones (CEPT). Un "display" estándar "alpha-mosaic" muy comprensible fue producido en 1983. Este estándar contiene también una opción para gráficas con calidad de fotografía. Los laboratorios "British Telecom Research" demostró el video texto fotográfico en 1980 y con gráficas de pantalla completa via RDSI en 1983.

6.1.1. CODIFICACION.

El texto "alpha-mosaic" y las gráficas desplegadas son códigos de carácter; esto es que cada rectángulo carácter en el "display" es representado por un código simple (7 u 8 bits). La información desplegada en el rectángulo carácter es reproducido con referencia a una tabla "look-up" o un generador de carácter. Una pantalla completa de 24 líneas de 40 caracteres requiere 960 bytes que pueden ser transmitidos en 6.4 segundos sobre el PSTN, pero en la RDSI esto puede ser activado en menos de un segundo en el canal D o menos de una décima de segundo en el canal B.

Con la fotografía desplegada cada punto (o pixel) tiene que ser independientemente definido. La codificación del fax es un ejemplo simple de codificación de fotografía donde cada punto puede tener solamente uno o dos valores, blanco o negro. Con codificación de fotografía de imagen de color estática cada pixel puede ser de cualquier color de un rango muy alto, típicamente de 16 millones de colores. Cada pixel es representado por valores de tres componentes de colores primarios, típicamente tienen una exactitud de 8 bits por componente tiene del orden de 262 k pixeles y requeriría de 786 kbytes para una representación completa.



Codificación fotográfica y de carácter.

La disponibilidad de tecnologías tal como almacenamiento óptico, controladores de pantalla de gráficas y redes de alta velocidad, tales como la RDSI, han hecho posible contemplar el almacenamiento y transmisión de fotografías. Aun en la RDSI, sin embargo, tales fotografías tendrían varios minutos para transmitir lo que es inaceptable para servicios interactivos. Ha habido en los recientes años una intensa actividad en la reexploración de procesamiento de señal para encontrar la mejor técnica de compresión de datos de estandarización para hacer posible tales servicios.

En 1986 expertos de la ISO y del CCITT encontraron la forma de unir a un grupo de expertos en fotografía. Llevaron la tarea de seleccionar una técnica de compresión universal de alta realización. Aplicaciones que estuvieron en mente durante los estudios, como, videotexto de fotografía y teletexto de fotografía (sistemas de radiodifusión), fueron imágenes estáticas para teleconferencias, baja exploración de películas para seguridad, imágenes médicas, fotografías de periódicos y satélites para el clima.

Una técnica fue escogida para especificar la principal funcionalidad requerida, colocando un número de examinaciones y entonces evaluar las técnicas competentes. El proceso de selección tomó lugar entre 1987 y 1988. Doce propósitos fueron registrados cubriendo muchas de las técnicas de compresión establecidas desde codificación pronosticable, codificación de bloque, transformación discreta de coseno, cuantización de vector y combinaciones de estas técnicas. Las técnicas fueron evaluadas en funcionalidad, complejidad, pero lo más importante en la calidad subjetiva en valores de compresión fijada.

6.1.1.a. TRANSFORMADA DISCRETA DE COSENO (DCT).

La técnica DCT produjo los mejores resultados de calidad subjetiva y fue demostrada que esta técnica podría ser económicamente decodificada en 64 kbit/s por un hardware (DSP o multiplicador) o por un microprocesador.

Para realizar ciertas transformaciones matemáticas en los valores de pixel espacial en un bloque de la imagen es posible producir un conjunto de menos coeficientes correlacionados en el dominio de la transformada. La transformada general bidimensional esta definida por la ecuación:

$$F = \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} F(x,y) (X,Y,U,V)$$

donde $g(x, y, u, v)$ es el núcleo de la transformada hacia adelante.
Esto puede ser presentado en forma matricial como:

$$F = [T] [P] [T]'$$

donde [F] es la serie de coeficiente valor en el dominio transformado

$$\begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} & f_{14} & \dots \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} & f_{24} & \dots \\ f_{31} & f_{32} & f_{33} & f_{34} & \dots \\ f_{41} & f_{42} & f_{43} & \dots & \dots \\ \dots & & & & \\ \dots & & & & \end{bmatrix}$$

y [P] es la serie de datos de los pixeles en el dominio espacial

$$\begin{bmatrix} P_{00} & P_{01} & P_{02} & P_{03} & \dots \\ P_{10} & P_{11} & P_{12} & P_{13} & \dots \\ P_{20} & P_{21} & P_{22} & P_{23} & \dots \\ P_{30} & P_{31} & P_{32} & \dots & \dots \\ \dots & & & & \\ \dots & & & & \end{bmatrix}$$

[T] es la transformada de la matriz base y [T]' es la transpuesta de la matriz.
 La definición matemática de la transformada de coseno discreto hacia adelante usada por la ISO por 8 X 8 bloques de pixel es

$$F(u, v) = \frac{1}{4} C(u)C(v) \sum_{x=0}^7 \sum_{y=0}^7 f(x, y) \left[\cos \frac{(2x+1)u\pi}{16} \right] \left[\cos \frac{(2y+1)v\pi}{16} \right]$$

donde $C(u)$, $C(v) = 1 / \text{raíz cuadrada de } 2$ para $u, v = 0$ y de otra forma $C(u)$, $C(v) = 1$

En el dominio espacial la energía de la imagen (valor cuadrado del pixel) está normalmente distribuido eventualmente sobre el bloque pixel. Siguiendo la transformada la mayoría de la energía reside en una minoría de los coeficientes. Hay mucha menos correlación entre coeficientes en el dominio de la transformada en el que hubo entre los pixeles en el dominio espacial. El coeficiente $f(0,0)$ en el término de la esquina izquierda superior, es dominante y contiene mucha de la energía del bloque pixel. Este término de frecuencia cero o cd. representa un valor medio escalada de los datos del pixel. Los coeficientes de mayor orden, se mueven hacia la esquina derecha inferior generalmente contiene menos energía. La compresión de datos es activado para reducir la exactitud del coeficiente menos significativo.

El proceso de codificación primero envuelve una división de la imagen en 8 por 8 bloques y entonces realiza las dos dimensionales DTC en cada bloque.

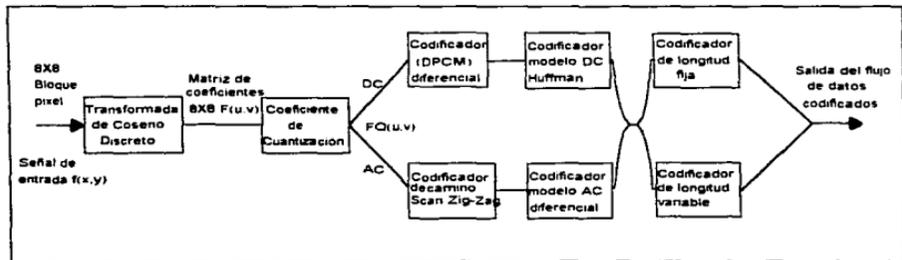


Diagrama a bloques del decodificador de la transformada de Coseno.

En el standard ISO todos los coeficientes son cuantificados linealmente. La cuantización es activada con referencia a una matriz Q de 8 por 8.

Incrementación
de frecuencia vertical

16	11	10	16	24	40	51	61
121	12	14	19	26	58	60	55
14	13	16	24	40	57	69	56
14	17	22	29	51	87	80	62
18	22	37	56	68	109	103	77
24	35	55	64	81	104	113	92
49	64	78	87	103	121	120	101
72	92	95	98	112	100	103	99

MATRIZ DE COEFICIENTE CUANTIFICACION

Cada valor $Q(u,v)$ representa el tamaño del paso cuantificador para la posición del coeficiente. El tamaño del paso ha sido derivado de acuerdo a el umbral perceptual de la contribución visual de la función base coseno. Una matriz de cuantización diferente puede ser usada para cada componente de color.

6.1.2. FUNCIONALIDAD DE LA TECNICA DE COMPRESION DE DATOS.

Los requerimientos principales de una técnica de compresión de datos de imagen son los que deberían ser eficientes (alta compresión), económicos (bajo costo de implementación), rápidos (capases de decodificar en tiempo de transmisión real) y ser aplicable a un amplio rango de servicios de imágenes de color y monocromáticos naturales.

Se llegó a la conclusión de que el máximo tiempo de espera para una imagen para ser transmitido fue de 5 segundos. Para propósitos del videotexto con un área de pantalla del orden de 512×512 píxeles una compresión del orden de un/bit pixel es requerido.

Muchas formas de codificación tradicional, particularmente esas que sirvieron a dispositivos de salida tales como impresoras, que producían una gráfica secuencial acumulada. Eso es que la gráfica (o fotografía) es construida en una total resolución y color pixel por pixel de izquierda a derecha y de arriba a abajo de las imágenes. Tal forma es ideal para transferencia de archivos entre computadoras y para aplicaciones tales como el fotovideotexto RDSI donde la gráfica acumulada en la pantalla es muy rápida.

Para imágenes de muy alta resolución y para transmisiones sobre redes de tasas de datos más bajas una forma de codificación progresiva es muy deseable. El método provee una cruda imagen rápida que puede, si se requiere, ser secuencialmente impuesta en varias etapas hasta el final de la calidad alcanzada. Una imagen de resolución incrementada y exactitud que es útil en aplicaciones de base de datos donde puede relacionar la cantidad de información transmitida a las capacidades de los dispositivos de salida. Esto también permite una fácil hojeada/explorada de base de datos solamente para vista a una baja calidad de una imagen de tamaño total o imagen de tamaño reducido (sub-muestreada).

Fácilmente reconocibles las imágenes pueden ser alcanzadas con una compresión de menos que 0.1 bit/pixel. Esto comprime una imagen a 3.3 kbytes y puede ser transmitida en el canal B en bajo la mitad de un segundo y en 3 segundos en el canal D.

Las imágenes que son subsecuentemente indistinguibles pueden ser obtenidas con una compresión del orden de 2 bit/pixel (64 kbytes, 8 segundos en el canal B). Algunas aplicaciones tales como la transmisión de imágenes médicas e imágenes de vigilancia requieren la imagen final para que sea idéntica a la original. Típicamente esto puede ser alcanzado con una compresión del orden de 8 bit/pixel.

6.2. VIDEO.

Aquí se describirá como las imágenes de video con movimiento son digitalmente codificadas y comprimidas para tasas de bit RDSI. El algoritmo fue estandarizado por el CCITT en la recomendación H.261 y es primordialmente destinada a uso en tasas de bit entre 40 Kbit/s y 2 Mbit/s aproximadamente. Para la video telefonía y videoconferencia el flujo de bits de video codificado sería combinado con audio en una estructura ajustada por la recomendación H.221 que provee la trama y varios canales domésticos. Algunos 46.4 Kbit/s de video y 16 Kbit/s de audio pueden así ser llevados en un simple canal B RDSI. Donde las tasas de bit más altas están disponibles 7 KHz audio codificada por la recomendación G.722 es expresada con unos 64 Kbit/s H.221 empaquetado dejando el resto para el video.

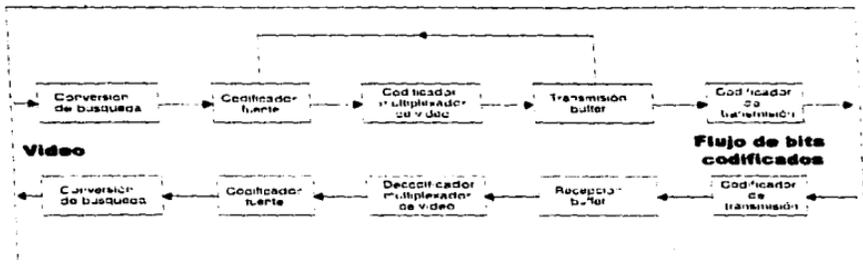


Diagrama a bloques del decodificador de video.

Una imagen de televisión comercial esta constituida de 625 o 525 líneas repitiéndose en 25 o 30 veces por segundo respectivamente. Estos dos estándares de exploración fueron originados en Europa y los Estados Unidos. Una imagen de televisión en color puede ser considerada una combinación de tres señales representando el rojo (R), verde (G) y azul (B) electos. Para pantallas en blanco y negro una señal de luminancia Y puede ser derivada.

$$Y = 0.30R + 0.59G + 0.11B$$

La información es entonces llevada en dos diferentes señales de color C_B y C_R : $C_B = B - Y$ y $C_R = R - Y$.

Para combinaciones convenientes de Y , C_B y C_R un regreso puede ser hecho al R , G y B para pantallas de color. El propósito de esto de algún proceso intrincado es tomar en cuenta el hecho de que el ojo humano es algo más sensitivo a detalles de luminancia que a detalles de color y por lo tanto la diferencia de colores puede ser asignado a menos ancho de banda. Una forma más sencilla, tal como la especificada en la recomendación 601 del CCITT, para codificar tal imagen es muestrear Y en 13.5 MHz y cada C_B y C_R en 6.75 MHz, cada muestra siendo representada con 8 bits resultando una tasa total de bit de 216 Mbit/s. Esto excede la capacidad del canal B de 64 Kbit/s de la RDSI por un factor de 3375. Obviamente tal masiva compresión necesita concertar esfuerzo.

La forma de codificar activa su compresión por una combinación de varias técnicas. Algunas, por ejemplo la codificación entropica con códigos de longitud variable, activa la reducción de datos en una forma de menos pérdidas; eso es, la codificación es completamente reversible y realiza una exacta reproducción del original. Los otros son métodos de compresión con pérdidas, tales como filtración pasa bajos, que no son reversibles y solamente producen una aproximación a la entrada original. Estas formas dan una pérdida objetiva, pero subjetivamente la distorsión puede oscilar entre lo siendo invisible y lo altamente molesto y parte de esta ciencia del diseño de codificación del video esta en explotación de las propiedades del sistema visual humano para minimizar las pérdidas subjetivas de calidad.

6.2.1. FORMATO FUENTE.

La primera técnica usada es la simple sacrificación de un poco de la agudeza de la imagen. En la dirección horizontal, la luminancia es muestreada en 6.75 MHz, la mitad de la recomendación 601, permitiendo un ancho de banda sobre 3MHz para ser obtenida.

En las señales NTSC, la fase de la subportadora de color se invierte cada trama, y así, la correlación entre los elementos de imagen vecindados es disminuida. La codificación de alta-eficiencia no sería realizada si tales señales NTSC fueran codificadas directamente. Por esta razón, este sistema codifica las señales NTSC después que son separadas en una señal de luminancia (Y) y dos señales de crominancia (C1, C2).

En el existente código intertrama de 6.3 MHz, las señales NTSC son separadas en tres señales de color usando un filtro analógico, cada componente de color es convertida de analógico a digital y es codificado. Sin embargo, en el sistema de transmisión de codificación intertrama a la tasa de 1.5 Mbit/s, es empleada la separación del color digital para incrementar la confiabilidad y evitar los ajustes. En otras palabras, la señal NTSC es muestreada a $4 f_{sc}$ (f_{sc} : frecuencia de la subportadora de color, 3.579545 MHz.), cuantificada en 8 bits, y luego codificada por un decodificador digital de color con una línea de retardo 1H, donde H es un periodo de la línea de exploración horizontal. Cada componente de color es entonces limitada en banda usando un filtro digital; su señal Y es remuestreada a $2f_{sc}$, y las señales de color C1 y C2 a $1/3 f_{sc}$. Después, las señales de color son comprimidas en tiempo y multiplexada en división de tiempo en los intervalos de blancos de la señal de luminancia.

Para la resolución vertical, el CCIR buscó una recomendación usada por todo mundo y por lo tanto necesaria para tomar en cuenta de los formatos de 625 y 525. Más aun tiene dos versiones diferentes de la recomendación la decisión que fue tomada para especificar justo lo basado en un compromiso en que el número de líneas portaban una simple relación para sistemas de 625 y la tasa de repetición vino del sistema de 525. El número adoptado de líneas de luminancia es 288, siendo la mitad del número de las líneas activadas en 625. En ese sistema las 525 líneas están disponibles por la imagen misma, las otras dan un intervalo de retraso para permitir el punto de escaseo para moverlo de la parte baja de a tras a la parte alta de la imagen. Para fuentes y "displays" de 525 la conversión es un poco más compleja, pero la relación 5:3 permite 480 líneas para ser cubiertas. Teóricamente esto es justo unas pocas líneas de perdida que las activadas a la altura de una imagen de 525 líneas pero en la practica los "displays" están siempre sobre-explorados y las líneas perdidas no serían vistas de cualquier forma. La tasa de refresco de la imagen viene directamente del sistema de 525, siendo aproximadamente 29.97 Hz.

Por la diferencia de color una reducción adicional de resolución espacial en cada dirección a la mitad de la luminancia es empleada, tomando ventaja de la agudeza más baja del ojo para detalles de color mencionados anteriormente. La resolución del objetivo espacial del formato de codificación es por lo tanto mucho menos que la recomendación 601 del CCIR. Sin embargo, la pérdida subjetiva no es tan drástica como podrían sugerir los números. El ancho de banda horizontal de más de 3 MHz esta a la par con la resolución de los tubos de pantallas de color típicamente encontradas en aparatos de televisión doméstica y es mejor que muchas video caseteras caseras. También, en dirección vertical la resolución es mucho mejor que 1/2 de las 625 o 3/5 de las

525 que podría dar a entender por que estos dos formatos usan interlace mientras la H.261 no.

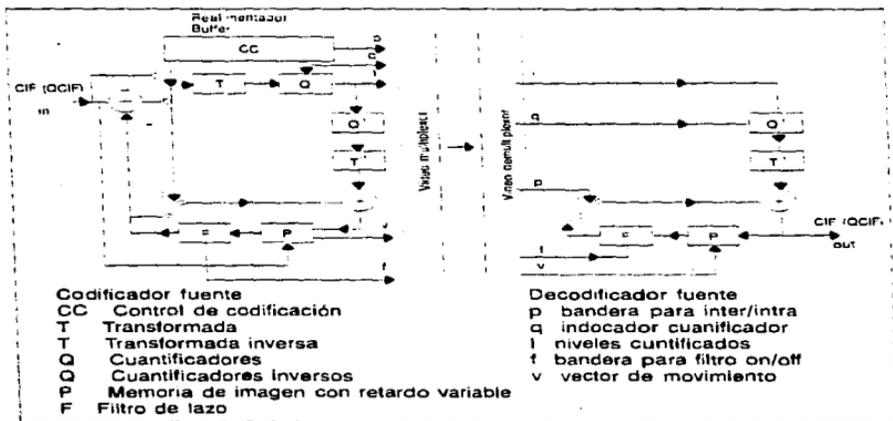
La recomendación 601 del CCIR especifica una línea activa digital de 720 pixeles de luminancia y 360 de cada una de la diferencia de señales de color. Una simple reducción 2:1 daría 360 y 180. Sin embargo, por razones que se vuelven obvias bajo eso es deseable tener números que son múltiplos integrales de 16 para la luminancia y 8 para las diferencias de color. Para activar esto algunos pixeles son descartados en los bornes de la imagen para dejar 325 y 176. La pérdida de la información de imagen es mínima.

El formato es conocido como "Formato Intermedio Común" y es referido como CIF. Subsecuentemente, para permitir códigos más simples para uso con pantallas más chicas y tasas de bit bajas, por ejemplo videoteléfonos RDSI, un formato adicional fue introducido cuya resolución espacial es la mitad del CIF en cada eje. Este factor de 4 incito al término "Quater CIF" (QCIF).

La codificación PCM del CIF con 8 bits por pixel necesitaría $352 \times 288 \times (1 + 1/4) \times 29.97 \times 8 = 36.5$ Mbit/s.

6.2.2. CODIFICACION FUENTE.

Un diagrama a bloques es mostrado en la siguiente figura. la función del codificador fuente es activar la compresión de datos por reducción de redundancia. Los conmutadores están mostrados en la posición que ellos ocupan muchas de las veces para tomar ventaja del hecho de que la señal de televisión es una serie de fotos instantáneas y que cada una es mucho más parecido al anterior. En realidad para partes estacionarias de la escena la diferencia entre imágenes sucesivas es cero y ninguna información necesita ser transmitida del todo. El bloque marcado con P es una memoria que mantiene la imagen previa.



Codificador y decodificador fuente.

Haciendo el retardo directo más las otras funciones en el lazo de la salida del sustractor de respaldo a su salida más baja exactamente igual a el período de una imagen los puntos correspondientes en imágenes sucesivas son comparadas. Solamente en lugares donde ha habido cambios tales como movimiento habrá una salida no cero que necesita ser transmitida.

Un nuevo refinamiento es la compensación de movimiento. Si un objeto en movimiento es recibido puramente movimiento de traslación entonces esa parte de la imagen puede ser construida por reproducción de una parte de proyección (offset) de la imagen previa. El "offset" dependerá de la dirección y magnitud del movimiento y es llamado vector de movimiento por que tiene dos componentes, derecha-izquierda y arriba-abajo. El vector es usado para ajustar el retardo de P así que los puntos correspondientes en un objeto en movimiento son alimentados al sustractor. Transmitiendo un vector en movimiento para pixeles individuales requerirían demasiados bits así que la imagen es dividida en bloques de 16 por 16 pixeles luminancia y un vector es usado por ello y también por los dos espacialmente correspondientes 8 por 8 bloques de diferencia de color.

Este proceso es conocido como movimiento compensado de predicción inter-imagen. La predicción es basada en la imagen previa y un proceso completo es recursivo. La salida del sustractor, el error de sustracción, no siempre serán cero. Los objetos en movimiento pueden cambiar de forma o rotar y el fondo puede ser descubierto en el objeto del filo así que un simple vector no se puede aplicar perfectamente por todo el bloque. Sin embargo la energía de la predicción de error es mucho menos que la señal original y por lo tanto más fácilmente transmitida. El proceso es completamente reversible. Por acumulación todas las señales de error y usando vectores de movimiento un decodificador podría reestructurar la señal original exactamente. Sin embargo, para obtener aun más compresión es necesario aplicar compresión de pérdidas para la predicción de error en el cuantificador Q. Porque las predicciones en el codificador y decodificador deben ser el mismo y el decodificador ha decodificado imágenes para pronosticar su origen, es necesario para el codificador usar las mismas versiones modificadas para su predicción. Esta es la razón por la que las cajas del decodificador Q^{-1} y T^{-1} y el sumador están siendo requeridas en el codificador.

El método de determinar los vectores de movimiento en el codificador no esta definido. El problema es el mismo patrón y pueden ser muy caros computacionalmente desde que los vectores están permitidos en el rango de -15 a +15. Esto significa que para cada bloque arriba de 225 comparaciones de 16 por 16 bloques podrían ser necesitados para encontrarlo con la predicción de error más pequeño. Algunos métodos usan métodos simplificados tales como búsquedas de árbol.

Por que la forma de codificar es recursiva hay los problemas de comenzar y transmitir errores. Bajo estas condiciones los lazos en el codificador y decodificador no contienen la misma información y como el decodificador es esencialmente un perfecto integrador las diferencias permanecerían para siempre. Para dar con esto los conmutadores están ocasionalmente dando la vuelta así que la señal de video misma es enviada en lugar de una diferencia. Sin embargo este modo de intra-codificación requiere muchos más bits y así puede ser solamente invocado para una fracción pequeña del tiempo.

El bloque marcado con T realiza una transformada de coseno discreto (DCT) en 8 por 8 bloques de acuerdo a la formula anteriormente vista.

El proceso matemático reversible convierte los 64 números representando los niveles de 64 pixeles a otro establecido de 64 números, coeficientes

transformados, pero la información es contenida en una forma diferente tal que codificar otra vez puede ser usualmente activado. Estos coeficientes transformados representan las amplitudes de las frecuencias espaciales en el bloque. Por ejemplo, $F(0,0)$ es el nivel promedio de el bloque y $F(1,0)$ da una medida de la diferencia entre las mitades izquierda y derecha. Muchos bloques contienen solamente unos pocos componentes de frecuencia o varios de ellos tienen suficientes amplitudes bajas para ser ignoradas tal que no es necesario transmitir todos los 64 de ellos.

El cuantificador, Q en la figura anterior, introduce pérdida de compresión por forzamiento de amplitudes de coeficientes transformados para adoptar una colocación restringida de valores que requieren mucho menos bits para diferenciarlos. Esto introduce un error en el coeficiente pero la transformada inversa se extiende sobre todos los píxeles en un bloque así que el efecto es mucho menor que si los píxeles mismos hubiesen estado sujetos a procesos de cuantización. Q de hecho contiene 31 leyes de cuantización diferentes. Todos son lineales pero tienen diferentes pasos así que más o menos el efecto puede ser obtenido. Esta facilidad es más útil para permitir a la no-constante tasa intrínseca de bit del codificador para ser relacionada a la tasa de bit fija del canal de transmisión.

Por lo tanto la transformada enviada esta solamente en el codificador y no tiene que ser precisamente especificada. Sin embargo, una transformada inversa (IDCT) esta presente en el codificador y decodificador y si los dos no dan las mismas salidas entonces las diferencias acumularán y los lazos divergen con efectos visibles tales como un patrón de ruido granular estacionario en las imágenes en el decodificador. Desafortunadamente el IDCT, como el DCT, contienen términos de coseno y muchos de ellos no pueden ser representados exactamente con aritmética finta. Por lo tanto serán introducidos errores por doblación o truncación de sistemas reales. Para permitir varias implementaciones de la función IDCT para ser usada, el CCITT decidió no especificar una única posición fijada del IDCT pero para dejar una pequeña tolerancia de error. La acumulación de términos largos de lo permitido pequeños errores mal relacionados entre diferentes IDCTs en codificadores y decodificadores es controlado por estipulación que un bloque de ser intra-codificado por lo menos una vez cada 132 veces que es transmitido.

El filtro, F en el diagrama, es un filtro pasa bajos de exclusión lenta de dos dimensiones que puede ser usado para suprimir ruido introducido por el cuantificador para prevenir circulación en la malla. Sin embargo, no puede ser dejada activada en todos los bloques porque el detalle estacionario sería afectado dando una pobre predicción y un incremento en el número de bloques transmitidos con un consecuente incremento en poco consumo y por lo tanto más pobre rendimiento de las áreas cambiadas genuinamente. En muchos codificadores, por lo tanto, el filtro es enlazado para el vector de movimiento así que es conmutado para que pase todo cuando el vector es cero.

El termino final en la figura es el control de codificación. Esto determina los parámetros de codificación tales como la selección del cuantificador y el uso de intra-modo. Adicionalmente, especialmente en tasas de canales bajos la forma no puede transmitir la tasa de la entrada de la imagen de 30 Hz y la bajada de la imagen es invocada. Por lo tanto el decodificador solamente necesita saber la decisión hecha pero no las razones por ellos, la estrategia del control de codificación no es especificada.

6.2.3. MULTIPLEXACION DE LA CODIFICACION DE VIDEO.

La función de la multiplexación de video es serializar los varios flujos de datos tales como esos contenidos en direccionamiento de áreas cambiadas de imágenes, vectores de movimiento, coeficientes cuantificados y así sucesivamente en unos flujos de bit. También activa nuevas pérdidas de compresión de datos por codificación de datos desde el codificador fuente. El multiplexor es arreglado en una jerarquía estructurada con las cuatro capas-Imagen, Grupo de Bloques (GOB), Macrobloques (MB), Bloque, como se muestra en la siguiente figura.

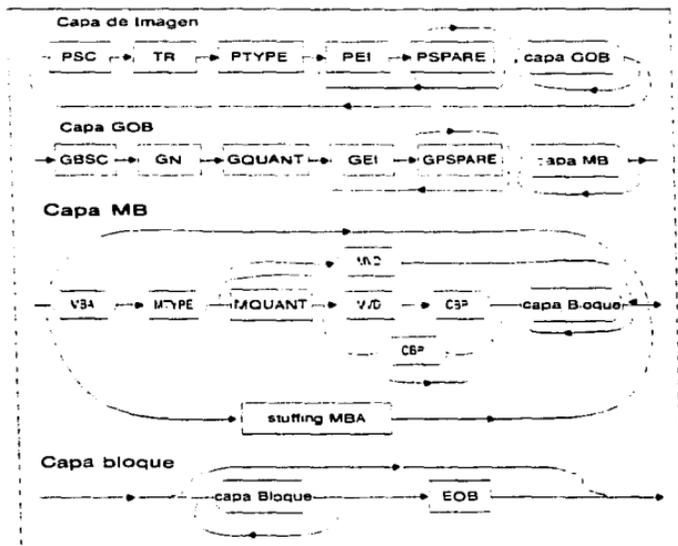


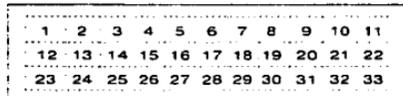
Diagrama sintaxis para el codificador multiplexor de video

El código de comienzo de imagen (Picture Start Code PSC) es una palabra específica de 20 bits que permite al decodificador identificar el punto de comienzo de la imagen. Después vienen los 5 bits de Referencia Temporal (Temporal Reference TR) que es una forma de marca de tiempo que permite al decodificador poner las imágenes hacia la pantalla de salida en los tiempos correctos si la imagen bajada ha sido pedida por el codificador. PTYPE contiene 6 bits de información que relaciona a la imagen completa como si fuera un formato CIF o QCIF. PEI es un simple bit que indica si sigue un SPARE de 8 bits y otro bit PEI. Esto permitirá un simple enlace de la estructura de lista para ser usado en datos futuros para realzamientos pero solo inicialmente el primer bit PEI es incluido e indica que esta ausente el SPARE. Después sigue información para la capa GOB.

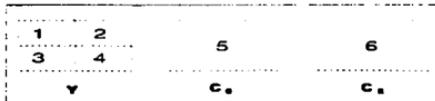
Un grupo de bloques comprenden un doceavo del CIF o un tercio del QCIF de áreas de imagen. Así un GOB cubre 176 pixeles por 48 líneas de Y y el espacialmente correspondiente 88 por 24 de cada C_B y C_R . El grupo de bloques de código de comienzo (Group of Bloques Start Code GBSC) es una palabra de 16 bits y es seguida inmediatamente por 4 bit conteniendo el número GOB (GN) para identificar de que parte de la imagen del GOB es. GQUANT es de 5 bits para señalar cual de los 31 cuantificadores esta en uso en el GOB. El GEI y el SPARE permiten un enlace de lista de estructura de extensión en la misma manera que en la capa de la imagen. Entonces vienen los datos del macroblock.



Arreglos de GOBs en una imagen.



Arreglo de macrobloques en una GOB



Arreglo de bloques en un macrobloque.

Cada una es dividido en 33 macroblocks. Un macroblock relaciona a 16 líneas por 16 píxeles de Y (cuatro 8 por 8 bloques) y el espacialmente correspondiente 8 por 8 de cada C_B y C_R . La dirección del macroblock (MBA) es una palabra código de longitud variable indicando la posición dentro del COB. MBA es la dirección diferencial entre macroblocks transmitidos. Los macroblocks no son transmitidos cuando esa parte de la imagen no puede ser actualizada. La tabla del código de longitud variable para el MBA contiene una palabra código extra llamada MBA de relleno. Esto debería ser descartado por los decodificadores como su función es simplemente enmendar el flujo de bits como pueda ser necesario cuando las imágenes con poco movimiento son codificadas en la tasa de bit más alta.

El MTYPE es una palabra código de longitud variable que da información acerca de el macro bloque y que sigue los elementos datos. Por ejemplo, indica si el macroblock es inter o intra codificado, si hay un vector movimiento o no y si el filtro es aplicado en la predicción o no. Puede también señalar que un cuantificador diferente será traído en efecto desde este macroblock de adelante. Para un macroblock que puede ser perfectamente reconstruido por partes de movimiento de la imagen previa solamente el vector de datos en movimiento (Motion Vector Data MVD) es necesario. Cuando el vector de movimiento es cero esto es señalado explícitamente por MTYPE y el MVD no es incluido. El MVD no es necesario para intra-codificación de macroblocks desde que estos no usan codificación pronosticable. Para razones de compresión de datos el MVD es una palabra código de longitud variable que representa el vector diferencia de la vecindad del macroblock desde que hay una alta probabilidad de que su vector movimiento sea similar.

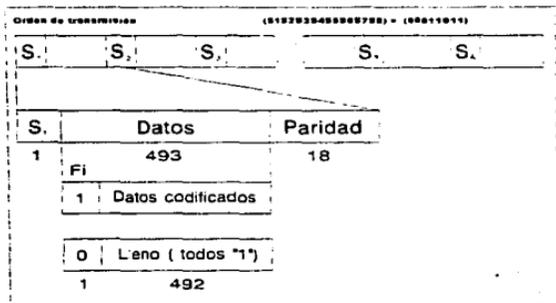
Un patrón de bloque codificado (Coded Bloque Pattern CBP) es una palabra código de longitud variable que dice cual de los seis 8 por 8 bloques transformados que tienen coeficientes de datos enviados por ellos en la capa del bloque. El CBP no es necesario por todos los tipos de macroblocks. Por ejemplo esta siempre el caso de que unos intra-codificados tienen coeficientes para los seis bloques.

Datos para un bloque consisten de palabras código para cuantificar los coeficientes transformados (TCOEFF), en orden de zig-zag, seguido por un marcador de termino de bloque (End of Bloque EOB). El marcador es necesario como el número de coeficientes que pueden estar entre 1 y 64 por que no son enviados unas amplitudes del rastro del cero. El zig-zag sigue el camino de la probabilidad de incrementación de que un coeficiente sea cero. Un método de codificación de longitud variable de dos dimensiones es adoptado en que los 64 más comúnmente ocurrencia de combinaciones de ceros sucesivos (RUN) y el siguiente nivel (LEVEL) son codificados con palabras de entre 2 y 14 bits. La combinación restante de (RUN, LEVEL) con 20 bits consistiendo de unos 6 bits ESCAPE, 6 bits RUN y 8 bits LEVEL.

La naturaleza del algoritmo de codificación significa que la tasa de generación de bits no es constante pero varia dependiendo de las imágenes de entrada. Las imágenes con más movimiento tienen más áreas cambiadas de las estadísticas de estos cambios serán reflejadas en las longitudes de las palabras código de longitud variable transmitidas. Más aun, el movimiento es raramente distribuido eventualmente sobre las áreas de imagen así que la generación es minimizada. Un proceso de amortiguamiento es necesario en el codificador para relacionar esta tasa de variación a la tasa del canal fijado y un proceso inverso correspondiente en el decodificador tal amortiguamiento (buffers) introducen retardos y para servicios convencionales tales como videotelfono y

videoconferencia estos deben de ser liados en unos pocos cientos de milisegundos. El buffer, por lo tanto, puede solamente proyectar términos cortos alisados y el promedio de términos largos de tasa de datos deben ser controlados por alteración de parámetros en el lazo de codificación. El control basto puede ser activado por las completas bajadas de imágenes y el buen control por la selección del cuantificador, así que muchos codificadores incorporan un mecanismo de retroalimentación desde la totalidad el buffer para regular esas funciones.

El flujo de bits codificado es más vulnerable a errores de transmisión por que su uso pesado de la palabra código de longitud variable. En adición para corromper una palabra, un simple bit error puede hacer que una palabra código de longitud variable transmitida aparente ser dos, o viceversa. Esto resulta en la perdida del decodificador de la pista de la correcta secuencia de datos y la interpretación de todos los subsecuentes datos erróneos, usualmente hasta el siguiente código de comienzo GOB. Por que de la recursiva naturaleza del algoritmo cualquier disturbio permanece en la pantalla por muchos periodos de imagen. Aunque el uso de vectores de movimiento pueden hacer que se corrompan regiones movidas en la pantalla y hace crecer más grande. Para ofrecer protección contra esto, el flujo de bits transmitidos contienen un BCH (511,493) código de corrección de envío de error que permite a dos errores aleatorios o una explosión de más de 6 errores en un bloque de 511 bit para ser corregido. Para permitir que los datos de video y la información de paridad de corrección de errores sean identificadas por un decodificador es incluido un patrón de empaquetamiento (framing) de corrector de error. Esto consiste de una multitrama de 8 tramas, cada trama comprime 1 bit de empaquetamiento, 1 bit de indicador de relleno, 492 bits de datos codificados y 18 bits de paridad. El indicador de relleno puede colocarse a cero para significar que los siguientes 492 bits no son de video pero simplemente rellenando los bits que el decodificador debería descartar. Esto puede ser usado en una manera similar para el MBA de relleno descrito antes.



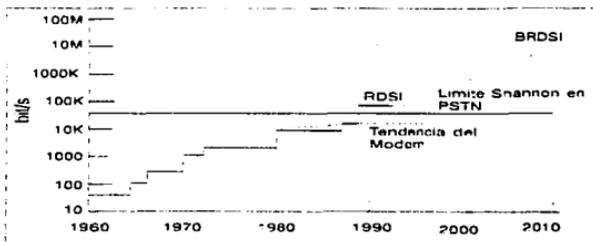
Trama de corrección de error.

El algoritmo es destinado para usarse por encima de 40 a 1 rango de tasas de bit y el resultado total de calidad dependerá marcadamente de la tasa operación y en las características de la entrada de la señal de video. En adición, la recomendación H.261 solamente especifica estos términos que son necesarios para garantizar la compatibilidad y dejar considerable libertad para codificar diseños para activar lo que ellos sienten que es el balance óptimo de las varias deserciones que deben de ser introducidas para activar una tasa de bit dada. Esto significa que aun cuando la codificación de las mismas imágenes en la misma tasa de bits dos codificadores pueden dar significativamente resultados diferentes. Desafortunadamente aunque, aun con fotografías, no es posible en un libro mostrar ejemplos de la calidad que puede ser obtenida por que el movimiento es una parte importante de la evaluación subjetiva. Sin embargo, en 1.5 o 2 Mbit/s las imágenes se comparan favorablemente con video grabadoras caceras aunque cuando la codificación típica de la difusión de programas de televisión. En 64 kbit/s una posición de cámara fijada es realmente requerida y las imágenes pueden volverse notablemente espasmódicas debido a la necesariamente baja tasa de imagen codificada, pero ellos son convenientes para el propósito de comunicación audiovisual interactiva.

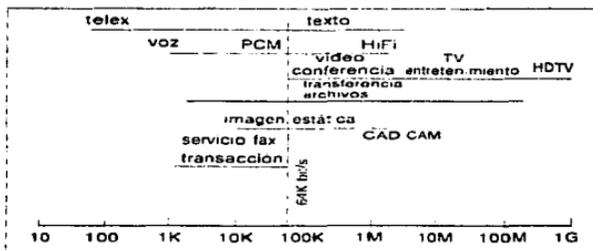
6.3. EL CANAL H.

Los videoteléfonos pueden ser aceptables en 64 Kbit/s usando una pantalla muy pequeña, para la videoconferencia, donde es necesaria una pantalla del tamaño de una televisión normal, 384 Kbit/s (6 X 64Kbit/s) es más atractiva. La televisión de entretenimiento debe poder hacer frente a situaciones en que las tramas sucesivas son muy diferentes para encontrar las aspiraciones artísticas de los productores. Por esta razón hay un poco en la forma de redundancia de la posible reducción y son necesarios tasas de bit de dices de megabit/s. La televisión de alta resolución requiere tasas de bit de unos cientos de megabit/s.

En las siguientes figuras, se puede identificar algunos pasos específicos en las tasas ofrecidas arriba de 64 Kbit/s .



La elevación de la tasa de datos conmutados.



Requerimientos de ancho de banda.

Estas han sido especificadas por el CCITT como:

a) H0 en 384 Kbit/s (i.e. 6×64 Kbit/s). Esto sería específicamente atractivo para codificadores de video conferencia y sonido HiFi. Es asumido que la interfaz para el cliente para los canales H0 será la interfaz de tasa primaria. La tasa primaria de 1544 Mbit/s puede acomodar tres canales H0 en cada "timeslots" 1-6, 7-12, 13-18. Si un canal de señalización no es requerido entonces un cuarto canal puede ser acomodado en cada "timeslots" 19-24. En 2048 Mbit/s cinco canales H0 pueden ser acomodados y el asignamiento preferible esta para usar los canales 1-6, 7-12, 13-19 (excluyendo 16), 20-25, 26-31. Cualquier "timeslot" no usado para canales H0 pueden ser usados para canales B.

b) Canales H1. Dos formas del canal H1 han sido identificadas:

H11 en 1536 Mbit/s. Este puede ser llevado en una interfaz de tasa primaria de 1544 Mbit/s pero un canal de señalización tendría que ser provisto separadamente. Alternativamente puede ser llevado en "timeslots" 1-25 (excluyendo 16) de una interfaz de tasa primaria de 2048 Mbit/s. La señalización puede entonces ser llevada en el canal 16.

H12 en 1920 Mbit/s. Este puede ser llevado en "timeslot" 1-31 (excluyendo 16) de una interfaz de tasa primaria de 2048 Mbit/s. El canal 16 es usado para señalización como de costumbre.

Por que del gran espacio de capacidad que los canales H1 absorbería en la conmutación de fabrica de un conmutador basado en la conmutación de canales de 64 Kbit/s, es más probable que una nueva red de conmutación será provista o una provisión especial será hecha dentro de los conmutadores para ellos.

c) El CCITT también ha identificado otros canales H: H21 alrededor de 34 Mbit/s , H22 alrededor de 55 Mbit/s, H4 alrededor de 135 Mbit/s.

6.3.1. EL PROTOCOLO H.320.

La recomendación H.320 del CCITT se refiere a sistemas y equipos terminales videotelefónicos de banda estrecha, en los que las velocidades no exceden de 1920 kbit/s.

Esta recomendación empieza con algunas definiciones que es conveniente mencionar en este trabajo, y son las siguientes:

Banda estrecha. Velocidades binarias comprendidas entre 64 kbit/s y 1920 kbit/s. Esta capacidad de canal puede establecerse en forma de un solo canal B/H0/H11/H12 o de múltiples canales B/H0 en la RDSI.

C e I. Señalización de extremo a extremo entre terminales compuestas por un control que produce un cambio de estado en el receptor y una indicación que facilita información sobre el funcionamiento del sistema.

IHM. Interfaz hombre-máquina entre el usuario y el terminal o el sistema compuesto por una sección física (transductor electroacústico electro-óptico, teclas, etc) y una sección lógica relacionada con los estados de operaciones funcionales.

Puerto de datos. Puerta de entrada/salida para los datos de usuario transmitidos dentro del canal de servicio o subcanales de servicio.

Señal de asignación de velocidad binaria (SAB). Posición de bit en la estructura de trama que es definida en la recomendación H.221 que se utiliza para transmitir, por ejemplo, instrucciones o señales de control e indicación, capacidades.

Señalización dentro de banda. Señalización por medio de la SAB de la estructura de trama de la recomendación H.221.

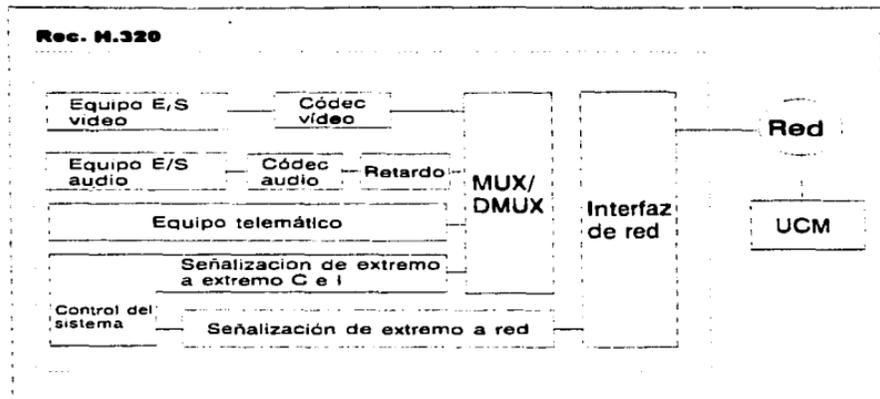
Señalización fuera de banda. Señalización por medio de un canal que no forma parte del canal B/H0/H11/H12.

Servicios videotelefónicos. Grupo de servicios audiovisuales que comprende la videotelefonía y la videoconferencia.

Sincronización con el movimiento de los labios. Operación que tiene por objeto dar la sensación de que los movimientos que hace la persona visualizada al hablar están sincronizadas con su voz.

Unidad de control multipunto (UCM). Una parte del equipo situada en un nodo de la red o en un terminal que recibe varios canales de los puertos de acceso y, de acuerdo con determinados criterios, procesa las señales audiovisuales y las distribuye a los canales conectados.

La siguiente figura ilustra un sistema videotelefónico genérico, compuesto de equipos terminales, una red, una unidad de control multipunto (UCM) y otras entidades de operación del sistema.



Sistema videotelefónico

La figura muestra también una configuración del equipo terminal compuesta por varias unidades funcionales. El equipo E/S de video comprende cámaras, monitores y unidades de tratamiento de video que realizan funciones como la división de la pantalla. El equipo E/S de audio comprende micrófonos, altavoces y unidades de tratamiento de audio que realizan funciones como la de compensación del eco acústico. El equipo telemático consiste en ayudas visuales, como una pizarra electrónica y un transceptor de imágenes fijas para mejorar la comunicación videotelefónica básica. La unidad de control del sistema efectúa funciones tales como el acceso a la red por medio de una señalización de extremo a red y un control de extremo a extremo para establecer el modo común de funcionamiento y la señalización necesaria para el funcionamiento correcto del terminal por medio de una señalización de extremo a extremo. El códec video codifica y decodifica las señales video con reducción de la redundancia, y el códec audio hace lo mismo con las señales de audio. El retardo en el trayecto de audio compensa el retardo del códec video para mantener la sincronización con el movimiento de los labios.

La unidad mux/dmux multiplexa las señales vídeo, audio, de datos y de control que han de transmitirse para formar un tren binario único y demultiplexa el tren binario recibido para separar las señales multimedia que lo componen. El interfaz de la red efectúa la adaptación necesaria entre la red y el terminal, de acuerdo con los requisitos aplicables al interfaz usuario-red definidos en las recomendaciones de la serie I.400.

6.3.1.a. SEÑALES.

Las señales videotelefónicas se clasifican en señales vídeo, audio, de datos y de control, de la forma siguiente:

- Las señales audio representan un tráfico continuo y exigen la transmisión en tiempo real.

Nota- Para reducir la velocidad binaria media de las señales audio se puede recurrir a la activación por la voz (en cuyo caso las señales audio ya no serán continuas).

- Las señales vídeo representan también un tráfico continuo; conviene atribuir a las señales vídeo una velocidad binaria lo más elevada posible, a fin de obtener la mejor calidad posible, a fin de obtener la mejor calidad posible con la capacidad disponible de canal.

- Las señales de datos comprenden imágenes fijas, facsímil y documentos u otras facilidades; estas señales pueden existir sólo ocasionalmente, cuando son necesarias, y pueden reemplazar temporalmente la totalidad o una parte del contenido de la señal audiovisual; cabe señalar que las señales de datos están relacionadas únicamente con las mejoras optativas del sistema videotelefónico básico, razón por la cual el establecimiento de un trayecto para transmitir tales señales va precedido de una negociación entre los terminales.

- Las señales de control son, por definición, señales de control del sistema. El trayecto de las señales de control de terminal a red se establece mediante el canal D, mientras que el trayecto de las señales de control de terminal a terminal se establece mediante SAB o el canal de servicio y únicamente cuando así lo exige el mecanismo definido en la recomendación H.221.

6.3.1.b. Opciones de velocidad binaria e infraestructura.

Modo de comunicación en videotelefonía.

Los modos de comunicación videotelefónica se definen en el cuadro siguiente de acuerdo con la configuración y decodificación de los canales.

Modo videotelefónico	Velocidad del canal Kbit/s	Canales RDSI	Interfaz RDSI		Codificación		
			Básico	Velocidad primaria	Audio	Video	
a	a0	84	B	Procede	Procede	G.711 H.200	
	a1						
b	b2	128	2B	Procede	Procede	G.711 H.200	H.261
	b3						
c	198	3B	No procede	Procede	G.772		H.261
d	256	4B	No procede	Procede	G.772		H.261
e	320	5B	No procede	Procede	G.772		H.261
f	384	6B	No procede	Procede	G.772		H.261
g	448	8B	No procede	Procede	G.772		H.261
h	768	2H0	No procede	Procede	G.772		H.261
i	1152	3H0	No procede	Procede	G.772		H.261
j	1536	4H0	No procede	Procede	G.772		H.261
k	1536	H11	No procede	Procede	G.772		H.261
l	1920	6H0	No procede	Procede	G.772		H.261
m	1920	H12	No procede	Procede	G.772		H.261

6.3.1.c. Establecimiento de una comunicación videotelefónica.

La comunicación se establece en los siguientes pasos:

- fase A: establecimiento de la comunicación, señalización fuera de banda;
- fase B1: iniciación del modo por el canal inicial;
- fase CA: establecimiento de la comunicación con uno o más canales adicionales, si procede;
- fase CB1: iniciación de uno más canales adicionales;
- fase B2 (CB2): establecimiento de los parámetros más comunes;
- fase C: comunicación videotelefónica;
- fase D: terminación;

Fase A - Establecimiento de la comunicación.

Tras la iniciación por el usuario, el terminal X lleva a cabo un procedimiento de establecimiento de la comunicación. Tan pronto como el terminal recibe de la red una indicación de que la conexión está establecida, se abre un canal bidireccional de extremo y se establece la alineación de trama en el mismo.

Después del establecimiento de la conexión, todos los terminales comienzan a funcionar en los siguientes modos:

- tipo X: modo OF (ley A o ley m);
- tipo Y y tipo Z: modo OF (ley A o ley m) con audio únicamente.

Se inicia el procedimiento dentro de banda.

Fase B1 - Iniciación del modo

Fase B1-1

Mediante los procedimientos de la recomendación H.242, se transmiten en ambos sentidos señales audio MIC dispuestas en tramas, después de las alineaciones de trama y de multitrama, se intercambian las capacidades de los terminales.

Fase B1-2 - (procedimiento del terminal)

Se determina el modo apropiado para la transmisión. De ordinario, este será el modo más común más elevado pero en su lugar puede elegirse también un modo compatible inferior.

Cuando ambos terminales han anunciado la capacidad de funcionar con uno o más canales adicionales, el terminal X inicia la petición de establecimiento de comunicación suplementaria. Otra posibilidad es diferir esta operación hasta que el usuario situado en X indique que se puede proceder; el usuario situado en Y puede controlar también las peticiones de canales adicionales.

Nota - Si el usuario de uno de los terminales no desea que la llamada pase a comprender dos o más canales, aun si su terminal posee esta capacidad, de disponer su terminal de manera tal que la fase B1-1 se declare únicamente la capacidad de un solo canal. En este caso conviene distinguir la capacidad activa, deseada por los usuarios, de la capacidad virtual del terminal.

Fase B1-3 (conmutación de modo)

Ambos terminales pasan al modo que han identificado en la fase B1-2 aplicando el procedimiento de la recomendación H.242.

Nota - Si ambos terminales no han adoptado el modo común, la comunicación puede resultar asimétrica.

Fase CA - establecimiento de la comunicación con uno o más canales adicionales.

Tras la fase B1-3, y B-2 si procede, tiene lugar la fase C de la comunicación en el canal de que se trate. Si se han pedido canales adicionales, estos se encuentran nuevamente en la fase A (de ahí la denominación "fase CA"), exactamente como en la fase A. Los terminales efectúan los nuevos establecimientos de comunicación. En cada uno de los canales establecidos se produce a la alineación de trama.

Nota - Durante la fase CA se podría ofrecer un modo audiovisual intermedio por el canal inicial utilizado para la iniciación, hasta que quede totalmente completa la fase de iniciación.

Fase.CB1- iniciación del modo en el canal o los canales adicionales

Fase CB1-11

Se establece la alineación de trama y la alineación de multitrama.

Fase CB1-12

Se establece la sincronización de los canales.

Fase CB1-2 (procedimiento del terminal)

Se determina el modo apropiado para la transmisión. De ordinario, éste será el modo común más elevado, pero en su lugar puede elegirse también un modo compatible inferior.

Fase CB1-3 (conmutación de modo)

Ambos terminales pasan al modo que han determinado en la fase B1-2.

Nota - También en este caso, si ambos terminales no han adoptado el modo común, la comunicación puede resultar asimétrica.

Fase B2 (o CB2) - establecimiento de parámetros comunes

En esta fase se establecen los parámetros operacionales comunes especificados de la videotelefonía (por ejemplo, encriptación), una vez terminado el procedimiento de la fase B1. Primeramente se indican las capacidades o requisitos del lado recepción, y a continuación el lado emisión decide los parámetros operacionales y controla el lado recepción, y a continuación el lado emisión decide los parámetros operacionales y controla el lado recepción.

Fase C - comunicación videotelefónica

Cuando se utiliza más de un canal, habrá las fases intermedias CA, CB1, CB2, conforme se describe en este punto. Análogamente, si durante la comunicación se desechan canales adicionales, habrá fases intermedias CD, CE. Las disposiciones del presente punto se aplican a cualquier canal, inicial o adicional, para el que se hayan completado las fases B1 y B2 y no haya comenzado aún la fase D.

Conmutación de modo - Según la operación que efectuó uno de los usuarios (por ejemplo, arranque de un aparato facsímil), puede resultar más apropiado de un modo distinto del modo común más elevado.

Cambio de capacidades - El usuario puede cambiar la capacidad de su terminal durante la comunicación (por ejemplo, conectado o conmutando a un equipo telemático auxiliar).

Fase D - terminación de fase

Fase D1 (procedimiento del terminal)

Cuando uno de los usuarios cuelga, el terminal pasa directamente a la fase D2.

Fase D2 (conmutación de modo)

El modo OF es obligado (teniendo en cuenta el resultado de la fase D1, si es diferente)

Fase E - Terminación de la comunicación (liberación de la llamada)

El terminal que cuelga el primero envía mensajes por el canal D con respecto a todos los canales, liberándolos todos (esto significa que no se le envía más información).

En el otro terminal, el primer mensaje de desconexión recibido liberará todos los canales.

La desconexión propiamente dicha se produce al recibirse otro u otros mensajes de desconexión.

CONCLUSIONES.

Como se observó, el presente trabajo proporciona información sobre la moderna teoría de las comunicaciones ya que ofrece una información muy comprensible de la transmisión para voz, datos y video. Adicionalmente se exploraron los desarrollos presentes del avance tecnológico sobre la transmisión de video así como los principios básicos del PCM y otras formas de modulación empleadas en la RDSI. Aunque la RDSI ha estado en escena por casi diez años su adopción lenta ha hecho que siga siendo un misterio para muchos. Aunque la mayoría sabe que la RDSI es un servicio digital que proporciona mayor rendimiento que un módem, más allá de eso las definiciones se hacen más confusas. Tal vez se diga que la RDSI es difícil de contratar, que el equipo RDSI debe configurarse cuidadosamente para que trabaje con la compañía de teléfonos y que todo es por lo general un dolor de cabeza para ajustarlo; esto fue cierto hasta apenas hace unos pocos años, cuando las compañías telefónicas locales y los fabricantes de equipo empezaron a trabajar juntos. La contratación hoy en día es bastante simple.

Así mismo, se presenta un desarrollo matemático de densidad de potencia de los procesos aleatorios que se dan en las comunicaciones. Se exploraron los efectos del ruido en la transmisión de señales de comunicaciones. Para el caso de las señales digitales el ruido provoca ocasionalmente dígitos erróneos y el rendimiento se evalúa en términos de la probabilidad de error. Se definió la función de autocorrelación y la respectiva densidad espectral de potencia; las cuales son vitales en el estudio de los procesos aleatorios y se presentan muy a menudo en análisis avanzados como la RDSI.

La densidad espectral de potencia, es la distribución de potencia de la señal o del mismo ruido en todas las frecuencias. Si la potencia se concentra en un intervalo definido de frecuencias, puede hablarse de una señal de ancho de banda B, según las relaciones de Furier, el ancho de la función de autocorrelación correspondiente es proporcional a $1/B$.

Al analizar la transmisión de señales por un sistema, el ruido se agrega a la señal que se mueve desde el transmisor al receptor; en algunos casos se encuentra desvanecimiento de la señal; también puede introducirse interferencia de otras señales, así como pueden presentarse una gran variedad de otros efectos adversos. Todos estos efectos deben finalmente valorarse o medirse de acuerdo con sus importancias relativas y las que destaquen deben incorporarse en un modelo del sistema total con el que puede evaluarse el rendimiento del sistema.

El rendimiento de cualquier sistema de comunicaciones está limitado por el ancho de banda y por la presencia de ruido en el sistema.

La probabilidad de error en los sistemas digitales de comunicaciones es una medida básica del rendimiento de los sistemas de comunicaciones.

Se mencionó el diseño y función del equipo de abonado el cual sufre cambios debido a la RDSI. La terminal RDSI tiene diferentes bloques funcionales dependiendo del servicio soportado. Estos bloques funcionales se describieron como la línea de interfaz, la interfaz de voz, un sistema microprocesador para control y señalización, y circuitería de interfaz de datos.

Para integrar estas funciones dentro de una simple pieza de equipo es importante escoger una buena arquitectura del sistema. Muchos dispositivos suministradores han definido arquitectura interchip para permitir una fácil conexión de circuitos integrados.

Para poder utilizar la RDSI con ese ancho de banda es necesario establecer una técnica de compresión de datos. Al hablar de compresión de datos nos referimos a la forma en que se descompone el 0 y el 1 para poder poner en un ancho de banda determinado varios canales, por ejemplo en un ancho de banda para la televisión comercial que es de 6 MHz. podemos enviar 6 o hasta diez canales de televisión gracias a la compresión digital. Esto de hecho ya es aplicable con los sistemas de televisión de paga como ■DirecTV■ y ■SKY■ que cuentan con más de 100 canales de televisión digital.

Otras de las aplicaciones de esta técnica de compresión digital reside en la videotelefonía y las videoconferencias y una de las diferencias entre éstas es la velocidad a que se transfieren; en la videotelefonía no importa mucho la definición de la imagen sino que lo que importa es ver a la persona, ya que imágenes en movimiento implica una gran cantidad de información en la digitalización, en tanto que en la videoconferencia importa bastante la definición en las imágenes en movimiento.

Hoy en día la comunicación visual se ha estado incrementando con aplicaciones como la multimedia, videoconferencias y la videotelefonía, es por eso que dedicó el resto de este trabajo más que nada a aplicaciones en la videotelefonía. Es necesario aplicar alguna técnica de compresión de datos para aprovechar el estrecho ancho de banda de la telefonía para poder transmitir imágenes aplicando los conceptos de la RDSI. Hoy podríamos pensar en comunicaciones futuristas que se pensaban hace unos 20 años como los cómics de Dick Trayce que se comunicaba con su reloj de pulsera en la cual tenía hasta video; una realidad es de hecho las comunicaciones del videoteléfono como lo hacían en las caricaturas de los Super Sónics.

Algunas tecnologías actuales y venideras, como los módems de cable y la línea digital de suscriptores asimétrica (ASDL), dicen que son mejores, que ofrecen muchas más veces el ancho de banda de la RDSI. También la RDSI alguna vez fue una tecnología venidera, y le tomo casi diez años llegar a su estado actual, en donde está universalmente disponible. Hay que recordar que las compañías telefónicas se llevan mucho tiempo para adoptar cualquier tecnología nueva.

Por lo anterior se concluye que este trabajo es una herramienta actualizada y que permite acercarse a una parte importante del creciente mundo de las telecomunicaciones.

Nota: Si se desea profundizar en algún tema, se puede consultar la bibliografía.

BIBLIOGRAFIA.

AFONDO: REDES DE AREA LOCAL (S. GARCIA CONDE, TRANS.) / STANLEY SCHATT..-MADRID : ANAYA MULTIMEDIA, 1993.

AFONDO : SISTEMAS DE COMUNICACIONES (EMILIO IBÁÑEZ, TRANS.) / DON L. CANON .- MADRID : ANAYA MULTIMEDIA, 1994.

AFONDO : TRANSMISION DE DATOS Y COMUNICACIONES / GEORGE E. FRIEND .- MADRID : ANAYA MULTIMEDIA, 1992.

DIGITAL IMAGE PROCESSING / KENNETH R. CASTLEMAN .- ENGLEWOOD. CLIFF ,N. J. : PRENTICE-HALL, 1979.

ELECTRONIC SWITCHING : DIGITAL CENTRAL OFFICE SYSTEMS OF THE WORLD / EDITED BY AMOS E. JOEL JR. .- NEW YORK : IEEE PRESS, 1982.

FUNDAMENTALS OF DIGITAL IMAGE PROCESSING /ANILK JAIN .- ENGLEWOOD CLIFF, N.J. :PRETINCE-HALL, 1989.

IMAGE QUALITY : A COMPARASION OF PHOTOGRAPHIC AND TV. SYSTEMS /OTTO H. SHADE .- RCA LABORATORIES, 1975.

IMAGE TRANSMISSION TECHNIQUES / EDITED BY WILLIAM K. PRATT .- NEW YORK : ACADEMIC PRESS, 1979.

ISDN : AN INTRODUCTION / WILLIAM STALLING .- NEW YORK : MCGRAW-HILL, 1989

ISDN DESIGN : A PRACTICAL APPROCH / STEVE HARDWICK .- SN DIEGO : ACADEMIC PRESS, 1989.

ISDN EXPLAINED : WORLD WIDE NETWORK AND APPLICATIONS TECNOLOGY / J. M. GRIFF ITHS .- CHICHESTER : WILEY, 1990.

RECOMENDACION I.320 / LIBRO ROJO, CCITT, 1985.

RECOMENDACION H.320 / LIBRO AZUL, CCITT, 1988.

SISTEMAS DE COMUNICACION / B. P. LATHI.- MEXICO : LIMUSA NORIEGA EDITORES, 1995.

TELECOMUNICACIONES PARA PC / JOHN C. DUCRAK.-ESPAÑA: MC.GRAW-HILL, 1992.

TRANSMISION DE INFORMACION, MODULACION Y RUIDO (CAUPOLICAN MUÑOS GAMBOA, TRANS.) / MISCHA SCHWARTZ .- MEXICO : MCGRAW-HILL 1980.