

64
24.



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

**ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
"CAMPUS ARAGON"**

**"PROPUESTA PARA LA
IMPLEMENTACION DE UN
CONVERTIDOR DE CODIGOS DE
LINEA".**

T E S I S
QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE

**INGENIERO MECANICO
ELECTRICISTA**

P R E S E N T A :

RAFAEL ANTONIO MARQUEZ RAMIREZ

ASESOR: ING. DAVID B. 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.

TESIS SIN PAGINACION

COMPLETA LA INFORMACION

A DIOS

A MIS PADRES

**MA. DEL CARMEN RAMIREZ
JOSE LUIS MARQUEZ**

GRACIAS POR TODO

**A TODOS MIS MAESTROS
QUIENES FORMAN UNA PARTE IMPORTANTE EN MI FORMACION**

**A MIS HERMANAS
CARMEN E IRIS**

**Y
A JOSE LUIS MARQUEZ RAMIREZ †**

GRACIAS POR SU APOYO Y TOLERANCIA

A MIS COMPAÑEROS Y PERSONAS QUE ME HAN APOYADO Y ALENTADO

**PROPUESTA
PARA LA IMPLEMENTACION
DE UN CONVERTIDOR
DE CODIGOS DE LINEA**

Tesis

CONTENIDO

PROPUESTA PARA LA IMPLEMENTACION DE UN CONVERTIDOR DE CODIGOS DE LINEA

OBJETIVOS

Descripción

INTRODUCCION

Bosquejo Histórico.....	I - 1
Evolución de la Red Digital.....	I - 5
"Datos Bajo Voz".....	I - 6
Red Digital Integrada.....	I - 6
Regeneración de Señal.....	I - 6
Importancia de los Estándares.....	I - 7
Organizaciones Involucradas en las Telecomunicaciones.....	I - 8
Organizaciones de Telecomunicaciones.....	I - 8
ITU.....	I - 8
ISO.....	I - 9
INTELSAT.....	I - 9
Normalización en México.....	I - 9

1 COMPORTAMIENTO DE SEÑALES BINARIAS

1.1 Transmisión Analógica.....	1 - 1
1.1.1 Constante de Propagación.....	1 - 1
1.1.2 Constante de Atenuación.....	1 - 2
1.1.3 Constante de Fase.....	1 - 2
1.2 Señales Digitales.....	1 - 2
1.2.1 Muestreo.....	1 - 3
1.2.2 Cuantización / Compansión.....	1 - 3
1.2.3 Modulación por Código de Pulsos.....	1 - 3
1.2.4 Multiplexaje por División de Tiempo.....	1 - 3
1.2.5 Codificación de Línea.....	1 - 4
1.2.6 Técnicas de Codificación.....	1 - 4
1.3 Transmisión de Pulsos.....	1 - 5
1.4 Un Pulso sobre una Línea de Transmisión.....	1 - 6
1.5 Una Onda Senoidal sobre una Línea de Transmisión.....	1 - 6
1.6 Conceptos de Líneas de Transmisión.....	1 - 7
1.6.1 Impedancia Característica.....	1 - 9
1.6.2 Atenuación.....	1 - 9
1.6.3 Coeficiente de Reflexión.....	1 - 9
1.6.4 Pérdidas de Retorno.....	1 - 9
1.6.5 Pérdidas por Desacopló.....	1 - 9
1.6.6 Retardo de Propagación.....	1 - 10
1.6.7 Relación Señal a Ruido.....	1 - 10
1.7 Relaciones entre Potencia de Señal, Ruido y Ancho de Banda.....	1 - 10
1.8 Espectros de Pulsos.....	1 - 14

2 CODIGOS DE LINEA Y ALGUNAS APLICACIONES

2.1 Transmisión Digital y Código de Línea.....	2 - 1
--	-------

CONTENIDO

2.2 Definición	2 - 1
2.3 Transmisión Asíncrona	2 - 1
2.4 Transmisión Síncrona	2 - 3
2.5 Técnicas de Sincronización	2 - 4
2.5.1 Restricción del Código Fuente	2 - 4
2.5.2 Bits Dedicados	2 - 4
2.5.3 Inserción de Bits	2 - 4
2.5.4 Reordenamiento	2 - 5
2.5.5 Errores Forzados	2 - 5
2.5.6 Inserción de Transiciones	2 - 5
2.6 Codificación Bipolar	2 - 6
2.6.1 AMI	2 - 6
2.6.2 ASI (Código Pseudoternario)	2 - 7
2.7 Códigos de Espacios Redundantes	2 - 8
2.8 Substitución de N Ceros Binarios	2 - 9
2.8.1 BZS	2 - 9
2.8.2 BZS	2 - 10
2.8.3 HDB3	2 - 10
2.8.4 BZS	2 - 11
2.9 Par Ternario Seleccionado	2 - 11
2.10 Codificación de par Ternario Seleccionado	2 - 11
2.11 Códigos Ternarios	2 - 12
2.12 Códigos Cuaternarios	2 - 13
2.12.1 2B1Q	2 - 13
2.13 Códigos Bifásicos Digitales	2 - 14
2.14 Codificación Diferencial	2 - 15
2.15 Inversión de Marcas Codificadas	2 - 16
2.16 Señalización Multinivel	2 - 17
2.17 Códigos de Línea para Transmisión por Fibras Ópticas	2 - 17
2.18 Códigos de Línea mBnB	2 - 18
2.19 Códigos de Inserción de Bits	2 - 20
2.20 Señalización de Respuesta Parcial	2 - 21

3 PARAMETROS DE DISTORSION DE SEÑALES DIGITALES

3.1 Interferencia de Intersímbolos	3 - 1
3.1.1 Imprecisiones de Temporización	3 - 1
3.1.2 Insuficiencia de Ancho de Banda	3 - 1
3.1.3 Distorsión de Amplitud	3 - 2
3.1.4 Distorsión de Fase	3 - 2
3.2 Medidas de Distorsión en Circuitos Digitales	3 - 2
3.2.1 Patrones de Ojo	3 - 2
3.3 Desempeño Error	3 - 4
3.3.1 Detección de Señal	3 - 5
3.3.2 Potencia de Ruido	3 - 5
3.4 Probabilidades de Error	3 - 5
3.4.1 Señalización Antipodal	3 - 7
3.5 Tasa de Error de Señales de Nivel Codificado	3 - 7
3.6 Señalización Bipolar	3 - 8
3.7 Tasas de Error Multinivel	3 - 10
3.8 Monitoreo de Desempeño	3 - 11
3.9 Chequeo de Redundancia	3 - 11
3.10 Mediciones de Calidad de Señal	3 - 13
3.11 Errores de Canal de Trama	3 - 14
3.12 Objetivos de Funcionamiento	3 - 14

4 TEMPORIZACION

4.1 Sincronización	4 - 1
4.2 Osciladores de Cristal	4 - 1
4.3 Sincronización de la Red	4 - 1
4.3.1 Plesiócrono	4 - 2
4.3.2 Pulsos de Relleno para toda la Red	4 - 2
4.3.3 Sincronización Mutua	4 - 3
4.3.4 Red Maestra	4 - 4
4.3.5 Sincronización Maestro Esclavo	4 - 4
4.3.6 Empaquetamiento	4 - 4
4.3.7 Medidas de Desempeño de Temporización de la Red	4 - 5
4.4 Recuperación de Temporización "El PLL"	4 - 6
4.5 Inestabilidad del Reloj	4 - 6
4.5.1 Ruido e Interferencia	4 - 7
4.5.2 Cambios en la Longitud del Medio de Transmisión	4 - 7
4.5.3 Cambios en la Velocidad de Propagación	4 - 8
4.5.4 Corrimiento Doppler	4 - 8
4.5.5 Información de Temporización Irregular	4 - 8
4.6 Contenedores Elásticos	4 - 9
4.6.1 Interfaz de Conmutador TDM	4 - 9
4.6.2 Implementaciones de Contenedores Elásticos	4 - 10
4.7 Remoción de Jitter Acumulado	4 - 12
4.7.1 Jitter Sistemático	4 - 13
4.7.2 Mediciones de Jitter	4 - 13
4.7.3 Jitter de Tiempo de Espera	4 - 15
4.8 Imprecisiones de Temporización	4 - 16
4.9 Deslizamientos	4 - 16
4.9.1 Objetivos de Tasa de Deslizamientos	4 - 18

5 CRITERIOS DE IMPLEMENTACION

5.1 Protocolos de Primer Nivel	5 - 1
(Interfaz Física entre Equipo Terminal de Datos y Red)	5 - 1
5.2 Estándares EIA y CCITT para Circuitos de Interfaz	5 - 1
5.3 Estándares EIA y CCITT para Interfaz Digitales	5 - 1
5.4 Comparación de Estándares RAS 232C y RAS 422A y RAS 423A	5 - 4
5.5 Interfaz de Línea	5 - 5
5.6 Protecciones	5 - 5
5.6.1 Fundamentos de Protección	5 - 5
5.6.2 Exposición	5 - 5
5.6.3 Protección del Circuito del Subscriptor	5 - 6
5.6.4 Protectores de Bloques de Carbón	5 - 9
5.6.5 Protectores de Tubos de Gas	5 - 9
5.6.6 Protectores de Estado Sólido	5 - 10
5.6.7 Costos Relativos de Aparatos de Protección	5 - 12
5.6.8 Códigos de Colores de Protectores	5 - 12
5.6.9 Protector de Tierra	5 - 12
5.6.10 Protectores de Estación y Dispositivos de Interfaz de Red	5 - 13
5.7 Técnicas de Blindaje	5 - 15
5.7.1 Concepto de Blindaje	5 - 15
5.8 Aislamiento del Circuito	5 - 17
5.8.1 Capacitores	5 - 17
5.8.2 Relevadores	5 - 17
5.8.3 Relevadores Electromecánicos	5 - 17
5.8.4 Relevadores Electromagnéticos	5 - 19

CONTENIDO

5.8.5 Relevadores de Estado Sólido	5 - 20
5.8.6 Comparación de Relevadores de Estado Sólido y Mecánicos	5 - 21
5.8.7 Acopladores Ópticos	5 - 21
5.9 Transformadores de Pulsos	5 - 22
5.9.1 Transformadores de Aislamiento	5 - 22
5.9.2 Transformadores de Línea	5 - 23
5.10 Alimentación de Energía	5 - 24
5.11 Manejadores de Línea	5 - 25
5.12 Dispositivos de Conexión	5 - 25
5.13 Extracción de Potencia	5 - 27
5.14 Sincronizadores Digitales de Fase	5 - 30
5.15 Osciladores con Amarras por Inyección	5 - 31
5.16 Sincronizadores de Bit	5 - 32
5.17 Reordenamiento y Desordenamiento	5 - 34

6 PROPUESTA PARA LA IMPLEMENTACION

6.1 Consideraciones	6 - 2
6.2 Decodificador / Codificador	6 - 2
6.2.1 PROM	6 - 3
6.2.1.1 Decodificación	6 - 4
6.2.1.2 Codificación	6 - 7
6.3 Lógica de Soporte con PLD (Dispositivo Lógico Programable)	6 - 9
6.3.1 PLD1	6 - 10
6.3.2 PLD2	6 - 12
6.3.3 PLD3	6 - 13
6.3.4 TEMP	6 - 14
6.4 REGISTRO	6 - 17
6.5 OSCILADOR CK	6 - 18
6.6 PARTES OPCIONALES	6 - 19
6.6.1 Suministro de Energía	6 - 19
6.6.2 Conexiones para Monitoreo	6 - 19
6.6.3 Conexiones para Configuración	6 - 20
6.6.4 Conexiones de Línea	6 - 20
6.6.5 Manejadores de Entrada y Salida (Drivers)	6 - 22
6.6.6 Tiempos de Propagación	6 - 24
6.7 COSTOS	6 - 25
6.8 BENEFICIOS	6 - 26

CONCLUSIONES

Apéndice 1 Recomendación G.703	A1 - 1
Apéndice 2 Recomendación G.704	A2 - 1
Apéndice 3 Recomendación G.711	A3 - 1
Apéndice 4 Recomendación G.821	A4 - 1
Apéndice 5 Código de Línea 2B1Q (diferencial)	A5 - 1
Apéndice 6 Diagramas	A6 - 1
Apéndice 7 Conexiones para Medir un Patrón de Ojo	A7 - 1
Apéndice 8 Distribución de Terminales de los Conectores para Interfaz RS 232, RS 422 y RS 423	A8 - 1

GLOSARIO

BIBLIOGRAFIA

OBJETIVOS

- **Proponer un dispositivo que permita efectuar conversiones entre diversos códigos de línea, con dispositivos que se puedan adquirir en el mercado local y que cumpla con especificaciones y normas que permitan desarrollar aplicaciones con equipos compatibles.**
- **Comprender la teoría y aplicación de diversos códigos de línea de pulsos en sistemas digitales para facilitar la identificación de la información correspondiente a las aplicaciones involucradas.**

Una **COMUNICACION** consiste en la transmisión de información desde un emisor hasta un receptor a través de un canal.

El principio básico de las comunicaciones siempre ha sido el mismo, así como los elementos que lo integran. El desarrollo de las tecnologías de comunicaciones ha permitido mejorar la forma de cumplir con este principio, modificando únicamente las características de los elementos que lo integran.

Este trabajo trata sobre la descripción de los métodos de colocar señales de información en el canal por medio de una adaptación de señales eléctricas de pulsos para optimizar el uso de las características del mismo canal.

Descripción

En la introducción se describen las características de los sistemas que han permitido la comunicación desde tiempos prehispánicos hasta las tecnologías digitales de nuestros días. También se comenta la necesidad de los Estándares como política para lograr la interconectividad y la expansión de este mercado.

En el capítulo 1 se describen los principios básicos en que se basa la transmisión de señales sobre cables metálicos, así como los procesos que atraviesan las señales para su adaptación a la línea de transmisión a la transmisión y a la recepción.

En el capítulo 2 se presentan algunos códigos de línea y se describen las características principales que los definen, también se trata de definir al código de línea y su importancia.

En el capítulo 3 se presentan diversos parámetros que se deben considerar en la transmisión de pulsos para evitar degradaciones significativas en la recuperación de las señales mediante el establecimiento de diversos objetivos de desempeño.

En el capítulo 4 se destaca la importancia de la señal de temporización, se comentan diversas técnicas de sincronización y de recuperación de esta señal. También se menciona como es afectada por parámetros como: Temperatura, Retardos y Distancias.

En el capítulo 5 se describen algunas consideraciones físicas para la conexión entre una línea de transmisión y un equipo de comunicaciones como protección y aislamiento, así como características de funcionamiento y necesidades.

Finalmente en el capítulo 6 se presenta la propuesta para la implementación, las consideraciones de diseño y la descripción del funcionamiento del circuito. También incluye una relación de costos y las ventajas y desventajas que resultan de la implementación.

INTRODUCCION

Bosquejo Histórico

Nuestros ancestros tenían organizado un sistema de comunicaciones y transportes que incluía hogueras para fumarlos informativas, caracoles y tambores resonantes con claves (códigos) adecuados; estos medios permitían transmitir ciertos mensajes rápidamente a distancias considerables.

El sistema de correos basado en Corredores Ligeros "Paynanis", transportaban mensajes orales memonzados sin alteraciones o en papiros, corriendo hasta las estaciones de relevo o "Techialoyanis" y retransmitiendo allí los mensajes hasta cubrir la ruta.

Este sistema de los Aztecas se extinguió el 13 de agosto de 1521 al ser vencido y hecho prisionero Cuauhtémoc, pues los emperadores eran los únicos autorizados para dirigir la organización postal, tanto en la paz como en la guerra.

Durante la colonia se utilizaban "Propios" que regularmente eran asaltados, hasta que se creó el oficio de Correos Mayor como monopolio del estado.

Posteriormente, a principios del siglo XIX se implementaron los telégrafos ópticos y de señales o semáforos que eran brazos móviles de madera en lo alto de una torre que indicaban números que a su vez representaban letras, palabras y frases. Este sistema perduró hasta 1852 cuando empezó a ser reemplazado por la telegrafía eléctrica.

Con la pila eléctrica, se implementaron telégrafos eléctricos, cuya cobertura fue en un principio, de aproximadamente 1 Km de distancia. Cada letra se indicaba por un flujo de burbujas que emanaba del conductor respectivo (inmerso en agua acidulada), cuando circulaba por él una corriente (por lo que se entiende, existía un conductor por cada letra).

Después las señales se enviaban por un conjunto de 6 conductores en los que la corriente provocaba el movimiento de agujas suspendidas sobre bobinas que indicaban las letras (esto implicó el uso de señales en clave "código").

Otra versión usaba sólo 5 conductores conectados a 5 agujas de las que 2 eran simultáneamente desviadas para señalar una letra sobre una escala.

Hasta que Samuel Morse patentó un telégrafo de un solo conductor usando el "código" de señales de puntos y rayas para indicar letras. Los mensajes se enviaban a una tasa de 10 palabras por minuto, con un pulsador manual y se recibían como marcas sobre una tira de papel. Las señales tenían que ser decifradas y el mensaje se transcribía a mano a continuación.

Con el telégrafo impresor, el operador presionaba teclas correspondientes a cada letra, y la máquina las convertía a señales eléctricas, y en el otro extremo, otra máquina imprimía el mensaje.

Después los operadores perforaban sobre una cinta un mensaje en código morse que se pasaba por un transmisor, logrando tasas de 75 a 100 palabras por minuto. En la estación receptora, una pluma trazaba la señal sobre una tira de papel.

En 1850, llegan los primeros aparatos telegráficos a México y hasta 1872, se introduce el código Baudot.

Después del telégrafo, surge uno de los aparatos más prácticos y casi personales que ha inventado el hombre. El Teléfono. Este aparato que desde su origen no ha cambiado su principio de operación consistente de una bocina y un auricular, ha tenido diversas transformaciones.

Alexander Graham Bell trabajó en el mejoramiento de sistemas telegráficos que permitieran la transmisión de varios mensajes a la vez. Opinaba que la transmisión telegráfica múltiple se podía realizar transmitiendo cada mensaje en una tira de acero o "lengueta" especialmente afinada que vibrara un número de veces por segundo, y en consecuencia produjese una nota musical distinta.

Así Bell se apoyó en el empleo de una membrana de hierro dulce, se hallaba sobre un electroimán que convertía las vibraciones en una corriente eléctrica variable. Esta corriente se transmitía por un cable al aparato receptor, en el que la señal eléctrica volvía a convertirse en sonido, gracias a otro electroimán que hacía vibrar a su vez una nueva membrana.

En 1878 en la feria de Filadelfia, se presentaron como portentosos de la creación humana, el Foco de luz incandescente y el Teléfono, mismos que marcarían la historia con su aparición.

INTRODUCCION

En 1878, solamente cuatro años después de la invención del Teléfono, se instaló la primera red telefónica en México para interconectar telefónicamente las seis comisarías de policía con las dependencias del Inspector General y las del Ministro de Gobernación, comunicando de esta forma a Palacio Nacional y el castillo de Chapultepec, y de manera experimental hasta Tlalpán.

En el principio de los sistemas telefónicos, cada abonado tenía la posibilidad de conectarse directamente desde su propio aparato telefónico al abonado con el que deseaba hablar, es decir, todos los abonados tenían enlaces directos entre sí y el selector de abonado se ubicaba en el aparato telefónico, además se colocaba una batería local para alimentar al selector.

Como en aquel tiempo no se concebía su aplicación para grandes distancias y más bien era útil sólo para zonas urbanas concentradas, se autorizaron concesiones privadas para su aplicación.

Sin embargo el crecimiento del sistema telefónico demandaba selectores de abonado cada vez de mayor capacidad debido al elevado número de enlaces. De esta forma, mientras 10 abonados requerían 45 enlaces, 100 abonados requerían 4 mil 950 enlaces.

Para evitar este problema se decidió que el selector de abonado estuviera centralizado y fuera común a todos los abonados, es decir que los abonados se enlazaran a un selector de abonado central con lo que se da inicio a las centrales telefónicas.

En estas condiciones en 1881 se regulan los servicios de Ferrocarriles, Telégrafos y Teléfonos y en 1882 se introduce el Sistema Duplex para telegrafía.

Con las centrales operadas por "operadoras", la persona que originaba la llamada descolgaba su receptor telefónico, en la central se activaba un conmutador electrónico que avisaba a la operadora. Ella movía una palanca que le permitía hablar con el suscriptor para averiguar con quien deseaba comunicarse, después de esto como nada indicaba el final de la conversación, la operadora tenía que interrumpir de vez en cuando para comprobar si había terminado.

La primera línea telefónica de larga distancia (entre Boston y Nueva York) fue de 485 Km e implicó unos 10 mil postes telefónicos y el costo total ascendió a 70 mil dólares, introduciéndose conductor de cobre especialmente endurecido, en vez del conductor de hierro. El conductor de cobre no se oxidaba y permitía a las señales viajar mucho más lejos antes de que se tomaran demasiado débiles para ser audibles.

En 1882 se establece la Compañía Telefónica Nacional de origen estadounidense con 300 abonados en la ciudad de México y preparando instalaciones en otras ciudades del país.

En 1888 adquiere empresas competidoras y cuenta con 800 suscriptores, creciendo hasta 11 mil en 1890.

Arraigó también la compañía Ericsson que en algún momento llegó a dominar el mercado hasta que la compañía norteamericana hizo las mejoras técnicas que requería el servicio, posteriormente surgió el problema del cableado y el de los postes; y no fué sino hasta después de la revolución, que el servicio se expande, con algunas dificultades al principio.

En 1889 Hertz descubre las ondas electromagnéticas y en 1894 Marconi logra transmitir señales Morse por ondas electromagnéticas así en 1900 la Dirección General de Telégrafos Federales adquiere los primeros aparatos telegráficos sin hilos y posteriormente Marconi establece el primer enlace radiográfico Europa - América mientras en México comienzan los ensayos de la telegrafía inalámbrica logrando en 1903 transmitir los primeros marconigramas.

En 1906 por primera vez en la historia una voz humana atraviesa el Atlántico en una emisión, haciendo posible la radiotelegrafía internacional. En 1908 las Oficinas Federales Mexicanas comienzan a clasificarse en tres clases: de Sistemas Morse, de Telegrafía sin Hilos y de Teléfonos.

La central sin operadora fué proyectada por un empresario de Kansas City, como medio de combatir las pérdidas que sufría en sus negocios. Las operadoras no conectaban sus llamadas y sospechaba que había un entendimiento entre sus competidores y las operadoras en contra de sus intereses comerciales.

En vez de descolgar el receptor y aguardar la pregunta "Número, por favor?", la central permitía a los suscriptores seleccionar el número deseado oprimiendo una combinación de tres botones. Sus socios diseñaron más tarde un disco rotatorio que producía impulsos eléctricos según el número marcado.

Estas centrales automáticas eran lentas y poco flexibles por lo que se lograron mejoras significativas con una central electromecánica conocida como Crossbar (Barras Cruzadas)

En 1926 se instaló en México la central Roma y fue la primera central automática en Latinoamérica con tecnología electromecánica

El primer servicio transatlántico (Nueva York - Londres) se llevó a cabo empleando una señal de radio para transmitir la conversación, sólo se podía efectuar una conversación a la vez y se tenía que solicitar con horas de anticipación. El servicio se interrumpía con frecuencia a causa de las condiciones atmosféricas adversas y la única alternativa era el telegrama.

De esta manera para la segunda mitad de los años treinta existía una gran facilidad de comunicación, pero siempre y cuando estuviese dentro de alguna de las compañías, ya que no se comunicaban entre sí. En 1947 por una propuesta de Lázaro Cárdenas, se creó Telefonos de México para unificar ambos sistemas. Con 139 mil aparatos, operando con equipos y concesiones otorgadas a la compañía de teléfonos Ericsson S.A., en 1948 se interconectan los equipos de los dos sistemas existentes. La gente en México se acostumbró a decir "BUENO?", refiriéndose a la calidad del enlace para seguir hablando, pues los sistemas de las dos compañías no eran compatibles entre sí.

El primer cable transatlántico submarino de servicio telefónico (Escocia - Terranova) "TAT 1", tenía 3620 Km de longitud y 51 repetidores para reforzar la señal electrónicamente. Podía transmitir 36 llamadas simultáneas y después de algunas mejoras 88 llamadas simultáneas.

En 1957 comienza a funcionar en México el servicio Telex.

Como las centrales electrónicas eran más seguras y rentables, requerían menos mantenimiento y reparaciones y exigían menor atención del personal. Eran más rápidas y sufrían menos cruces de líneas y ocupaban menos espacio. El corazón electrónico lo constituye una computadora que controla todas las llamadas para su posterior monitoreo. Permite el cambio de número tecleando pocas órdenes a través de una terminal a diferencia de que anteriormente los ingenieros tenían que trasladar los cables de una parte a otra de la central.

Durante la década de 1960 se inició en México la instalación de las centrales de tecnología de coordenada o analógica. A partir de esta década y durante los siguientes 20 años se siguen instalando sistemas de coordenadas, tanto en sistemas locales como de Larga Distancia nacional e internacional.

Las comunicaciones por satélite permitieron llamadas telefónicas a localidades situadas fuera de las rutas cubiertas por el cable principal de una manera fácil y económica.

En 1963 se inaugura la primera ruta de microondas de Telefonos de Mexico.

La fibra óptica puede substituir a los cables de cobre para transmitir comunicaciones telefónicas de una ciudad a otra. Las fibras ópticas permiten transmitir miles de conversaciones y ocupan solamente una fracción del espacio anterior, son más baratas e inmunes a las interferencias eléctricas que afectan a los cables de cobre.

En México, ya en 1967 se puso en servicio el aparato telefónico un millón en la ciudad de México. En 1968 se inaugura la estación terrena para comunicación vía satélite de Tulancingo y en 1974 se establece el sistema de comunicación computarizado.

En 1982, TELMEX emprendió un trascendente cambio tecnológico en el área de conmutación, al introducir las centrales de tecnología digital. Cinco años más tarde, el 12 por ciento en las líneas instaladas ya eran de tecnología digital, a partir de entonces, todas las centrales que se instalan son digitales.

En 1989, las empresas concesionarias Telefonos de México S.A. de C.V., Compañía Telefónica Nacional S.A. y Telefonos de Noroeste S.A. de C.V., conforman el servicio público telefónico del país con un total de 9 922 292 teléfonos.

INTRODUCCION

En 1992, TELMEX inició la sustitución total de centrales analógicas por digitales sin interrumpir el servicio. Telefonos de México espera que para el año 2000 el índice de digitalización de su planta sea del 100 por ciento, con 15 millones de líneas.

Las centrales digitales que se han instalado corresponden a tecnología de punta de las compañías Europeas L.M. Ericsson, con el equipo AXE, ALCATEL-INDETEL, con el equipo G-12 y equipo DM-100 exclusivamente para el servicio de larga distancia asistido por operadoras y el equipo SESS.

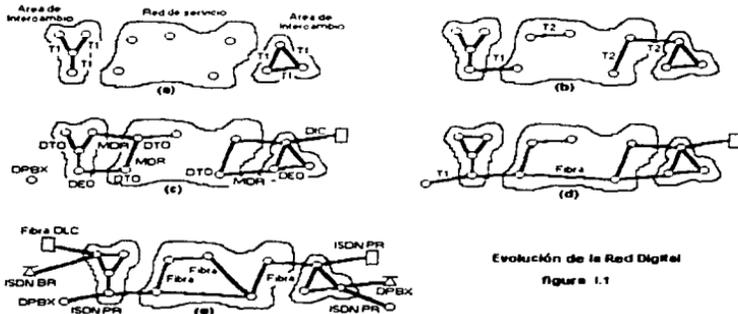
Las funciones de una central analógica y digital son básicamente las mismas pero varían en su velocidad de conmutación y el número de servicios que ofrecen así como en la velocidad de transmisión. Una central, tanto analógica como digital en su definición más sencilla, está integrada por un sistema de conexión de líneas de abonado, una red de conmutación, un sistema de enlaces auxiliares, así como procesadores en centrales digitales (marcadores en analógicas), todo lo cual se describe a continuación:

- El sistema de conexión de las líneas de abonado conecta las líneas entre los abonados, y detecta el cuelgue y descuelgue del auricular. El equipo analógico se limita únicamente a la transmisión de voz.
- La red de conmutación establece los trayectos internos de la central hacia los dispositivos de salida y permite la distribución de los tonos, sólo que en una central analógica esto toma unos 24 segundos y en una digital se hace en microsegundos ya que en la primera se usan selectores de coordenadas electromecánicas y en la segunda, microcomponentes de circuitos integrados en los que se puede almacenar hasta un millón de unidades de información.
- El sistema de enlaces auxiliares, permite la conexión hacia y desde otras centrales a través de circuitos o troncales para el establecimiento de comunicación. En una central analógica la voz es convertida en una corriente análoga a ella, que la sigue en todas y cada una de sus modulaciones para reproducirlas en el audífono, por lo que se eleva la incidencia de cruce de llamadas; en cambio, en la digital la voz es codificada en forma binaria (presencia y ausencia de impulso eléctrico) antes de ser enviada y reconstruida en el aparato, es decir, la señal sale en forma digital, por lo que no ocurren cruces ni interferencias. Además, con este sistema se pueden transmitir 30 conversaciones a un mismo tiempo (sistema europeo) y no se tiene pérdida de atenuación (nivel de voz) como ocurre con las analógicas al ser enviadas por la línea de transmisión.
- Los procesadores son la parte medular y pensante de una central digital, como los marcadores en una analógica. Las funciones de ambos son casi las mismas pero se diferencian en que en el equipo analógico los relevadores tienen una cierta secuencia de operación que va haciendo las funciones de interconexión, identificación, detección de dígitos y manejo de una frecuencia establecida, en cambio en los procesadores digitales, el técnico puede variar la frecuencia de acuerdo al tipo de función, además de que el proceso de mantenimiento se facilita, ya que el equipo proporciona facilidades de supervisión en forma centralizada y remota, así como de operación. Por ello cualquier falla que se presente se puede corregir accediendo a una terminal, lo cual es imposible efectuar en una central analógica en la que el técnico físicamente revisa las fallas guiándose de un instructivo y un diagrama de circuitería a diferencia del digital que maneja más bien un concepto.

El alto grado de confiabilidad logrado gracias a la evolución de las tecnologías de comunicaciones permitió la transferencia de datos no sólo a niveles corporativos, por otro lado la evolución de las computadoras personales ocasionó que la transferencia de datos fuera una necesidad común y económica, por lo cual se utilizaron dispositivos llamados "modems" para transmitir señales digitales a través de las líneas telefónicas existentes. Los modems adaptan los pulsos de CD que conforman las señales digitales al canal telefónico, el cual sólo puede transmitir señales de CA analógicas, para esto el modem efectúa algún tipo de modulación digital a la transmisión, y la respectiva demodulación a la recepción (Para una descripción más específica del funcionamiento de los modems, refiérase a las recomendaciones de la Serie V del libro azul del CCITT de 1988).

Evolución de la Red Digital

La evolución de la Red Telefónica Analógica hacia una que es más digital se resume en la figura 1.1. El proceso comienza en los 60 (a) cuando fueron instalados los sistemas T1 en troncales interurbanas relativamente cortas dentro de áreas de intercambio. A continuación a principios de los 60 (b), se introdujo la transmisión digital en las pequeñas redes de trabajo con sistemas T2 para rutas relativamente cortas entre oficinas de trabajo. Fue a finales de los 70 (c) que la digitalización comenzó a establecerse. La cobertura de T1 se expandió ampliamente utilizando sistemas de circuitos de portadoras digitales (Digital Loop Carrier "DLC") y conmutadores digitales que fueron disponibles en todos los niveles de la red. PBXs (DPBXs), oficinas terminales ("DTOs") (Los sistemas de portadoras digitales fueron realmente introducidos a principios de los 70 pero estos sistemas utilizaban una tecnología de digitalización llamada "Modulación Delta", que era incompatible con el resto de la red y además no figura en la red integrada). Además de los radios digitales de microondas (Microwave Digital Radios "MDRs") provistos para usarse ventajosamente en áreas de intercambio y en pequeñas rutas de redes de trabajo debido a los bajos costos de interfaz con conmutadores digitales.



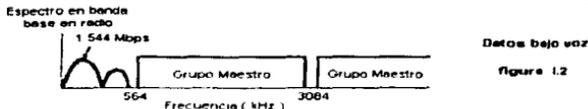
Evolución de la Red Digital

Figura 1.1

"Datos Bajo Voz"

Después de establecerse la tecnología de sistema de portadoras T, AT&T comenzó a ofrecer la renta de servicios de transmisión digital para comunicación de datos. Este servicio fue conocido como (Dataphone Digital Service "DDS"), usaba enlaces de transmisión T1 con terminales especiales (barcos de canales) que proporcionaban acceso directo a la línea digital. Una desventaja inicial del servicio DDS se generó porque los sistemas de portadoras T que originalmente fueron usados sólo para áreas de intercambio y pequeñas redes locales de trabajo, sin alguna forma de transmisión digital de larga distancia, impedía la interconexión de circuitos digitales entre áreas de intercambio separadas. AT&T respondió a la transmisión digital de larga distancia con el desarrollo de una terminal especial de radio llamada la Terminal de Radio Digital - A1 (A1 - Radio Digital Terminal "A1 - RDT"). Esta terminal codificaba una señal DS1 (1.544 Mbps) en menos de 500 KHz. de ancho de banda. Como se muestra en la figura 1.2, una señal de este ancho de banda puede ser insertada por debajo de la mínima frecuencia de un grupo maestro. Como esta banda de frecuencia normalmente no se usa en sistemas de radio TD o TH, la señal DS1 puede adicionarse a las rutas analógicas existentes sin desplazar ningún canal de voz. El uso de frecuencias por debajo de las señales de voz llevó a la designación Datos Bajo Voz (Data Under Voice "DUV"). Es importante señalar que DUV representa un desarrollo especial dedicado específicamente para transmisión de datos y no para servicios de voz. En efecto, DUV fue usado sólo para proveer facilidades de transmisión de larga distancia para DDS.

INTRODUCCION



Así, a finales de los 70's se produjo un número de islas integradas dónde los conmutadores digitales dentro de una región fueron interconectadas por enlaces de transmisión digital pero con poca interconectividad digital entre las islas (DUV fué instalada como una ruta superpuesta a la analógica para servicios de datos de capacidad limitada). Una red digital completamente integrada e interconectada fué realidad a principios de los 80 (d) cuando emergió la transmisión por fibra óptica como la tecnología seleccionada para rutas de alta densidad y de gran tamaño, para conectividad digital como premisas para el equipo del cliente, así como la sección de la trama T1 como interfaz troncal de voz para PBXs de gran tamaño.

La conectividad punto a punto para servicios de voz o datos fué una realidad a finales de los 80 (e) con la introducción de las conexiones digitales de usuarios de Red Digital de Servicios Integrados (Integrated Services Digital Network "ISDN"), de tasa básica (ISDN BR, 2B+D) y de tasa primaria (ISDN PR, 23B+D).

Red Digital Integrada

Es una red totalmente digital capaz de transmitir cualquier tipo de señal e información, mediante el uso de las tecnologías más avanzadas a nivel mundial.

Con la red digital integrada, Teléfonos de México ha dado el primer paso en la evolución de su sistema telefónico, al proporcionar un elevado nivel de calidad con los sistemas más adelantados de conmutación y transmisión. Esta red digital, conformada por la red terrestre, la satelital y la de paquetes constituye la primera etapa en la implantación de la Red Digital de Servicios Integrados que Teléfonos de México tiene en proceso para mantenerse a la vanguardia de la tecnología de telecomunicaciones que marca la tendencia a nivel mundial en los noventa.

La red digital integrada (RDI) suministra un medio de transporte de señales digitales conmutadas y de punto a punto, con todas las modalidades de transmisión de información como voz, datos, textos e imágenes en un solo sistema para construir redes corporativas e institucionales a nivel local y de larga distancia nacional e internacional de la más alta calidad.

Así mismo, incorpora una red multiusuario de satélite para la interconexión de localidades remotas o aisladas que requieren ser integradas a los servicios de la red digital terrestre, así como, una red para transmisión de datos en paquetes para bajos volúmenes de información en tiempos cortos.

Regeneración de Señal

La representación de voz (o cualquier señal analógica) en un formato digital involucra la conversión de formas de onda analógicas continuas en una secuencia de valores de muestra discretos. Cada valor de muestra discreto es representado por algún número de dígitos binarios de información. Cuando son transmitidos, cada dígito binario representa uno de dos valores posibles (un pulso contra una ausencia de pulso o un pulso positivo contra un pulso negativo). El trabajo del receptor es decidir cuál valor discreto fue transmitido y representar el mensaje como una secuencia de mensajes de muestras binarias discretas codificadas.

Si sólo pequeñas cantidades de ruido, interferencia o distorsión son adicionadas a la señal durante la transmisión, los datos binarios en el receptor son idénticos a la secuencia binaria generada durante la digitalización o proceso de codificación. Como se muestra en la figura 1.3, el proceso de transmisión, despreciando la existencia de ciertas imperfecciones, no altera la naturaleza esencial de la información. Por supuesto si las imperfecciones causan suficientes cambios en la señal, ocurre detección de errores y los datos binarios en el receptor no representan los datos originales exactamente.



Un atributo fundamental de un sistema digital es que la probabilidad de errores de transmisión puede hacerse arbitrariamente pequeña por la inserción de repetidores regenerativos en puntos intermedios del enlace. Si son poco espaciados y están bastante juntos, estos nodos intermedios detectan y regeneran las señales digitales antes de que las degradaciones inducidas del canal sean bastante grandes para causar errores de decisión.

En el presente, la mayoría de la transmisión del teléfono al sistema central de conmutación es analógico. Para este propósito, la circuitería de interconexión a la línea de par torcido es optimizada para operar entre 30 y 3400 Hz. Las funciones esenciales de la interfaz de línea consisten de Aislamiento, Protección de sobrevoltajes, Alimentación de potencia y la inserción de una señal de timbre. Con el advenimiento de ISDN estas funciones tienen que ser reconsideradas.

ISDN está implementada con transmisión digital desde el suscriptor hasta el conmutador, lo cual podrá ofrecer al usuario varios servicios de datos en adición al servicio de voz. El CCITT tiene varias recomendaciones para la implementación de la red ISDN. De estas, la 1430 detalla el acceso de tasa básica; por ejemplo, las comunicaciones físicas entre la terminal y el primer nivel de conmutación.

- Los beneficios de la implementación de una red digital completamente integrada son los siguientes:
- 1- La calidad de voz a larga distancia es idéntica a la calidad de voz local en todos los aspectos de ruido, nivel de señal y distorsión.
 - 2- Como los circuitos digitales son inherentemente de cuatro cables, los ecos son eliminados, y son disponibles circuitos digitales de cuatro cables completamente bidireccionales.
 - 3- Los requerimientos de cables de interconexión y distribución de pares de cables son ampliamente reducidos porque todas las troncales son implementadas como subcanales de una señal TDM.

Importancia de los Estándares

En la industria de las telecomunicaciones se ha aceptado ampliamente, que los estándares sean requeridos para uniformizar las características físicas, eléctricas y procedimientos del equipo de comunicaciones. Con el creciente carácter digital de las redes de telecomunicaciones y con la creciente prevalencia de las transmisiones digitales y servicios de procesamiento, el campo de lo que debe ser estandarizado se ha ampliado. Por ejemplo, podemos ver, las funciones, interfaz y servicios incluidos en ISDN que son sujeto de estandarización, y cubren un rango extremadamente amplio.

Un estándar se puede definir como un grupo de reglas prescritas, condiciones o requerimientos que conciernen definiciones de términos, clasificación de componentes, especificación de materiales, funcionamiento u operación, delineación de procedimientos o medición de cantidad y calidad en materiales descritos, productos, sistemas, servicios o prácticas.

Algunas ventajas de los estándares son:

- Incrementar la productividad y eficiencia en la industria, producto de la gran escala y bajas pérdidas en los costos de producción.
- Incrementar la competencia para que pequeñas firmas mercadeen productos aceptables por el consumidor sin la necesidad de un presupuesto masivo.
- Diseminación de la información y transferencia de la tecnología que facilitan la asimilación.
- Expansión del comercio internacional debido a la factibilidad de intercambio de productos entre países.
- Conservación de recursos.
- Incremento de oportunidades para un intercambio de información de amplitud mundial de voz y datos.

En el caso de ISDN, debido a su complejidad y debido a los sucesos dependientes de la capacidad de proporcionar verdadera interconectividad y verdadera interoperabilidad, los estándares no sólo son ventajosos sino esenciales en la introducción de tales redes.

INTRODUCCION

Organizaciones Involucradas en las Telecomunicaciones

Organizaciones de Telecomunicaciones

En muchos países el trabajo de entregar correo y proporcionar telecomunicaciones es soportado por la misma organización. La Oficina Postal de Gran Bretaña (GPO) maneja correo, telecomunicaciones, y radio difusión. Tiene el nivel de una compañía comercial regulada por el gobierno.

La mayoría de los países del mundo tienen monopolios controlados por el gobierno que proporcionan sus telecomunicaciones y ofrecen o planean ofrecer facilidades para transmisión de datos. En Alemania es la Deutschen Bundespost y en Francia la Postes Téléphonique et Télégraphique (PTT).

La Unión Internacional de Telecomunicaciones (ITU)

La Unión Internacional de Telecomunicaciones es una organización con sede en Suiza, tiene 162 países miembros en el mundo. Sus comités consultativos generan estudios muy detallados del mundo de las comunicaciones y publican recomendaciones para estandarización. Las recomendaciones son puestas en práctica ampliamente en el mundo con algunas contradicciones. La ITU comprende a:

1. La Mesa Internacional de Registro de Frecuencias (IFBR), la cual intenta registrar y estandarizar las asignaciones de radio frecuencia en todo el mundo.
2. El Comité Consultativo Internacional de Radio (CCIR), el cual dirige con otros estándares para radio, especialmente telecomunicaciones de radio de larga distancia.
3. El Comité Consultativo Internacional de Telegrafía y Telefonía (CCITT). Y en la actualidad se llama Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT).
4. La Agencia de Desarrollo de Telecomunicaciones (BDT). Establecida en junio de 1989, tiene la misma importancia que el CCITT y el CCIR y su meta es asegurar "Cooperación Técnica y Financiamiento" para ayudar a los países menos industrializados a desarrollar sus redes de telecomunicaciones.

El CCITT, establecido en Ginebra, está dividido en un número de grupos de estudio que hacen recomendaciones en varios aspectos de telefonía y telegrafía. Aquí hay grupos de estudio, por ejemplo, en transmisión de telegrafía, desempeño, telegrafía conmutada, aparatos de telegrafía alfabética, canales telefónicos, conmutación telefónica y señalización, ruido, y algunos otros. Las recomendaciones son revisadas en asambleas plenas en intervalos de aproximadamente 4 años y son publicadas en grupos de libros referidos por su color. Las últimas publicaciones de libros del CCITT son:

- Libro verde, V asamblea plenaria, Ginebra 1972
- Libro naranja, VI asamblea plenaria, Ginebra 1976
- Libro amarillo, VII asamblea plenaria, Ginebra 1980
- Libro rojo, VIII asamblea plenaria, Málaga Tremolinos, 1984
- Libro azul, IX asamblea plenaria, 1988
- Libro blanco, 1992

La estructura de la UIT se modificó en 1993. Como resultado, apareció la "Oficina de Radiocomunicaciones" asumiendo las funciones de la IFBR y el CCIR.

La UIT quedó constituida por:

1. Sector de Radiocomunicaciones.
2. Sector de Normalización de las Telecomunicaciones.
3. Sector de Desarrollo de las Telecomunicaciones (BDT).

El sector de Radiocomunicaciones está compuesto de 5 áreas principales, cuyas actividades en conjunto, tienen como objetivo asegurar un uso racional, equitativo, eficiente y económico del espectro de radiofrecuencias y de la órbita de los satélites geostacionarios.

El sector de Normalización de las Telecomunicaciones se responsabiliza de estudiar cuestiones técnicas de explotación y tarifas, así como de formular recomendaciones al respecto para la normalización de las telecomunicaciones a escala mundial.

Organización Internacional de Estandarización (ISO)

Las normas internacionales son establecidas por la ISO, que es una organización voluntaria, fuera de los tratados internacionales y fue fundada en 1946. Está constituida por las organizaciones Nacionales de Normalización correspondientes.

La ISO establece normas en una gran variedad de materias a través de casi 200 Comités Técnicos (CT), ocupándose cada uno, de un tema específico. Los CT se dividen en grupos de trabajo (WG) que están constituidos por casi 100 000 voluntarios, distribuidos en todo el mundo y son los que en realidad hacen el trabajo. Varios de estos voluntarios son por lo general asignados por las propias compañías, cuyos productos están en vías de normalización para trabajar en asuntos de la ISO. Otros voluntarios son empleados de gobierno interesados en promover que las cosas que está haciendo su país se adopten como normas internacionales.

La ISO y el CCITT algunas veces cooperan con respecto a las emisión de las normas sobre telecomunicaciones con objeto de evitar el absurdo de dos normas internacionales oficiales, mutuamente incompatibles.

Organización Internacional de Telecomunicaciones Satelitales (INTELSAT)

Intelsat fue establecida en 1964, a través de esto es posible usar y compartir el desarrollo de un sistema satelital para todas las naciones. Su principal objetivo es proporcionar sobre una base comercial, el segmento espacial para servicios de telecomunicaciones públicas internacionales de alta calidad y confiabilidad para ser disponible a todas las áreas del mundo. La Corporación de Comunicaciones Satelitales (COMSAT) es la representante americana de Intelsat.

Normalización en México

En México existe la Ley Federal sobre Metrología y Normalización (LFMN):

Está organizada en títulos

- T1 Disposiciones Generales
- T2 Metrología
- T3 Normalización
- T4 Acreditación y Certificación
- T5 Verificación
- T6 Incentivos, Sanciones y Recursos
- T Transitorios

La aplicación y vigilancia de la ley corresponde a la Secretaría de Comercio - Fomento Industrial (SECOFI), con la colaboración de las dependencias de la Administración Pública Federal en sus respectivas áreas de competencia.

Comité Consultivo Nacional de Normalización de Comunicaciones y Tecnologías de la Información (CCNCTI)

El CCNCTI cubre los siguientes aspectos en materia de normalización:

Especificaciones técnicas, características de operación, evaluación y aseguramiento de la calidad de los sistemas, equipos, procesos, productos, procedimientos y métodos de prueba y homologación, empleados en las áreas, campos y disciplinas de las comunicaciones y las tecnologías de la información, así como sus aplicaciones a los servicios públicos y sistemas privados cuya responsabilidad normativa sea competencia del Estado por conducto de la Secretaría de Comunicaciones y Transportes (SCT); entre otros: redes, sistemas y servicios de telecomunicaciones y radio difusión; conectividad e interoperabilidad de redes; servicios de valor agregado, de investigación espacial, meteorología y seguridad de las vías generales de comunicación y de la vida humana de los usuarios en general.

Este comité (CCNCTI) incluye cuatro subcomités consultivos nacionales de normalización:

- Subcomité Consultivo Nacional de Normalización de Sistemas de Difusión (SCNNSD)

INTRODUCCION

- Subcomité Consultivo Nacional de Normalización de Telefonía, Datos y Servicios Postales (SCNNTDSP)
- Subcomité Consultivo Nacional de Normalización de servicios Satelitales, telegráficos y Radiotelegráficos (SCNNSSTR)
- Subcomité Consultivo Nacional de Normalización de Radiocomunicación (SCNNR)

y el Comité Consultivo de Telecomunicaciones (CCT).

Además cuenta con un Grupo de Trabajo de Vinculación (GTV); presidido por el coordinador de Ingeniería del Instituto Mexicano de Comunicaciones. Este es un órgano técnico de auxilio a la presidencia y Coordinación del comité.

1 COMPORTAMIENTO DE SEÑALES BINARIAS

1.1 Transmisión Analógica

Una línea de transmisión sirve para portar un mensaje desde la fuente hasta el receptor. El mensaje puede ser voz, texto, imágenes, datos, o una combinación de estos.

La portadora para el mensaje es una señal analógica o una señal codificada digitalmente. Una señal analógica es una forma de onda continua variante en el tiempo la cual contiene el mensaje. Esta es formada de componentes senoidales con diferentes amplitudes, fases y frecuencias. La señal contiene una banda limitada de frecuencias dependiendo de:

- La naturaleza del mensaje
- Técnica de codificación
- Características del medio de transmisión

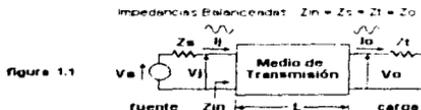


figura 1.1

$$V_o = V_l (e^{-\gamma L}) = |V_l| e^{-\alpha L} e^{-j\beta L}$$

Afortunadamente, como la línea de transmisión es una red lineal, las características de transmisión están bien definidas y se comportan bien en el caso de señales analógicas. Las características del medio pueden determinarse a partir de un grupo de medidas de frecuencias pico sobre el ancho de banda de interés.

Refiriéndose a la ilustración anterior, para el caso de una onda senoidal simple y con terminaciones conectadas, el voltaje de salida es una reproducción fiel de la forma de onda, excepto que es menor en amplitud y desplazada en tiempo (cambio de fase). Las relaciones de amplitud y fase están dadas en términos de la constante de propagación (γ) por unidad de longitud de cable.

1.1.1 Constante de Propagación

Como ya se mencionó, γ define las relaciones de amplitud y fase a lo largo del canal de transmisión. Es un número complejo compuesto por una parte real (α) llamada constante de atenuación y una parte imaginaria ($j\beta$) precedida por un operador j .

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

donde: $j = \sqrt{-1}$.

En este trabajo, el medio de transmisión normalmente será un cable con características que se mencionan posteriormente en la sección de "Conceptos de Líneas de Transmisión". Por lo tanto la magnitud de γ dependerá de parámetros como:

- Longitudes y tamaños del cable
- Frecuencias y anchos de banda
- Materiales y sus características
- Medio en el que se coloca el cable
- Geometría del cable

Los cuales pueden depender de los propósitos para los que fue fabricado el cable y con esto definir los parámetros de las señales que viajarán sobre ellos; como pueden ser:

CAPITULO 1

- Potencia máxima de la señal
- Ancho de banda disponible
- Atenuaciones por unidad de longitud
- Defasamiento por unidad de longitud
- Longitudes máximas en función de la potencia de la señal o de la atenuación
- Aislamiento o Vulnerabilidad a interferencias electromagnéticas
- Interferencia de intersímbolos
- Jitter (Variación de Fase)

1.1.2 Constante de Atenuación

La parte real (α) es llamada la constante de atenuación en Neper por unidad de longitud. De la ilustración anterior, la amplitud de la señal de salida decae con respecto a la entrada como una función exponencial de x donde:

$$\frac{V_o}{V_i} = e^{-\alpha x} \quad \text{y} \\ -20 \log(V_o/V_i) = \text{Atenuación en dB}$$

La constante de atenuación puede ser expresada en términos de los parámetros primarios resolviendo las ecuaciones de la red presentada en la figura 1.7. Para altas frecuencias, una relación aproximada para atenuación en dB por unidad de longitud es como sigue:

$$\alpha = 4.34 R / Z_o + 4.34 G Z_o$$

El primer término es debido a las pérdidas del conductor y el segundo término es debido a las pérdidas del dieléctrico. Las pérdidas debidas a la resistencia del conductor (R) varían de acuerdo a la raíz cuadrada de la frecuencia, debido a los efectos pelicular y de proximidad. Las pérdidas debidas a la conductancia (G) pueden exhibir una fuerte dependencia de la frecuencia para ciertos materiales como el PVC. El término de impedancia característica (Z_o) es relativamente invariante a frecuencias superiores a 1 MHz y es asintótico a un valor fijo de $Z_o = \sqrt{L/C}$.

1.1.3 Constante de Fase

Una señal senoidal de frecuencia angular (ω) presenta un corrimiento en fase a la salida con respecto a la entrada por una cantidad igual a (β), donde:

$$\beta = \omega / v \quad (\text{vea retardo de propagación } = v)$$

La parte imaginaria (β) es llamada constante de fase en radianes por unidad de longitud. La ecuación anterior muestra que el tiempo que le toma a una onda viajar una unidad de longitud ($1/v$), genera un corrimiento de fase de ($\omega t = \omega / v$) con respecto a la señal de entrada.

Una relación aproximada para la constante de fase en términos de los parámetros primarios está dado por:

$$\beta = \omega \sqrt{LC}$$

Cuando es válido, la ecuación anterior permite que las componentes de diferentes frecuencias de la señal viajen a la misma velocidad a través del medio de transmisión y no incurran en cualquier distorsión relativa de fase. Esto es una cualidad importante para controlar el jitter de un medio de transmisión para transmisiones analógicas y digitales (Vea el capítulo 3, sección de "Distorsión de Fase" y en el capítulo 4, "Jitter Sistemático").

1.2 Señales Digitales

Una señal digital es una señal eléctrica discontinua que cambia de un estado a otro en incrementos discretos. Las señales digitales se originan con computadoras o convertidores analógico - digitales (A/D).

La información portada por señales digitales es transmitida como una representación codificada de su entrada (a diferencia de las señales analógicas, las cuales conllevan información a través de variaciones de frecuencias y de

CAPITULO 1

- Potencia máxima de la señal
- Ancho de banda disponible
- Atenuaciones por unidad de longitud
- Defasamiento por unidad de longitud
- Longitudes máximas en función de la potencia de la señal o de la atenuación
- Aislamiento o Vulnerabilidad a interferencias electromagnéticas
- Interferencia de intersímbolos
- Jitter (Variación de Fase)

1.1.2 Constante de Atenuación

La parte real (α) es llamada la constante de atenuación en Neper por unidad de longitud. De la ilustración anterior, la amplitud de la señal de salida decae con respecto a la entrada como una función exponencial de α donde

$$V_o / V_i = e^{-\alpha l} \quad \text{y}$$
$$-20 \log(V_o / V_i) = \text{Atenuación en dB}$$

La constante de atenuación puede ser expresada en términos de los parámetros primarios resolviendo las ecuaciones de la red presentada en la figura 1.7. Para altas frecuencias, una relación aproximada para atenuación en dB por unidad de longitud es como sigue

$$\alpha = 4.34 R / Z_o + 4.34 G Z_o$$

El primer término es debido a las pérdidas del conductor y el segundo término es debido a las pérdidas del dieléctrico. Las pérdidas debidas a la resistencia del conductor (R) varían de acuerdo a la raíz cuadrada de la frecuencia, debido a los efectos peliculares y de proximidad. Las pérdidas debidas a la conductancia (G) pueden exhibir una fuerte dependencia de la frecuencia para ciertos materiales como el PVC. El término de impedancia característica (Z_o) es relativamente invariante a frecuencias superiores a 1 MHz y es asintótico a un valor fijo de $Z_o = \sqrt{L/C}$.

1.1.3 Constante de Fase

Una señal senoidal de frecuencia angular (ω) presenta un corrimiento en fase a la salida con respecto a la entrada por una cantidad igual a (β), donde

$$\beta = \omega / v \quad (\text{vea retardo de propagación } = v)$$

La parte imaginaria (β) es llamada constante de fase en radianes por unidad de longitud. La ecuación anterior muestra que el tiempo que le toma a una onda viajar una unidad de longitud ($1/v$), genera un corrimiento de fase de ($\omega t = \omega / v$) con respecto a la señal de entrada.

Una relación aproximada para la constante de fase en términos de los parámetros primarios está dado por

$$\beta = \omega \sqrt{LC}$$

Cuando es válido, la ecuación anterior permite que las componentes de diferentes frecuencias de la señal viajen a la misma velocidad a través del medio de transmisión y no incurran en cualquier distorsión relativa de fase. Esto es una cualidad importante para controlar el Jitter de un medio de transmisión para transmisiones analógicas y digitales (Vea el capítulo 3, sección de "Distorsión de Fase" y en el capítulo 4, "Jitter Sistemático").

1.2 Señales Digitales

Una señal digital es una señal eléctrica discontinua que cambia de un estado a otro en incrementos discretos. Las señales digitales se originan con computadoras o convertidores analógico - digitales (A/D). La información portada por señales digitales es transmitida como una representación codificada de su entrada (a diferencia de las señales analógicas, las cuales conllevan información a través de variaciones de frecuencias y de

amplitudes) Cada pulso digital es llamado "bit" (forma corta de "binary digit"). El bit es la unidad básica de las señales de comunicaciones de computadoras.

La señal digital porta un mensaje codificado en forma de una secuencia de pulsos que son transmitidos a intervalos de tiempo regular. Los pulsos regularmente, pero no necesariamente, son de forma cuadrada. La amplitud de los pulsos es limitada a un número discreto de niveles, incluyendo un nivel cero, el cual es la ausencia de un pulso. En el caso más simple, una señal de 2 niveles es usada para representar un uno o un cero binario. Las señales analógicas son codificadas en un formato digital por un proceso de múltiples etapas:

- Muestreo
- Cuantización / Compansión
- Modulación por Código de Pulsos
- Multiplexaje por División de Tiempo
- Codificación de Línea

1.2.1 Muestreo

El primer paso en el proceso es el muestreo de la señal analógica a intervalos regulares. La tasa de muestreo debe ser por lo menos el doble de la frecuencia máxima del ancho de banda de la señal analógica. Por ejemplo, se requiere una tasa mínima de muestreo de 8000 muestras por segundo, para digitalizar una señal de voz que contiene frecuencias de voz de hasta 4 kHz. Para alta fidelidad de voz, o señales de música que contienen componentes de hasta 16 kHz, la tasa mínima de muestreo se debe incrementar a 32000 muestras / segundo.

1.2.2 Cuantización y Compansión

El segundo paso en el proceso es cuantizar los pulsos muestreados. Cada pulso es asignado a un nivel discreto el cual se aproxima a la señal analógica en el instante de la muestra. Por ejemplo, si la fuente de señal varía en amplitud entre cero volts y 1 volt, cada pulso puede asignarse en alguno de 256 niveles discretos dentro de ese rango. Los incrementos entre niveles, pueden ser uniformes o seguir alguna relación no uniforme.

En el caso de señales de voz, es deseable asignar un mayor número de niveles cuando la señal es débil (cerca a cero), que cuando la señal es fuerte (cerca a uno). Esta distribución no uniforme entre el valor analógico y un nivel digital asignado es llamado compansión y se usa para incrementar la relación señal a ruido de señales de bajo nivel, y así, se mejora la fidelidad de la señal para ser percibida por el oído humano. El tren de pulsos después del muestreo y la cuantización es llamado señal digital de pulsos modulados en amplitud (PAM).

1.2.3 Modulación por Código de Pulsos

El tercer paso del proceso es convertir la señal PAM en un formato binario (una secuencia de unos y ceros). Un pulso discreto el cual es asignado a alguno de los 256 niveles, puede ser representado por un número binario de 8 bits. Por ejemplo, un pulso el cual tiene una amplitud igual al nivel 137 puede ser representado por el número binario 10001001.

Suponiendo que una señal de voz de 4 kHz de ancho de banda puede ser representado por una señal binaria con una tasa de repetición de pulsos de 8000 muestras / segundo se tiene:

$$8000 \text{ muestras / segundo} \times 8 \text{ bits / muestra} = 64000 \text{ bits / segundo}$$

Una señal PAM la cual ha sido codificada en formato binario es llamada señal modulada por código de pulsos (PCM).

El proceso de señales digitales es usado muchas veces para codificar señales de voz a tasas menores de 64000 bits / segundo. Por ejemplo, la Modulación por Código de Pulsos Diferencial Adaptivo (ADPCM) usa 32000 bits por segundo. Existen otras técnicas para codificar señales de voz a velocidades menores de 9600 bits / segundo. La calidad de voz de las señales de voz decodificadas es baja a esas velocidades.

1.2.4 Multiplexaje por División de Tiempo

El cuarto paso del proceso es combinar una cantidad de señales binarias de diferentes fuentes (canales) en una sola cadena de bits. Este proceso es llamado Multiplexaje o Multicanalización. El multiplexaje por División de

CAPITULO 1

Timepo (TDM) es una forma de incrementar la capacidad de portar información de señales digitales. Se compone intercalando las muestras codificadas de diferentes canales, seguidos con uno o más bits para propósitos de control para formar una trama.

Las tramas son transmitidas secuencialmente a una tasa correspondiente a la tasa de muestreo. El número de bits por trama a esa frecuencia de muestreo es igual a la tasa de la línea de transmisión de la señal digital. Esta TDM también se usa para multiplexar señales de un nivel de multiplexaje de menor jerarquía en un nivel de mayor jerarquía. Por ejemplo 4 señales T1 (DS - 1) son combinadas para formar una señal T2 (DS - 2). El proceso de reconstruir los canales individuales de la señal compuesta es llamado Demultiplexaje ó Desmultiplexaje. El equipo de Multiplexaje y Demultiplexaje es comúnmente llamado un banco de canales. Los equipos modernos son llamados Terminales Multiplex Inteligentes.

1.2.5 Codificación de Línea

Una secuencia de pulsos binarios que consiste de unos y ceros no es el formato óptimo para transmisión sobre pares de cables balanceados, debido a que no contemplan una aleatoriedad determinada, optimización del ancho de banda, eliminación de componentes de CD, transparencia de la transmisión de la información con respecto a la señalización de control, temporización para mantener la sincronía, entre muchas otras razones. El paso final en el proceso de la codificación es la modificación del patrón y la forma de los pulsos para obtener una transmisión más eficiente.

Se utilizan varias técnicas para limitar el ancho de banda de las formas de los pulsos de la señal transmitida. Esto mejora la señal relativa al ruido inducido de síncronas adyacentes, que son operados en el mismo cable. Las técnicas de codificación de línea:

- Eliminan la componente de CD la cuál puede tener efectos adversos en la detección de señal.
- Mejoran la recuperación de temporización.

Estas "Técnicas de Codificación de Línea" están documentadas de acuerdo a la definición de código de línea que se proporciona en el capítulo 2 y cumplen con los objetivos de la estandarización presentados en la sección "Importancia de los Estándares" en la Introducción.

Dos de las técnicas comunes de codificación de línea son:

- Inversión alternada de pulsos y reemplazo de muchos ceros sucesivos por un patrón específico. (Esta técnica es usada para portadoras T1 y es comúnmente referida como Inversión de Marcas Alternadas (AMI) o codificación bipolar.)
- Codificación Manchester ó Manchester diferencial, donde cada bit dentro de un intervalo de unidad de datos es representado por un pulso positivo sobre un medio del intervalo y un pulso negativo sobre el medio intervalo restante. La ventaja de este código Manchester es que es fácil de sincronizar la señal de reloj minimizando el Jitter.

Estas técnicas son la forma o patrón básico del que parten la mayoría de los códigos de línea como BnZS, Bifásicos, Bipolares, Polares, Ternarios, mBnB (Vea apéndice A1, Recomendación G 703 y capítulo 2).

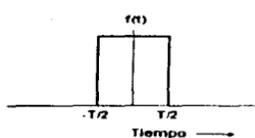
1.2.6 Técnicas de Codificación

Las técnicas de codificación son un aspecto importante de los principios de transmisión. Ellas forman las bases para la transmisión digital. Si la línea de telecomunicaciones porta una serie de bits (ceros y unos), es una transmisión de 2 estados, capaz de llevar sólo 2 mensajes diferentes. Si un bit es agregado a cada elemento de señal, creando un díbit, existe una transmisión de cuatro estados, capaz de llevar 4 diferentes mensajes. Ocho estados pueden obtenerse agregando otro bit a cada elemento de señal, ahora se llamará un tritbit, y la señal puede expresar ocho combinaciones diferentes de ceros y unos.

Usando el método de codificación apropiado, se pueden obtener altas velocidades de datos usando velocidades de transmisión bajas. Esto incrementa la distancia a la que la señal puede ser transmitida sobre par torcido de cobre y también reduce las emisiones de interferencia de radiofrecuencia.

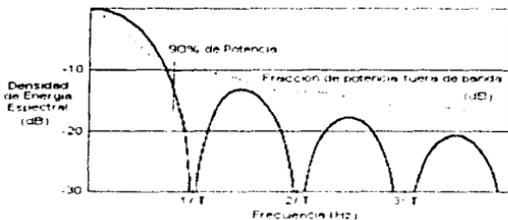
1.3 Transmisión de Pulsos

Todos los sistemas de transmisión digital son diseñados alrededor de algunas formas particulares de respuesta de pulsos. Igual que los sistemas de portadoras deben producir finalmente formas de pulsos específicos en la circuitería de detección del receptor. Inicialmente se debe considerar el pulso cuadrado perfecto mostrado en la siguiente figura 1.2. El espectro de frecuencia correspondiente al pulso cuadrado perfecto se deriva como una respuesta de $\text{SIN}(X)/X$.



Definición de un pulso cuadrado

fig. 1.2



Espectro de pulso cuadrado de duración T

figura 1.3

$$F(w) = T \times \text{SIN}(wT/2)/(wT/2)$$

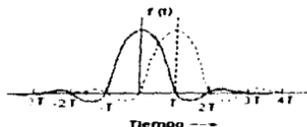
dónde $w = 2\pi f$ es la frecuencia en radianes, y T es la duración de un intervalo de señal

Nótese que la figura anterior 1.3 también proporciona el porcentaje de la potencia total espectral a varios anchos de banda. Como se indica, 90 % de la energía de la señal es contenida en el primer lóbulo a una frecuencia de $f = 1/T$. El alto porcentaje de energía en esta banda indica que la señal puede ser confinada a un ancho de banda de canal de $1/T$ y obtener el paso de una buena aproximación a la forma de onda ideal. En teoría, si sólo los valores de la muestra al centro de cada intervalo de señal son preservados, el ancho de banda del canal puede ser confinado a $1/2T$, de esta forma, la máxima tasa de señalización en un ancho de banda espectral determinado es:

$$R_{\text{max}} = 2B_W$$

dónde R es la tasa de señalización, $R = 1/T$, y B_W es el ancho de banda disponible del canal. La ecuación anterior establece un resultado fundamental para la teoría de las comunicaciones acreditada a Harry Nyquist: "La máxima tasa de señalización posible a través de un canal de ancho de banda paso bajas sin interferencia de intersímbolos es igual al doble del ancho de banda". Esta tasa R_{max} es algunas veces referida también como "Tasa de Nyquist".

Aunque de manera discreta, los pulsos de forma cuadrada son fáciles de visualizar, la preservación de la forma cuadrada requiere amplios anchos de banda y es por consiguiente indeseable. Una forma más típica para un solo pulso se muestra en la figura 1.4. La oscilación en ambos extremos de la parte principal del pulso, es un acompañamiento necesario para un canal con un ancho de banda limitado. Normalmente, un enlace de transmisión digital es excitado con pulsos cuadrados (o modulaciones equivalentes en su caso), pero los filtros limitadores de banda y el medio de transmisión por sí mismo, se combinan para producir una respuesta como la que se muestra. La figura muestra pulsos de salida en tiempo negativo pero el centro del pulso ocurre en $t = 0$. Realmente, la duración de la preoscilación es limitada por el retardo de los filtros y equalizadores.



Respuesta típica de un pulso en un canal de banda limitada

figura 1.4

Una característica importante de la respuesta de pulsos mostrada en la figura 1.4 es que independientemente de la oscilación, un pulso puede ser transmitido una vez cada T segundos y ser detectado en el receptor sin interferencia de pulsos adyacentes (Obviamente, el tiempo de la muestra debe coincidir con los cruces por cero de los pulsos adyacentes). La respuesta de pulsos como la que se muestra en la figura se puede obtener en canales de ancho de banda cercanos al mínimo ancho de banda (Nyquist) iguales a un medio de la tasa de señalización.

1.4 Un Pulso sobre una Línea de Transmisión

Considérese un pulso que se envía sobre una línea de transmisión de 100 metros. El pulso es de duración tan corta que el borde anterior no llega al extremo de carga antes de que el borde posterior del mismo haya abandonado el generador. El tiempo para que la señal recorra la longitud de la línea de transmisión se puede calcular como sigue:

$$\frac{100 \text{ metros}}{300\,000\,000 \text{ metros/seg}} = 33.3 \times 10^{-9} \text{ seg} \approx 333 \text{ nseg}$$

Si el ancho del pulso es de una duración menor de 333 nseg, el voltaje en el generador habrá regresado a cero antes que el borde anterior del pulso llegue a la carga. En la figura 1.5a se describe esta situación.

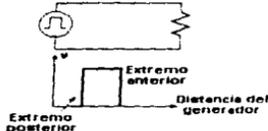


figura 1.5 a

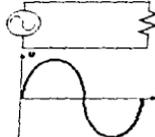


figura 1.5 b

1.5 Una onda Senoidal sobre una Línea de Transmisión

Ahora considérese una onda senoidal que viaja sobre una línea de transmisión cuya longitud es considerable en comparación con la longitud de onda de ella. La longitud de onda de la onda senoidal se define como la distancia recorrida por una señal electromagnética durante un ciclo de la onda senoidal. La figura 1.5b muestra una onda senoidal sobre una línea de transmisión. La onda tiene en este caso una longitud de onda igual a la longitud física de la línea.

Puesto que el valor instantáneo de una onda senoidal cambia constantemente, se pueden imaginar las ramificaciones involucradas cuando la longitud de la línea de transmisión es del mismo orden de magnitud que la longitud de onda de la señal que viaja sobre ella. El voltaje instantáneo en cualquier punto de la línea será diferente del de cualquier otro.

La razón de que esta situación no se encuentre en líneas de transmisión mucho más cortas que una longitud de onda obedece a que aunque el voltaje en cualquier punto de la línea es diferente, la diferencia es muy pequeña puesto que la velocidad de propagación es mucho mayor que la velocidad de cambio de la señal. Considérese la longitud de onda de una onda senoidal de 60 Hz:

$$\begin{aligned}
 f\lambda &= 3 \times 10^8 \text{ metros/s} \\
 80\lambda &= 3 \times 10^8 \text{ metros/s} \\
 \lambda &= (3 \times 10^8) / 80 = 0.5 \times 10^6 \text{ metros} \\
 \lambda &= 5 \times 10^5 \text{ metros}
 \end{aligned}$$

Así se ve que la longitud de una señal de 80 Hz es de 5 millones de metros. A menos que la línea de transmisión que conduce la señal de 80 Hz sea una parte considerable de esta distancia, no se debe considerar la teoría de línea de transmisión.

1.6 Conceptos de Líneas de Transmisión

Una línea de transmisión ideal está comprendida de un mínimo de 2 conductores los cuales están separados por un material dieléctrico el cual es uniformemente espaciado. La figura 1.6 ilustra una línea de transmisión comprendida de 2 conductores de diámetro (d) que son físicamente separadas por una distancia (D). Un voltaje balanceado (V) es aplicado entre los 2 conductores. Corrientes iguales y opuestas (I) fluyen en cada conductor. El flujo de corriente establece un campo magnético concéntrico (B) el cual rodea cada conductor.

El campo magnético es reforzado en el espacio entre conductores y es atenuado en la región dónde los campos concéntricos se traslapan con ambos conductores. La dirección del flujo de corriente en cada conductor es opuesta y de la misma magnitud, y actúa para reducir la energía total contenida en el campo magnético resultante. Cualquier cambio en el flujo de corriente induce un voltaje sobre cada conductor en una dirección para sostener el campo magnético y para mantener un flujo de corriente constante. La oposición de voltaje es proporcional a la velocidad de cambio de la corriente de acuerdo con la ley de Faraday ($V = L \times di / dt$).

La constante de proporcionalidad (L) es llamada la Inductancia en Henries. Una mayor separación entre los conductores (D) resulta en un mayor campo magnético y con esto una mayor Inductancia. La magnitud de la Inductancia también depende de la permeabilidad (μ) de cualquier material magnético que rodea al conductor. Un material de alta permeabilidad resulta en un campo de alta intensidad magnética para una corriente dada y con esto una alta Inductancia.

En adición, el voltaje inducido en cada conductor es directamente proporcional al flujo de corriente de acuerdo con la ley de ohm ($V = I \times R$). La constante de proporcionalidad (R) es llamada Resistencia en ohms. El mayor diámetro del conductor (d) disminuye la resistencia. También la alta conductividad (π) del material conductor disminuye la resistencia.

La conductividad (π) es medida en siemens / metro.

El voltaje aplicado entre conductores genera un movimiento de cargas eléctricas tal que cargas opuestas iguales son depositadas sobre la superficie de cada conductor. La unidad de carga eléctrica (Q) genera un campo eléctrico (E) que es perpendicular al campo magnético en el espacio dieléctrico que rodea a cada conductor. Las líneas de campo eléctrico y magnético se ilustran en la figura 1.6. Los campos eléctrico y magnético no son independientes porque son intrínsecamente relacionados a través de las ecuaciones de Maxwell.

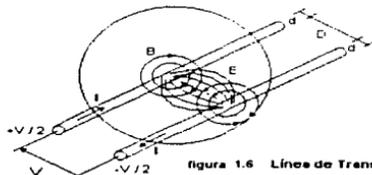


figura 1.6 Línea de Transmisión de 2 cables

CAPITULO 1

Las relaciones que gobiernan a las cargas eléctricas y el campo magnético se deriva de la ley de Coulomb. Simplemente, la cantidad de carga eléctrica es directamente proporcional al voltaje aplicado ($Q = C \times V$). La constante de proporcionalidad (C) es llamada capacitancia en farads. Por definición, el flujo de corriente (I) en amperes es igual a la razón de transferencia de carga (dQ / dt) en coulombs / segundo. La corriente debida a la capacitancia (algunas veces llamada corriente de carga) es proporcional a la razón de cambio del voltaje ($I = C \times dV / dt$)

Si un conductor es desplazado cerca del otro, hay una atracción mayor entre cargas positivas y negativas. Para un voltaje aplicado, esto resulta en una acumulación de cargas eléctricas y con esto una alta capacitancia. La magnitud de la capacitancia también depende de la permitividad (ϵ) del material dieléctrico. Para un campo aplicado dado, un material dieléctrico con una alta permitividad resulta en una mayor polarización de cargas en el material y con esto una mayor capacitancia. Finalmente, los materiales dieléctricos presentan pérdidas en presencia de campos eléctricos debidas a la conducción (corrientes ligadas) o calentamiento dieléctrico (movimiento de moléculas polarizadas en un campo aplicado). El primer efecto es generalmente pequeño. El segundo efecto puede ser poco significativo a frecuencias menores de 1 MHz. El flujo de corriente debido a pérdidas dieléctricas es proporcional al voltaje aplicado ($I = G \times V$). La constante de proporcionalidad (G) es llamada la conductancia medida en siemens.

Una línea de transmisión como se describió anteriormente puede ser representada por un circuito eléctrico que contiene sólo componentes pasivos que son acomodados en una red escalonada. La red escalonada está formada de secciones en cascada, cada una con longitud infinitesimal dx , consistente de resistencias y una serie de inductancias en paralelo con capacitancias mutuas y conductancias mutuas; vea la figura 1.7. Estos componentes distribuidos son llamados parámetros de transmisión primarios.

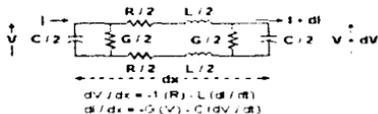


Figura 1.7 Sección de Línea de Transmisión

Los parámetros primarios (R, L, G, C), pueden calcularse del conocimiento del diseño físico del cable. Las relaciones de diseño tienden a ser complejas y dependerán de:

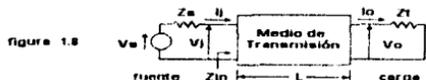
- La geometría del cable
- Propiedades de los materiales
- Frecuencia de la señal aplicada

No es esencial conocer estas relaciones en orden para apreciar los conceptos de línea de transmisión.

Los parámetros secundarios de una línea de transmisión son:

- Calculados de los parámetros primarios
- Obtenidos por mediciones directas

Los parámetros secundarios definen el comportamiento de una señal eléctrica conforme esta pasa por el cable. Para este propósito, el cable puede ser considerado como una caja negra. La respuesta de salida puede ser medida como una función de la señal aplicada para diferentes condiciones de terminación. La siguiente ilustración muestra el modelo general de transmisión.



1.6.1 Impedancia Característica

La impedancia característica corresponde a la impedancia de entrada de una línea de transmisión uniforme de longitud infinita

$$Z_{in} = V_i / I_i = Z_o \quad \text{si } l = \infty$$

Esto también corresponde a la impedancia de entrada de una línea de transmisión de longitud finita la cuál es terminada en su propia impedancia característica. La máxima potencia es transferida de la fuente a la carga, cuando la impedancia de la fuente (Z_o) y la impedancia de carga (Z_L) son iguales al conjugado del complejo de la impedancia característica (Z_o) de la línea de transmisión. En otras palabras, toda la energía es transmitida y ninguna energía es reflejada al extremo del cable.

En general la impedancia característica es un número complejo con una componente resistiva y reactiva. Esto es una función de la frecuencia de la señal aplicada, y no se relaciona con la longitud. A muy altas frecuencias la impedancia característica es asintótica a un valor fijo, el cual es resistivo.

Por ejemplo, los cables coaxiales tienen una impedancia de 50 ó 75 ohms en altas frecuencias. Típicamente los cables telefónicos de par torcido tienen una impedancia de 100 ohms por debajo de 1 MHz.

1.6.2 Atenuación

La atenuación corresponde a la relación en decibeles (dB) de la potencia de entrada a la potencia de salida cuando la impedancia de carga y de la fuente corresponden a la impedancia característica del cable $Z_s = Z_L = Z_o$. Como una referencia, la potencia de entrada se obtiene midiendo la potencia aplicada directamente en la carga sin pasar a través del cable. Para el caso donde las terminaciones no son perfectamente iguales, la relación de potencia de entrada a la de salida es llamada Inserción de Pérdidas. La medición práctica de inserción de pérdidas, implica valores que son mayores que la atenuación, dependiendo del grado de diferencia

$$\begin{aligned} \text{Atenuación (dB)} &= 20 \log (V_i / V_o) \\ \text{cuando,} & \quad Z_s = Z_L = Z_o \\ \text{donde,} & \quad V_i = \text{Voltaje de entrada} \\ & \quad V_o = \text{Voltaje de salida} \end{aligned}$$

1.6.3 Coeficiente de Reflexión

Considere el caso donde la impedancia de terminación $Z_L \neq Z_o$. Una señal que viaja por el cable es parcialmente reflejada en la unión del cable con la carga.

La magnitud de la reflexión es dada por el coeficiente de reflexión (ρ). Si $Z_L < Z_o$, la onda reflejada tiene una amplitud negativa o si $Z_L > Z_o$ la onda reflejada tiene una amplitud positiva

$$\text{Coeficiente de Reflexión } (\rho) = (Z_L - Z_o) / (Z_L + Z_o)$$

1.6.4 Pérdidas de Retorno

La potencia de la señal reflejada es llamada Pérdidas de Retorno (R) en dB y se deriva del coeficiente de reflexión.

$$\text{Pérdidas de Retorno (R) en dB} = 10 \log (\rho^2)$$

1.6.5 Pérdidas por Desacople

La potencia de la señal transmitida es reducida por una cantidad llamada pérdidas por desacople "Mismatch Loss" (M) en decibeles y es derivada del coeficiente de reflexión:

CAPITULO 1

$$\text{Pérdidas por Desacople (M) en dB} = 10 \text{ Log} (1 - \rho^2)$$

Para cualquier longitud de cable, la inserción de pérdidas puede ser calculada tomando en cuenta la atenuación del cable más el efecto de múltiples reflexiones en cada extremo del cable.

1.6.6 Retardo de Propagación

El viaje de una señal desde la entrada hasta la salida es retardado en el tiempo por una cantidad igual a la longitud del cable dividida por la velocidad de propagación (v) para el medio de transmisión. En caso de una línea de transmisión ideal consistente de dos conductores en el espacio libre, la velocidad de propagación es igual a la velocidad de la luz (c). Para cables reales, la velocidad de propagación depende de las propiedades de los materiales dieléctricos que rodean a los conductores. A muy altas frecuencias, v es asintótica a un valor constante.

$$v = c / (\mu \epsilon)$$

Donde: μ = Permeabilidad Relativa del dieléctrico
 ϵ = Permitividad Relativa del dieléctrico

1.6.7 Relación Señal a Ruido

La relación señal a ruido es la relación entre el nivel de la señal recibida en comparación al nivel del ruido recibido. El nivel de la señal recibida debe exceder significativamente el nivel del ruido recibido para una transmisión aceptable.

$$\text{SNR (dB)} = 20 \text{ Log} (V_i / V_n) - 20 \text{ Log} (V_i / V_o)$$

Donde: V_o es el nivel de señal recibida
 V_i es el nivel de señal transmitido
 V_n es el nivel de señal de ruido en el receptor

Como en cualquier comunicación el objetivo principal consiste en que el "mensaje" o la información llegue "correctamente" al receptor. La relación señal a ruido involucra todos los parámetros que se han mencionado para poder determinar cualitativamente un objetivo de que tan correctamente se recibe la información, permitiendo conocer la eficiencia del enlace.

Esta relación también ha sido uno de los principales factores que han influido en el cambio de los sistemas analógicos por sistemas digitales y en la evolución de los sistemas digitales en general. Esto se debe a que en un sistema digital el ruido que se adiciona a lo largo del canal de transmisión afecta a las señales que representan códigos de la información original (cuando la señal original es del tipo analógico y se digitaliza antes de su transmisión), y aún cuando la información original sea digital "por naturaleza" (datos de computadoras o similares), el ruido del canal puede ser eliminado usando "Repetidores Regenerativos Digitales" que regeneran las señales exactamente como las generó el transmisor, permitiendo introducir un gran número de repetidores y mantener la relación señal a ruido "original".

Esto contrasta con los sistemas analógicos, en donde los "Repetidores Regenerativos Analógicos", sólo amplifican a la señal con una cierta cantidad de ruido, por lo que, a mayor número de repetidores, se amplifica y regenera el ruido acumulado a lo largo del canal, y esto es indeseable porque puede llegar a representar pérdidas económicas, de tiempo y de información (esto se revisa en capítulos posteriores).

Sin embargo el ruido es inevitable y siempre estará presente en mayor o menor intensidad, por esto, la señal que se transmite (analógica o digital), siempre debe mantener un nivel de potencia que permita distinguirla del ruido para facilitar y asegurar su correcta recuperación en el receptor.

1.7 Relaciones entre Potencia de Señal, Ruido y Ancho de Banda

La capacidad representa la velocidad de transmisión de bits posible para una probabilidad de error prescrita. Esta expresión para la capacidad es precisamente de la misma forma que la expresión para la capacidad de Shannon.

$$\text{Pérdidas por Desacopleo (M) en dB} = 10 \text{ Log} (1 + \rho^2)$$

Para cualquier longitud de cable, la inserción de pérdidas puede ser calculada tomando en cuenta la atenuación del cable más el efecto de múltiples reflexiones en cada extremo del cable

1.6.6 Retardo de Propagación

El viaje de una señal desde la entrada hasta la salida es retardado en el tiempo por una cantidad igual a la longitud del cable dividida por la velocidad de propagación (v) para el medio de transmisión. En caso de una línea de transmisión ideal consistente de dos conductores en el espacio libre, la velocidad de propagación es igual a la velocidad de la luz (c). Para cables reales, la velocidad de propagación depende de las propiedades de los materiales dieléctricos que rodean a los conductores. A muy altas frecuencias, v es asintótica a un valor constante.

$$v = c / (\mu \epsilon)$$

Donde: μ = Permeabilidad Relativa del dieléctrico
 ϵ = Permitividad Relativa del dieléctrico

1.6.7 Relación Señal a Ruido

La relación señal a ruido es la relación entre el nivel de la señal recibida en comparación al nivel del ruido recibido. El nivel de la señal recibida debe exceder significativamente el nivel del ruido recibido para una transmisión aceptable.

$$\text{SNR (dB)} = 20 \text{ Log} (V_i / V_n) - 20 \text{ Log} (V_i / V_o)$$

Donde: V_o es el nivel de señal recibida
 V_i es el nivel de señal transmitido
 V_n es el nivel de señal de ruido en el receptor

Como en cualquier comunicación el objetivo principal consiste en que el "mensaje" o la información llegue "correctamente" al receptor. La relación señal a ruido involucra todos los parámetros que se han mencionado para poder determinar cuantitativamente un objetivo de que tan correctamente se recibe la información, permitiendo conocer la eficiencia del enlace.

Esta relación también ha sido uno de los principales factores que han influido en el cambio de los sistemas analógicos por sistemas digitales y en la evolución de los sistemas digitales en general. Esto se debe a que en un sistema digital el ruido que se adiciona a lo largo del canal de transmisión afecta a las señales que representan códigos de la información original (cuando la señal original es del tipo analógico y se digitaliza antes de su transmisión), y aun cuando la información original sea digital "por naturaleza" (datos de computadoras o similares), el ruido del canal puede ser eliminado usando "Repetidores Regenerativos Digitales" que regeneran las señales exactamente como las generó el transmisor, permitiendo introducir un gran número de repetidores y mantener la relación señal a ruido "original".

Esto contrasta con los sistemas analógicos, en donde los "Repetidores Regenerativos Analógicos", sólo amplifican a la señal con una cierta cantidad de ruido; por lo que, a mayor número de repetidores, se amplifica y regenera el ruido acumulado a lo largo del canal, y esto es indeseable porque puede llegar a representar pérdidas económicas, de tiempo y de información (esto se revisa en capítulos posteriores).

Sin embargo el ruido es inevitable y siempre estará presente en mayor o menor intensidad, por esto, la señal que se transmite (analógica o digital), siempre debe mantener un nivel de potencia que permita distinguirla del ruido para facilitar y asegurar su correcta recuperación en el receptor.

1.7 Relaciones entre Potencia de Señal, Ruido y Ancho de Banda

La capacidad representa la velocidad de transmisión de bits posible para una probabilidad de error prescrita. Esta expresión para la capacidad es precisamente de la misma forma que la expresión para la capacidad de Shannon

que proporciona la máxima velocidad de bits (o capacidad) para una probabilidad libre de errores de un canal con las mismas restricciones. Específicamente, para una probabilidad de error de 10^{-9} , se verá que el sistema PCM requiere de siete veces la potencia (8.5 dB) del óptimo teórico de una transmisión libre de errores. La expresión que se obtendrá es también útil debido a que demuestra, de una manera similar a la expresión de Shannon, cómo la potencia de señal puede intercambiarse por ancho de banda.

Este intercambio de potencia de señal por ancho de banda describe las posibilidades de reducir el ancho de banda combinando varios pulsos binarios y transmitiendo en lugar de ellos una señal de M niveles. Este breve análisis se aplica también a la transmisión digital de pulsos sucesivos codificados en uno solo de varios niveles de amplitud. Específicamente, supóngase que la señal analógica de entrada ha sido cuantizada en M niveles de amplitud posibles, supóngase además que la señal de B hertz de ancho de banda ha sido muestreada a la velocidad mínima de Nyquist de 2 veces la frecuencia máxima del ancho de banda de la señal. Con la transmisión binaria deberían transmitirse $M = 2^n$, $n = \log_2(M)$ pulsos binarios para cada muestra y la velocidad de transmisión de información en bits/s es entonces

$$C = 2B \log_2(M) = 2nB \text{ bits/s}$$

El canal de transmisión debe proveer al menos esta capacidad de transmisión o capacidad (Se ha supuesto implícitamente aquí que todos los niveles de amplitud son igualmente probables). Si este no es el caso, los niveles más probables deberían representarse con menos bits que los menos probables.

Sin embargo, en lugar de codificar en dígitos binarios, supóngase que los M niveles se codifican en n pulsos de m niveles de amplitud cada uno. Esto hace que $M = m^n$ en general. La velocidad de información es todavía la misma, por lo que ahora se tiene

$$C = 2nB \log_2(m) \text{ bits/s}$$

Sea W hertz el ancho de banda del canal de transmisión. Con la conformación ideal de Nyquist pueden transmitirse $2W$ símbolos/s por este canal. Haciendo que $2W = 2nB$, la velocidad de símbolos deseada, se tiene

$$C = W \log_2(m^2) \text{ bits/s}$$

¿Cómo se elige el número de niveles de amplitud m ? Obviamente, podría desearse tomar m tan grande como sea posible con la potencia disponible del sistema. Supóngase que se dispone de S watts de potencia promedio. Con m niveles posibles igualmente probables de ser transmitidos y separados "a" unidades entre sí (igual espaciamiento), la potencia promedio de la señal se encuentra promediando todos los niveles posibles.

Suponiendo que se usa transmisión polar NRZ, los niveles transmitidos son realmente

$$+a/2, -3a/2, \dots, (m-1)a/2$$

La potencia promedio esta entonces dada simplemente por

$$S = \frac{1}{m} \left[(1)^2 + (3)^2 + \dots + (m-1)^2 \right] \\ = (a)^2 \frac{m^2 - 1}{12}$$

Resolviendo para m^2 en términos de la potencia promedio S y substituyendo en la ecuación para la capacidad, se tiene finalmente:

$$c = W \log_2 \left(1 + \frac{12S}{a^2} \right)$$

donde W es el ancho de banda de transmisión.

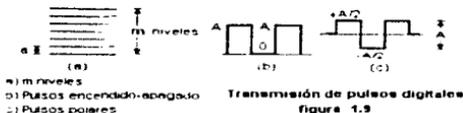
Entonces, para una capacidad dada, el ancho de banda W puede reducirse incrementando la potencia promedio de la señal S . Este es el procedimiento donde los pulsos sucesivos se combinan en un pulso más ancho con un mayor número de niveles. Pero debe notarse que este intercambio de ancho de banda por potencia es muy ineficiente. La potencia debe incrementarse exponencialmente para obtener una disminución lineal correspondiente en el ancho de banda. Por ejemplo, supóngase que $\frac{12S}{a^2} = 1$.

Entonces, si la potencia se aumenta ocho veces, el ancho de banda sólo puede reducirse por un factor de 3. De la misma forma, con un incremento lineal del ancho de banda, la potencia de señal requerida puede reducirse en forma exponencial.

¿Como podría ahora determinarse el espaciamiento de niveles a ? En última instancia esto depende del ruido que se encuentre cuando se trata de decodificar las señales recibidas en el receptor. Para el caso de la transmisión binaria este espaciamiento entre los niveles es justamente la amplitud A de la señal de transmisión encendido-apagado o la separación entre las señales de la transmisión polar. La elección específica de A en cada caso, o "a" en general, depende de la varianza del ruido σ^2 y de la probabilidad de error P_e supuesta tolerable. Esto se hace más claro en la figura 1.9, comparando la transmisión de m niveles con los dos tipos de transmisión binaria. Para el caso de m niveles es evidente que el espaciamiento debe ser una constante K veces el ruido rms σ . De hecho, si la probabilidad de error es suficientemente pequeña y el espaciamiento "a" lo bastante grande, la posibilidad de

CAPITULO 1

que un nivel dado que se transmite se convierta por medio del ruido en otro nivel diferente de los adyacentes es extremadamente pequeña



En general, entonces, haciendo $a = K\sigma$, y escribiendo N para n^2 para acentuar la potencia del ruido, la ecuación para la capacidad puede reescribirse

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{12}{K^2} \frac{S}{N} \right)$$

Se está suponiendo en todo este análisis que el nivel de potencia permanece fijo en todos los puntos desde el transmisor hasta el receptor. En la práctica, por supuesto, la potencia puede variar de un punto a otro. Por ejemplo, será normalmente mucho menor en la antena receptora, o en la entrada del receptor, que a la salida del transmisor. Pero los amplificadores pueden utilizarse, y normalmente se usan, para llevar la señal al nivel de potencia deseado. Empero, la amplitud relativa de la señal en comparación con el espaciado de nivel "a" permanece sin variaciones durante la transmisión y la recepción, de manera que la relación S/N de la ecuación para la capacidad permanece fija, por lo tanto, también puede considerarse justamente la potencia relativa de la señal y suponerla sin variaciones a lo largo de la trayectoria de transmisión. También, el nivel de potencia S se refiere a la potencia de la señal medida en el mismo punto que el ruido N . En un sistema real, S es directamente proporcional a la potencia disponible a la salida del transmisor. Aunque S y N son, estrictamente hablando, voltajes cuadráticos medios, se utiliza el término común de potencia para representarlos a ambos. Estos voltajes podrían representar la potencia disipada en un resistor R :

La cantidad S/N , relación de la potencia promedio de la señal a la potencia promedio del ruido, o SNR, como se abrevia comúnmente, aparece con mucha frecuencia en los análisis de los efectos del ruido en los sistemas. En este momento simplemente se mencionará, que el ruido desempeña un papel muy importante en la determinación de la capacidad del sistema hasta sus efectos en la limitación del número de niveles de amplitud que pueden usarse. Esta es exactamente la razón por la que aparece en la expresión de capacidad de la ecuación anterior. Esta ecuación acentúa el punto de que la capacidad está limitada por el ruido y el ancho de banda. La expresión de la capacidad de la ecuación anterior es interesante también por otra razón. Shannon demostró que existe una velocidad máxima de transmisión de dígitos binarios por un canal de banda limitada a W hertz, con una potencia promedio de ruido N y una potencia promedio de señal S . Esta velocidad de transmisión, o capacidad C , es máxima en el sentido de que si se trata de transmitir información a una velocidad superior, el número de errores que se presentan al decodificar las señales en el receptor comienzan a aumentar rápidamente. De hecho, la posibilidad de un error en una palabra codificada en un bloque de n bits puede demostrarse que tiende precisamente a crecer cuando n tiende a infinito. Por otro lado, si la velocidad de información en bits por segundo es menor que C , la posibilidad de error tiende rápidamente a cero. Esta máxima velocidad de transmisión está dada, según Shannon, por

$$C = W \log_2 (1 + \gamma)$$

Nótese que esta ecuación es precisamente de la misma forma que la expresión de la capacidad de PCM de la ecuación para la capacidad. La expresión de Shannon para la máxima capacidad proporciona un límite superior a la velocidad a la cual pueden efectuarse comunicaciones por un canal de ancho de banda W con una relación señal a ruido SNR. Esta deducción original demuestra que es teóricamente posible transmitir casi a esta velocidad con la velocidad de error muy próxima a cero, tanto como se desee, pero no se especifica ningún sistema en especial para esta clase de comunicación. Se demuestra únicamente que la codificación compleja y los retrasos de tiempos indefinidamente grandes son requisitos indispensables. Una comparación de las dos últimas ecuaciones permite comparar realmente el sistema PCM con este sistema hipotético que permite la transmisión a la máxima velocidad posible por un canal dado.

En particular, nótese que el sistema PCM requiere $K^2/12$ veces la potencia de la señal del sistema óptimo de Shannon para la misma capacidad, ancho de banda y potencia de ruido. Para una probabilidad de error de 10^{-5} , se encontró que $A/\sigma = 9.2$ para la transmisión binaria. Utilizando el argumento mencionado anteriormente, esto

sería en una buena aproximación la relación del nivel de espaciamento "a" al ruido rms n para un sistema de m niveles. Se trata justamente del valor K que se requiere en la ecuación para la capacidad. Para este valor de K , $K^2 / 12 = 7$ y el sistema PCM requiere siete veces más potencia (8.5 dB) que el óptimo teórico para la misma capacidad del canal (Nótese, sin embargo que puede lograrse que el sistema óptimo transmita sin errores al precio de grandes retrasos de tiempo, en tanto el sistema PCM de este ejemplo tiene la velocidad de error no cero de 10^{-5}). Las dos últimas ecuaciones tienen la forma de la expresión de la capacidad. Esto hace que los puntos cualitativos destacados sean explícitos en el sentido de que tanto el ruido como el ancho de banda desempeñan un papel importante en la limitación del rendimiento de los sistemas de comunicaciones. Un canal específico de transmisión tendrá un ancho de banda W disponible para la comunicación e introducirá algún ruido aditivo conocido N . La expresión de Shannon entonces describe la máxima velocidad de transmisión libre de errores en la forma digital por ese canal en función de la potencia de la señal S . La ecuación para la capacidad dice que la transmisión digital normal por el mismo canal está limitada en una forma similar el ancho de banda de transmisión W limita el número de símbolos que pueden transmitirse por el canal a $2W$ por segundo como máximo. El número de bits que lleva un símbolo, con variación de los niveles de amplitud, es entonces limitado por la potencia promedio de la señal S , y por el ruido N que introduce al canal.

Shannon demostró que la transmisión digital virtualmente libre de errores es posible por un canal con ruido gaussiano aditivo, siempre que no se trate de exceder la capacidad del canal en bits por segundo, mediante "CODIFICACIONES" apropiadas de una secuencia binaria de un mensaje antes de ser transmitido. Debe poderse alcanzar una velocidad de error lo más baja posible, siempre que la capacidad del canal C no se exceda. La expresión de la capacidad para este caso de ruido blanco de banda limitada fue encontrada por Shannon y esta dada por:

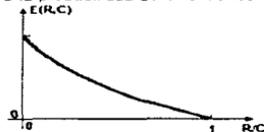
$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \text{ bits/s}$$

donde S es la potencia promedio de la señal y $N = n_0 W$ la potencia promedio de ruido (S/N es pues, la relación señal a ruido en el receptor)

Entonces, con tal de que no se intente transmitir más de C bits/s por este canal, debe esperarse obtener una velocidad de error tolerable. Específicamente, si la velocidad de transmisión binaria es R bits/s (el intervalo binario es entonces de $1/R$ segundos), y si $R < C$, la probabilidad de error está limitada por

$$P_e \leq 2^{-E(C,R)T} \quad R < C$$

donde $E(C,R)$ es una función positiva, tal como la que se muestra en la figura 1.10. A medida que la transmisión R tiende a C la probabilidad de error tiende a 1.



Exponente de error de Shannon
figura 1.10

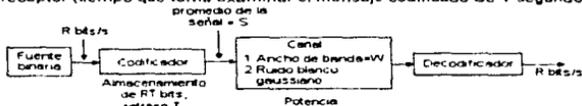
El parámetro T que aparece en la ecuación anterior indica el tiempo que se requiere para transmitir la señal codificada. Con la velocidad de transmisión binaria R y la capacidad del canal C fijas, la probabilidad de error puede reducirse incrementando T . Aunque Shannon demostró la expresión de la capacidad en forma muy general para el canal gaussiano, no proporcionó la fórmula para diseñar realmente el codificador que se requiere. La prueba indica que es posible transmitir a una velocidad de error tan baja como se quiera, pero no indica cómo. Desde que Shannon desarrolló su expresión de capacidad, ha habido, a lo largo de los años, una intensa actividad de investigación en diversos tipos de codificadores.

No sólo la necesidad de diseñar los codificadores proporciona una desventaja a la aplicación del teorema de Shannon, sino que una complicación adicional entra en juego. A medida que se trata de disminuir más y más las probabilidades de error, el tiempo de codificación T se hace más y más grande. Por ello se incurre en un retraso de T segundos en el transmisor. Un retraso correspondiente de otros T segundos se requiere en el receptor para decodificar el mensaje real transmitido, lo que produce un retraso total de $2T$ segundos. Como siempre, entonces,

CAPITULO 1

debe pagarse un precio por la disminución deseada de la SNR. Los circuitos se hacen más y más complejos y se requieren tiempos de retraso cada vez mayores.

La forma general del esquema de codificación sugerido por el trabajo de Shannon aparece en la siguiente figura 1.11. Nótese que en el proceso de codificación y decodificación se mantiene la misma velocidad de bits, R bits/s. No hay una disminución ni un aumento de la velocidad de transmisión. Sin embargo, se establece un retraso total de $2T$ segundos, debido a la codificación en el transmisor (tiempo que toma examinar RT bits) y a la decodificación en el receptor (tiempo que toma examinar el mensaje codificado de T segundos de duración).



Codificación para transmisión óptima
figura 1.11

La formulación de Shannon proporciona otro resultado concurrente que permite comparar la transmisión por los canales reales con la máxima velocidad de transmisión libre de errores. Es entonces posible juzgar la capacidad de un esquema particular de transmisión y determinar que tan cerca está del esquema ideal.

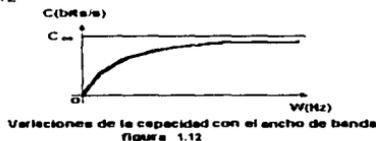
La expresión de la capacidad de Shannon aplicada al canal de potencia limitada produce una conclusión muy diferente. Esta expresión indica que la codificación puede desempeñar un papel muy importante en el mejoramiento de la velocidad de transmisión por tales canales, con la probabilidad de errores mantenida en un valor tolerable.

Considérese por ejemplo, la expresión de la capacidad $C = W \log_2(1 + \frac{S}{N})$ bits/s aplicada a un canal sin límites en el ancho de banda. Es evidente que si S/N se mantiene constante, la capacidad es directamente proporcional al ancho de banda. De modo que incrementando el ancho de banda podría obtenerse un mejoramiento de la capacidad de transmisión (Nótese que para un ancho de banda fijo, un incremento en la potencia sólo proporciona un aumento logarítmico de la capacidad). Realmente, el ruido también aumenta con el ancho de banda, puesto que $N = n_0 W$.

En particular, para un gran W , la capacidad se incrementa y tiende al valor límite C_r dado por:

$$C_r = \lim_{W \rightarrow \infty} C = \frac{S}{n_0} \log_2 e = \frac{S}{6.9} n_0$$

Esto se demuestra en la figura 1.12



Variaciones de la capacidad con el ancho de banda
figura 1.12

1.8 Espectros de Pulsos

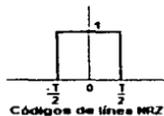
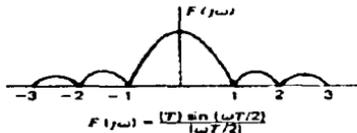
Esta sección presenta el espectro en frecuencia de formas de pulsos comúnmente usados para transmisión digital. Estos son pulsos cuadrados como los generados en una fuente. Como el espectro de pulsos cuadrados tiene componentes de frecuencia infinita, el espectro que se presenta no corresponde a las respuestas de pulsos a la salida del canal donde la forma de pulsos ha sido alterada por filtros limitadores de banda producto de los parámetros del medio de transmisión que ya se han mencionado en este capítulo.

A continuación se presentan varias formas de pulsos y su correspondiente espectro en frecuencia. En la definición del espectro se asumen las siguientes condiciones:

- Todos los pulsos tienen la misma energía
- Todos los sistemas tienen una tasa de señal de $1/T$
- Las formas de onda mostradas son usadas para codificar un uno "1"
- las polaridades opuestas son usadas para un cero
- La igualdad de ocurrencia de un uno "1" o un cero "0", y de que ocurran de forma aleatoria

$$f(t) = \begin{cases} 1 & -\frac{T}{2} \leq t \leq 0 \\ 0 & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \end{cases} = F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt = \int_{-\frac{T}{2}}^0 e^{-j\omega t} dt + \int_0^{\frac{T}{2}} e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{-j\omega} e^{-j\omega t} \Big|_{-\frac{T}{2}}^0 + \frac{1}{-j\omega} e^{-j\omega t} \Big|_0^{\frac{T}{2}} =$$

$$= \frac{1}{-j\omega} e^{j\omega \frac{T}{2}} + \frac{1}{-j\omega} e^{-j\omega \frac{T}{2}} = \frac{-j}{\omega} e^{j\omega \frac{T}{2}} + \frac{j}{\omega} e^{-j\omega \frac{T}{2}} = \frac{-2j}{\omega} \frac{(e^{-j\omega \frac{T}{2}} - e^{j\omega \frac{T}{2}})}{2} = \frac{2}{\omega} \operatorname{sen}\left(\omega \frac{T}{2}\right) = \frac{1 \operatorname{sen}\left(\omega \frac{T}{2}\right)}{\left(\omega \frac{T}{2}\right)}$$

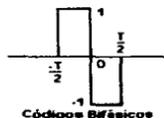
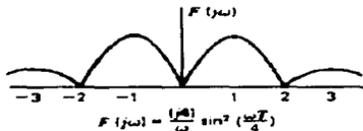


$$f(t) = \begin{cases} 1 & -\frac{T}{2} \leq t \leq 0 \\ -1 & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \end{cases} = F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt = \int_{-\frac{T}{2}}^0 e^{-j\omega t} dt - \int_0^{\frac{T}{2}} e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{-j\omega} e^{-j\omega t} \Big|_{-\frac{T}{2}}^0 - \frac{1}{-j\omega} e^{-j\omega t} \Big|_0^{\frac{T}{2}} =$$

$$= \frac{1}{-j\omega} - \frac{1}{-j\omega} e^{j\omega \frac{T}{2}} - \frac{1}{-j\omega} e^{-j\omega \frac{T}{2}} + \frac{1}{-j\omega} = \frac{2}{-j\omega} - \frac{1}{-j\omega} (e^{j\omega \frac{T}{2}} + e^{-j\omega \frac{T}{2}}) = \frac{2j}{\omega} - \frac{1}{\omega} (e^{j\omega \frac{T}{2}} + e^{-j\omega \frac{T}{2}}) =$$

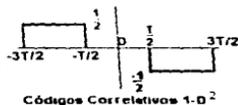
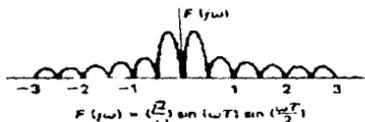
$$= \frac{2j}{\omega} - \frac{1}{\omega} (e^{j\omega \frac{T}{2}} + e^{-j\omega \frac{T}{2}}) = \frac{2j}{\omega} - \frac{2j}{\omega} \frac{(e^{j\omega \frac{T}{2}} + e^{-j\omega \frac{T}{2}})}{2} = \frac{2j}{\omega} - \frac{2j}{\omega} \cos\left(\omega \frac{T}{2}\right) = \frac{2j}{\omega} [1 - \cos\left(\omega \frac{T}{2}\right)] =$$

$$= \frac{4j}{\omega} \frac{[1 - \cos\left(\omega \frac{T}{2}\right)]}{2} = \frac{4j}{\omega} \operatorname{sen}^2\left(\omega \frac{T}{4}\right)$$

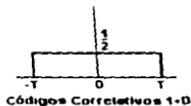
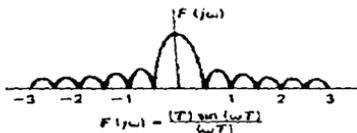


CAPITULO 1

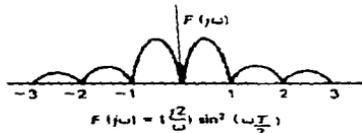
$$\begin{aligned}
 f(t) &= \begin{cases} \frac{1}{2} & -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{T}{2} \leq t \leq \frac{3T}{2} \end{cases} = F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{2} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-j\omega t} dt - \frac{1}{2} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{3T}{2}} e^{-j\omega t} dt = \\
 &= \frac{1}{-j\omega 2} e^{-j\omega t} \Big|_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} - \frac{1}{-j\omega 2} e^{-j\omega t} \Big|_{\frac{T}{2}}^{\frac{3T}{2}} = \frac{1}{-j\omega 2} e^{j\omega \frac{T}{2}} - \frac{1}{-j\omega 2} e^{j\omega \frac{3T}{2}} - \frac{1}{-j\omega 2} e^{-j\omega \frac{T}{2}} + \frac{1}{-j\omega 2} e^{-j\omega \frac{3T}{2}} = \\
 &= \frac{1}{-j\omega} \frac{(e^{j\omega \frac{T}{2}} + e^{-j\omega \frac{T}{2}}) - (e^{j\omega \frac{3T}{2}} + e^{-j\omega \frac{3T}{2}})}{2} = \frac{1}{\omega} \cos(\omega \frac{T}{2}) - \frac{1}{\omega} \cos(\omega \frac{3T}{2}) = \frac{2}{\omega} \frac{[\cos(\omega \frac{T}{2}) - \cos(\omega \frac{3T}{2})]}{2} = \\
 &= \frac{2}{\omega} \sin(\omega T) \sin(\omega \frac{T}{2})
 \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
 f(t) &= \begin{cases} \frac{1}{2} & -T \leq t \leq 0 \\ \frac{1}{2} & 0 \leq t \leq T \end{cases} = F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{2} \int_{-T}^0 e^{-j\omega t} dt + \frac{1}{2} \int_0^T e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{-j\omega 2} e^{-j\omega t} \Big|_{-T}^0 + \frac{1}{-j\omega 2} e^{-j\omega t} \Big|_0^T = \\
 &= \frac{1}{-j\omega 2} e^{j\omega T} + \frac{1}{-j\omega 2} e^{-j\omega T} = \frac{1}{\omega 2} e^{j\omega T} + \frac{1}{\omega 2} e^{-j\omega T} = \frac{1}{\omega 2} (e^{j\omega T} + e^{-j\omega T}) = \frac{\text{sen}(\omega T)}{\omega} = T \frac{\text{sen}(\omega T)}{\omega T}
 \end{aligned}$$



$$\begin{aligned}
 f(t) &= \begin{cases} \frac{1}{2} & -T \leq t \leq 0 \\ \frac{1}{2} & 0 \leq t \leq T \end{cases} = F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{2} \int_{-T}^0 e^{-j\omega t} dt - \frac{1}{2} \int_0^T e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{-j\omega 2} e^{-j\omega t} \Big|_{-T}^0 - \frac{1}{-j\omega 2} e^{-j\omega t} \Big|_0^T = \\
 &= \frac{1}{-j\omega 2} - \frac{1}{-j\omega 2} e^{j\omega T} - \frac{1}{-j\omega 2} e^{j\omega T} + \frac{1}{-j\omega 2} = \frac{1}{\omega} - \frac{1}{\omega 2} (e^{j\omega T} + e^{-j\omega T}) = \frac{1}{\omega} - \frac{1}{\omega} \cos(\omega T) = \frac{2}{\omega} \frac{[1 - \cos(\omega T)]}{2} = \frac{2}{\omega} \text{sen}^2(\omega \frac{T}{2})
 \end{aligned}$$



2 CODIGOS DE LINEA Y ALGUNAS APLICACIONES

2.1 Transmisión Digital y Código de línea

Una consideración fundamental en el diseño de sistemas de transmisión digital es la selección de un grupo finito de formas de onda eléctricas discretas para codificar la información. En la teoría de las comunicaciones digitales esas formas de onda discretas se definen también como señales, que se refieren a las formas de onda internas (pulsos) de un sistema de transmisión, y no a la información de control (señalización) usada para establecer un monitoreo de conexiones dentro de una red "Proceso de Señal" se refiere al filtrado, reconstrucción y transformación de formas de onda eléctricas y no a la interpretación de señales de control por el procesador de la máquina de conmutación.

Un segundo aspecto de la transmisión digital involucra la definición de ciertas relaciones de tiempo para las señales usando relaciones de tiempo preestablecidas en la terminal de transmisión, por lo que la terminal receptora podrá reconocer cada señal discreta conforme esta llega invariablemente el establecimiento de una base de tiempo propia en el receptor requiere una capacidad de transmisión mayor que la necesaria para la información en sí misma, sobre distancias relativamente cortas (como un sistema de conmutación o un complejo de computadoras) la información de temporización (reloj) es distribuida por separado de las señales de información, pero en grandes distancias, es más económico incorporar la información de temporización en la forma de la señal misma. En cada caso la información de temporización requiere capacidad de canal en términos de ancho de banda, tasa de datos o espacio de código.

Las técnicas de señalización para sistemas de transmisión de líneas cableadas, muchas veces referidas también como Codificación de Línea, son generalmente aplicables para cualquier sistema de transmisión de señales digitales directamente en forma de pulsos (como en el cable coaxial o fibras ópticas). El hecho de que estas técnicas incluyan componentes de baja frecuencia en su espectro de transmisión propicia que también sean llamadas pasabajas o sistemas de transmisión paso banda, como en los sistemas de radio que requieren modulación y transmisión de frecuencias portadoras.

2.2 Definición:

En páginas anteriores, se han destacado diversos factores que afectan el comportamiento de señales cuando viajan a través de un canal de transmisión. También se ha hecho referencia a lo que estas señales representan e implican.

En un intento por definir que es un código de línea como objeto principal de este trabajo, primero considerare la definición de código, que significa Conjunto de reglas, leyes o preceptos dispuestos según un plan metódico y sistemático sobre cualquier materia.

Y como en este caso se debe aplicar a las señales que viajan a través de un canal de transmisión, dire que un código de línea es un conjunto de reglas dispuestas para la modificación metódica y sistemática de patrones de datos y formas de pulsos para realizar una transmisión de información más eficiente.

2.3 Transmisión Asíncrona

La transmisión física de la información digital se puede realizar de forma paralela o serie, pero aunque la forma paralela es de mayor velocidad, la que más se utiliza en la práctica es la forma serie por su sencilla implementación en una sola línea de transmisión, sin embargo, esta forma de transmisión implica que el ancho de banda del medio físico (capa 1) ó Línea de Transmisión, sea lo suficientemente amplio debido a la velocidad que se necesita para transmitir la información con una calidad adecuada en un tiempo tal que nos permita justificar su preferencia con respecto a la forma paralela.

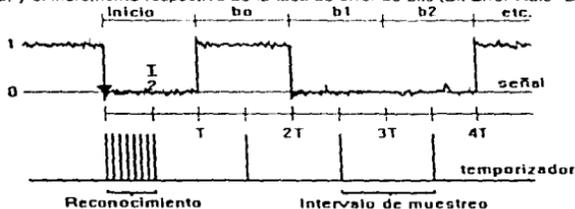
La transmisión serie a su vez tiene 2 subformas de transmisión; la forma SINCRONA y la forma ASINCRONA.

En la forma asíncrona la información se transmite en grupos de bits que conforman caracteres (palabras), estos grupos viajan en un intervalo de tiempo determinado por su longitud, por lo que los tiempos diferirán entre cada grupo. Como a cada bit le corresponde una fracción de tiempo determinada, esta deberá ser considerada para la sincronización, por lo que el dispositivo receptor deberá estar sincronizado con el grupo de bits que se transmiten para poder identificarlos. Considerando que cada grupo tiene una duración distinta, que entre cada grupo existe un

CAPITULO 2

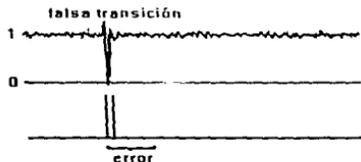
intervalo de tiempo irregular y la independencia del circuito de sincronización tanto del transmisor como del receptor, la sincronización del dispositivo receptor se deberá reestablecer siempre al principio de cada grupo en particular.

La manera de establecer la sincronía para cada grupo, es añadiendo a la información un bit de inicio, el cual activará un circuito muestreador en el dispositivo receptor que permitirá monitorear la presencia de este bit durante la mitad de la fracción de tiempo correspondiente a un bit para evitar una falsa activación del dispositivo de sincronización que pudiera provocarse por algún impulso de ruido que se presente en la línea y que posteriormente al no recibir ninguna información coherente se manifieste como un error, provocando una operación innecesaria, y el incremento respectivo de la tasa de error de bits (Bit Error Rate "BER")



Tiempo de reconocimiento de un bit de inicio e intervalos de muestreo correspondientes a cada bit

figura 2.1



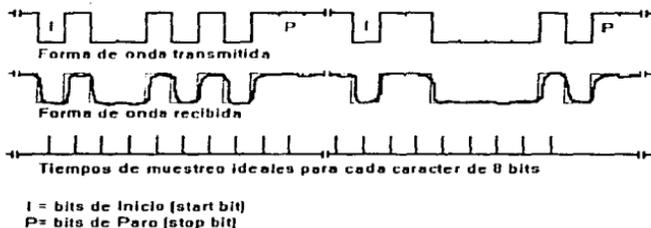
Señal errónea de bit de inicio provocada por una falsa transición

figura 2.2

El valor del bit de inicio regularmente es contrario al estado que normalmente se presenta en la línea mientras no se transmite ningún grupo de información para que el receptor pueda detectar el cambio de estado o la transición respectiva de este bit.

Después de asegurar que se está recibiendo información, se activa un temporizador que producirá pulsos de reloj a intervalos de tiempo similares a los correspondientes a cada bit (presuponiendo que la tasa nominal de bits del transmisor y del receptor son iguales, procurando la mayor precisión posible aunque siempre existen comentarios), de tal manera que deberán coincidir con el centro de los intervalos de cada bit y así determinar el estado (uno "1" o cero "0" lógico), que representa cada uno de estos, manteniendo un tiempo de guarda similar entre el inicio y el final de cada bit. Esta operación se mantiene hasta el final del grupo de bits lo cual se deberá confirmar con la adición de algunos bits de paro los cuales deberán ser de valor contrario al del bit de inicio (La función de los bits

de paro además de indicar el final de los grupos de bits, aseguran el regreso al estado contrario para poder asegurar la transición del siguiente bit de inicio, debido a que el último bit de la información puede tomar cualquiera de los dos estados)



Transmisión Asíncrona

figura 2.3

Esta descripción generalmente se utiliza en sistemas de baja velocidad debido a que la forma de representar los estados de cada bit se ve muy afectada por el ruido que se presenta en las líneas de transmisión, ocasionando atenuaciones que llegan a impedir la detección de los bits de inicio, de paro o de información, distorsiones que pueden llegar a confundir el estado de los bits o defasamientos que provoquen que el muestreo de los bits de información no se efectúe a la mitad de la duración de éstos, conformando así la mayor desventaja de la forma asíncrona (La longitud de los grupos de bits depende de la precisión de la fase de detección del bit de inicio y la diferencia máxima de las frecuencias entre los temporizadores del transmisor y del receptor). Algunas ventajas que presenta esta forma de transmisión respecto a la forma síncrona son:

- La facilidad para establecer la sincronía en los dispositivos receptores así como su implementación
- Facilidad de agrupamiento de caracteres para envíos de forma consecutiva
- Facilidad de detección de la tasa de bits y su respectivo ajuste que puede ser modificado variando el intervalo de sincronización en sistemas de múltiples velocidades (En sistemas síncronos, esta operación requiere de un ajuste desde el protocolo de enlace de datos insertando códigos en los grupos de bits).
- No necesita de una emisión constante de señales de sincronización, a diferencia de la forma síncrona que requiere del envío de códigos nulos o de relleno cuando no se envía ninguna información, pero que son necesarios para mantener la sincronía (Esta última forma de transmisión algunas veces es referida también como forma ISOCRONA que se presenta cuando se transmite información de una fuente asíncrona a través de un medio síncrono)
- El bajo costo comparado con su desempeño

Dentro de las aplicaciones que propiciaron la evolución de esta forma de transmisión destacan los modems con tasas de transmisión de hasta 20 kbps. Algunas aplicaciones de telefonía digital para usuarios con circuitos de par trenzado. En algunos sistemas de 4 hilos para enlaces full-duplex y half-duplex. La mayoría de las aplicaciones implica la utilización del estándar RS-232 ó algún similar que permita la interconexión entre el ETD y el ETC utilizando este tipo de códigos de línea.

2.4 Transmisión Síncrona

En la forma síncrona, la información se transmite de manera continua a una tasa de bits constante, por lo tanto, el dispositivo receptor debe mantenerse en una constante sincronización con los intervalos de tiempo de cada bit por un período indefinido de tiempo.

CAPITULO 2

En esta forma de transmisión se debe tomar en cuenta una serie de consideraciones para asegurar que los dispositivos receptores puedan mantener la sincronía de sus temporizadores locales de acuerdo a la tasa de bits nominal que presente la señal de entrada. Estas consideraciones generalmente se refieren a una mínima cantidad de transiciones en la señal, que permitan que el receptor efectúe un monitoreo constante de la sincronía, incluso cuando no se transmita ninguna información (El mantenimiento de la sincronía es lo que finalmente justifica la existencia de diversos códigos de línea)

2.5 Técnicas de Sincronización

La ALEATORIEDAD de la información se puede entender como la capacidad de variación de los estados de las unidades de información, (en este caso los bits que sólo pueden tomar 1 de 2 valores distintos, cero "0" ó uno "1"). Es por esta aleatoriedad que no se puede depender sólo de la información para mantener la sincronía, pues se puede presentar el caso en que la alternancia entre unos y ceros sea constante y proporcionar así las transiciones necesarias, pero también se puede presentar el caso en que la información este constituida por una gran cantidad de ceros ó unos consecutivos, generando así la necesidad de insertar transiciones artificiales en las señales transmitidas. Algunas formas de insertar estas transiciones son

- Restricción del código fuente
- Bits dedicados de temporización
- Inserción de bit
- Reordenamiento de datos
- Errores de bits forzados
- Inserción de transiciones

2.5.1 Restricción del Código Fuente

La restricción del código fuente consiste en LIMITAR la transmisión de ciertos patrones de datos seleccionados de manera tal, que aseguren la suficiente cantidad de transiciones en la señal, incluyendo aquellas secuencias de datos que no presentarán ninguna transición. Esta sustitución para asegurar la suficiente cantidad de transiciones tiene la desventaja de que la transmisión no puede soportar diversas aplicaciones donde no se pueden excluir patrones de datos, impidiendo la capacidad de transmitir información aleatoria a través del canal.

2.5.2 Bits Dedicados

En la técnica de bits dedicados de temporización, el mismo sistema inserta transiciones periódicas de bits entre las cadenas de bits que se transmiten asignando una parte de la capacidad del canal a estos bits, pero asegurando la suficiente cantidad de transiciones para la sincronización. La cantidad de bits insertados puede variar desde un bit por cada cinco, hasta un bit por cada veinte aunque lo más usual es uno de cada 8 (Esto es muy similar a la función del bit de inicio en la transmisión asincrónica, pero en la transmisión sincrónica el intervalo de tiempo correspondiente a cada bit es obtenido del promedio calculado con los intervalos entre los bits que han sido insertados)

2.5.3 Inserción de Bits

La inserción de bit consiste en insertar un bit que implique una transición sólo cuando sea necesario (regularmente después de un determinado número de bits del mismo estado). Las inserciones de estos bits después de las cadenas de bits del mismo estado son las que indican al dispositivo receptor cuando debe reajustar sus circuitos de sincronía. Un ejemplo común se presenta cuando se tienen 5 a 7 bits del mismo estado, es decir, cuando son todos unos ó cuando son todos ceros, cuando el transmisor los detecta, inserta en la cadena de datos un bit de valor contrario y después los transmite, en la recepción, cuando el dispositivo detecta la misma cantidad de bits del mismo estado, automáticamente asume que debe eliminar un bit de estado contrario al final de esta secuencia. Si este bit no se presenta, se puede asumir que existe un error en el sistema, lo que implicaría la pérdida de la sincronía.

Esta técnica permite un uso más eficiente en la transmisión aleatoria de datos a través del canal, sin embargo, se presenta la desventaja de que cada vez que se inserta un bit, la información subsecuente sufre un retardo de tiempo equivalente a un bit, impidiendo su aplicación en sistemas de tiempo real.

2.5.4 Reordenamiento

El reordenamiento de datos se usa para aleatorizar los patrones de datos en los enlaces de transmisión. Los reordenadores que realizan esta función son similares a los que se usan para encriptar la información, y previenen la repetición de patrones de datos en la transmisión, pero no previenen la transmisión de grandes cantidades de ceros consecutivos. Otro de los propósitos de evitar la repetición de los patrones de datos es generar una distribución continua en el espectro de frecuencia de la línea, producida por la aleatorización de los patrones de datos, de otra forma se puede generar un solo espectro de frecuencia en la línea de transmisión, haciéndola más vulnerable a las interferencias.

Los reordenadores aseguran un incremento con la suficiente cantidad de transiciones y con la misma tasa de bits en la entrada y en la salida, pero si la información de entrada es puramente aleatoria, la señal de salida también será puramente aleatoria y generará una probabilidad estadística de producir de manera arbitraria grandes cadenas de bits del mismo estado. Sin embargo, esta probabilidad es más aceptable. Si se compara, por ejemplo, con la probabilidad de secuencias no aleatorias que se presentan con las pausas entre las terminales de datos (Tiempos muertos).

2.5.5 Errores Forzados

Los errores forzados de bits mantienen la suficiente información de temporización en la señal, a través de la generación intencional de errores de bits en el dispositivo de transmisión provocando interrupción en la secuencia de transmisión de un patrón de datos. En muchas ocasiones los errores de bits intencionales en grandes secuencias con pocas transiciones, pueden ser menos frecuentes que los errores provocados por el canal de manera aleatoria, es por esto que los errores intencionales no representan una degradación significativa.

Esta técnica no es recomendable en enlaces que utilizan solicitudes automáticas de repetición (Automatic Repeat Request ARQ) de transmisión de datos, ya que estos enlaces son diseñados para mantener una transmisión libre de errores provocados por el canal, adicionando una cadena de datos redundantes para chequeo por parte del receptor. Si el receptor detecta un error automáticamente solicita una retransmisión, pero si los errores son forzados por el transmisor, el receptor siempre encontrará el mismo error, a menos que utilice un reordenador en el sistema, la secuencia cambiará y la señal también cambiará (Algunas veces los errores son provocados como parte de un proceso de restricción de código y no como función del transmisor como pueden ser las violaciones del código AMI). Esta técnica es una de las más utilizadas como se observara posteriormente.

2.5.6 Inserción de Transiciones

En algunas ocasiones la elección de alguna de las técnicas anteriores depende del código de línea que se utilice, el cual puede necesitar de algunas modificaciones para mantener la sincronía entre el transmisor y el receptor. Pero algunos proporcionan la información de temporización adecuada por sí mismos y no requieren ninguno de los procedimientos mencionados anteriormente.

La selección del código de línea no sólo depende de los requerimientos de sincronización, también se debe tomar en cuenta el espectro de frecuencia y el ancho de banda disponible (particularmente a bajas frecuencias. Ver códigos de señalización multinivel), niveles de interferencia y ruido, tiempos de adquisición de sincronización, monitoreo de desempeño y costos de implementación.

La forma más simple de codificación es utilizando niveles discretos de señales de CD para representar los diferentes estados de las señales digitales.

En las transmisiones se debe considerar también la eficiencia en términos de potencia, dónde se han obtenido resultados aceptables cuando se codifica con diferencias equivalentes entre los niveles, simultáneamente balanceados y referidos a cero volts (0 V). Esto induce a definir 2 tipos de códigos: Desbalanceados o Unipolares y Balanceados o Bipolares o Polares (figura 2.4). En ambos códigos el nivel discreto de señal asignado a cada estado es mantenido hasta que cambia con el siguiente bit de distinto estado, esto también induce a definir a los códigos balanceados como Códigos de No Retorno a Cero (Non Return-to-Zero Code "NRZ").

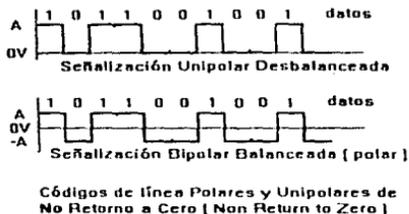
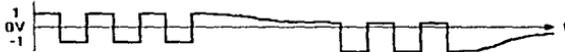


figura 2.4

Los códigos NRZ son de los más sencillos de implementar, pero desafortunadamente no aseguran la cantidad necesaria de transiciones cuando se presentan grandes cantidades de ceros o unos, por lo que se vuelve necesario utilizar algún método para generar transiciones de manera artificial y así poder establecer y mantener la sincronía en un sistema sincrónico.

En un código de línea NRZ la duración de un pulso es de un periodo T , por lo tanto el espectro de frecuencia correspondiente se puede representar con la expresión $\text{Sen}(x)/x$, lo cual indica que el espectro de frecuencia en señales cercanas a la CD no es cero, esto se vuelve significativo cuando se observa que la mayoría de los cables a través de los cuales se realizan los enlaces no transmiten adecuadamente señales de CD, presentándose un efecto similar al de un filtro paso altas debido a que las señales de CA son acopladas con transformadores o capacitores para eliminar los circuitos de CD (Esto también beneficia al desempeño del circuito en términos de potencia para la transmisión y en ocasiones facilita la transmisión en banda lateral única).

La eliminación de las componentes de baja frecuencia ocasiona la atenuación en amplitud de las formas de onda que representan grandes cantidades de ceros o unos, esto provoca la pérdida de la información de sincronía y la referencia de amplitud para la interpretación de la señal, este efecto producido por el corte de las bajas frecuencias también se le llama desvío de CD (DC wander) figura 2.5. Este fenómeno también se presenta en la transmisión de datos a través de una línea telefónica haciendo necesaria la disposición de un modem, además de que en un canal telefónico no se puede transmitir CD debido a la configuración del circuito del aparato y del canal telefónico.



Desvío de CD de una señal NRZ

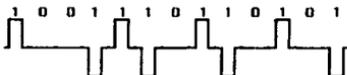
figura 2.5

La desviación de CD es también un problema en enlaces telefónicos de larga distancia, receptores de televisión, receptores de radar, etc.

2.6 Codificación Bipolar

2.6.1 AMI

Los códigos bipolares fueron diseñados para no contener energía de CD (evitando el desvío de CD) utilizando tres niveles de señal para codificar los datos binarios. Usualmente un cero lógico es codificado con un voltaje de cero volts, mientras un uno lógico es codificado con pulsos de voltaje positivos y negativos de manera alternada o más comúnmente llamada Inversión de Marcas Alternadas (Alternative Mark Inversion "AMI").



Codificación Bipolar Alternada

• El término "Marca" fué establecido en la telegrafía al estado activo uno "1" de un nivel codificado en la línea de transmisión.

figura 2.6

El espectro de potencia de un código bipolar se puede obtener con la siguiente ecuación

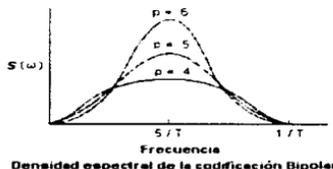
$$S(\omega) = \frac{2p(1-p)}{T} |G(\omega)|^2 \frac{1 - \cos(\omega T)}{1 - 2(2p-1)\cos(\omega T) + 2p-1}$$

dónde p es la probabilidad de un uno "1" y G(ω) es el espectro de un pulso individual

$$G(\omega) = (T/2) \frac{\text{sen}(\omega T/4)}{\omega T/4}$$

para pulsos con duración del 50% del periodo completo T

La segunda ecuación inmediata anterior se presenta a continuación para diversos valores de p (incluyendo datos puramente aleatorios p= 5). (en un sistema PCM μ255 se producen más unos "1" que ceros "0" en la salida del transmisor debido a las necesidades de establecer una sincronía estable)



Densidad espectral de la codificación Bipolar

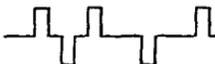
figura 2.7

Los códigos bipolares usan polaridades alternas para codificar las cadenas de unos "1" porque permiten incrementar la aleatoriedad para obtener una sincronía estable, sin embargo una cadena de ceros "0" no contiene información y de esta forma, la sincronía puede ser alterada por el emisor.

Las especificaciones para repetidores de línea T1 mantienen la sincronía durante cadenas no mayores de 15 ceros, lo cual puede ocurrir entre el slot 24 y el slot 1 cuando contengan los valores 10000000 y 00000001 respectivamente y cuando el bit F sea cero, es decir entre las tramas .

2.6.2 Código Pseudo Ternario (ASI)

El código de línea de Inversión de Espacios Alternados (Alternate Space Inversion "ASI"), es exactamente el inverso del código de línea AMI, como se puede observar en la figura 2.8:



Código de línea de inversión de Espacios Alternados

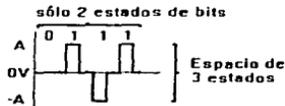
figura 2.8

Este código también es referido como "Código Pseudoternario"

Los unos lógicos "1" son representados por la ausencia de voltaje, los ceros lógicos son representados por pulsos positivos o negativos de $750 \text{ mV} \pm 10\%$ a una tasa de 192 kbps según lo indica la recomendación del CCITT 1.430 que especifica la interfaz física usuario - red de acceso básico para la RDSI (ISDN)

2.7 Códigos de Espacios Redundantes (Códigos Pseudoternarios)

Esencialmente los códigos bipolares usan un código de espacio ternario pero sólo dos de las combinaciones durante cualquier intervalo particular de señal (figura 2.9). Esto implica que los códigos de línea eliminan el corrimiento de CD con un ineficiente y exagerado uso de espacios de código. Sin embargo la redundancia en la forma de onda permite el monitoreo de la calidad de la línea sin necesidad de reconocer la información que se recibe.



Código de 2 estados binarios en un espacio terciario

figura 2.9

La transmisión de pulsos por la línea se debe hacer de manera alternada, pero si se detectan 2 pulsos sucesivos de la misma polaridad, se produce un error que es denominado "Violación Bipolar". Estas violaciones pueden ser producidas intencionalmente para ser utilizadas como señales de paridad de código de línea (Algunos sistemas monitorean que la frecuencia de la ocurrencia de estas violaciones no exceda a un nivel determinado, y si esto ocurre, se activa una señal de alarma), por ejemplo.

En los sistemas de portadora T, las violaciones bipolares son usadas meramente para detectar errores de canal además, por la adición de algunos criterios sofisticados de detección, la misma redundancia puede ser usada para corregir los errores en que se presenten.

Siempre que una violación bipolar es detectada, un error ha ocurrido en uno de los bits entre e incluyendo los pulsos que indican la violación. Por si mismo un pulso puede ser un cero "0" o un cero se presentó cuando debía aparecer un pulso de polaridad opuesta, si se examinan los valores de las muestras, se puede tomar una decisión de acuerdo a la situación en que se presente el error y el bit que más se acerque a este nivel de decisión será el bit de error. Esta técnica utiliza algoritmos de decisión para señales redundantes llamados (maximum likelihood o Viterbi decoders). Note que este método de corrección de errores implica almacenar las amplitudes de los pulsos ya que de no hacerse la corrección no se podría realizar, sino sólo la detección del error.

Otra aplicación de los espacios del código que no son usados en la codificación bipolar es insertar violaciones bipolares que indiquen situaciones especiales tales como marcas de tramas de TDM, condiciones de alarma, o códigos especiales para incrementar el contenido de sincronía de las señales de línea. Mientras las violaciones bipolares sean normalmente parte de la fuente, la habilidad de monitorear la calidad de la línea está comprometida cuando las violaciones bipolares ocurren por otras razones como los errores de canal.

2.8 Substitución de N Ceros Binarios (Binary Zero Substitution "BNZS")

Una limitación de la codificación bipolar AMI es la dependencia de una mínima densidad de unos "1" en el código fuente para mantener la sincronía en los repetidores regenerativos.

Siempre que las cadenas de ceros producidas por el emisor son mayores que 14 bits, se presenta una densidad menor de pulsos en la línea incrementando el tiempo de Jitter y produciendo altas tasas de error (Bit Error Rate "BER").

La substitución de N ceros binarios, permite que una cadena de N ceros sea substituida por una secuencia especial de longitud N que contenga una cantidad específica de pulsos que produzcan violaciones bipolares para su detección. Con esto la densidad de pulsos se incrementa mientras los datos originales se obtienen por el reconocimiento de la secuencia especial reemplazándola por N ceros en el receptor.

2.8.1 B3ZS

Un ejemplo del algoritmo de substitución de cadenas de ceros es el B3ZS especificado por el estándar G 703 del CCITT, que substituye cadenas de 3 ceros "000"

En el código de línea B3ZS, cada cadena de tres ceros "000" en los datos del transmisor son codificados con "00V" o "B0V" donde "00V" consiste de dos intervalos sin pulso (00) seguidos por un pulso que represente una violación bipolar (V).

"B0V" consiste de un pulso bipolar con la alternancia correcta (B) seguida por un intervalo sin pulso (0) y terminada con un pulso que represente una violación bipolar (V).

La utilización de "00V" ó "B0V" depende de la cantidad de pulsos bipolares con la alternancia correcta (B) que hayan ocurrido desde la última violación (V). Con esto, si la cantidad de pulsos (B) es impar se utilizará la substitución "00V". Si la cantidad de pulsos (B) es par se utilizará la substitución "B0V". De esta forma se garantiza que las violaciones intencionales contengan una cantidad impar de intervención de pulsos bipolares. También las violaciones bipolares alteran la polaridad, por lo que el desvío de CD es prevenido. Un número par de pulsos bipolares entre violaciones ocurren sólo como resultado de un error de canal. Además, todas las violaciones intencionales son inmediatamente precedidas por un cero "0".

Por lo tanto, con esta permanente redundancia sistemática en el código de línea se facilita el monitoreo del desempeño.

REGLAS DE SUBSTITUCIÓN DEL B3ZS

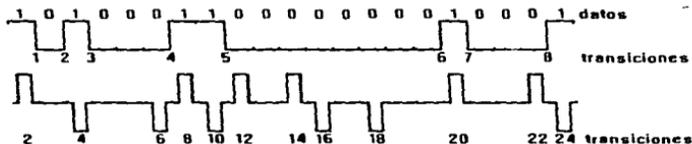
Polaridad del pulso precedente	Número de pulsos bipolares (unos) desde la última substitución	
	impar	par
negativo	00-	+0-
positivo	00+	-0+

EJEMPLO:

Para determinar el código de línea para la secuencia de datos 101000110000000010001 se usa (+) para indicar un pulso positivo, (-) para indicar un pulso negativo y (0) para indicar una ausencia de pulso. Existe la posibilidad de que un número par o un número impar de pulsos hayan sido transmitidos a continuación de la violación previa.

Substituciones	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B	B		
	1	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
Caso 1 (impar)	+	0	-	0	0	-	+	+	0	-	0	-	0	-	0	0	0	+	0	0	0	-
Caso 2 (par)	+	0	-	+	0	-	+	+	0	-	0	-	0	-	0	0	0	0	0	0	0	+
Violaciones								V														V

CAPITULO 2



Incremento de transiciones a través de sustitución de 3 ceros binarios

figura 2.10

En la figura 2.10 se ilustra que la sustitución de las cadenas de ceros con violaciones bipolares, incrementa bastante la mínima densidad de pulsos en el código de línea. En efecto, la mínima densidad es 33% mientras la densidad adquirida es aproximadamente 60%. Con esto el formato B3ZS proporciona una fuerte y continua componente de sincronía. Nótese que todos los algoritmos de codificación BNZS garantizan información de temporización continua sin restricciones en la fuente de datos. Con esto la codificación BNZS soporta cualquier aplicación de una manera completamente transparente.

2.8.2 B6ZS

Otro algoritmo de código BNZS es el B6ZS. Este algoritmo produce violaciones bipolares en la segunda y quinta posición de la secuencia substituida.

REGLAS DE SUBSTITUCION DEL B6ZS

Polaridad del pulso precedente a la cadena de 6 ceros que será substituida	Substitución
negativo	0 - +0 - -
positivo	0+ -0 -+

EJEMPLO	1 0 0 0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1
POSITIVO	- 0 - + 0 - + - + 0 - + 0 - + 0 - + 0 - + 0 - + 0 - + 0 - + 0 - + 0 - + 0 - + 0 - + 0 - +
NEGATIVO	+ 0 + - 0 + - - 0 + - 0 + - 0 + - 0 + - 0 + - 0 + - 0 + - 0 + - 0 + - 0 + - 0 + - 0 + - 0 + - 0 + -

2.8.3 HDB3

Otro formato de código BNZS recomendado por el CCITT como código bipolar de alta densidad (High-Density Bipolar Code "HDB" implementado por el CEPT como señal digital primaria) HDB reemplaza cadenas de cuatro ceros con secuencias que contienen violaciones bipolares. En la última posición de bits mientras este formato de código intercambia cadenas de ceros mayores de tres ("0000"); es referido también como HDB3.

El algoritmo de codificación es básicamente el mismo que el algoritmo del código B3ZS.

	Polaridad del pulso precedente		Número de pulsos bipolares (unos) desde la última substitución	
	negativo	positivo	impar	par
	000 -	000+	-000 -	+000 -
Substituciones	S S S S	S S S S	S S S S	S S S S
EJEMPLO	1 0 0 0 0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1			
Par	- 0 - 0 - 0 - 0 0 - 0 0 - 0 0 + 0 0 0 0 0 - 0 - 0 0 - 0 - 0 0 0 0 - 0 0 0 0 0 -			
Impar	+ 0 0 0 0 - 0 0 - 0 0 - 0 0 - 0 0 0 0 0 - + 0 0 - 0 - 0 0 - 0 0 - 0 0 0 0 - 0 0 0 0 -			
Violaciones		v		v
				v
				v

Nótese que la substitución produce violaciones sólo en la cuarta posición de bits; y substituciones sucesivas producen violaciones con polaridades alternas.

2.8.4 B8ZS

El algoritmo B8ZS es similar al del algoritmo B6ZS tiene violaciones bipolares en las posiciones 4 y 7 en cada sustitución. La introducción intencional de violaciones bipolares requiere el reemplazo de los equipos de monitoreo de violaciones y de desempeño.

REGLAS DE SUSTITUCIÓN DEL B8ZS

pulso precedente	sustitución
negativo	000+0+ -
positivo	000-0- -

EJEMPLO	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
positivo	-	0	0	0	0	0	0	+	0	-	+	0	0	0	+	0	+	-	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-	
negativo	+	0	0	0	0	0	0	-	0	+	-	0	0	0	-	0	-	+	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-	

!!! Los algoritmos de sustitución BNZS son ejemplos de códigos de espacio ternario para incrementar el contenido de sincronía de una señal binaria !!!

2.9 Par Ternario Seleccionado

También existen los Pares Ternarios Seleccionados (Pair Selected Ternary "PST"); dónde estos códigos toman pares de datos binarios a la entrada y producen palabras de secuencia de 2 bits de línea, las cuales son trasladadas a 2 dígitos ternarios para la transmisión.

Pares ternarios de 2 bits de línea

A	B
+	+
-	0
+	-
0	+
0	0
0	-
-	+
-	0
-	-

Mientras aquí se tienen 9 códigos de 2 dígitos ternarios pero sólo 4 códigos de 2 dígitos binarios, esto es una considerable flexibilidad disponible en la selección de códigos. El formato más usado en esta codificación es mostrado en la siguiente tabla. Este formato particular no sólo asegura una componente estable de sincronía, también previene el desplazamiento de CD por la conmutación de los modos para mantener un balance entre pulsos negativos y positivos.

Los códigos son seleccionados de una columna mientras un pulso sencillo es transmitido a la vez. La conmutación entre los modos de codificación permite mandar otro pulso sencillo de polaridad opuesta.

2.10 Codificación de Par Ternario Seleccionado (Pair Selected Ternary "PST")

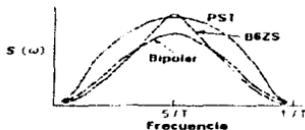
ENTRADA BINARIA	MOD0+	MOD0-
00	+-	+-
01	0+	0-
10	+0	-0
11	+-	+-

EJEMPLO	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	0	0
CASO 1	0	+	-	+	+	-	-	0	-	0	+	-	-
(MOD0+)	0	-	-	+	+	-	-	0	-	0	+	-	-
(MOD0-)													

CAPITULO 2

Una desventaja del PST es que las cadenas de datos de trama deben ser divididas en pares, por lo tanto un PST decodificador debe reconocer y mantener pares limitados. El reconocimiento de los límites no es difícil si los datos aleatorios eventualmente presentan combinaciones (00, ++, - -)

El espectro de potencia de un código de línea PST con probabilidad de 50 % para la ocurrencia de unos y ceros "1", "0", se grafica en la figura 2.11 También se muestra el espectro de potencia del código B6ZS y el código bipolar convencional



Espectro de códigos de línea Bipolares, B3ZS y PST para igual cantidad de unos "1" y ceros "0"

figura 2.11

En esta figura se observa que el código bipolar y sus similares requieren anchos de banda iguales; la única diferencia es que el B6ZS y el PST tienen mayores niveles de energía como resultado de una gran densidad de pulsos. Los altos niveles de energía tienen un indeseable efecto de incrementar la interferencia en cables multipar (crosstalk), sin embargo la degradación por el incremento de crosstalk es algo que se puede estabilizar por el mejoramiento de la precisión del reloj en la muestra recuperada

2.11 Códigos Ternarios

Mientras la codificación bipolar y PST usan espacio ternario para transmitir datos binarios, no puede alcanzar altas tasas de información como sería posible con el uso eficiente de todos los espacios del código. Por ejemplo en un código binario cada dígito sólo puede tomar 2 valores (0 ó 1) y el número de estados que puede representar es 2^n donde n es el número de dígitos; por ejemplo si $n=8$ entonces el número de combinaciones es $2^8=256$, pero que sucedería si el número de estados que pudiera tomar cada dígito fuera de 3 (+, 0, -), entonces se podrían representar con los mismos 8 dígitos $3^8=6561$ estados; lo cual sería equivalente e indirectamente proporcional a usar 12 dígitos binarios, es decir 4 dígitos más

Palabras Ternarias de 3 bits de línea			Palabras Binarias de 3 bits de línea		
ABC	ABC	ABC	ABC	ABC	ABC
+++	++	0++	000		
+-	+-	0+-	001		
++0	++0	0+0	010		
+-+	+-+	0+-	011		
++-	++-	0--	100		
+0	+0	0-0	101		
+0-	+0-	00+	110		
-0-	-0-	00-	111		
-00	-00	000			
TOTAL 27			TOTAL 8		

Un formato común de códigos ternarios es el que puede representar 4 dígitos binarios en 3 dígitos ternarios (4B3T), es decir, mientras las palabras binarias necesitarían 4 dígitos para representar 16 combinaciones diferentes, una palabra ternaria necesita 3 dígitos para representar hasta 27 combinaciones diferentes, superando en un 68.75 % la capacidad de información transmitida.

Esto proporciona una considerable flexibilidad para seleccionar los códigos ternarios que representen a cada uno de los 16 estados diferentes. En la siguiente tabla se presenta un posible procedimiento de codificación.

TABLA DE CODIFICACION PARA EL CODIGO DE LINEA 4B3T		
PALABRA BINARIA (DISPARIDAD ACUMULADA)		PALABRA TERNARIA
	-	0
		+
0000	---	+++
0001	-0-	++0
0010	-0-	+0+
0011	0--	0++
0100	--+	++-
0101	--+	+-+
0110	+--	+-+
0111	-00	+00
1000	0-0	0+0
1001	00-	00+
1010		0+ -
1011		0 - +
1100		+0 -
1101		-0+
1110		-0-
1111		-0-

Las palabras ternarias en la columna central son balanceadas en su contenido de CD. Las palabras de las columnas laterales son seleccionadas alternadamente para mantener el balance de CD. Si se han transmitido más pulsos positivos que negativos, entonces se utiliza la columna izquierda, y cuando esta condición se invierte se utiliza la columna de la derecha. La palabra "000" no se utiliza por su carencia de información de sincronía con respecto a las demás. Este tipo de codificación sacrifica la habilidad para monitorear el desempeño. El ancho de banda de este tipo de codificación es del 1.5 % respecto al sistema binario.

2.12 Códigos Cuaternarios (2B1Q)

2.12.1 2B1Q

La técnica de código de línea especificada en T1.501 es conocida como codificación de 2 Binarios 1 Cuaternario (Two Binary One Quaternary "2B1Q"). Este código proporciona un uso más eficiente del ancho de banda por tener representado en cada elemento de señalización 2 bits en vez de 1. Se usan 4 niveles diferentes de voltaje. Mientras cada elemento de señal de línea puede tomar 1 de 4 valores posibles, 2 bits son transportados en un bit de línea.

La siguiente tabla muestra la definición de 2B1Q. Se usan 2 niveles de voltaje positivos y 2 niveles negativos correspondiendo un par de bits a cada nivel de voltaje. El primer bit es uno "1" si la polaridad del pulso es positiva, y cero "0" si la polaridad del pulso es negativa. El segundo bit es uno si la magnitud del pulso es 833 v y cero si la magnitud del pulso es 2.5 v. A cada una de las 4 combinaciones de 2 bits le es asignado un símbolo.

Los 4 valores listados a continuación "Símbolos Cuaternarios" en la tabla pueden ser entendidos como nombres de símbolos, no como valores numéricos.

Niveles de señalización 2 Binarios 1 Cuaternario 2B1Q			
Primer bit (Polaridad)	Segundo bit (Magnitud)	Símbolo Cuaternario	Nivel de Voltaje (volts)
1	0	+3	2.5
1	1	+1	833
0	1	-1	-833
0	0	-3	-2.5

La figura 2.12 es un ejemplo de codificación 2B1Q.



Símbolo	-1	+3	+1	-3	3	+1	+3	-3	-1	-1	+1	-1	-3	+3	+3	-1	+1
Bits	01	10	11	00	0	11	10	00	01	01	11	01	00	10	10	01	11

Con 2B1Q, nosotros vemos una distinción entre la tasa de datos y la tasa de modulación. La tasa de datos expresada en bits por segundo (bps) es la tasa a la cuál se transmiten los valores de bits. La tasa de modulación, expresada en baudios, es la tasa a la cuál los elementos de señal son generados. En general $D=R/b=R/(\log_2 L)$ donde D = tasa de modulación (baudios), R =tasa de datos (bps), L =Número de elementos de señal diferentes y b = Número de bits por elemento de señal. (En el caso del T1 601, la tasa de datos es de 160 kbps, y la tasa de modulación por lo tanto 80 kbaudios).

La ventaja de este tipo de codificación es, en general, que el ancho de banda de la señal correspondiente comparado con NRZ, es igual al ancho de banda de NRZ dividido por el número de bits por elemento de señal. Con esto, 2B1Q usará (aproximadamente) sólo la mitad del ancho de banda de NRZ. "Este código fue elegido (Sobre otros códigos con altas tasas de baudios), para la interfaz U primeramente porque la baja tasa de baudios minimiza las 2 limitaciones de transmisión en esta aplicación Interferencia de Intersímbolos y Eco Limitado (Stallings 1992 pág 346)."

En el esquema de codificación 2B1Q, previo a la transmisión, los datos son reordenados y entonces son subsecuentemente des-reordenados en la recepción. Esto ayuda al receptor en la extracción de la información de temporización, también mejora las características espectrales de señal proporcionándole una distribución de potencia más uniforme, como oposición a la fuerza potencial de las líneas espectrales discretas en datos no reordenados ("Por Favor" consulte el apéndice A5).

2.13 Códigos Bifásicos Digitales

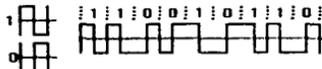
La codificación bipolar y sus extensiones BNZS y PST usan niveles de codificación extra por su flexibilidad para obtener características tales como, transiciones de temporización, eliminación de desvíos de CD y monitoreo de desempeño.

Estas características son obtenidas por el incremento del espacio del código pero no por el incremento del ancho de banda.

Muchas variedades de códigos de línea alcanzan una sincronía estable y eliminan el desvío de CD por el incremento del ancho de banda de la señal mientras usan sólo 2 niveles para datos binarios. Uno de estos códigos es el Código Digital Bifásico, también refendo como "Bifásico" o "Manchester".

Un código digital bifásico usa sólo un ciclo de onda cuadrada a una fase particular para codificar un uno "1" y un ciclo de fase opuesta para codificar un cero "0".

Un ejemplo de codificación bifásica se muestra en la siguiente figura 2.13. En esta codificación existe una transición al centro de cada intervalo de señal, presentando una componente de temporización muy estable en el espectro. Además las señales de cero lógico "0" y uno lógico "1" contienen la misma cantidad de polaridad positiva y negativa por lo que el desvío de CD no se presenta.

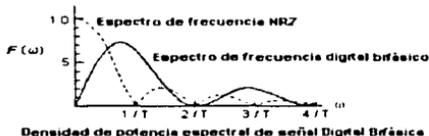


Código de línea Digital Bifásico

figura 2.13

Sin embargo un código bifásico digital no contiene redundancia para facilitar el monitoreo de desempeño. Si se desea el monitoreo del desempeño en servicio, se deberían insertar bits de paridad en la cadena de datos, o se debería monitorear la calidad de los pulsos. El espectro de una señal digital bifásica se gráfica en la figura 2.14. En esta figura se compara con el espectro de una señal NRZ

" El Ethernet IEEE 802.3 LAN usa codificación digital bifásica (Manchester) y en enlaces cortos dónde los costos finales son más significativos que la utilización del ancho de banda "



Densidad de potencia espectral de señal Digital Bifásica

figura 2.14

2.14 Codificación Diferencial

Una limitación de las señales NRZ y Digitales bifásicas es que la señal para un uno "1" es exactamente el negativo de la señal para cero "0", por lo que para muchos medios de transmisión puede ser imposible determinar una polaridad absoluta o una fase de referencia, por lo que el decodificador puede llegar a decodificar todos los unos "1" como ceros "0" y viceversa.

El remedio para esta ambigüedad es usar codificación diferencial cuando se codifique un uno "1" con un cambio de estado y que cuando se codifique un cero "0" no se efectúe ningún cambio de estado. De esta forma no se necesita una referencia absoluta para decodificar la señal. Así, el decodificador sólo detecta el estado de cada intervalo de señal y compara con el estado del intervalo previo; si ocurrió un cambio se decodifica un uno "1", en otro caso se decodifica un cero.

Los datos codificados diferencialmente son generados por $e_n = d_n \oplus e_{n-1}$ dónde \oplus es un sumador de módulo 2 ó una operación de compuerta OR Exclusiva.

Los datos codificados recibidos son decodificados por $d_n' = e_n' \oplus e_{n-1}'$ dónde el apóstrofe denota datos en el extremo de recepción (figura 2.15).

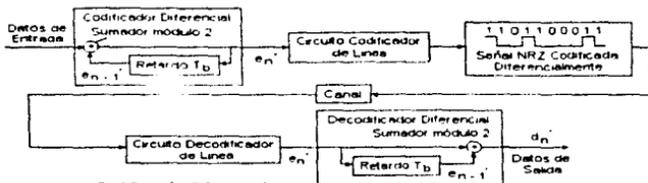


figura 2.15 Codificación Diferencial

Codificación

Secuencia de entrada	d_n	1	1	0	1	0	0	1	0
Secuencia codificada	e_n	1	0	1	1	0	0	0	1
Digito de referencia									

Decodificación (Con polaridad correcta)

Secuencia Recibida	e_n	1	0	1	1	0	0	0	1
Secuencia Decodificada	d_n	1	1	0	1	0	0	1	0

Decodificación (Con polaridad invertida)

Secuencia Recibida	e_n	0	1	0	0	1	1	1	0
Secuencia Decodificada	d_n	1	1	0	1	0	0	1	0

La codificación y decodificación diferencial no modifica el espectro codificado de datos puramente aleatorios, pero duplican la tasa de error debido a que si el detector comete un error en la estimación del estado de un intervalo también comete un error en el siguiente intervalo. En la figura 2.16 se ilustra un ejemplo de codificación diferencial bifásica (Todas las señales de codificación bifásica diferencial contienen una transición al centro del intervalo pero sólo los ceros tienen una transición al principio del intervalo).



Señal Bifásica codificada Diferencialmente

figura 2.16

2.15 Inversión de Marcas Codificadas

Una variedad de códigos de línea han evolucionado, similares a los códigos bifásicos descritos. Uno de estos es referido también como Inversión de Marcas Codificadas (Coded Mark Inversión "CMI") en las recomendaciones del CCITT.

La Inversión de Marcas Codificadas codifica un uno (marca) "1" como un nivel de NRZ opuesto al nivel del uno anterior. Los ceros son codificados como medio ciclo de señal cuadrada de una fase particular fija. En esta codificación no hay energía de CD en la señal y existe una abundancia de transiciones como en las señales bifásicas. Además aquí no hay confusión entre uno "1" y cero "0" pero se genera una gran desventaja, el error es 3 dB peor que en la codificación bifásica cuando se usa la detección bit por bit (figura 2.17).

La deficiencia se presenta porque para un medio de intervalo, un uno "1" aparece igual que un cero "0". Debido a que el CMI tiene redundancia, parte de la ineficiencia puede ser recuperada por una detección "Viterbi".

Esta codificación está especificada para la señalización múltiple de cuarto orden del CCITT a 139.264 Mbps.

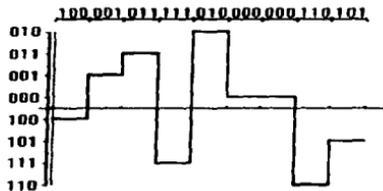


2.16 Señalización Multinivel

En los códigos de línea generalmente se asumen 2 niveles de señalización (binarios), sin embargo en aplicaciones donde el ancho de banda es limitado pero se desean altas tasas de datos, el número de niveles puede ser incrementado mientras se mantiene la misma tasa de señalización. La tasa de datos R presentada por un sistema multinivel es $R = \text{Log}_2(L)(1/T)$ donde L = número de niveles que pueden ser libremente escogidos durante el intervalo y T = intervalo de la señal.

La tasa de señalización $1/T$ es referida también como la tasa de símbolo y es medida en "Baudios". Dentro de la industria de las comunicaciones comúnmente se usa el término "Baudio" como sinónimo de la tasa de bits. Pero estrictamente hablando, la tasa de bits sólo será igual a la tasa de baudios si la señalización binaria es usada como un solo bit por intervalo de señal. En la figura 2.18 se muestra el ejemplo de un código de 8 niveles de transmisión que envuelve 3 bits por intervalo de señal (3 bits por Baudio).

Los sistemas multinivel alcanzan altas tasas de datos dentro de un ancho de banda establecido que requiere una gran relación señal a ruido para una tasa de error establecida. Un aspecto del cableado de línea que favorece la codificación multinivel de línea es la baja tasa de baudios para una tasa de datos dada, lo cual reduce el crosstalk a un nivel insignificante.



2.17 Códigos de Línea para Transmisión por Fibras Ópticas

Estos códigos de línea deben satisfacer los mismos requerimientos básicos que los códigos de línea en transmisiones eléctricas, por lo que algunos sistemas de Fibra Óptica "FO" usan códigos de línea descritos anteriormente. Algunos códigos de línea se han desarrollado específicamente para aplicaciones de FO.

Los emisores y detectores ópticos no son usados en su forma lineal sino en su forma discreta, esto significa que sólo manejan 2 estados; encendido (1 y 0) generando un código de línea de 2 niveles. Si se considera el amplio ancho de banda disponible, los códigos de línea multinivel son usualmente innecesarios y las transiciones adicionales pueden ser incluidas en el código de línea sin una infracción significativa.

Una excepción para la disponibilidad del ancho de banda "Libre" ocurre en los sistemas submarinos donde el espacio máximo entre los repetidores se obtiene de la minimización del ancho de banda de la señal óptica.

CAPITULO 2

Una propiedad de detección óptica directa muy utilizada es la ausencia de cualquier ambigüedad de polaridad, la cual es insignificante al transmisor y al receptor haciendo innecesario al código diferencial. Además esto es usualmente deseable en las etapas de amplificadores de acople de CA en los receptores, lo cual permite que las amplitudes de los pulsos eléctricos en los comparadores de detección sean dependientes de las densidades de pulsos eléctricos.

En todas estas restricciones son típicamente fáciles de entender con su contraparte en los sistemas cableados, así los códigos de línea para sistemas de fibra pueden tolerar grandes cantidades de variación de CD. Nótese que en los sistemas de FO los códigos Manchester e Inversión de Marcas Codificadas tienen niveles de CD invariables, iguales a un medio de la amplitud de pulso. Algunos otros códigos de línea usados en FO permiten algunas variaciones en el promedio de nivel de CD. Algunas veces estos códigos de línea son referidos como Códigos de Línea "Restringidos en CD" porque estas variaciones son controladas.

Las aplicaciones de transmisión por FO que no requieren un espacio máximo de repetidores o tasas máximas de datos, típicamente usan códigos de línea de Inversión de Marcas Codificadas o Manchester (bifásico) porque estos códigos proporcionan un gran contenido de temporización y una completa restricción de nivel de CD (50 % encendido).

Un ejemplo del uso de Inversión de Marcas Codificadas es un enlace interurbano de alta velocidad desarrollado por NTT de Japón.

Los códigos de línea de Inversión de Marcas Codificadas y Manchester experimentan el proceso de límite de pérdidas y límite de dispersión.

El peor caso de límite de pérdidas aparece porque el receptor debe detectar pulsos ópticos con una duración igual al medio intervalo (con sensibilidad de un código de retorno a cero RZ). El límite de dispersión de un código de línea Manchester o uno de Inversión de Marcas Codificadas es actualmente la mitad del límite de dispersión de un código de No Retorno a Cero "NRZ" porque la tasa de símbolos es esencialmente doblada (cada intervalo de bits es dividido en mitades por la necesidad de detectar un pulso o un espacio en ambas mitades). Con esto el Producto Ancho de Banda-Distancia de los códigos Manchester o Inversión de Marcas Codificadas puede ser determinado como $PABD-MIMC = 125/(D \cdot \Delta) \text{ Gbps}$.

De esta discusión se puede observar que cuando el desempeño es más importante que el bajo costo, se necesitan algunos otros códigos de línea. 3 códigos de línea básicos son comúnmente usados, Reordenamiento de No Retorno a Cero (Scrambled NRZ), reordenamiento de Retorno a Cero (Scrambled RZ) o alguna variación de un nuevo código referido también como un código de línea mBnB. La elección de un código de NRZ o RZ es primeramente basado en si el sistema es limitado en pérdidas o limitado en dispersión. Los sistemas limitados en pérdidas usan códigos de línea NRZ mientras los sistemas limitados en dispersión usan códigos de línea RZ.

Un reordenador es usado típicamente para mejorar la recuperación de temporización y controlar el desvío de CD en un sentido estadístico (pero no en un sentido absoluto), pero que aseguran una cantidad mínima de transiciones sobre todo en las cadenas de datos provistas de alguna seguridad para la cadena de datos que no pueden modificarse (este es el caso de SONET).

2.18 Códigos de Línea mBnB

Como una alternativa para substituir a los reordenadores para asegurar las transiciones de temporización una nueva clase de códigos de línea ha sido desarrollada, esta codifica m datos binarios en bloques de n bits de línea binaria (mBnB) donde $m < n$. Porque sólo 2^m códigos de datos pueden ser seleccionados de 2^n códigos en cada bloque, esto permite flexibilidad de codificación para controlar la temporización y el desvío de CD.

Por ejemplo si $m = 4$ y $n = 5$, 16 códigos de datos deben ser elegidos del grupo de 32 códigos; (5 bits de línea). Un caso específico es el proporcionado en la siguiente tabla, la cual ilustra el código de línea seleccionado para el estándar de Interfaz de Datos Distribuidos por Fibra (Fiber Distributed Data Interfaz "FDDI").

TABLA DE ASIGNACIONES DEL CODIGO DE LINEA FDDI 4B5B

DECIMAL	BINARIO	SIMBOLO	NOMBRE	ASIGNACION FUNCIONAL
0	00000	Q	QUIET	SIMBOLO DE ESTADO DE LINEA
1	00001	V	VIOLACION	NO ASIGNADO
2	00010	V	VIOLACION	NO ASIGNADO
3	00011	V	VIOLACION	NO ASIGNADO
4	00100	H	HALT	SIMBOLO DE ESTADO DE LINEA
5	00101	L		
6	00110	V	VIOLACION	NO ASIGNADO
7	00111	R	RESET	INDICADOR DE CONTROL
8	01000	V	VIOLACION	NO ASIGNADO
9	01001	1		SIMBOLO DE DATOS 0001
10	01010	4		SIMBOLO DE DATOS 0100
11	01011	5		SIMBOLO DE DATOS 0101
12	01100	V	VIOLACION	NO ASIGNADO
13	01101	T		DELIMITADOR END
14	01110	6		SIMBOLO DE DATOS 0110
15	01111	7		SIMBOLO DE DATOS 0111
16	10000	V	VIOLACION	NO ASIGNADO
17	10001	K		DELIMITACION START
18	10010	8		SIMBOLO DE DATOS 1000
19	10011	9		SIMBOLO DE DATOS 1001
20	10100	2		SIMBOLO DE DATOS 0010
21	10101	3		SIMBOLO DE DATOS 0011
22	10110	A		SIMBOLO DE DATOS 1010
23	10111	B		SIMBOLO DE DATOS 1011
24	11000	J	SET	DELIMITADOR START
25	11001	S	SET	INDICADOR DE CONTROL
26	11010	C		SIMBOLO DE DATOS 1100
27	11011	D		SIMBOLO DE DATOS 1101
28	11100	E		SIMBOLO DE DATOS 1110
29	11101	F		SIMBOLO DE DATOS 1111
30	11110	O		SIMBOLO DE DATOS 0000
31	11111	I	IDLE	SIMBOLO DE ESTADO DE LINEA

Los criterios de asignación de código en la tabla anterior son los siguientes.

- 1- El código de espacio es usado para control así como para datos
- 2- Cuando se transmiten datos, la mínima densidad de pulso es 40 % y esta no puede ser nunca más de 3 intervalos sin un pulso
- 3- La componente de CD es restringida a permanecer entre un mínimo de 40 % de pulsos y un máximo de 60% de pulsos (un rango de esto es un quinto de una cadena de datos aleatoria restringida).

Los criterios del código de línea 4B5B descritos anteriormente son obtenidos a expensas de un 25 % de incremento de la tasa de datos en la línea. Por comparar, un código de línea bifásico (Manchester) y el código de Inversión de Marcas Codificadas pueden ser representados como códigos de línea 1B2B con las asignaciones de código representadas en las siguientes tablas respectivamente. Nótese que ambos códigos existen a expensas de un incremento de la tasa de datos en la línea del 100%.

CODIGO DE LINEA DIGITAL BIFASICO MANCHESTER 1B2B

DECIMAL	BINARIO	ASIGNACION FUNCIONAL
0	00	NO ASIGNADO
1	01	SIMBOLO DE DATO 0
2	10	SIMBOLO DE DATO 1
3	11	NO ASIGNADO

CAPITULO 2

CODIGO DE LINEA DE INVERSION DE MARCAS CODIFICADAS 1B2B

DECIMAL	BINARIO	ASIGNACION FUNCIONAL
0	00	SIMBOLO DE DATO 1 (SI PREVIAMENTE SE ENVIO 11)
1	01	SIMBOLO DE DATO 0
2	10	NO ASIGNADO
3	11	SIMBOLO DE DATO 1 (SI PREVIAMENTE SE ENVIO 00)

Debido a que el código de línea 4B5B definido por FDDI es dedicado a una aplicación específica, esta contiene códigos para control así como para datos. El código 5B6B mostrado en la siguiente tabla es propuesto sólo para transmisión y por lo tanto no puede asignar códigos de espacio para control. Nótese que las asignaciones de código 5B6B están hechas de manera que el nivel de CD es fijo al 50 % pero la máxima longitud de espacios es de 6. Hasta aquí, el estrecho control del nivel de CD se hace a expensas del incremento del peor caso de duración entre pulsos.

TABLA DE ASIGNACIONES DEL CODIGO DE LINEA 5B6B

ENTRADA 5B	SALIDA 6B	ENTRADA 5B	SALIDA 6B
00000	011101 100010	10000	111010 001001
00001	101110 010001	10001	100011
00010	010111 101000	10010	100101
00011	000111	10011	100110
00100	101011 010100	10100	101001
00101	001011	10101	101010
00110	001101	10110	101100
00111	001110	10111	011011 100100
01000	110101 001010	11000	110001
01001	010011	11001	110010
01010	010101	11010	110100
01011	010110	11011	101101 010010
01100	011001	11100	111000
01101	011010	11101	110011 001100
01110	011100	11110	101101 010010
01111	110110 001001	11111	100111 011000

Una salida código 1 / código 0 debe alternarse entre el código con 4 unos y el código con 2 unos para mantenerse el balance de CD.

" Entre otros códigos de línea el 5B6B y el 7B8B han sido usados extensamente en Europa. Ejemplos del uso de 7B8B son sistemas terrestres de 565 Mbps desarrollados por British Telecom y un sistema submarino NL1 de 280 Mbps desarrollado por STC de Gran Bretaña (Bellamy 1990, pág. 396) "

Los ejemplos 4B5B y 5B6B usan bloques de salida que son sólo 1 bit mayores que los bloques de entrada. Pero se adquiere una considerable flexibilidad cuando el bloque de salida es mayor de un bit de longitud que el bloque de entrada. Como un ejemplo, un código 6B8B permite 64 códigos de entrada para ser codificados con un código de salida que contiene exactamente 4 unos en cada código (el número de combinaciones de 4 unos en 8 bits es de 70), con esto el desvío de CD es mantenido sin tener que alternar entre códigos de baja y alta densidad.

2.19 Códigos de Inserción de Bits

Los códigos mBnB descritos, tienen una desventaja significativa, son difíciles de implementar en cadenas de datos de alta velocidad (en aplicaciones de baja velocidad, la implementación con pequeñas memorias ROM es trivial). En enlaces de alta velocidad, por lo tanto, usan otro tipo de códigos referidos también como códigos de inserción

de bits. Estos códigos son actualmente casos especiales de códigos mBnB con $n = m + 1$ y el código seleccionado así como la lógica codificador / decodificador es ampliamente simplificada.

El primer código de inserción de bits a ser considerado es el código mB1P, el cual nuevamente inserta un bit de paridad impar cada m bits de la fuente de datos. La paridad impar asegura que el último uno "1" es incluido en el campo de paridad de $m + 1$ bits. Como un punto de referencia, note que el código de línea digital bifásico (Manchester) es un código de línea 1B1P.

Un ejemplo simple de código de inserción de bits descrito por ingenieros de NTT en Japón es el código mB1C, el cual nuevamente inserta un bit después de cada m bits de origen. El valor de cuál es el complemento del bit precedente inmediato", con esto el bit adicionado siempre fuerza a una transición de datos y es muy fácil de implementar. Una desventaja obvia de la simplicidad es la pérdida de monitoreabilidad sobre los primeros $m-1$ bits de un bloque. Otra vez note que un código de línea bifásico es un caso degenerado de un código de línea mB1C con $m = 1$. Un ejemplo del uso de un código de línea 10B1C es el sistema F-1.6G de NTT en Japón (Bellamy 1990, pág. 398).

2.20 Señalización de Respuesta Parcial (Partial Response Signaling "PRS")

Los filtros limitadores de banda convencionales de un sistema de transmisión digital son diseñados para restringir el ancho de banda de la señal tanto como sea posible, sin propagar los símbolos individuales tanto que interfieran con los valores de muestras de intervalos adyacentes. Una clase de técnicas de señalización refrenda también como: Duobinaria, codificación de nivel correlativo, señalización de respuesta parcial, intencionalmente introducen una cantidad determinada de interferencia de intersímbolos que es considerada en los circuitos de detección de los receptores.

Por el sobrefiltrado de la señal codificada, el ancho de banda es reducido a una tasa de señalización dada, pero el traslape de pulsos produce múltiples niveles que complican el proceso de detección e incrementan los requerimientos de la potencia de la señal para una tasa de error dada.

En la figura 2.19 se muestra la respuesta a un pulso de un sistema típico de respuesta parcial: si el canal es excitado por un pulso de duración T , el filtrado del canal limita el espectro, por lo que la parte principal del pulso se extiende a través de tres intervalos de señal y contribuye igualmente a 2 tiempos de muestra. La razón para el término "Respuesta Parcial" es ahora aparente: La salida sólo responde a un medio de la amplitud de entrada.



figura 2.19

Si el pulso de entrada de la figura es seguido por otro pulso de la misma amplitud, la salida alcanzará la amplitud completa en virtud del traslape entre los pulsos. Sin embargo, si el siguiente pulso de entrada tiene polaridad negativa, el traslape producirá una amplitud cero en el intervalo de la muestra. Esto se muestra en la figura 2.20. Un sistema de respuesta parcial con 2 niveles de entrada (+1, -1) producen una salida con 3 niveles (+1, 0, -).

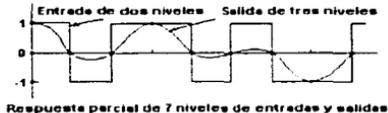
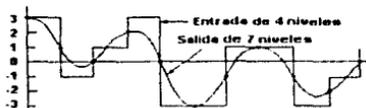


figura 2.20

En modo similar, la figura 2.21 muestra un sistema con 4 niveles de entrada (+3, +1, -1, -3) y 7 niveles de salida



Siete niveles de respuesta parcial de entradas y salidas

figura 2.21

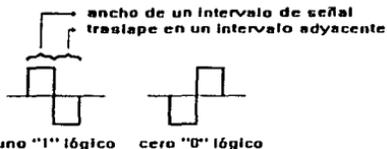
La detección de una señal de respuesta parcial es complicada por los niveles adicionales producidos por los filtros del canal y el hecho de que los valores de la muestra son dependientes en 2 amplitudes de pulso adyacentes. Un método de detectar una señal PRS implica sustraer el traslape del pulso detectado previamente de la señal de entrada para generar una diferencia de señal que represente la respuesta de canal para el nuevo pulso. Sólo el traslape (Interferencia de Intersímbolo), en los tiempos de muestra necesitan ser sustraídos. La diferencia de muestras es nominalmente igual a un medio de la amplitud del pulso de entrada desconocido. Esta técnica duplica la tasa de error en la misma manera que la codificación diferencial.

Otro método de detección de sistemas de respuesta parcial implica una técnica llamada "Precodificación" en la fuente. La precodificación transforma la entrada de datos de tal manera que el nivel de salida en el detector indica directamente el dato original sin comparar con el valor de la muestra previa. En un sistema binario, por ejemplo, un uno "1" es codificado con un pulso de la misma polaridad como el pulso anterior. Por tanto, los unos lógicos se muestran en el detector como una muestra +1 ó un -1.

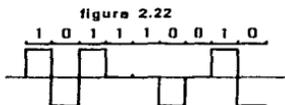
La transmisión de un cero "0" es codificada con un pulso de polaridad opuesta a la del pulso previo por tanto los ceros "0" lógicos siempre se muestran en el detector como una señal de nivel cero. Existen técnicas de precodificación similares para sistemas multinivel.

La técnica de respuesta parcial descrita, es un caso especial de una clase más general de técnicas de señalización denominadas también como "Codificación de Niveles Correlativos". Para describir las propiedades de sistemas de niveles correlativos o de respuesta parcial generalizados, es conveniente introducir un operador de retardo D para denotar un retardo igual a un intervalo T de señal. Físicamente, D puede ser interpretado como un retardo de línea de longitud T , 2 unidades de retardo son implementados con 2 retardos de línea en serie y es denotado como D^2 .

Usando esta notación, el sistema de respuesta parcial descrito es referido también como Señalización de Respuesta Parcial $(1+D)$ SRP. La salida representa la superposición de la entrada con una versión de la misma entrada retardada. Otras formas de traslape son posibles, en esos sistemas no necesariamente producen los pulsos de traslape por sobre filtraje de una entrada. Una alternativa aproximada consiste en traslapar y adicionar los pulsos directamente en el proceso de codificación (De aquí el término Codificación de Niveles Correlativos). Un caso especial e interesante de codificación de niveles correlativos es el sistema 1-D de la figura 2.22 y ampliado en la figura 2.23 para mostrar el efecto de pulsos traslapados.



Elemento de señal individual para codificación de nivel correlativo 1 - D



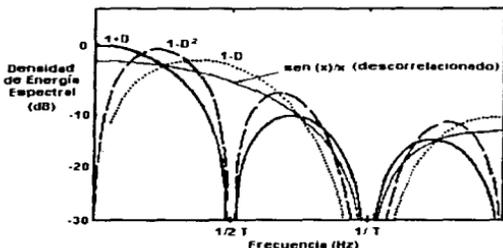
Forma de onda representativa de codificación de nivel correlativo 1 - D

figura 2.23

El codificador 1-D usa un ciclo sencillo de una señal cuadrada a través de 2 intervalos se señal para codificar cada bit. Mientras ninguna de las 2 señales individuales (+ o -) producen energía de CD, la señal codificada no tiene desvío de CD, además los niveles positivo y negativo de la señal compuesta, alternan en una manera insistente de codificación bipolar. En efecto, si se usa la codificación diferencial (Si un cero es codificado con la misma fase que el intervalo previo y un uno como la fase opuesta), esta forma de codificación es idéntica a la codificación bipolar (Asumiendo que los niveles NRZ son reemplazados por pulsos de retorno a cero del 50 %). Así la codificación de niveles correlativos 1-D es usada para formar un ancho de banda más amplio en vez de limitarlo.

La gráfica de la figura 2 24 muestra el espectro de señales 1-D, 1-D y 1-D².

* El sistema de portadora T, T1D de AT&T usa codificación de nivel HD precodificada. (También llamada Pseudobinaria) *



Espectro de señales de codificación correlativa 1-D, 1-D, 1-D²

figura 2.24

CAPITULO 2

El espectro de la señal 1-D² es particularmente interesante. Esta no contiene componente de CD y tiene un límite superior igual a 1 / (2T). El mismo límite superior como un código NRZ filtrado aproximadamente sin interferencia de intersimbolos. Los sistemas de respuesta parcial 1-D² han sido usados por GTE en un sistema de portadora T unificado, provyendo 48 canales de voz y para transmisiones digitales sobre radios y microondas usando bajas frecuencias de banda base para canales piloto y de servicio (Donde no existe espectro de mensaje). El sistema 1A-RDS (Datos bajo Voz) de AT&T también usa codificación 1-D² con entradas de 4 niveles para tener 1.544 Mbps en un ancho de banda de 500 kHz.

Nótese que el espectro 1-D² es esencialmente el producto de 1+D y 1-D. "Es claro", que un sistema 1-D² puede ser implementado por concatenación de un codificador 1-D con una respuesta de canal 1+D. $(1-D)(1+D)=1-D^2$.

Con esto los sistemas de nivel correlativo polinomial son muy usados para representar correlaciones simultáneas y establecer un espectro. Mientras todos los sistemas de niveles correlativos usan más niveles que los necesarios para codificar los datos, ellos son inferiores a los descorrelacionados o sistemas de respuesta completa en términos de desempeño de error. Vea la siguiente tabla

SISTEMAS DE TRANSMISION DIGITALES						
Designación	País o Administración	Tasa de bits (Mbps)	Código de línea	Medio	Espaciamiento de repetidores	
T1	AT&T	1.544	AMI / B8ZS	Par torcido	6000 ft	
CEPT	CCITT	2.048	HDB3 (B4ZS)	Par torcido	2000 ft	
T1C	AT&T	3.152	Bipolar	Par torcido	6000 ft	
T148	ITT	2.37	8B1T ternario	Par torcido	6000 ft	
9148A	GTE	3.152	1 - D ² duobinario	Par torcido	6000 ft	
T1D	AT&T	3.152	1 + D duobinario	Par torcido	6000 ft	
T1G	AT&T	6.443	4 - Niveles	Par torcido	6000 ft	
T2	AT&T	6.312	B8ZS	Par torcido de base capacitancia	14000 ft	
LD - 4	Canada	274.176	B3ZS	Coastal	1900 m	
T488	AT&T	274.176	Polar binario NRZ	Coastal	5700 ft	

3 PARAMETROS DE DISTORSION DE SEÑALES

3.1 Interferencia de Intersímbolos

Como la tasa de señalización de un enlace de transmisión digital se aproxima a la tasa máxima para un ancho de banda dado, el diseño del canal y los tiempos de muestra se vuelven más críticos, debido a que pequeñas perturbaciones en la respuesta del canal o en los tiempos de muestra producen traslapes diferentes de cero en tiempos de muestra llamados Interferencia de Intersímbolos.

Las causas propias de interferencia de intersímbolo son:

- 1- Imprecisiones de Temporización
- 2- Insuficiencia de Ancho de Banda
- 3- Distorsión de Amplitud
- 4- Distorsión de Fase

3.1.1 Imprecisiones de Temporización

Las imprecisiones de temporización ocurren en el transmisor o el receptor produciendo interferencia de intersímbolos, cuando, en el transmisor la tasa de transmisión no se realiza conforme a la frecuencia de oscilación diseñada en el canal. Las imprecisiones de temporización de este tipo son insignificantes a menos que se usen filtros extremadamente selectivos mientras se señaliza a la tasa de Nyquist.

Mientras la temporización en el receptor se deriva de las señales recibidas, ruidosas y posiblemente distorsionadas, la imprecisión de tiempos de muestra es más probable que la imprecisión de temporización del transmisor.

La sensibilidad para errores de temporización es pequeña si la tasa de transmisión es correcta por debajo de la tasa de Nyquist (si la tasa de transmisión es igual o menor que el ancho de banda del canal, contrario a la tasa teórica máxima del doble del ancho de banda).

3.1.2 Insuficiencia de Ancho de Banda

La frecuencia de oscilación mostrada en la figura 3.1 es exactamente igual al ancho de banda mínimo teórico del canal. Si el ancho de banda es reducido adicionalmente, la frecuencia de oscilación es reducida y resulta necesariamente una interferencia de intersímbolos.



figura 3.1

Algunos sistemas intencionalmente señalizan a una tasa que excede la tasa de Nyquist pero lo hacen con cantidades establecidas de interferencia de intersímbolos acondicionadas para la entrada del receptor. Esos sistemas son comúnmente referidos también como sistemas de respuesta parcial, pero así llamados porque el canal no responde completamente a una entrada durante el tiempo de un solo pulso. La forma más común de sistemas de respuesta parcial fué comentada en el capítulo anterior.

CAPITULO 3

3.1.3 Distorsión de Amplitud

Los sistemas de transmisión digital invariablemente requieren filtros para limitar la banda de los espectros transmitidos y para rechazar ruido e interferencia en los receptores, sobre todo, cuando los filtros son diseñados para producir una respuesta de pulso específica cuando se usa un medio de transmisión con características específicas, esas características pueden ser consideradas en el diseño completo del filtro, sin embargo, la respuesta en frecuencia del canal no puede ser siempre predicha adecuadamente. Una desviación de la respuesta en frecuencia deseada es referida también como distorsión de amplitud y causa distorsiones de pulso (amplitud pico reducida y frecuencias de oscilación impropias) en el dominio del tiempo la compensación para irregularidades en la respuesta en frecuencia del canal es referida también como Ecuación de Amplitud.

3.1.4 Distorsión de Fase

Cuando es visto en el dominio de la frecuencia, un pulso es representado como la superposición de componentes de frecuencia con amplitud específica y relaciones de fase. Si las amplitudes relativas de las componentes de frecuencia son alteradas las distorsiones de amplitud resultan como sigue. Si las relaciones de fase de las componentes son alteradas, ocurre una distorsión de fase. Básicamente la distorsión de fase resulta cuando las componentes de frecuencia de una señal experimentan diferentes cantidades de retardo en el enlace de transmisión, la compensación de la distorsión de fase es referida también como Ecuación de Fase.

3.2 Medidas de Distorsión en Circuitos Digitales

3.2.1 Patrones de Ojo

Un método muy efectivo de medir la distorsión en un sistema de transmisión de datos se basa en el patrón de ojo. Por observación del patrón de ojo, se pueden construir las curvas de calidad de señal, las cuales proporcionan la tasa de Jitter como una función de la longitud de la línea.

La calidad de una señal de datos detectada puede ser observada por medio de un patrón de ojo si la tasa de bits de datos es usada para disparar el barrido horizontal de un osciloscopio y una palabra de datos pseudoaleatoria es aplicada a las placas de deflexión vertical, un patrón distintivo tal como el ilustrado en la figura 3.2, aparecerá en la pantalla.

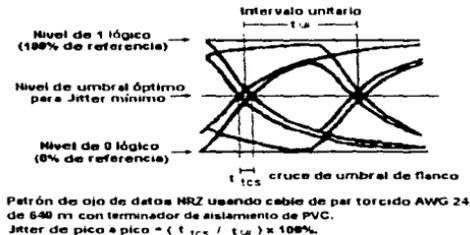


figura 3.2

La detección del cruce de hilos se centra en la abertura "ojo". Las degradaciones en la transmisión de la señal tendrán el efecto de cerrar este ojo. Esta reducción del ojo producirá errores si los cruces de hilos de traslapan. La formación del patrón de ojo en un circuito digital es simplemente la superposición de un intervalo unitario de todas las transiciones cero "0" a uno "1" y uno "1" a cero "0" cada una precedida y seguida por vanas combinaciones de niveles de cero "0" y uno "1".

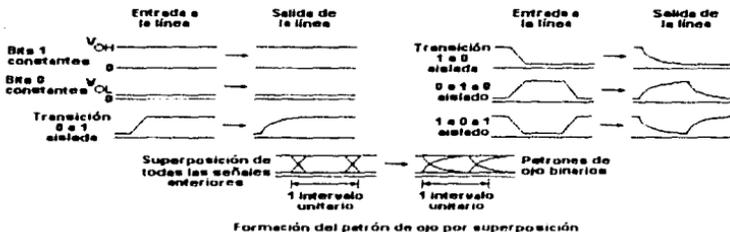
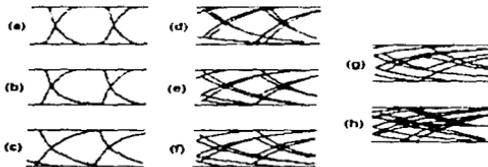


figura 3.3

El nombre patrón de ojo viene de la semejanza del centro abierto del patrón con un ojo. La construcción diagramática de un patrón de ojo se muestra en la figura 3.3.

Algunas características del patrón de ojo lo hacen una herramienta para la medición de la calidad de la señal de datos. La figura 3.2 muestra un patrón de ojo de datos binarios NRZ. La separación de los trazos que cruzan el nivel de umbral del receptor es una medida directa del Jitter de transición pico a pico de la señal de datos. Los tiempos de subida y de bajada de la señal pueden ser convenientemente medidos usando las referencias implícitas de 0 y 100% producidas por largas cadenas de ceros y unos. El tamaño del trazo sobre y por debajo del nivel de umbral del receptor en el instante de muestreo es el margen de ruido del sistema. Si no existe una libre transmisión o espacio libre en el patrón de ojo, el ojo estará cerrado.

Esto indica que la transmisión de datos libre de error no es posible a esa tasa de datos y longitud de línea con esa línea de transmisión particular sin recurrir a técnicas de equalización. En algunos casos extremos la recuperación de datos libre de error no puede ser posible aún cuando se utilizan técnicas de equalización. La figura 3.4 muestra diversos valores de Jitter en un patrón de ojo para señales de NRZ con varias cantidades de distorsión isócrona.



Patrones de ojo para datos NRZ correspondientes a varias transiciones pico a pico de Jitter.

- a) Sin interferencia de intersímbolos $t_{1,0} = 2T$
 b) Sin interferencia de intersímbolos $t_{1,0} = 2T$
 c) 5% de Jitter f) 10% de Jitter
 d) 10% de Jitter g) 50% de Jitter
 e) 20% de Jitter h) 100% de Jitter

figura 3.4

La distorsión isócrona se define como:

$$ID = (T_{tcs} / T_{ui}) \times 100\%$$

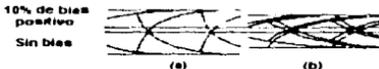
dónde t_{cs} = cruce de umbral de flanco (threshold crossing skew)
 ui = intervalo de unidad (unit interval)

CAPITULO 3

El patrón de ojo proporciona la mínima transición de pico a pico de Jitter para una longitud de línea dada, tipo, código de pulso, y tasa de modulación debido a que la distancia de las transiciones del patrón de ojo es resultado de la interferencia de intersimbolos y de los efectos de reflexión. Este Jitter mínimo se puede obtener sólo si se tienen las siguientes condiciones.

- 1- Los niveles de señal uno "1" y cero "0" producidos por el manejador de línea son simétricos, y el umbral de decisión del receptor de línea (para señalización NRZ) es fijada para coincidir con la mitad de esos niveles.
- 2- La línea es perfectamente terminada en su resistencia característica para prevenir reflexiones que alteren los cruces de umbral de la señal.
- 3- Los retardos de tiempo a través del manejador y el receptor para ambos estados lógicos son simétricos y los flancos no son relativos en los retardos, por ejemplo la diferencia entre los retardos de propagación entre bajo a alto y alto a bajo es cero. Esto es especialmente importante cuando los retardos de propagación del circuito son fracciones significativas del intervalo de unidad para la tasa de modulación aplicable.

Si cualquiera de estas condiciones no se satisface, la calidad de señal se reduce, por ejemplo, la distorsión se incrementa. Los efectos del punto de operación del receptor o la ambigüedad del umbral y la referencia del manejador pueden ser determinados por la localización de los umbrales de decisión en el osciloscopio de patrón de ojo. Para patrones de ojo que despliegan más de 20% de distorsión isócrona, la pendiente de la señal en la región de transición se refleja en un gran incremento de la distorsión isócrona neta. Vea la figura 3.5 para una ilustración gráfica de este efecto.



Efecto de bias en el receptor en distorsión

total isócrona.

a) 320m 1MBd

b) 640m 1MBd

Distorsión isócrona ID = $(t_{105} / t_{50}) \times 100\%$

Bias	320 m	640m
0%	5% ID	20% ID
10%	12% ID	36% ID

figura 3.5

En el diseño práctico, los sistemas siempre deben ser diseñados con menos de 5% de desvío en el patrón de ojo. Esto permite que los efectos degradantes debidos al punto de operación sean minimizados, esto simplifica la construcción de manejadores de línea y receptores.

En el apéndice A7 se presenta un procedimiento para tomar mediciones de Jitter utilizando patrones de ojo.

3.3 Desempeño Error

Una consideración fundamental en la elección de un código de línea es el desempeño de la tasa de error en la presencia de ruido.

Exceptuando las líneas relativamente cortas, donde el ruido puede ser insignificante, los requerimientos de desempeño error pueden impactar en el costo del sistema significativamente si se especifica una cierta tasa de error mínima, aquellos esquemas de codificación que proporcionan la tasa de error deseada a bajas relaciones señal a ruido permiten un espaciamiento de los repetidores regenerativos cada vez más apantado, reduciendo los costos de instalación y mantenimiento. El espaciamiento de los repetidores es un factor económico importante en la transmisión por líneas cableadas, la transmisión por fibras ópticas y en radio-enlaces punto a punto.

La forma más común de ruido y la mejor entendida es el Ruido Blanco Gaussiano. Sin embargo, en algunos viejos sistemas electromecánicos de redes telefónicas, el ruido de impulso puede ser más prevalente.

3.3.1 Detección de Señal

Invariablymente de la circuitería de detección de la forma de onda de una señal de entrada en un proceso de recepción digital para medir cada posible señal discreta, en la mayoría de los casos las medidas son sólo muestras de una señal filtrada recibida. Dependiendo de la señal recibida y del nivel de desempeño deseado, el receptor usa procesos más sofisticados. En cualquier caso, la medida final de una señal binaria nominalmente produce un nivel de voltaje para un cero "0" y otro nivel de voltaje para un uno "1". Una decisión de cual señal fue transmitida, se realiza por comparación entre la medida (En el momento apropiado) y un umbral localizado a la mitad entre estos voltajes nominales, así, la probabilidad de error depende de la distancia nominal entre los voltajes y la cantidad de fluctuación en las medidas causadas por el ruido.

Mientras las medidas de una señal son nominalmente lineales en naturaleza, las distancia de error entre unos "1" y ceros "0" es proporcional al voltaje de la señal recibida. Equivalentemente, la cantidad de potencia de ruido requerida para producir un error es una función directa de la relación señal a ruido "S/N". El detector óptimo para un equipo particular de señal maximiza la relación S/N a la entrada del circuito de decisión.

3.3.2 Potencia de Ruido

El ruido blanco o gaussiano es caracterizado por tener un espectro de frecuencia uniforme a través de un ancho de banda arbitrariamente amplio y una distribución de amplitud que varía de acuerdo a la distribución de probabilidad normal "Gaussiana". Un parámetro N_0 convencionalmente representa la densidad de potencia espectral de ruido blanco. N_0 es la cantidad de potencia medida en un ancho de banda de 1Hz, por lo tanto la potencia RMS del ruido blanco que sale de un filtro con un ancho de banda BW es $N_0 \times BW$.

La densidad de potencia espectral de ruido blanco es también especificada como $5 N_0$ para una densidad espectral bilateral. Como una manera práctica no hay diferencia en las especificaciones mientras un filtro real tiene el equivalente matemático de bandas de frecuencia positivas y negativas. Con esto la potencia medida que viene de un filtro con un ancho de banda BW de un solo lado (Frecuencia Positiva) es $N_0 \times BW$ en cada caso.

Para determinar la cantidad de potencia de ruido presente en un circuito de decisión es necesario determinar N_0 y el ancho de banda efectivo de la circuitería de detección. Cuando la circuitería de detección consiste solamente de un filtro, el ancho de banda efectivo es usualmente muy cercano a los 3 dB del ancho de banda del filtro. Con otros detectores más sofisticados, el ancho de banda efectivo puede ser más difícil de determinar.

El ancho de banda efectivo usualmente también es referido como el Ancho de Banda de Ruido Efectivo, "Effective Noise Bandwidth (NBW)" del receptor. Así, la potencia de ruido en el circuito de decisión es $N_0 \times NBW$.

3.4 Probabilidades de Error

Un error en la detección ocurre siempre que el ruido causa que la señal medida cruce el nivel entre 2 niveles de salida nominal de la circuitería de detección. La siguiente ecuación modela esta probabilidad para ruido gaussiano como:

$$\text{Prob}(\text{error}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_0^{\infty} e^{-t^2/2\sigma^2} dt$$

dónde V es la distancia nominal (voltaje) a un nivel de decisión y σ^2 es la potencia de ruido en el detector. $\sigma^2 = N_0 \times NBW$. Esta ecuación es nada más que un área bajo la función de densidad de probabilidad de una distribución normal. En la figura 3-6 se muestra la ecuación que representa la probabilidad de un error como la probabilidad de exceder la desviación estándar V/σ en una distribución normal con media cero y varianza unitaria $N(1,0)$.

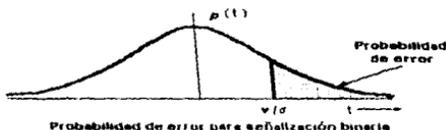


figura 3.6

La tasa de error está completamente determinada por la relación V a σ^2 . Mientras V es la muestra de voltaje y σ^2 es la potencia de ruido RMS, así V^2/σ^2 es una relación de potencia de señal a potencia de ruido en el detector. Esta relación es algunas veces referida también como una post-detección SNR, mientras esto es medido después de la circuitería de detección. Es usualmente más importante expresar tasas de error en términos de relación señal a ruido en la entrada del receptor. La figura 3.7 ilustra un canal básico y el modelo de detección y la relación entre una predetección SNR y una post-detección SNR. La más apropiada predetección SNR para comparar códigos de línea y formatos de modulación digital es una relación de energía por bit a densidad de ruido E_b/N_0 .

$$\text{Potencia de señal} = \left(\frac{\text{energía}}{\text{por bit}} \right) \left(\frac{\text{bits por}}{\text{intervalo}} \right) \left(\frac{1}{T} \right)$$

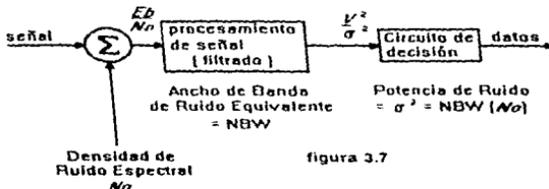


figura 3.7

La relación entre E_b/N_0 y la relación de potencia de señal a potencia de ruido es:

$$\text{SNR} = \text{potencia de señal} / \text{potencia de ruido}$$

$$= d \times E_s (1/T) / (N_0 \times \text{NBW})$$

$$= d \times E_b \times \text{Log}_2 L \times (1/T) / (N_0 \times \text{NBW})$$

Dónde d es la densidad de pulsos, E_s es la energía por símbolo, E_b es la energía por bit, $\text{Log}_2 L$ es el número de bits por símbolo (L es el número de niveles), T es la tasa de señalización y NBW es el ancho de banda efectivo de ruido del receptor.

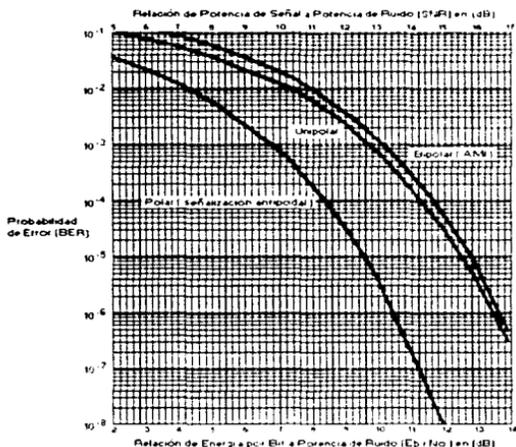
Nótese la dependencia de la densidad de pulso d en la determinación de la potencia de señal de la ecuación anterior. En un código de línea NRZ la densidad de pulsos es 1, pero en muchos de los otros códigos de línea la densidad de pulsos es dependiente de los datos y de cualquier algoritmo de sustitución que pueda ser usado. En esos códigos, el incremento de la densidad de pulsos incrementa la SNR pero sin reducir la tasa de error.

La tasa de error es determinada por la relación Energía por bit a Densidad de ruido. Por tanto, incrementando la densidad de pulsos se ocasionará un empeoramiento de la tasa de error si la interferencia entre los pares de cables es una consideración significativa (La interferencia es directamente proporcional a la potencia de señal).

3.4.1 Señalización Antipodal

El formato óptimo de señalización para señalización binaria maximiza la distancia de error para una potencia de señal recibida establecida y simultáneamente minimiza el ancho de banda de ruido. Esta condición aparece sólo cuando 2 niveles de señal son permitidos, y sólo cuando una señal es el negativo exacto de la otra. Mientras la señal para un uno "1" es el opuesto exacto (el antipodo) de la señal para un cero "0", la señalización óptima es muchas veces referida también como "Señalización Antipodal". Mientras el esquema de señalización bit por bit no sea mejorado, el desempeño antipodal será continuamente usado como base de comparación.

De los códigos de línea descritos anteriormente, sólo la codificación balanceada de 2 niveles NRZ y la digital bifásica pueden proporcionar un desempeño antipodal. La gráfica de la figura 3.8 muestra el desempeño de error óptimo proporcionado por la señalización antipodal como función de E_b/N_0 y la relación señal a ruido SNR.



Tasas de error de códigos de línea polar (NRZ), unipolar y bipolares

figura 3.8

3.5 Tasa de Error de Señales de Nivel Codificado

Como se ha mencionado, un código de línea balanceado de 2 niveles, es capaz de proporcionar un desempeño óptimo de la tasa de error. Si se usa un nivel de código asimétrico, tal como una señal unipolar, básicamente se usa el mismo detector de la codificación de nivel simétrica. La única diferencia es que la zona de decisión deberá ser movida desde cero hacia la mitad de la amplitud de la señal de encendido "on". Para mantener la misma distancia de error, la potencia transmitida es incrementada por un factor de 2 (asumiendo 50% de pulsos de encendido "on").

CAPITULO 3

La grafica anterior tambien muestra el desempeño ideal de un código unipolar (on-off) donde es comparado con el desempeño antipodal. Nótese que para todas las relaciones señal a ruido la tasa de error del sistema on-off es exactamente igual a la tasa de error de un sistema antipodal con 3dB menos que SNR

3.6 Señalización Bipolar

Con respecto al desempeño de error, la señalización bipolar es básicamente idéntica a un código unipolar. Durante cualquier intervalo particular de señal, el receptor debe decidir entre uno de 2 posibles niveles: cero ó un pulso con la polaridad apropiada. Ahora el nivel de decisión pertinente para un intervalo de señal particular se encuentra a la mitad de la distancia entre cero y el nivel de amplitud del pulso correspondiente. Disminuyendo el pulso al 50 % del intervalo de señal, no se cambia el desempeño de error teórico. (Con respecto a la energía de pulso promedio)

Con esto, la curva de tasa de error para la conmutación encendido-apagado "on-off" en la grafica puede ser usada para determinar teóricamente las tasas de error bipolar. Una consideración en un código de línea bipolar contribuye a un pequeño incremento en la tasa de error con respecto a la del código encendido-apagado "on-off".

Este incremento ocurre porque el ruido positivo y negativo puede causar un cruce de umbral erróneo cuando una señal de nivel cero es transmitida. En contraste, un código unipolar es afectado solo por ruido positivo cuando una señal de bajo nivel es transmitida, y por ruido negativo cuando una señal de alto nivel es transmitida. Si el detector bipolar trata el pulso erróneo como un uno "1", la probabilidad de error cuando se transmiten ceros "0" es duplicada. Con esto la probabilidad de error completa es incrementada por un 50 % si los ceros y unos son igualmente probables.

Debido a la pendiente de la curva, un incremento en la tasa de error del 50% no representa una desmejora significativa en el desempeño. Por ejemplo, si la tasa de error se incrementa de un 1×10^{-6} a 1.5×10^{-6} , la fuente de poder de un código de línea necesita incrementarse por sólo 0.2 dB para regresar a una tasa de error de 1×10^{-6} . En altas tasas de error una desmejora mayor ocurre porque la pendiente de la curva no es tan grande. Este efecto se demuestra en la grafica donde el desempeño ideal de un código bipolar (con 50 % de ceros "0") puede ser comparado con el desempeño de un código unipolar.

El hecho de que la codificación bipolar incurra en una desmejora de 3.2 dB (a una tasa de error de 10^{-6}) con respecto a la bifásica digital, es indicativo de que los problemas de temporización y desvío de cd son resueltos con el incremento del número de niveles de señal. En contraste, la bifásica digital incurre en una deficiencia de ancho de banda. No todas las deficiencias de 3.2 dB para codificación bipolar y sus extensiones 3NZS y PST, pueden ser atribuidas a la separación de corriente directa y la adición de un patrón de temporización consistente, la codificación bipolar contiene una redundancia considerable para el monitoreo de desempeño o la posible corrección de errores.

Ejemplo: Asuma que cada sección de un sistema de transmisión T1 en cable calibre 22 es de crosstalk limitado de corta duración y operando con una tasa de error de 10^{-6} . Que cambios en el diseño son necesarios para reducir la tasa de error a 10^{-8} ?

Solución: Mientras el sistema es de crosstalk limitado, la tasa de error no puede ser mejorada con el incremento de la potencia a la salida de los repetidores regenerativos. La solución es la disminución de la separación entre los repetidores (ignore los aspectos impracticos de esta solución). De la figura anterior se puede determinar que la potencia de la señal debe ser incrementada en 1.6 dB para mejorar la tasa de error de 10^{-6} a 10^{-8} . En la figura 3.9 se puede observar que el lóbulo del espectro de una señal bipolar se extiende hasta 1.544 MHz. Sin embargo la mayoría de la energía en el espectro está por debajo de 1MHz.

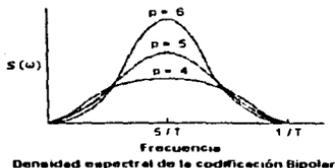
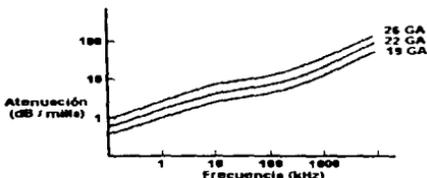


figura 3.9



Atenuación contra frecuencia de pares de cables de cables comunes

figura 3.10

Usando la figura 3.10, podemos determinar que la atenuación de un cable calibre 22 es aproximadamente 20 dB/milla a 1 MHz. Con esto $1.6/20 = 0.08$ millas o 422 ft es la reducción requerida del espaciamiento entre los repetidores.

Este ejemplo demuestra un número de aspectos importantes de sistemas de transmisión digital

Prmero, arbitrariamente se puede obtener una buena calidad de transmisión con sólo una pequeña inconveniencia en la potencia de transmisión o espaciamiento de los repetidores. Algunos sistemas, como los de radio, requieren un gran decremento en el espaciamiento de los repetidores para adquirir la misma mejora en el desempeño. Hasta ahora una transmisión digital y una red de conmutación puede ser fácilmente diseñada para impartir una no degradación a la calidad de voz -excepto dónde tienen lugar conversiones analógico a digital y digital a analógico.

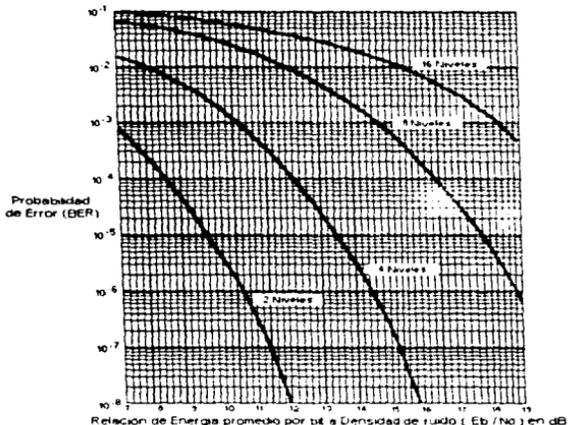
Segundo, el mejoramiento dramático en la tasa de error por un incremento relativamente pequeño en la relación S/R implica una extrema sensibilidad en la dirección opuesta también, por lo que un leve incremento en la potencia de ruido o atenuación de la señal puede causar un gran incremento en la tasa de error. Por lo que el diseño nominal de un enlace digital muchas veces proporciona considerables mejoras de desempeño que las normalmente necesarias.

Tercero, la solución del ejemplo es aplicable a todos los formatos de transmisión digital usando las mismas bandas de frecuencia y con esto, la misma atenuación por milla.

Mientras todos los códigos de línea tienen aproximadamente la misma pendiente a tasas de error de 10^{-6} , el cambio relativo en la relación S/N es la misma para todos los sistemas. Hasta aquí un sistema T1 con detección subóptima puede exhibir la misma mejora de desempeño si los repetidores fueran desplazados 422 ft más cerca.

3.7 Tasas de error Multinivel

El sistema de transmisión multinivel mostrado en la figura 3 11 no requiere el ancho de banda excedido de un sistema binario usando la misma tasa de señalización (se necesitaría 3 veces la tasa de datos). El inconveniente de las transmisiones multinivel se presenta en forma de un gran incremento de la potencia de señal para una tasa de error establecida. Por ejemplo, el promedio de potencia del sistema de 8 niveles en la figura 4 163.11 es 8.7 dB sobre el promedio de potencia en un sistema simétrico de 2 niveles con la misma distancia de error. Para referirse al peor caso, algunos sistemas limitados en potencia pico, en tal caso los sistemas de 8 niveles tienen una desventaja de 12.4 dB con respecto a sistemas de 2 niveles.



Tasas de error de señales multinivel balanceadas
(Todos los sistemas proporcionan tasas de datos idénticas)

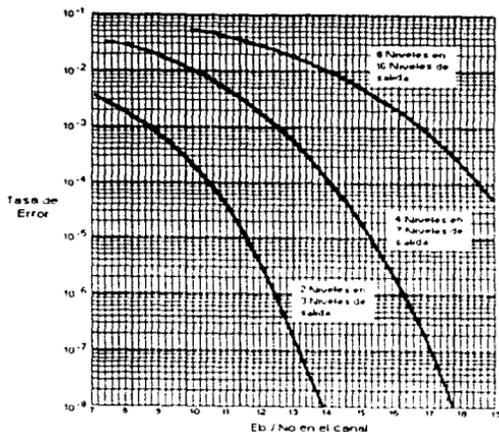
figura 3.11

Para esos casos dónde la potencia pico es de interés, la relación entre el pico y el promedio de potencia de un sistema de potencia multinivel se deriva como:

$$\text{Promedio a pico (dB)} = 10 \log \frac{(L-1)^2}{(2L) \sum_{m=1}^{L-1} (2m-1)^2}$$

dónde L=número de niveles igualmente espaciados y centrados a cero (por ejemplo $\pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots, \pm L-1$)

Las tasas de error de sistemas de respuesta parcial 1+D son graficados en la figura 3 12. Estas tasas de error se derivan asumiendo que se usa detección bit por bit mientras los sistemas de respuesta parcial exhiben redundancia en muestras adyacentes (correlación). Se puede obtener un mejor desempeño con decodificadores Viterbi (Bellamy 1990 pág. 202).



Tasa de Error de sistemas de respuesta parcial de 1 - D

figura 3.12

3.8 Monitoreo de Desempeño

Existen 2 técnicas básicas para monitorear directamente la calidad de un enlace de transmisión digital. Chequeo de Redundancia y Medidas de Calidad de Pulsos. Ambas técnicas son diseñadas para proporcionar una indicación de la Tasa de Error de Bit (Bit Error Rate "BER") del canal.

3.9 Chequeo de Redundancia

La redundancia puede ser incorporada en una señal digital usando uno de 2 métodos comunes.

Primero, el código de línea puede contener redundancia por sí mismo en la codificación bipolar. En un ambiente de error independiente aleatorio, la frecuencia de las violaciones bipolares es muy cercana al BER del canal (Excepto para BER extremadamente altas).

Segundo, el nivel lógico de redundancia puede ser insertado en la cadena de datos en la forma de bit de cabecera. Por ejemplo, bits de paridad son insertados en señales DS3 y DS4 para propósitos de monitoreo express de la tasa de error de canal. Los códigos de Chequeo por Redundancia Cíclica (Cyclic Redundancy Check "CRC") también han sido incorporados en los sistemas de transmisión como un medio de monitoreo de las tasas de error de bits y validación de adquisición de tramas. Los ejemplos prevalentes de CRC más usados son

- 1) Supertrama Extendida (Extended Super Frame "ESF") en líneas T1 introducidas con los bancos de canal D4
- 2) Transmisiones de fibra óptica usando el estándar SONET.

El uso de nivel lógico de redundancia (ya sea bits de paridad o códigos CRC) es generalmente mejor que usar redundancia de códigos de línea (como son las violaciones bipolares) porque la última es dependiente de la tecnología de enlace de transmisión en sí misma. La Redundancia de Nivel Lógico (Level Logic Redundancy "LLR") por otro lado es inafectada por un cambio de los pares de cable a fibra óptica o radiotransmisión. En contraste con la redundancia de códigos de línea, los bits de paridad o códigos CRC no proporcionan una indicación 1 a 1 de la BER. La siguiente ecuación relaciona la Tasa de Error de Paridad (Party Error Rate "PER") a la BER

$$PER = \sum_{i=1}^N \binom{N}{i} p^i (1-p)^{N-i} \quad (i \text{ impar})$$

dónde N = Longitud de un campo de paridad (número de bits sobre la cual se genera la paridad)
 p = La Tasa de Error de Bits (BER) asumiendo aleatoriedad y errores independientes

La relación entre el PER y el BER es graficada en la figura 3.13 para señales DS3 y DS4. La determinación de una tasa de error CRC se simplifica porque es virtualmente imposible que no se produzca un error CRC para errores múltiples. Con esto, la probabilidad de un Error CRC "CRCER" es 1 menos la probabilidad de que no ocurra error

$$CRCER = 1 - (1 - p)^N$$

dónde N = La longitud del campo CRC (incluyendo los bits CRC)
 p = La tasa de error de bits (BER) asumiendo aleatoriedad, errores independientes

A bajas tasas de error, la ecuación anterior revierte a N veces el BER (Np). Esta ecuación se grafica en la figura 3.13 para tramas ESF donde el campo CRC es 4814 bits

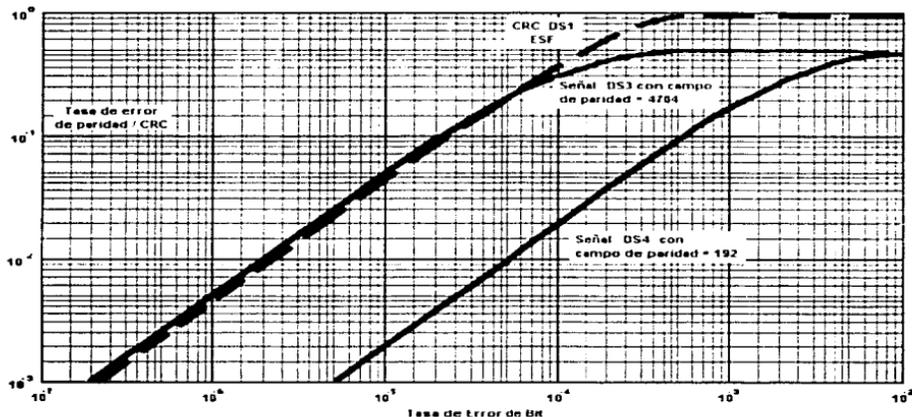


figura 3.13

Para tener confiabilidad en las medidas de la tasa de error la secuencia de muestras debe ser extensa hasta permitir un promedio de cerca de 10 errores en el tamaño de la muestra (10^6 o 10^7), el tiempo de medición puede ser muy largo para responder a cambios de condiciones de canal tales como el desvanecimiento en un canal de radio.

3.10 Mediciones de Calidad de Señal

La segunda técnica básica para monitoreo de la calidad de transmisión digital es el proceso directo de la señal digital y la medida de ciertas propiedades relacionadas con la tasa de error. Un acercamiento simple envuelve meramente la medida de la potencia de la señal recibida (una técnica común en sistemas analógicos). En un ambiente de ruido fijo esta aproximación es adecuada. Sin embargo, en enlaces de transmisión donde el nivel de ruido puede variar o donde las distorsiones de señal pueden aparecer, la calidad de los pulsos por si mismos debe ser medida.

La figura 3.14 demuestra la operación de un "Pseudo" detector de error diseñado para recibir pulsos con amplitudes anormales, los valores de muestra erróneos en la región central de decisión, no son necesariamente errores de datos, pero una alta tasa de pseudo error es una buena indicación de que el canal no funciona apropiadamente.

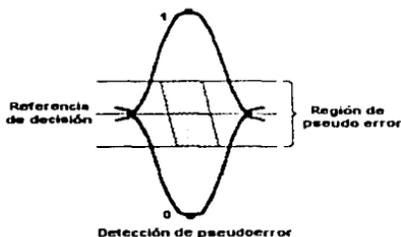


figura 3.14

En un ambiente de ruido aleatorio (Gaussiano) la tasa de ocurrencia de pseudo errores está directamente relacionada con la tasa de error real. La figura 3.15 muestra una distribución gaussiana de ruido y los niveles de detección elegidos para producir pseudo errores 100 veces a una tasa de error de 10^{-6} . Por lo tanto, una característica atractiva de esta medición de tasa de error es que puede medir muy bajas tasas de error usando intervalos de prueba comparativamente cortos. Nótese, sin embargo, que el factor de multiplicación de error es dependiente de la tasa de error.

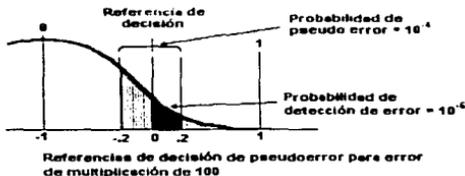


figura 3.15

CAPITULO 3

3.11 Errores de Canal de Trama

La identificación de canales individuales de una cadena de datos TDM requiere bits de cabecera con un patrón de datos único para la identificación de trama. Después de que una terminal receptora se ha "enganchado" con el patrón de trama, ignora los bits de error ocasionales en el patrón de trama pero declara una transmisión fuera de trama (Out - Of - Frame "OOF") cuando los errores son consistentes. Con esto los errores de bit de trama pueden ser usados para determinar bajas tasas de error pero no altas tasas de error que causen falsas indicaciones de OOF y subsiguientes pérdidas de trama. Las tasas de error que son altas, hasta causar falsas indicaciones OOF, son usualmente tan altas que el enlace está efectivamente fuera de servicio.

3.12 Objetivos de Funcionamiento

La medida más básica de calidad de un enlace de transmisión digital es la BER. Si los errores ocurren de una manera aleatoria e independiente (conforme a un simple modelo de probabilidad de Poisson) el BER promedio específica el desempeño completamente. Desafortunadamente, las observaciones de tasas de error han mostrado que los errores solamente ocurren en ráfagas y como las ráfagas afectan diferentes servicios en diferentes formas especifican la calidad de un enlace de transmisión que requiere más de un solo promedio de BER (Bellamy 1990, pág 207). Por ejemplo, el tráfico de datos es generalmente transmitido en bloques que son retransmitidos sin importar cuantos errores ocurren en un bloque. Con esto, una ráfaga tiene un poco más de efecto que un simple error de bit. La tasa de retransmisiones de bloques de datos es más una función de la frecuencia de las ráfagas que del promedio de BER a largo plazo.

El tráfico de voz por otro lado, es incrementalmente degradado por todos los errores de bits ya sea que ocurra en ráfagas o no.

Los errores de canal que ocurren en ráfagas pueden también ser mucho más degradantes para ciertas operaciones técnicas de una red que es distribuida en errores a tasas promedio similares. Una pérdida de trama por ejemplo, ocurre mucho más seguido en un ambiente de error de ráfaga. Los errores en una ráfaga no son necesariamente contiguos. Ellos meramente ocurren en un pequeño intervalo a una tasa que es muy alta para ser razonablemente explicada como ocurrencia de eventos independientes.

Ciertas operaciones de temporización (Inserción de pulsos) también son afectadas similarmente por ráfagas. Las pérdidas de trama y tiempo de sincronización producen outages (errores continuos) en el tráfico de canales asociados o niveles inadvertidos de desconexión si las condiciones son de larga duración.

Los parámetros de funcionamiento más comúnmente usados para caracterizar las ráfagas de error son los siguientes:

1- Segundo Libre de Error (Error Free Second "EFS"). Debido a que los bloques de datos transmitidos a 64 kbps requieren mucho menos de un segundo, el porcentaje de EFS esencialmente especifica el porcentaje de tiempo que el canal está disponible para aplicaciones de transmisión de datos. (Cuando el bloque de transmisiones es mucho más corto que un segundo, un intervalo de medida más pequeño es más apropiado).

2- Segundo Erroneo (Errored Second "ES") un segundo con por lo menos un error.

3- Segundo erróneo Severo (Severely Errored Second "SES"). Un segundo con BER mayor de $1 \cdot 10^{-3}$.

4- Minuto Degradado (Degraded Minute "DM"). Un minuto con un BER mayor de $1 \cdot 10^{-6}$.

Los últimos tres parámetros son definidos en la recomendación G.821 del CCITT para ejecución de objetivos de una red digital. Los objetivos para una conexión de referencia de 27,500 km (implica contribuciones de error de muchas fuentes) son ES < 8 %, SES < 2 % y DM < 10 % (vea apéndice A4).

4 TEMPORIZACION

4.1 Sincronización

Todos los sistemas digitales requieren de una fuente de frecuencia o "Reloj" como medio de temporización para operaciones internas y externas. Las operaciones temporizadas con una sola fuente de frecuencia no requieren fuentes estrictamente estables, mientras todos los elementos de sincronía comunes experimenten variaciones de temporización en común. Una situación diferente ocurre cuando la transferencia se realiza de un equipo sincrónico a otro (como de un transmisor a un receptor). Por lo general cuando la terminal receptora es "sincronizada" a la terminal transmisora en intervalos extensos o a base de promedios, los pequeños intervalos de variación en cada reloj pueden poner en peligro la integridad de los datos transferidos.

Por eso generalmente se usan fuentes de frecuencia (osciladores) en el transmisor y en el receptor que mantengan estabilidad y exactitud y que sean económicamente factibles. Además de establecer ciertas consideraciones para la sincronización entre los relojes de diversos equipos sincrónicos de conmutación y de transmisión digital, logrando así su interoperabilidad cuando son interconectados para formar una red sincrónica.

La exactitud de un reloj es la capacidad que este tiene para generar una frecuencia tan cercana como sea posible al valor nominal. Se puede evaluar mediante la relación:

$$e = \frac{\Delta R}{R}$$

donde: R es la frecuencia nominal del reloj (Hz) y
 ΔR es la variación de la frecuencia.

La estabilidad de un reloj es el grado con el que un reloj produce la misma frecuencia, durante un periodo de tiempo, una vez establecida la operación continua.

$$\Xi = \frac{\Delta R}{R} \frac{1}{T_f - T_i}$$

donde: T_f es el tiempo final
 T_i es el tiempo inicial

Un método para estabilizar la frecuencia utiliza un capacitor con un coeficiente de temperatura negativo para cancelar el coeficiente de temperatura positivo del inductor. Otro procedimiento consiste en utilizar un circuito sintonizado con un valor grande de Q. Un ejemplo de un circuito con un valor grande de Q es el cristal de cuarzo, que es la base para el oscilador de cristal.

4.2 Osciladores de Cristal

El cristal de cuarzo tiene la propiedad de llegar a deformarse mecánicamente cuando se aplica un voltaje entre sus caras, o si es sujeto mecánicamente a esfuerzos, producirá un voltaje. A este fenómeno se le conoce como efecto piezoeléctrico.

4.3 Sincronización de la Red

Como ya se mencionó, cuando un enlace de transmisión digital se conecta a un conmutador digital es deseable sincronizar los dos sistemas ya que el enlace de transmisión obtiene su temporización del conmutador.

Una excepción obvia para este modo de operación ocurre cuando un enlace de transmisión digital se conecta a un conmutador digital en ambos extremos. Generalmente, un enlace de transmisión en una red completamente digital deriva su temporización sólo de uno de los conmutadores al cual está conectado. Si el otro conmutador no está sincronizado con el primero de alguna manera, se presenta una interfaz fuera de sincronía. Esta sección está relacionada con la sincronización de la red como un "todo" y no simplemente de sincronización de una interfaz.

CAPITULO 4

Básicamente la sincronización de la red involucra sincronización de los conmutadores de la red. Los enlaces de transmisión pueden ser sincronizados automáticamente derivando la temporización directamente de un nodo de conmutación.

Aquí hay 2 razones básicas para fijar la atención a los requerimientos de una red digital. Primero, la red debe prevenir deslizamientos descontrolados que puedan provocar la pérdida de tramas, desconexiones inadvertidas y conexiones cruzadas. Esto es generalmente muy difícil y muy costoso.

Así, un segundo aspecto de un plan de temporización de red, requiere el establecimiento de una tasa máxima de deslizamientos controlados como parte de los objetivos de calidad de un circuito punto a punto.

Algunas veces la sincronización de redes privadas es difícil porque las topologías de la red no son diseñadas con la sincronización de la red en mente, y el equipo de conmutación (PBX) no está diseñado para proporcionar sincronización a otros nodos, además de que las redes privadas a menudo se interconectan a múltiples portadoras en múltiples locaciones.

Es excepcionalmente difícil determinar cuales señales se deben sincronizar, particularmente sobre una base dinámica cuando no hay una señal de referencia disponible.

Existen seis "Modelos Básicos" o "Planes de Sincronía" usados o considerados, para usarse en la sincronización de cada red digital.

- 1- Plesiócrono
- 2- Pulsos de Relleno para toda la red
- 3- Sincronización Mutua
- 4- Red Maestra
- 5- Sincronización Maestro Esclavo
- 6- Empaquetamiento

4.3.1 Plesiócrono

El método Plesiócrono no sincroniza la red, pero solamente usa relojes altamente precisos en todos los nodos de conmutación, por eso la tasa de deslizamientos entre los nodos es aceptablemente baja. Este modo de operación es probablemente el más simple de implementar ya que no necesita distribución de temporización a través de la red. Una red Plesiócrona, sin embargo, implica que los pequeños nodos de conmutación generen un desbordamiento de costos de fuentes de temporización redundantes y altamente precisas. Como un compromiso, las redes grandes pueden ser divididas en subredes para propósitos de temporización y uso de operaciones plesiócronas para sincronización de subredes y algunas otras, más costosas, permiten proporcionar sincronización infra subred.

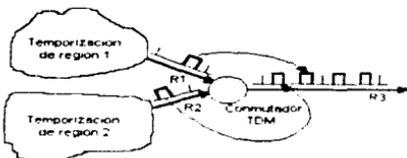
La temporización Plesiócrona también se utiliza para sincronizar interconexiones de redes digitales internacionales.

En la recomendación G 811, el CCITT ha establecido los objetivos de estabilidad para relojes de todas las conexiones internacionales de conmutadores digitales. El objetivo de estabilidad de una parte en 10¹¹ implica que el deslizamiento entre conexiones internacionales de conmutadores ocurrirá a una tasa de uno por 70 días.

4.3.2 Pulsos de Relleno para Toda la Red

Si todos los enlaces internos y conmutadores de una red fueron diseñados para operar a una tasa nominal ligeramente mayor que la tasa nominal del proceso de digitalización de voz, todas las señales de voz podrían propagarse a través de la red sin deslizamientos por rellenar la tasa de información hasta la tasa local del canal. Ninguno de los relojes tendría que ser sincronizado con ningún otro y podrían tolerarse pequeñas imprecisiones de reloj. En todas las conexiones entre sistemas que operan bajo diferentes relojes, sin embargo, los canales individuales deben ser "Desrellenados" de la tasa de entrada y rellenados hasta la tasa de salida local. En esencia, los enlaces TDM de la red proporcionarían canales TDM a través de los cuales los datos de usuario fluyen a tasas bajas y variables, ya que las diferencias serían absorbidas por pulsos de relleno internos.

En contraste con las operaciones de pulsos de relleno de multiplexores de alto orden, donde todos los canales en una señal digital de bajo nivel son rellenos de un grupo, las operaciones de conmutación implican que cada canal sea relleno independientemente. La necesidad de separar las operaciones de pulsos de relleno se ilustra en la figura 4.1, la cual muestra 2 señales de voz que serán conmutadas en un enlace de salida de TDM común.



Conmutación de dos canales con diferentes tasas sobre una salida común TDM
figura 4.1

Obviamente la tasa de bits R3 de ambos canales de salida es idéntica. Si los 2 canales se originan en porciones diferentes de la red, operando con diferentes relojes R1 y R2, los ajustes de pulsos de relleno deben hacerse para cada canal.

La necesidad de rellenar independientemente cada canal en todas las conexiones de conmutación impide que los pulsos de relleno sean una solución factible en el aspecto económico, para los problemas de temporización para toda la red.

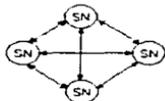
Los pulsos de relleno son usados para multiplexores de alto orden principalmente porque no se han establecido otros procedimientos de sincronización.

Conforme la red digital evoluciona y la habilidad de sincronizar los relojes de todas las señales digitales de bajo orden que se generen, los pulsos de relleno serán innecesarios.

Una instancia en la cual los pulsos de relleno siempre serán deseables es en enlaces digitales de satélites que son temporizados por relojes independientes en el satélite.

4.3.3 Sincronización Mutua

Las 2 secciones precedentes discuten los modos de operación para la red que no involucran sincronización individual de relojes. Esta sección y las 2 siguientes, describen planes de temporización de la red que sincronizan cada reloj individual a una frecuencia común. El primer método, Sincronización Mutua, establece una frecuencia de reloj común para la red, considerando todas las frecuencias de referencia de todos los nodos de conmutación de la red como se muestra en la figura 4.2. Cada nodo promedia las referencias de entrada y usa esto para su reloj local y de transmisión.



Sincronización Mutua
SN = Nodo de Conmutación
figura 4.2

Después de un periodo de inicialización, el reloj de la red normalmente converge a una sola frecuencia estable. Bajo ciertas condiciones, sin embargo, el proceso de promediación puede volverse inestable.

La principal atracción de una red mutuamente sincronizada es su habilidad para permanecer operacional en caso de falla de un reloj en cualquier nodo. Las principales desventajas son las incertidumbres del promedio exacto de frecuencia y presencia de transitorios desconocidos. Por estas razones, la sincronización mutua no ha sido muy considerada.

4.3.4 Red Maestra

Otro método de sincronización de red se muestra en la figura 4.3. Con este método sólo un reloj maestro es transmitido hacia todos los nodos permitiéndoles "engancharse" o "enlazarse" a una frecuencia común. Como se ha indicado, todos los nodos de red son directamente conectados a la red maestra implicando la necesidad de una red de transmisión separada o dedicada a la distribución de la referencia.

Las condiciones de implementación, implican rutas alternativas para cada nodo. Debido a consideraciones de costo para la red de temporización separada y a problemas de implementación con la distribución de la referencia, una red maestra con transmisión directa para cada nodo es indeseable.



4.3.5 Sincronización Maestro Esclavo

La principal característica para la red maestra de sincronización es la necesidad de una red separada de distribución de referencia para cada nodo. En la figura 4.4 se muestra una configuración de red que diseña una referencia maestra a través de esta red. Una frecuencia de referencia para la red es transmitida a unos cuantos nodos de conmutación seleccionados de alto nivel. Después estos nodos sincronizan sus relojes con la referencia, y remueven el Jitter de temporización inducido en el enlace, la referencia es pasada hacia conmutadores de bajo nivel a través de enlaces digitales existentes. Los conmutadores del siguiente nivel inferior se sincronizan con el enlace de entrada del nivel superior y pasan la temporización a otro nivel de conmutadores a través de un enlace digital de salida. El proceso de pasar la referencia hacia niveles inferiores es denominado "Sincronización Maestro Esclavo".



Como todos los nodos de conmutación en la red son sincronizados directa o indirectamente con la misma referencia, todos funcionan a la misma tasa nominal, así normalmente no ocurrirán deslizamientos. Sin embargo, debido a la diferencia de rutas a través de las cuales se diseña la temporización, diferencias de frecuencia de corta duración pueden ocurrir entre algunos nodos.

Si estos nodos son sincronizados indirectamente, como se muestra en la figura 4.4, pueden ocurrir deslizamientos poco frecuentes. Además, las consideraciones de implementación implican que se deben proporcionar relojes de respaldo en todos los conmutadores en caso de que falle el sistema de distribución de reloj.

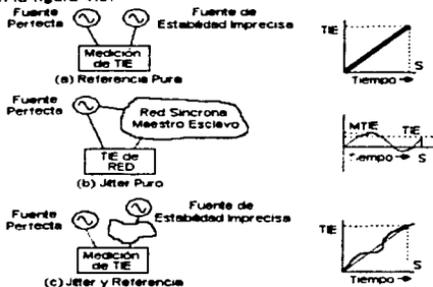
4.3.6 Empaquetamiento

Las discusiones anteriores han asumido implícitamente que se considera una red de circuitos conmutados síncrona, y que las redes de voz operan de esta manera. Para complementar, sin embargo, se debe mencionar

otra forma de red, una red de paquetes conmutados. Las redes de paquetes conmutados dividen mensajes en bloques de datos con identificación. Dentro de los bloques, portan códigos de transmisión, ocupación o mensajes de control. Si todos los mensajes (control y datos) son separados por un intervalo nominal de transmisión nula, se pueden restablecer en contenedores elásticos, preparándose para el siguiente bloque. Las redes de paquetes conmutados se desarrollaron principalmente para aplicaciones de comunicación de datos aunque también se han propuesto redes de voz de paquetes conmutados.

4.3.7 Medidas de Desempeño de Temporización de la Red

Después de seleccionar una arquitectura de sincronización para una red es necesario ser capaz de medir la calidad de las señales de temporización en una red para certificar el equipo, determinar márgenes de desempeño, falta de aislamiento en equipo o enlaces de transmisión y posiblemente evaluar alternativas de diseño. Los estándares ANSI y CCITT usan el concepto de Error de Intervalo de Tiempo (Time Interval Error "TIE") y Máximo Error de Intervalo de Tiempo (Maximum Time Interval Error "MTIE") para estos propósitos. Un TIE es la diferencia en el retardo entre una señal de tiempo seleccionada y una señal de temporización ideal al final de un periodo de tiempo particular. Un MTIE es el máximo error que ocurre en cualquier tiempo durante un intervalo particular. Estos conceptos se ilustran en la figura 4.5.



TIE y MTIE para varias imperfecciones de reloj
Figure 4.5

La figura 4.5a ilustra el TIE que ocurre cuando se mide una señal de temporización perfectamente estable pero imprecisa. Como la frecuencia de la señal bajo prueba difiere de la frecuencia de referencia por una constante de valor Δf el TIE es directamente proporcional al intervalo de medición S . El error es determinado por la cuenta de ciclos de reloj en ambas señales y expresa la diferencia como el tiempo requerido por la señal de prueba para encontrar la cuenta de referencia real. Así el TIE producido por una frecuencia de referencia constante es:

$$TIE = \frac{\Delta n}{f} = \frac{[S(f + \Delta f) - S(f)]}{f} = \frac{\Delta S \Delta f}{f}$$

donde Δn es la diferencia acumulada en ciclos de reloj
 Δf es la frecuencia de referencia
 y S es el intervalo de medición

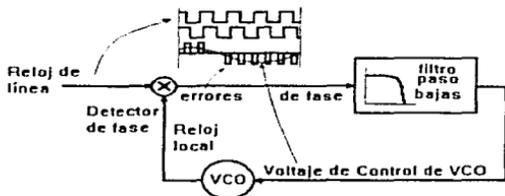
Como el TIE en la figura 4.5a incrementa monótonicamente con S , el MTIE y el TIE son idénticos. En contraste, la figura 4.5b ilustra el TIE producido por una señal de temporización sin frecuencia de referencia de larga duración pero algunas inestabilidades de corta duración (Jitter y desvío) como podría ocurrir si la referencia fuera relevada a través de la red. Como se indica, el TIE varía como función de S pero es reducido. El MTIE es el mayor TIE en un intervalo de medición.

La figura 4 5c muestra el caso más general donde la señal bajo prueba contiene inestabilidad y una frecuencia de referencia. En este caso la selección del valor de S es crítico. Si S es más pequeño que el Jitter se confundirá la presencia de la referencia. Si S es mayor que la frecuencia dominará la referencia al TIE y al MTIE medidos. Así las mediciones periódicas necesitan ser grabadas para un historial de tiempo para identificar las imperfecciones de temporización.

4.4 Recuperación de Temporización: El Circuito de Fase Cerrada

Un método común de sincronizar un reloj de recepción a un reloj transmisor usa un Circuito de Fase Cerrada (Phase - Locked - Loop "PLL") como el que se muestra en la siguiente figura 4 6. Un detector de fase solamente mide la diferencia de fase entre el reloj de entrada y el reloj generado localmente. El detector de fase de la figura solamente mide la diferencia de los cruces por cero entre las 2 señales. Cuando el cruce por cero del reloj de línea precede al cruce por cero del reloj local, se genera un pulso positivo, en otro caso se genera un pulso negativo. La salida del detector de fase es filtrada para eliminar tanto ruido recibido como sea posible y entonces la fase medida ajusta la frecuencia del Oscilador Controlado por Voltaje (Voltage Controlled Oscillator "VCO") para reducir la diferencia de fase.

Alguna cantidad de ruido o interferencia inevitablemente pasa a través del detector de fase y del filtro causando ajustes erróneos en la frecuencia del VCO. Conforme pasa el tiempo, se producen compensaciones de frecuencia para todos los incrementos del corrimiento de fase. Cuando se genera una diferencia de fase, se detecta fácilmente, y ocurren los cambios apropiados en el VCO, así el reloj local mantiene la frecuencia promedio deseada pero inevitablemente produce pequeñas cantidades de variación de fase y frecuencia como los corregidos de la frecuencia del reloj de línea.



Circuito de recuperación de reloj de Circuito de Fase Cerrada
(Phase - Locked Loop)

figura 4.6

El reloj de línea de la figura anterior se muestra para tener una transición en cada intervalo de reloj, una situación que ocurre con códigos de línea Manchester o de tipo Bifásico. Con algunos códigos de línea (En particular Bipolares o AMI) no tienen transiciones en intervalos de ceros binarios. En esos casos la circuitería de extracción de reloj inserta transiciones artificiales extrapoladas de intervalos previos o el detector de fase es deshabilitado durante intervalos cuando no se detectan pulsos (como sucede en la interfaz RS232, X.21, V.21, etc.).

4.5 Inestabilidad del Reloj

Las variaciones en la frecuencia de salida del VCO mencionadas son un ejemplo de inestabilidad de reloj. Todos los relojes tienen cierta cantidad de inestabilidad, y un aspecto importante de inestabilidad de reloj es la frecuencia: La tasa a la cuál la frecuencia de reloj cambia de ser muy alta a ser muy baja. La frecuencia de la inestabilidad puede ser directamente observada como el espectro en frecuencia del control de voltaje del VCO en un circuito de recuperación de reloj PLL. Cuando el control de voltaje del VCO varía lentamente, las variaciones

son referidas también como Desvío de Reloj (Clock Wander). Cuando las variaciones son más rápidas, la inestabilidad del reloj es referida también como Jitter. El punto de división más generalmente aceptado entre el desvío y el Jitter es 10 Hz. El circuito de recuperación de reloj PLL normal no puede ser usado para observar el desvío porque el VCO sigue las compensaciones de fase relativamente largas, así el circuito de recuperación de reloj no lo filtra, pero lo supera. Las fuentes de inestabilidad del reloj (desvío y Jitter) en una red son:

- 1- Ruido e interferencia
- 2- Cambios en la longitud del medio de transmisión
- 3- Cambios en la velocidad de propagación
- 4- Corrimientos Doppler de terminales móviles
- 5- Información de temporización irregular

4.5.1 Ruido e Interferencia

Si el filtro pasobajas de un PLL se diseña con una frecuencia de corte muy baja, este podría filtrar la mayoría del ruido e interferencias en un enlace de transmisión que será en otro caso corrupción de la recuperación de temporización. Aquí se tienen 3 razones propias de porqué no se pueden usar filtros paso bajas arbitrariamente bajos. Primero, la habilidad del PLL para adquirir sincronización es inversamente relacionada al ancho de banda del PLL. Si el VCO comienza a oscilar a frecuencia errónea y el ancho de banda es muy angosto, el PLL nunca podrá jalar al oscilador a la frecuencia del reloj de línea. Algunas veces este problema es aliviado por el uso de 2 anchos de banda: uno amplio para adquirir sincronización y uno angosto que se selecciona después de conseguir el enlace "Lock".

Una segunda consideración que generalmente se presenta con el uso de filtros muy angostos es que después de la adquisición de sincronía, es posible que la fuente pueda variar en frecuencia (tener Jitter) que no será seguido por un PLL donde el circuito de recuperación de reloj no sigue las muestras ideales, llevándolo a altas tasas de error o peor aun, el PLL pierde la sincronización también y tiene que readquirir el enlace "Lock". La tercer limitante para PLL de bajo ancho de banda es la inestabilidad propia del VCO. Si el VCO comienza a perderse en frecuencia, los filtros de muy bajo ancho de banda impiden ajustar el voltaje de entrada del VCO lo bastante rápido para prevenir errores de bit o posibles pérdidas de sincronía.

Debido a que las consideraciones operacionales dictan un cierto ancho de banda mínimo del PLL, el ruido y la interferencia en el enlace de transmisión siempre causan que el reloj recuperado sea más deteriorado que el reloj origen. Sin embargo el PLL elimina aquella porción de disturbio contenido en la frecuencia del ancho de banda del PLL. Estos disturbios con contenido de baja frecuencia son los más difíciles de tratar. El Jitter sistemático es producido por patrones de interferencia de intersímbolos, y pueden tener un contenido arbitrario de bajas frecuencias.

Una consideración importante en el diseño de un enlace de transmisión digital es la formación de Jitter en circuitos de recuperación "Tandem o Redundantes". Si un reloj recuperado es usado para la temporización de la transmisión de datos de salida, como en un repetidor regenerativo, algunas cantidades de Jitter serán introducidas en el reloj de salida. El circuito de recuperación de reloj en el siguiente receptor seguirá este reloj de entrada pero introducirá inevitablemente más Jitter junto con el ruido e interferencia en la siguiente sección. Con esto el Jitter se acumula en cada repetidor regenerativo usando el reloj de línea recibido como su reloj de transmisión.

Si se tiene una gran cantidad de repetidores regenerativos, el Jitter puede acumularse a tal punto que el circuito de recuperación de reloj subsiguiente tenga dificultad para seguir el reloj de recepción, produciendo errores de muestra y posible pérdida de enlace "Lock".

4.5.2 Cambios en la Longitud del Medio de Transmisión

Los cambios en la longitud de la ruta ocurren como resultado de la expansión o contracción térmica de medios de transmisión guiados, o como un resultado de una declinación atmosférica de una ruta de radio. Mientras una ruta incrementa su longitud, la tasa de bits efectiva en el receptor es reducida porque más y más bits son almacenados en el medio. Similarmente, cuando la ruta se acorta, la tasa de bits se incrementa, porque el número de bits almacenados en el enlace de transmisión se decrementa. Después de que la ruta se estabiliza, la señal recibida **regresa a la tasa de datos nominal.**

CAPITULO 4

Los cambios más significativos en la longitud de la ruta ocurren con los satélites de comunicaciones. Actualmente los satélites geoestacionarios producen variaciones en la longitud de la ruta de aproximadamente 1 milisegundo. A continuación se determinará el cambio en la longitud de la ruta, el cambio en número de bits en la ruta, y los cambios relativos en la tasa de datos recibidos de un enlace de transmisión T2 de 500 millas de longitud usando cables de cobre de calibre #2, y asumiendo cambios de temperatura de 20 grados centígrados en un periodo de 1 hora.

El coeficiente de expansión térmica para el cobre y la velocidad de propagación del cable de calibre 22 es 16.5×10^{-6} /grados centígrados y 29 400 millas por segundo, respectivamente (Estos son valores convencionales). Con esto el cambio en la longitud de la ruta es determinado como

$$\text{Incremento de Distancia} = 500 \times 16.5 \times 10^{-6} \times 20 = 0.165 \text{ millas}$$

El cambio en el número de bits en la ruta es determinado como

$$\text{Incremento del Número de Bits} = 6.312 \times 10^6 \times 0.165 / 29\,400 = 35.4 \text{ bits}$$

Assumiendo que los cambios de temperatura ocurren a una tasa constante, se determinará el cambio en la tasa de datos como

$$\text{Incremento de Tasa (R)} = 35.4 / 3\,600 = 9.8 \times 10^{-3} \text{ bps}$$

Con esto el cambio relativo en la tasa de datos recibida (Inestabilidad) es

$$\text{Incremento de Tasa (R) / R} = 9.8 \times 10^{-3} / (6.312 \times 10^6) = 1.56 \times 10^{-9} \text{ bps}$$

Aunque el valor de la inestabilidad del reloj recibido obtenida es un número muy pequeño, es realmente mayor que los requerimientos de precisión de 1 parte en 10^{11} para referencias primarias en la red norteamericana. Con esto la distribución de una referencia primaria requiere una cuidadosa atención a la naturaleza del medio de transmisión. Es importante notar, que la inestabilidad (desvío) debida a los cambios de longitud de la ruta, es un fenómeno transitorio, mientras los objetivos de precisión representan compensaciones máximas en estado estable de la frecuencia de reloj.

4.5.3 Cambios en la Velocidad de Propagación

Los cambios de temperatura no sólo causan expansión y contracción de los medios de transmisión cableados, también pueden cambiar las constantes de propagación de los medios que determinan la velocidad de propagación. El cambio resultante en la estabilidad del reloj recibido, es mucho menor que la producida por el cambio en la longitud de la ruta.

La velocidad de propagación de las ondas de radio en la atmósfera también cambian con la temperatura y la humedad. Aunque estos cambios de velocidad son más significativos que los que ocurren en las líneas cableadas, son ligeramente más pequeñas que las variaciones inducidas de longitud de ruta derivadas en el ejemplo anterior. Nótese que un cambio en la velocidad de propagación es efectivamente equivalente a un cambio en la longitud de la ruta, mientras el número de bits almacenados en la ruta de transmisión es modificado.

4.5.4 Corrimiento Doppler

La fuente más significativa de inestabilidad potencial de temporización en un reloj recibido, ocurre como resultado de corrimientos Doppler de aeroplanos o satélites. Por ejemplo, un corrimiento Doppler inducido por un aeroplano a 350 mph significa una inestabilidad de reloj equivalente de 5×10^{-7} . De nuevo, los corrimientos Doppler ocurren en esencia, como un resultado de cambios de la ruta.

4.5.5 Información de Temporización Irregular

Un requerimiento fundamental de un código de línea digital, es que debe proporcionar suficiente información de temporización para establecer y mantener un reloj de línea receptor. Si la información de temporización es

dependiente de los datos, el Jitter en el reloj recuperado se incrementa durante periodos de relativa baja densidad de marcas de temporización. La magnitud del Jitter no es dependiente solamente de la densidad de marcas de temporización, pero tampoco de los patrones de temporización (datos). En un repetidor ideal, sólo la densidad sería tratada, en la práctica sin embargo, varias imperfecciones llevan al patrón de Jitter Dependiente.

Cuando se demultiplexan cadenas de altas tasas de datos, la tasa de llegada contenida en los canales individuales es irregular, esta irregularidad produce Jitter de Temporización cuando se generan nuevos relojes de línea para las señales de tasas inferiores. Esta fuente de Jitter también llamada Jitter de Tiempo de Espera (Waiting Time Jitter "WTJ") es en muchas ocasiones el más perturbador.

4.6 Contenedores Elásticos (Aplicación)

Las inestabilidades representan esencialmente los cambios en el número de bits contenidos en un enlace de transmisión. En el caso de ruido e interferencia de Jitter inducido, el cambio en bits almacenados ocurre porque los datos son muestreados un poco antes o un poco después que nominalmente. Como la salida de datos de un repetidor regenerativo es transmitida de acuerdo al reloj recuperado, una variación de fase en el reloj mediante el retraso a través del repetidor es la diferencia de cuando no hay desalineamiento en la temporización.

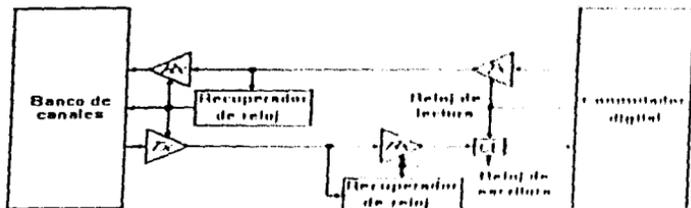
Si las variaciones de fase en repetidores regenerativos sucesivos coinciden, en un enlace de transmisión con muchas repeticiones ocurrirá un cambio de algunos bits en los bits almacenados. Mientras esos bits extra entran o salen del enlace de transmisión en periodos de tiempo relativamente cortos, el Jitter acumulado puede representar una inestabilidad en el reloj recibido relativamente grande, pero de corta duración.

Como los repetidores regenerativos usan muestras de reloj de entrada como reloj de salida, no existen diferencias de temporización sostenidas entre las entradas y salidas. Los puntos finales de un enlace de transmisión sin embargo, pueden interfazarse a un reloj local, en este caso una diferencia entre un reloj recibido y un reloj local relativamente fijo debe ser reconciliada con un contenedor elástico. Un contenedor elástico es un "Buffer" en el cual se escribe de acuerdo a un reloj, y del cual se lee de acuerdo a otro. Si existen inestabilidades de corta duración en cada reloj, el contenedor elástico absorbe las diferencias en la cantidad de datos transmitidos y la cantidad de datos recibidos.

Un contenedor elástico puede compensar sólo inestabilidades de corta duración que producen una diferencia limitada en las cantidades de datos transmitidos y recibidos. Si existen variaciones de reloj sostenidas, como con relojes de alta precisión pero desincronizados, un contenedor elástico tendrá eventualmente carencia o saturación de información, ocasionando pérdidas en ambos casos.

4.6.1 Interfaz de Conmutador TDM

La necesidad de un contenedor elástico ocurre cuando un enlace de transmisión digital es conectado a un conmutador digital de división de tiempo. Como se muestra en la siguiente figura 4.7, el contenedor elástico es colocado entre el enlace de transmisión digital y el lado entrante del conmutador.



Interfaz entre un enlace de transmisión TDM y un conmutador digital usando un Contenedor Elástico (Memoria Elástica)

Figura 4.7

En la mayoría de los casos el conmutador digital proporciona temporización a todos los enlaces de salida TDM por eso no existen discrepancias entre esos enlaces y el conmutador. El reloj de escritura generada por el punto lógico "frente" del enlace digital deriva este reloj de la señal recibida y usa este reloj para temporizar las transmisiones digitales de regreso al conmutador. Es la única situación que se genera cuando un enlace de salida TDM está directamente conectado a un conmutador digital a través de líneas T1 y es exactamente el mismo hecho que ocurre cuando se usa el "Circuito Temporizado".

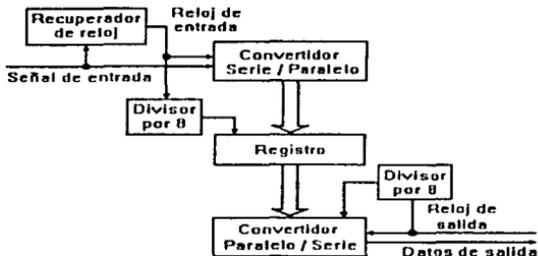
Cuando se usa el circuito temporizado el reloj de salida del enlace de entrada del conmutador se sincroniza con el reloj del conmutador. Sin embargo, los enlaces de salida TDM y enlaces de entrada TDM que se sincronizan con el reloj de entrada. El conmutador elástico asegura que los datos de salida TDM sean disponibles para el conmutador.

En esencia el circuito formado por los enlaces de transmisión y los conmutadores elásticos es idéntico a un reloj constante e integral de intervalos de reloj entre la entrada y la salida del conmutador. Así, dentro y fuera de cada ciclo de temporización, las entradas y salidas operan como si estuvieran sincronizadas exactamente entre sí. Esto sucede una única vez por ciclo de temporización.

4.3.2 Implementaciones de Contenedores Elásticos

El tamaño pequeño de un conmutador digital que se usa en un enlace de salida TDM puede ser una gran ventaja, especialmente en enlaces de comunicaciones de alta velocidad. La alta velocidad a la que opera el enlace de salida TDM requiere un tiempo de implementación de hardware considerable. Cuando se sincroniza una conexión de salida TDM y se sincroniza el enlace de entrada TDM se puede implementar un conmutador digital que sincroniza la salida TDM y el enlace de entrada TDM. El conmutador elástico asegura que los datos de salida TDM sean disponibles para el conmutador.

Mientras ocurre la temporización de salida entre el conmutador elástico y el punto lógico "frente" del enlace de salida TDM, los datos de salida TDM operan como si estuvieran sincronizados exactamente entre sí. Esto sucede una única vez por ciclo de temporización.



Implementación básica de un Contenedor Elástico

figura 4.8

Normalmente, alguna circuitería de control (No mostrada), es necesaria para inicializar el contenedor elástico por eso, la primera transferencia en el registro ocurre a la mitad de la transferencia de salida. Este proceso significa que algunos datos de entrada son inicialmente descartados por el registro paralelo serie mientras ocurre el tiempo de transferencia deseado.

Los tiempos relativos de la transferencia paralela hacia y desde el registro de retención proporcionan una indicación directa de la fase relativa de los relojes de entrada y de salida. Así, los relojes de transferencia paralela contienen la información necesaria para generar los voltajes de control de un VCO si el contenedor elástico es usado para remover jitter de transmisión acumulado.

La estructura básica mostrada en la figura 4.8 puede ser extendida para implementar contenedores elásticos extensos como se muestra en la siguiente figura 4.9. El único cambio envuelve la substitución de un buffer primero en entrar primero en salir (First-Input First-Output "FIFO") por el registro de retención de la figura anterior 4.8. Este buffer de datos está diseñado específicamente para permitir transferencias de entrada bajo el control de un reloj mientras las salidas son controladas por un reloj diferente. Normalmente, el FIFO es inicializado por la inhibición de transferencias de salida mientras el buffer se llena a la mitad de su capacidad. (Algunos FIFO disponibles comercialmente tienen una señal de salida específicamente para indicar cuando se ha alcanzado o rebasado la mitad de su capacidad).



Implementación de un Contenedor Elástico FIFO

figura 4.9

4.7 Remoción de Jitter Acumulado

Otra aplicación de un contenedor elástico se muestra en la siguiente figura 4.10 dónde es usado para remover Jitter de temporización inducido de transmisión en un repetidor regenerativo. Normalmente un repetidor regenerativo establece la temporización de transmisión directamente de la muestra de reloj derivada localmente. En la figura, la temporización de transmisión es definida por un reloj local separado. El contenedor elástico absorbe las inestabilidades de corta duración en el reloj recibido, pero la frecuencia de larga duración del reloj transmitido es controlada por el mantenimiento de un cierto "promedio de nivel de almacenamiento" en el contenedor elástico.



Remoción de Jitter de un repetidor regenerativo

figura 4.10

Si el contenedor elástico es bastante grande para acomodar todas las variaciones transitorias en la tasa de datos, se removerán las inestabilidades de alta frecuencia del reloj de entrada.

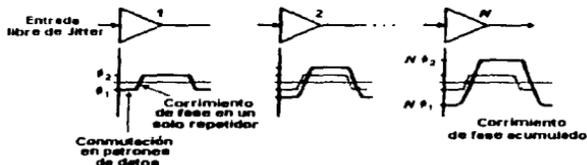
Todos los repetidores regenerativos, sin hacer caso del mecanismo usado para recuperar la temporización, derivan sus relojes de salida promediando la información de temporización de entrada sobre un periodo de tiempo. Circuitos sintonizados promedian el reloj de entrada para relativamente pocos intervalos de señal, y circuitos de fase cerrada para muchos intervalos. En cualquier caso implica una cierta cantidad de almacenamiento o retardo. Un contenedor elástico es meramente un mecanismo para incrementar el retardo disponible, por eso los ajustes de temporización de salida pueden ser realizados gradualmente. Nótese que un contenedor elástico siempre inserta cantidades significativas de retardo artificial en la ruta de los datos.

Para remover inestabilidades arbitrarias de baja frecuencia (desvíos) se requieren grandes contenedores elásticos arbitrarios y VCO arbitrariamente estables. Así un contenedor elástico de remoción de jitter puede ser insertado en una cadena de repetidores sólo cuando la acumulación de jitter amenaza la habilidad de mantener la sincronización de un repetidor regenerativo regular.

El Jitter no sólo es un fenómeno de un enlace de transmisión digital sino que también ocurre en sistemas de almacenamiento digital. Por ejemplo, el removedor de Jitter como el que se muestra en la figura anterior (7.3) es usado en reproductores de video discos para eliminar empañamientos de las imágenes visuales.

4.7.1 Jitter Sistemático

Un analisis original del Jitter en una cadena de regeneradores digitales fue reportado por Byrne, Karatin y Robinson (Bellamy 1990, pag 344). En la figura 4.11 se muestra el modelo básico de su análisis. Cada repetidor regenerativo en una línea portadora T extrae la temporización de la forma de onda recibida y pasa esta temporización al siguiente repetidor regenerativo como un reloj transmitido. Debido a las imperfecciones de implementación (primeramente interferencia de intersimbolos) en los circuitos de recuperación de temporización, el Jitter producido por los repetidores es dependiente de los patrones de datos. Uno de los peores casos de patrones es cuando producen un retraso extremo en la fase. Otro patrón produce un adelanto extremo de fase.



Modelo de Jitter Sistemático en una cadena de repetidores regenerativos:

ϕ_2 = corrimiento de fase producido por el peor caso de patrón de datos para adelanto de fase;

ϕ_1 = corrimiento de fase producido por el peor caso de datos para retraso de fase.

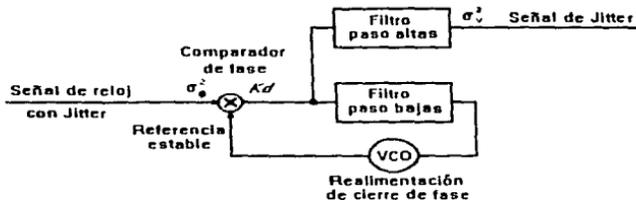
figura 4.11

La naturaleza sistemática de este Jitter lo hace la más significativa fuente de Jitter de reloj de línea acumulado al final de la cadena de repetidores.

Como se indica en la figura anterior, el último repetidor en la cadena experimenta una gran rampa de fase igual al número de veces que se repitió el corrimiento de fase de cada repetidor individual. Esta rampa de fase representa un cambio abrupto en la frecuencia de reloj que puede causar errores de bit o una pérdida de sincronización completa. Así, se tiene una limitante en el número de repetidores que pueden ser usados sin remover el Jitter.

4.7.2 Mediciones de Jitter

Un circuito sencillo para medir el Jitter de temporización se muestra en la siguiente figura 4.12. Como se indica, consta de un PLL con la salida del comparador de fase suministrando la medida del Jitter de temporización. Normalmente, el ancho de banda del filtro paso bajas es muy pequeño, por eso el VCO ignora el Jitter de corta duración en la señal de temporización. Si no existe Jitter, la salida del comparador de fase es constante y ninguna señal pasará por la sección del filtro paso altas.

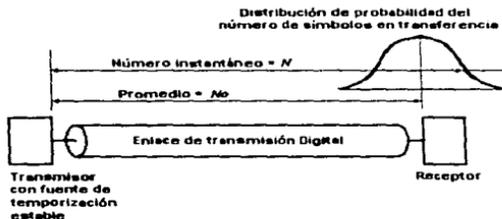


Circuito para medir el Jitter de Temporización

figura 4.12

El jitter de frecuencia muy baja no puede ser medido por el circuito en la figura anterior 4.12 porque el VCO sigue lentamente los cambios de los corrientes de fase. El jitter de baja frecuencia puede no ser de importancia porque puede ser seguido por un PLL. El jitter de alta frecuencia, por otro lado, es más apto para causar errores de muestreo o una pérdida de enlace. "Look" en el reloj recuperado de un repetidor. Con esto el contenido espectral del jitter así como la magnitud es de interés además de que el circuito de la figura 4.12 no es capaz de medir jitter de baja frecuencia no puede operar si no puede enlazarse con la señal de reloj fundamental.

El jitter de fase es comúnmente especificado por los teóricos de comunicaciones como una potencia medida en unidades de radianes cuadrados o ciclos cuadrados (Un ciclo = 2π radianes). Como se indica en la figura 4.13, la potencia de fase de jitter es entonces una medida de la varianza del número de ciclos de reloj o unidades de intervalos contenidos en el enlace de transmisión. En un sensor de jitter físico, la potencia tiene poca significancia porque representa variaciones de temporización no de potencia.



Modelado del Jitter de fase como la Varianza del número de símbolos "almacenados" en el enlace de transmisión.

figura 4.13

Alguna justificación física para expresar el jitter como una potencia puede ser obtenida por la observación de la potencia rms (σ_d^2) del detector de la señal de salida del detector de fase que es proporcional al valor rms del jitter de fase (σ_d^2).

$$(\sigma_d^2) = (K_d^2) * (\sigma_f^2) \vee 2$$

donde K_d es el factor de ganancia del detector de fase en (Volts / Radian).

Si el Jitter de fase se presenta como un resultado de ruido Gaussiano aditivo en una señal estable, el ruido de fase puede ser aproximado como

$$(\sigma_{\phi})^2 = (\sigma_n^2) / (2P_s) \quad \text{Rad}^2$$

dónde σ_n^2 es la potencia de ruido aditivo, y P_s es la potencia de la señal

La ecuación anterior es la ecuación básica del Jitter de fase producido por ruido aditivo en una señal senoidal continua (Bellamy 1990, pág. 343). Cuando la temporización es extraída de una señal de datos, la información de temporización usualmente no es continua. La distinción no es importante por que el Jitter producido por ruido aditivo normalmente es insignificante comparado con otras fuentes (Bellamy 1990, pág. 343).

4.7.3 Jitter de Tiempo de Espera

Quando se demultiplexa una cadena de datos TDM de alto nivel, se hace necesario generar un reloj para cada subcanal derivado. Debido a que los subcanales son transferidos (o transmitidos) como datos sincrónicos, el reloj derivado debe ser continuo. La derivación de relojes de subcanales sincrónicos es complicada por la inserción en las cadenas de datos TDM, de bits de cabecera que crean carencias en los instantes de llegada de los bits. Las irregularidades en las tasas de bits de llegada causadas por esas ausencias son referidas también como Jitter de Tiempo de Espera "Waiting Time Jitter".

La mayoría de los bits de cabecera (bits de trama, bits de paridad, bits de control de rellenos) ocurren con una base regular y predecible. El Jitter de tiempo de espera de esas ausencias puede ser eliminado fácilmente con un contenedor elástico y un reloj de salida derivado del reloj de línea de entrada. Por ejemplo, un reloj de canal PCM sencillo a 64 kbps puede ser derivado de un reloj de línea T1 a 1.544 Mbps multiplicando por 8 y dividiendo por 193.

En contraste el Jitter de tiempo de espera producido por pulsos de relleno es significativamente más difícil de identificar. La dificultad se genera porque los tiempos de espera producidos por pulsos de relleno son irregulares e impredecibles. Por esta razón los relojes de subcanal de salida derivados de un pulso de relleno en una línea TDM deben ser derivados independientemente y sólo de la tasa de llegada promedio de cada canal de datos y no de la tasa del TDM de alto nivel.

Los relojes de salida de demultiplexores M12, son generados usando contenedores elásticos de remoción de Jitter como se muestra en la siguiente figura 4.14. Si se usan grandes contenedores elásticos y relojes de salida de ajuste retardado, se puede remover la mayoría del Jitter. Desafortunadamente el Jitter de tiempo de espera tiene componentes de frecuencia de hasta cero Hertz por eso el Jitter nunca puede ser eliminado enteramente. Sin embargo, el Jitter puede ser confinado también a una banda de frecuencias tan bajas como se desee usando contenedores elásticos bastante grandes.

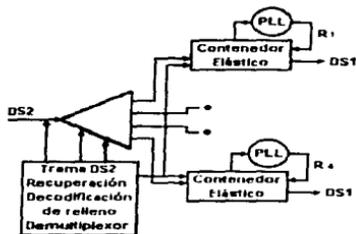


Diagrama funcional de un demultiplexor M12

figura 4.14

El Jitter de tiempo de espera es básicamente una función de que tan a menudo se rellenan los pulsos, pero también es dependiente de la relación de relleno real a las oportunidades de relleno. Si el reloj de entrada está libre de Jitter los picos de Jitter de salida son usados en un medio de las oportunidades. Desde un punto de vista de tolerancia máxima para compensaciones de reloj, una tasa de relleno de un medio es ideal. Para reducir el Jitter de tiempo de espera, las tasas de relleno de aproximadamente un tercio son comúnmente usadas.

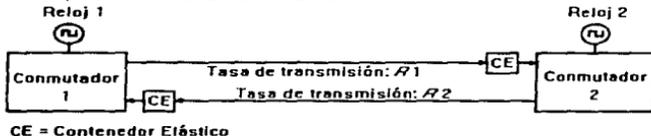
4.8 Imprecisiones de Temporización

Aunque las variaciones en la temporización representan corrimientos en la frecuencia de un reloj de línea, los corrimientos son sólo temporales y pueden ser absorbidos por los contenedores elásticos. En algunas instancias el equipo de comunicaciones digitales que usa fuente de frecuencia autónoma, debe ser interconectado con un similar. Cuando esto sucede, las tasas de reloj de los dos sistemas nunca son exactamente las mismas, sin importar que tan preciso es el diseño en las fuentes de frecuencia. Una variación en los dos relojes, no importa que tan pequeña, no puede ser reconciliada solamente por contenedores elásticos.

Cuando un conmutador digital se conecta con otro conmutador digital usando su propia fuente de frecuencia como una referencia, resulta como se indica en la figura 4.15, el reloj de salida para cada dirección de transmisión es definida por el reloj del conmutador local. Con esto el reloj de entrada en cada interfaz del conmutador no sólo contiene Jitter inducido en la línea de transmisión, sino también una pequeña e inevitable variación de frecuencia.

4.9 Deslizamientos

Como se indica en la figura 4.15, la interfaz de cada enlace digital de entrada incluye un contenedor elástico para remover el Jitter de temporización del enlace de transmisión.



CE = Contenedor Elástico

Comunicación entre conmutadores Digitales Autónomos

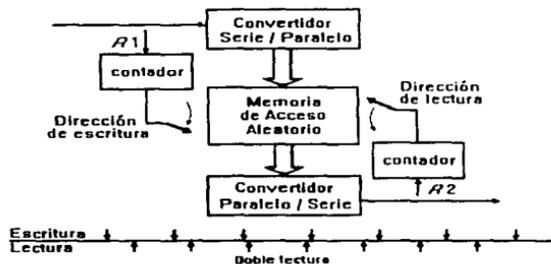
figura 4.15

El contenedor elástico en el primer conmutador digital es escrito por el reloj de línea recuperado, pero leído a la tasa local R_1 . Si la tasa promedio del reloj de línea recuperado R_2 es diferente de R_1 , el contenedor elástico tendrá eventualmente carencia o saturación de información, dependiendo de cuál sea mayor. Cuando R_2 es mayor que R_1 , el contenedor elástico en el primer conmutador se satura ocasionando una pérdida de datos. Si R_2 es menor que R_1 , el mismo contenedor elástico tendrá carencia de datos, ocasionando la inserción de datos extraños en la cadena de datos entrante al conmutador. Normalmente, los datos extraños son repeticiones de bits de datos que ya habían sido transferidos al conmutador. Las alteraciones en la cadena de datos causadas por carencia o saturación de datos en un contenedor elástico, son referidos también como "Deslizamientos (SLIPS)".

Los deslizamientos descontrolados representan deterioros significativos a una red digital porque ellos generalmente causan pérdidas de sincronización de trama. Por lo tanto, los deslizamientos son permitidos sólo para ocurrir de una manera prescrita para que no trastornen a la trama.

Una proposición general para controlar los deslizamientos es asegurar que ocurran sólo en forma de una repetición o el borrado de una trama entera. Así los contadores de ranura de tiempo y lógica de trama asociada con el grupo multiplex permanecen sincronizados. Los deslizamientos controlados comprenden tramas enteras que pueden ser aseguradas por el uso de contenedores elásticos de por lo menos una trama de almacenamiento.

Cuando ocurra un deslizamiento, el nivel de almacenamiento en el contenedor elástico es efectivamente incrementado o decrementado por una trama completa. Antes de que realmente se inserte o borre información, el efecto deseado es obtenido más fácilmente por indexado de punteros de dirección en una memoria de acceso aleatorio como el sistema mostrado en la figura 4.16.



Operación de un Contenedor Elástico con una trama de memoria
figura 4.16

El contenedor elástico mostrado en la figura 4.16 opera por escritura de información de entrada secuencial en las direcciones de memoria correspondientes a los canales individuales TDM. Los datos para canales de salida individuales son obtenidos por la lectura de las mismas direcciones de la misma forma secuencial. Idealmente, si no hay variación entre las tasas de reloj, los tiempos de lectura de cada canal ocurren a la mitad del tiempo de escritura para los canales correspondientes. El contenedor elástico tiene entonces la capacidad de absorber las variaciones de retardo de transmisión hasta un medio de la duración de trama.

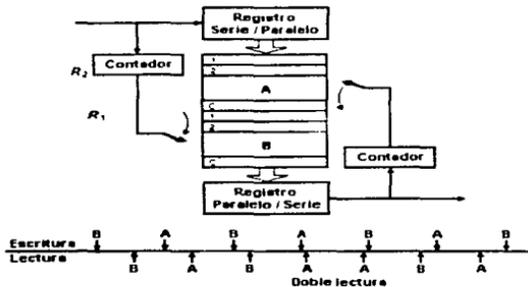
El diagrama de temporización en la figura 4.16 ilustra una compensación exagerada de temporización en el cual el reloj del conmutador R_2 es mayor que el reloj de entrada R_1 . Como se indica, los instantes de lectura se emparejan gradualmente con el instante de escritura mientras ocurre una doble lectura.

A la vez la información reconstruida por cada canal es una repetición de la información reconstruida por la trama de salida previa. Aunque los instantes de lectura y escritura para un solo canal son mostrados, los instantes correspondientes para los otros canales tienen la misma relación.

Nótese que si R_1 es mayor que R_2 ocurrirá un deslizamiento cuando una doble escritura en todos los canales cause que la información de la trama de entrada previa sea sobre escrita.

Un problema potencial con el contenedor elástico de la figura anterior 4.16 sucede cuando los instantes de lectura y escritura casi coinciden, cuando ambos accesos a un mismo canal ocurren uno después de otro, las inestabilidades de temporización transitorias pueden causar que los 2 accesos se encuentren y sucesivamente uno con respecto al otro. Así los deslizamientos causados por dobles lecturas pueden seguir a deslizamientos causados por dobles escrituras y viceversa. Para remediar esta situación, alguna cantidad de histéresis es necesaria en el proceso de ajuste del contador. La histéresis en su turno, implica que el almacenamiento adicional es necesario para diferir la ocurrencia de un tipo de deslizamiento después de que un deslizamiento del otro tipo ha ocurrido recientemente.

Un medio de implementar un contenedor elástico con la histéresis deseada es usar 2 tramas de almacenamiento como se muestra en la siguiente figura 4.17 por conveniencia el contenedor elástico es dividido en una memoria de trama A y una memoria de trama B. El contador lógico de nuevo accesa la memoria de manera secuencial excepto que las tramas son escritas alternadamente en las memorias A y B. Bajo operación normal, las memorias son accedidas de la misma forma para los datos de salida. Cuando un deslizamiento es inminente, la lógica de control causa que el contador del canal de salida sea reseteado, por eso la memoria A es leída doble en un mismo renglón. Esta situación es ilustrada en el diagrama de tiempos de la figura 4.17 el cual de nuevo asume que R_2 es mayor que R_1 .



Contenedor Elástico de dos tramas de memoria

figura 4.17

El punto importante a ser notado en el diagrama de tiempos es que después de que el ajuste del contador produce una doble lectura de memoria A (la trama completa), los instantes de lectura y escritura de cada memoria individual están apartados aproximadamente un intervalo de trama. Así otro ajuste puede ser diferido hasta que los accesos de lectura y escritura de nuevo se recorran un intervalo completo con respecto al otro. La estructura y modo de operación mostrados en la figura anterior 4.17 describe el contenedor elástico usado para interfaz de señales DS1 por el sistema Bell No. 4ESS.

4.9.1 Objetivos de la Tasa de Deslizamientos

Si la diferencia entre una tasa de datos de entrada de un contenedor elástico y la tasa de datos de salida es ΔR , el tiempo entre los deslizamientos es

$$\Delta T = N / \Delta R$$

dónde N es el número de bits que serían repetidos siempre que ocurriera un deslizamiento. Normalmente, un deslizamiento envuelve una trama de datos completa, en tal caso el tiempo es determinado como:

$$\Delta T = 1 / \Delta F$$

dónde ΔF es la diferencia entre tasas de trama.

Mientras que los deslizamientos son controlados, y por ello no distorsionen el entramado, el único efecto es una infrecuente repetición o borrado de la información dentro de los canales TDM afectados. EL efecto audible de los deslizamientos en una señal de voz digitalizada es un "click" ocasional. Sólo un deslizamiento en 25 produce un click audible en PCM de voz. Las señales de voz pueden por lo tanto tolerar varios deslizamientos por minuto.

El tráfico encriptado (voz o datos) es más susceptible a los deslizamientos ya que el proceso de encriptación / decriptación usualmente releva a los reordenadores y desreordenadores de bits. Cuando la cuenta de bits es alterada por inserción o borrado de bits en una ranura de tiempo, los contadores en la fuente y el destino pierden la sincronía. En el mejor caso, el proceso de decriptación causa que cada deslizamiento sea audible. En el peor de los casos, palabras o datos ininteligibles resultan hasta que el desreordenador es resincronizado.

Un aspecto más insidioso y perturbador de los deslizamientos ocurre cuando un canal de voz porta datos en banda de voz. Modems de alta velocidad para la red telefónica analógica usan modulación de corrimiento de fase con detección coherente en el receptor. Puesto que estos modems son particularmente sensibles a los corrimientos de fase, ellos son particularmente vulnerables a los deslizamientos. Un deslizamiento de 8 bits en una señal de modem digitalizada usando una portadora de 1800 Hz genera un corrimiento de fase instantáneo de 81°. Obviamente, un corrimiento de fase de este tamaño causa un error de datos, pero más importante, esto trastorna la circuitería de recuperación de portadora en el receptor y ocasiona múltiples errores.

Un solo deslizamiento puede trastornar la operación de algunos modems de banda de voz por varios segundos.

Caracterizaciones de los efectos de deslizamientos en equipos de facsimile por ejemplo, revelan que un solo deslizamiento puede causar la pérdida de 4 a 8 líneas exploradas sin un reporte de error. Algunas veces las pérdidas de líneas no son inmediatamente evidentes a la imagen reconstruida. Las líneas diagonales, sin embargo, fácilmente revelan pérdida de espacio vertical.

Cuando un enlace de transmisión digital está siendo usado para transmitir datos directamente, el efecto de un deslizamiento no puede ser más significativo que un simple error de canal. La mayoría de los equipos de comunicación de datos de recepción solicitan una retransmisión completa de algún bloque de datos que no satisface cierto chequeo de redundancia. Así un error es tan malo como muchos errores o una completa pérdida de datos. El efecto del deslizamiento será más significativo, si el protocolo de comunicaciones utiliza procedimientos de cuenta de bits para delimitar los bloques del mensaje. La inserción o borrado de datos por la red, causa que el contador se desincronice, y el intercambio normal de información es interrumpido mientras la pérdida de sincronización es reconocida.

5 CRITERIOS DE IMPLEMENTACION

5.1 Protocolos de Primer Nivel (Interfaz Física entre Equipo Terminal de Datos y Red)

Antes que los datos paralelos de las terminales o las computadoras fueran señalizados, se debieron ajustar las interfaz estándares de Estados Unidos EIA (Electronic Industries Association) y del CCITT (Comité Consultivo Internacional de Telegrafía y Telefonía). Estos estándares comprenden a los circuitos de intercambio de datos y de control, niveles eléctricos de voltaje, impedancia, velocidad de transmisión, tasa de oscilación (volts / useg) y distancia entre la terminal o procesador (Equipo Terminal de datos "DTE") y el equipo de comunicaciones (DCE)

5.2 Estándares EIA y CCITT Para Circuitos De Interfaz

Para velocidades de datos de hasta 20 kbps, los estándares para interconectar un DTE y un DCE son las recomendaciones estándar de EIA RS 232C y la V.24 del CCITT (características funcionales) y V.28 (características eléctricas). Sin embargo, otros estándares relacionados, RS 422A y V.35 y X.27 del CCITT, para líneas balanceadas, y RS 423 y X.26 del CCITT para líneas desbalanceadas, proporcionan un incremento de velocidad y distancia. Estos estándares se aplican a transmisiones sincrónicas y asincrónicas, líneas telefónicas dedicadas o conmutadas, y modos de operación SIMPLEX, HALF DUPLEX y FULL DUPLEX.

NOTAS:

- 1- La calidad de señal es el factor más importante que limita la distancia en circuitos balanceados, mientras el crosstalk de corta duración es el principal factor limitante para circuitos desbalanceados.
- 2- En las recomendaciones asociadas del CCITT de las series V y X son equivalentes. La versión X es para las interfaz de la red pública de datos y la versión V para modems de la serie V.
- 3- El estándar RS 232C define los niveles de señales y las terminales en un conector para muchos tipos de equipos pero no para teleimpresoras. Los conceptos de transmisión de señal para teleimpresoras son los mismos: bits de inicio y de paro, bits de datos y bits de parada, pero la interfaz de señal es un circuito de corriente, y no de nivel de voltaje. En vez de niveles de voltaje para representar ceros "0" o unos "1" lógicos, el circuito de corriente usa una presencia o ausencia de corriente. La corriente puede ser 20 ó 60 mA, neutral o polar, con voltajes de alimentación de 24, 48, 60 ó 120 volts. Algunos países Europeos utilizan circuitos de corriente polares de 404 u 80 mA.

5.3 Estándares EIA y CCITT para Interfaz Digitales

En los Estados Unidos las recomendaciones estándares EIA incluyen interfaz diseñadas para uso entre fabricantes y compradores de productos electrónicos. En los siguientes párrafos se explican interfaz digitales estándar relacionados.

EIA RS 232C Interfaz entre DTE y DCE empleando intercambio de datos binarios en serie

El EIA RS 232C es un protocolo estándar como también un estándar eléctrico especificando puesta de acuerdo (hand-shaking) y funciones entre el DTE y el DCE sobre distancias cortas (hasta 15 metros) a tasas de datos de baja velocidad (hasta 20 kbps). El circuito de interfaz específico es de terminación sencilla, de voltaje bipolar, y sin terminación. Un voltaje positivo entre +5 y +25 volts representa un cero "0" lógico, y un voltaje negativo entre -5 y -25 representa un uno "1" lógico. La impedancia de carga RL debe tener una resistencia de cd entre 3000 y 7000 Ω , y el voltaje medido entre RL no debe ser menor a 5 volts y no mayor de 15 volts. La capacitancia derivada efectiva CL a través de RL no deberá exceder 2500 pF.

La contraparte del EIA RS 232C son las recomendaciones V.24 y V.28 del CCITT, los cuales tienen esencialmente las mismas especificaciones eléctricas pero diferente nomenclatura. Las recomendaciones V.24 y V.28 del CCITT son generadas siguiendo las especificaciones EIA.

Los circuitos de terminación sencilla (single ended) son susceptibles a todo tipo de interferencia electromagnética. La susceptibilidad al ruido y crosstalk es proporcional a la longitud y al ancho de banda. RS 232C establece restricciones para ambos.

Esto limita la tasa de oscilación de manejadores a 30 V/useg para controlar emisiones de radio sobre circuitos cercanos y limitación de ancho de banda en los receptores para reducir la susceptibilidad al crosstalk.

CAPITULO 5

EIA RS 422A Características eléctricas de interfaz de circuitos digitales de voltaje balanceado

El EIA RS 422A es una interfaz estándar diferencial de voltaje balanceado, con la capacidad de soportar tasas de datos significativamente altas sobre distancias mayores que las especificadas en RS 232C. Es completamente compatible con las recomendaciones V.11 y X.27 del CCITT. Puede manejar tasas de 100 kbaudios sobre una distancia de 1200 m o tasas de hasta 10 Mbaudios sobre una distancia máxima de 12 m (40 ft).

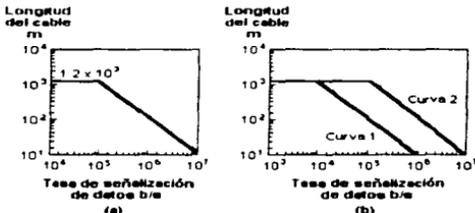
Estas mejoras de desempeño provienen de las ventajas de una configuración balanceada la cuál es aislada de corrientes de tierra.

También es inmune a fluctuaciones de voltaje potenciales entre referencias de tierra de sistemas e interferencias electromagnéticas de modo común.

Mientras la interfaz balanceada es propuesta para usarse en altas tasas de señalización, generalmente pueden ser requeridas donde prevalecen algunas de las siguientes condiciones:

- 1- El cable de interconexión es muy largo para una operación desbalanceada efectiva.
- 2- El cable de interconexión es expuesto a fuentes extrañas de ruido que pueden causar un exceso de voltaje indeseado de $\pm 1V$. El voltaje indeseado es medido diferencialmente entre el conductor de señal y el conductor común en el extremo de carga del cable, con una resistencia de 50Ω que substituye al generador.
- 3- Es necesario minimizar la interferencia con otras señales.
- 4- Donde se puede requerir la inversión de señales; por ejemplo una inversión de marcas positivas a negativas se puede obtener invirtiendo el par torcido.

Cuando se preparó el EIA RS 422A, las pruebas de conducción se efectuaron con cable de par torcido AWG 24. Los resultados de la tasa de datos contra la longitud se presentan en la siguiente figura 5.1 que muestra dos resultados importantes:



Tasa de señalización de datos contra longitud del cable para un circuito de intercambio balanceado de par trenzado calibre 24 (25 mm de diámetro).

a) EIA RS 422A

b) CCITT V.11

la curva 1 es el circuito de intercambio terminado

la curva 2 es el circuito de intercambio no terminado

figura 5.1

1- La señalización binaria en banda base de NRZ no es recomendada a distancias mayores de 12 m (40 ft); como la tasa de señalización de datos es reducida por debajo de 90 kbps, la longitud de cable se ha limitado a 12 m por asumir un máximo permisible de 6 dBV de pérdida de señal.

2- A tasas de datos superiores a 100 kHz, la máxima longitud de cable para una calidad de señal aceptable es inversamente proporcional a la tasa de datos; operando sobre 60 m (200 ft), la tasa de datos de señalización es limitada a 2000000 bps.

El estándar RS 422A es compatible con otros estándares como las recomendaciones V.11 y X.27 del CCITT. Las características eléctricas de la interfaz digital de voltaje balanceado son diseñadas para permitir el uso de circuitos balanceados y desbalanceados dentro del mismo ducto del cable de interconexión. Por ejemplo, los circuitos balanceados pueden ser usados para datos y temporización, mientras los circuitos desbalanceados pueden ser usados para funciones de control de baja velocidad.

EIA RS 423A Características eléctricas de circuitos de interfaz digitales de voltajes desbalanceados

Como el EIA RS 232C, el EIA RS 423A es también un circuito de voltaje de terminación sencilla, bipolar sin terminación (ver figura 5.2). Este extiende las capacidades de distancia y tasa de datos hasta 1200 m (4000 ft) a una tasa de datos de 3000 baudios o a tasas mayores de hasta 300 kbaudios sobre una distancia máxima de 12 m (40 ft).

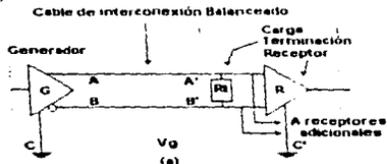
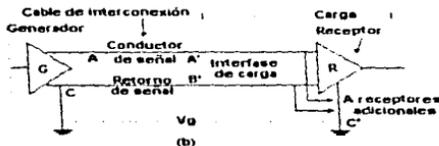


figura 5.2

a) Circuito de interfaz digital balanceado (EIA RS-422A)

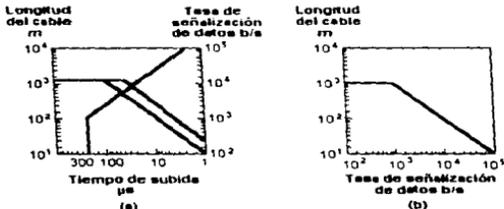
R_b = Resistencia de terminación opcional
 V_g = Diferencia de potencial de tierra
 A, B = Puntos de interfase del generador
 A', B' = Puntos de interfase de receptor
 C = Tierra del circuito del generador
 C' = Tierra del circuito de carga



b) Circuito de interfaz digital desbalanceado (EIA RS-423A)

A, C = Interfase del generador
 A', B' = Interfase de carga
 C' = Tierra del circuito de carga
 C = Tierra del circuito generador
 V_g = Diferencia de potencial de tierra

La curva de tiempo de subida de la señal contra longitud del cable y tasa de señalización se presenta en la figura siguiente 5.3.



Tasa de señalización de datos contra longitud del cable para circuito de intercambio desbalanceado de par trenzado calibre 24 (.51 mm de diámetro).

a) EIA RS 423A
 b) CCITT V.11

figura 5.3

CAPITULO 5

Estas curvas son basadas sobre calculos y datos empiricos usando cable telefonico de cobre de par torcido AWG 24 con una capacitancia de 52.5 pF/m (16pF/ft), una impedancia de fuente de 50 Ω , una fuente de señal de 12 Vpp y permitiendo un crosstalk de corta duracion (near end) de 1V p. La abscisa es el tiempo de subida de la señal: de 0.1 Vss a 0.9 Vss del generador. Las curvas proporcionan tiempos de subida lineales y exponenciales. De la lectura de longitud de cable en la curva apropiada y de la ordenada, se puede determinar la máxima longitud del cable y la máxima tasa de señalización.

Por ejemplo, para un tiempo de subida lineal de 5 μ seg, la máxima longitud del cable puede ser de 150 m, y la máxima tasa de señalización será de 60 kbps para asegurar que el crosstalk de corta duracion no exceda 1 Vpico bajo las condiciones mencionadas.

Usando la guía de RS 423A, la operación sobre 60 m (200 ft) de cable, limita la máxima tasa de señalización de circuitos de intercambio desbalanceados a 60 kbps con tiempo de subida de señal exponencial ó a 138 kbps con tiempo de subida de señal lineal.

Para diseño de cualquier equipo, la tolerancia de componentes deberá ser considerada en determinar la máxima tasa de señalización y la máxima longitud de cable que será empleada.

También pueden emplearse cables con características diferentes a las del par torcido AWG 24 de 52 pF/m, sin embargo, el usuario deberá determinar el crosstalk soportado para el valor sugerido de menos de 1V.

El tipo y longitud de cable usado deberá ser capaz de mantener la calidad de señal necesaria para la aplicación particular. Cuando se usa el par torcido con un circuito desbalanceado, y los dos cables sirven como conductores de señal para circuitos de intercambio diferentes, el flujo de información en ambos cables deberá ser en la misma dirección.

Los generadores y receptores que reúnen los requerimientos de RS 423A son compatibles con aquellos que reúnen las recomendaciones V 10 y X 26 del CCITT. Las características eléctricas de la interfaz digital de voltaje desbalanceado están diseñadas para permitir el uso de circuitos balanceados y desbalanceados en el mismo ducto del cable de interconexión. Por ejemplo, los circuitos balanceados pueden ser usados para datos y temporización, mientras los circuitos desbalanceados pueden ser usados para funciones de control de baja velocidad.

EIA RS 357 Este estándar define las características mecánicas, eléctricas y funcionales de la interfaz entre equipos de facsimile analógico para ser usados en transmisión de datos y grupos de datos usados para el control de transmisión.

EIA RS 366 Este estándar define las características mecánicas, eléctricas y funcionales de la interfaz entre equipos de llamada automática para DCE y DTE. Las características eléctricas son comprendidas en el RS 232C.

EIA RS 408 Este estándar recomienda la estandarización de dos interfaz entre el equipo de control numérico (lectura de cinta, etc.) y el convector serie paralelo con menos de 40 ft (12m) de distancia.

NOTA: Si desea consultar los conectores correspondientes a las interfaz que aquí se mencionan, con su respectiva asignación de terminales, deberá referirse a las recomendaciones. En el apéndice A8 se presentan los conectores que corresponden a las interfaz RS 232, RS 422 y RS 423. La compatibilidad de las características eléctricas se presenta a continuación.

5.4 COMPARACION DE ESTANDARES RS 232C y RS 422A, RS 423A

Un sistema implementado con el RS 422A de salida diferencial no puede ser usado para manejar un sistema RS 232C directamente. Un manejador RS 423A de terminación sencilla puede ser usado, observando ciertas precauciones.

- 1- Aunque la especificación del manejador de salida RS 423 de entre 4 a 5 V no reúne la especificación de 6V de RS 232C, la operación es usualmente satisfactoria con receptores RS 232C. Esto se logra por las cortas longitudes de cable permitidas por el RS 232C causando muy poca degradación y debido a la baja impedancia del manejador RS 423A.
- 2- RS 232C especifica que el tiempo de subida para que la señal pase a través de la región de transición de $\pm 3V$, no excederá 4% de la duración del elemento de señal. RS 423A requiere un tiempo de subida muy pequeño, se especifica del 10 al 90 % de la amplitud total de la señal, para reducir el crosstalk para operación sobre largas distancias. Por lo tanto, el manejador RS 423A en el equipo deberá equiparse con componentes de formación de onda.
- 3- RS 423A especifica dos tierras comunes de retorno para cada dirección de transmisión, RS 232C requiere sólo una. Se debe tener cuidado de asegurar que la ruta de tierra de retorno esta presente cuando se interfazan 2 sistemas.
- 4- RS 232C no requiere terminación, mientras puede ser necesario para RS 422A.

5- RS 422A y RS 423A especifica que los receptores no deben ser dañados por voltajes de hasta 12 V, aunque RS 232C permite que los manejadores produzcan voltajes de salida de hasta 25V.

5.5 Interfaz de Línea

Entre la tarjeta de línea y la terminal, se necesita proporcionar aislamiento a la circuitería, de la línea misma. Así como el aislamiento, también es necesario proteger al equipo de algunas condiciones de sobrevoltaje en la línea. Adicionalmente el sistema puede ser diseñado para proporcionar alimentación de energía fantasma. A diferencia de su contraparte analógica, la tarjeta de línea digital no necesita enviar una señal de timbre debido a que todas las señales se acomodan en un canal de control.

5.6 Protecciones

5.6.1 Fundamentos de protección

La protección es principalmente proporcionada para la seguridad personal y su trabajo consiste en limitar la oportunidad de descarga o fuego. El propósito secundario de la protección es reducir la oportunidad de daños al equipo a través de sobrevoltajes o sobrecorrientes. Los diseños inadecuados, instalados o mantenidos de equipo de protección pueden degradar la transmisión y señalización del circuito. Los voltajes y corrientes que constituyen un riesgo (al equipo o al personal) y no son requeridos para operación, son anormales en cualquier sistema de telecomunicaciones. Cualquiera de tales voltajes o corrientes son llamados "potenciales externos".

Aquí hay 5 formas fundamentales de protección de circuitos contra potenciales externos (para cables de telecomunicaciones en general):

- Blindaje de cables aéreos
- Conductividad paralela
- Aterrizamiento
- Limitación de voltaje y equalización
- Limitación de corriente.

Muchos factores influyen en el esquema de protección usado en cualquier aplicación particular. Algunas consideraciones expuestas para potenciales externos son desde Relámpagos, Contactos de potencia, Inducción de líneas de potencia, Vanaciones del potencial de tierra.

Ovviamente, las áreas de cantidad considerable de relámpagos, accidentes de contactos de potencia y situaciones de conmutación requieren mejores métodos de protección que las áreas sin esos problemas.

Dependiendo del tipo, los protectores de telecomunicaciones proporcionan aterrizamiento, limitación de corriente y voltaje o 3 de los métodos fundamentales listados anteriormente. Para la mayoría de las aplicaciones esto es bastante adecuado, y los cables blindados y de conductividad paralela no es necesaria excepto en casos extremos de exposición a relámpagos.

5.6.2 Exposición

Exposición es un término utilizado para definir la vulnerabilidad de propensión de las telecomunicaciones a potenciales extremos de relámpagos si ellos son instalados donde:

Se presentan más de 5 días de tormentas eléctricas al año y la resistividad del terreno es mayor de 100 ohms - metro ($\Omega \cdot m$)

Las propensiones no son blindadas por las construcciones y son instalados en un extenso sistema de ductos metálicos subterráneos.

En la mayoría de las aplicaciones, los servicios de telecomunicaciones son provistos a los mismos establecimientos como son los servicios de potencia.

Las propiedades de telecomunicaciones son consideradas para ser expuestas a contactos de potencia de servicios de potencia si:

Los cables de telecomunicaciones posiblemente pudieran hacer contacto con líneas de potencia

El voltaje de las líneas de potencia es mayor de 300 V con respecto a tierra

Si los cables de telecomunicaciones son paralelos a líneas de potencia para grandes distancias (más de 1/2 milla), son expuestas a inducción de potencia. Si la inducción es peligrosa o no, es situacional, y en cualquier momento si la influencia de potencia es mayor de 50 V, es considerada peligrosa.

Variación de potencial de tierra (VPT), es debida a fallas del sistema de potencia hacia tierra que elevan el potencial de tierra en una locación con respecto a otra locación. Si los cables aterrizados de telecomunicaciones atraviesan las dos locaciones, las diferencias entre los 2 extremos del cable pueden ser peligrosas. La distancia necesita no ser grande. La oportunidad de VTP peligrosas es mayor cerca de estaciones generadoras de potencia o subestaciones. Todos los cables en las vecindades de estas locaciones están expuestas. La determinación de que significa "las vecindades" requieren cálculos de VPT usando métodos aceptables.

La figura 5.4 resume los pasos requeridos para determinar la exposición y proporciona un método simplificado para elegir el tipo de protección de estación y requerimientos de aterrizaje. Una vez que se ha tomado la decisión de si el cable es expuesto o no, se puede elegir el esquema de protección. Si el cable no es expuesto, no se requiere protección, si es expuesto, se requiere protección.

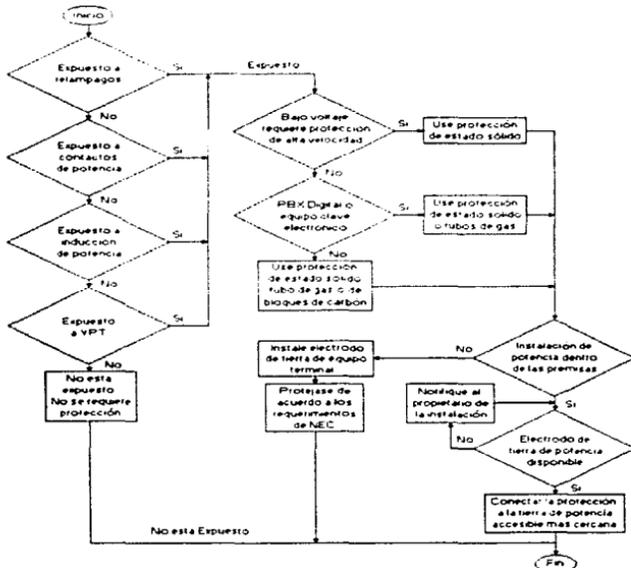
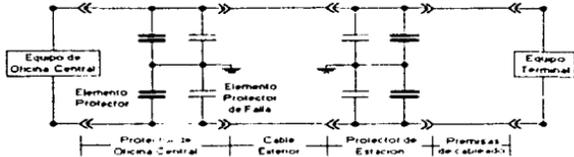


Diagrama de flujo para protección de estación
figura 5.4

5.6.3 Protección del Circuito del Subscriptor

En aplicaciones expuestas, el par de cables usados en un circuito es protegido en cada extremo por la conexión de bloques de carbón, tubos de gas ó protectores de estado sólido. Los protectores que se localizan en la oficina central y en las premisas del subscriptor, como se muestra en la siguiente figura 5.5, son principalmente para

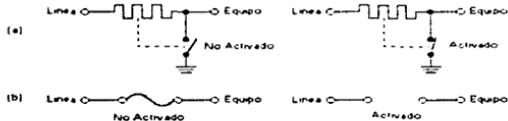
protección del personal, pero también protegen el par de cables y el equipo terminal y de la oficina central. Cuando el protector es localizado en las premisas del suscriptor y es legalmente requerido, se le llama "protección primaria". Los protectores son diseñados para coordinar con el voltaje y limitaciones de corrientes asociadas con cables de telecomunicaciones, mientras se toma en cuenta la habilidad del cuerpo humano para resistir el abuso electromotivo.



Protectores de Oficina central y de Estación

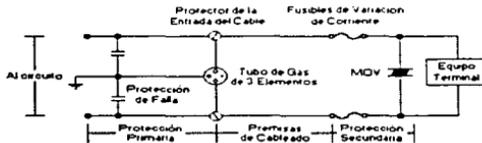
figura 5.6

Los protectores limitan el voltaje en cada extremo a menos de 600 V (usualmente entre 250 y 450 V) por derivación del alto voltaje a tierra. Algunas veces "bobinas de calor" y fusibles son usados en conjunción con el dispositivo limitador de voltaje. Las bobinas de calor son usadas dónde corrientes sustentadas debidas a potenciales externos pueden fluir en pares de cables y dañar equipos terminales o causar peligro de fuego. Cuando la corriente se aproxima a 2 - 5 amperes, las bobinas de calor las derivan a tierra y la separan del equipo como se muestra en la figura 5.6a. Los fusibles, por otro lado, realmente abren el circuito y con esto remueven el camino por el cual fluye la corriente como se muestra en la figura 5.6b. También llamados "ladrones de corriente", los fusibles son también usados en las premisas del suscriptor, particularmente con PBX electrónicos y sistemas CLAVE. Los fusibles tienen rangos de corriente de alrededor de 350 mA. Son usualmente instalados en las premisas de bloques de distribución asociados con un PBX o sistemas CLAVE como se muestra en la figura 5.7. "Equipo de protección suplementario" instalado entre los dispositivos de protección primaria y el equipo terminal es llamado "Protección Secundaria". La protección secundaria usualmente incluye dispositivos limitadores de voltaje similares a los dispositivos de protección primaria, sin embargo, la protección secundaria es generalmente más sensitiva que la protección primaria y, debido a esto, usualmente reaccionará primero a sobrevoltajes o sobrecargas de corriente en el circuito.



(a) Bobinas de calor, (b) Fusibles

figura 5.6



Protección Primaria y Secundaria

figura 5.7

CAPITULO 5

Los dispositivos de protección primaria localizados en la entrada del servicio de telecomunicaciones en las premisas del suscriptor también son llamados protecciones de estación. Ellos son clasificados como fundidos o fundibles y son disponibles con carbón o tubos de gas aislados. Los protectores fundibles son recomendados para la mayoría de las aplicaciones. La filosofía de protección de corriente de estación en la industria de las telecomunicaciones es no usar protectores fundibles excepto bajo ciertas condiciones requeridas por la National Electrical Code (NEC) Artículo 800.

La seguridad es la principal razón para evitar el uso de protectores fundibles a menos que sea absolutamente necesario. Si un voltaje externo es aplicado accidentalmente a los conductores del circuito y el fusible se funde, los conductores en el lado de la fuente pueden continuar energizados con un voltaje potencialmente letal. La persona que reemplaza el fusible para restablecer el servicio, puede no ser lo suficientemente cuidadosa para checar los voltajes primero y puede ser electrocutado. Los protectores fundibles son diseñados para cortocircuitar los voltajes externos hacia tierra, drenando de este modo la corriente a tierra de una forma segura. El diagrama de la figura 5.8 puede ser usado para seleccionar el tipo de protector apropiado.

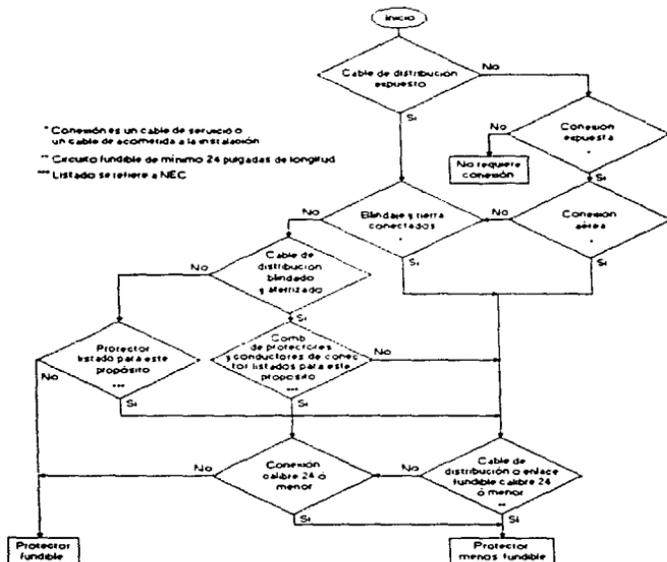


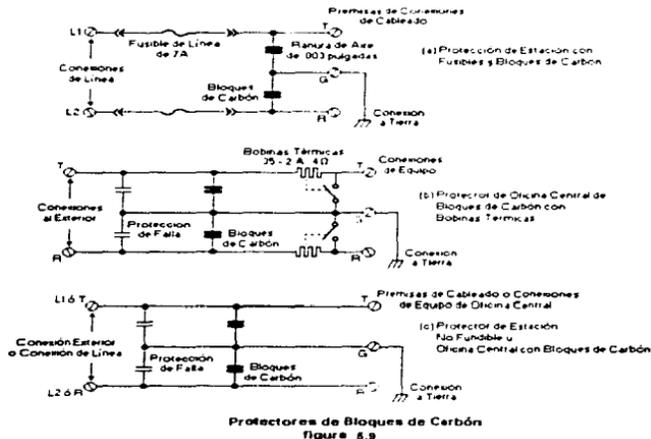
Diagrama de flujo de selección de protector de estación

Figura 5.8

5.6.4 Protectores de Bloques de Carbón

Los protectores de bloques de carbón son los menos caros y son usados en la mayoría de las aplicaciones. Los protectores de estado sólido y tubos de gas son usados en equipo electrónico sensible y sistemas que requieren dispositivos de actuación rápida.

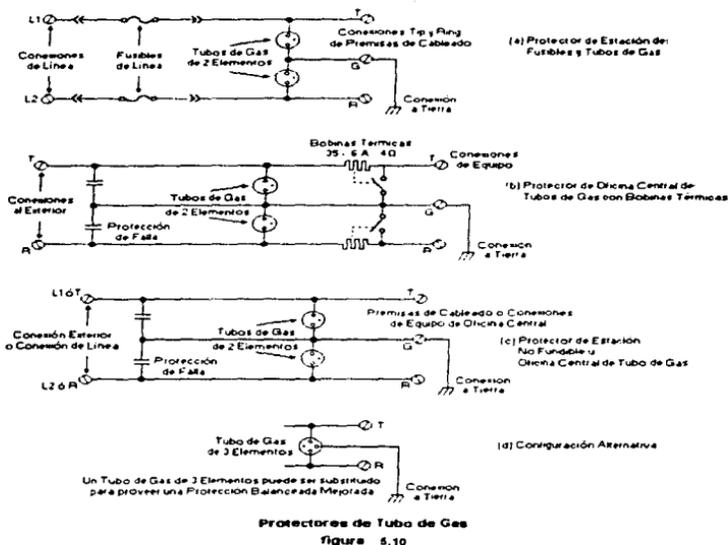
Los protectores de bloques de carbón usan 2 botones separados por un pequeño espacio de aire (típicamente 3 milésimas de pulgada) como se muestra en la figura 5.9. Cuando el voltaje que cruza la separación rompe la rigidez dieléctrica, se presenta un arco. El potencial de ruptura depende de muchos factores, tales como la temperatura del aire, humedad y presión. El arco encuentra una baja impedancia la cuál deriva el voltaje a tierra donde se disipado con seguridad. Los protectores de carbón son sujetos a cortocircuitarse si la condición de corriente es densa a través de ellos. El corto circuito puede ser asimétrico, lo cual se aproximará a un desbalance de la línea y sujetará a los conductores a sobrevoltajes. Esta asimetría, si se presenta después de la desaparición de la falla también arruinará la calidad de la transmisión. Los elementos fungibles son provistos para derivar la presencia de densas fallas de corrientes



5.6.5 Protectores de Tubos de Gas

Los protectores de tubo de gas son de actuación rápida, más confiables que los de carbón. Los protectores de tubo de gas contienen un espacio de chispa (entrehierro o electrodo), en un recipiente sellado lleno de un gas inerte como se muestra en la figura 5.10. Ellos están normalmente restablecidos hasta que la falla de corriente es excepcionalmente alta. En tal caso, una pastilla fusible se fundirá, lo cuál cerrará permanentemente en circuito a tierra como con el protector de bloque de carbón.

CAPITULO 5

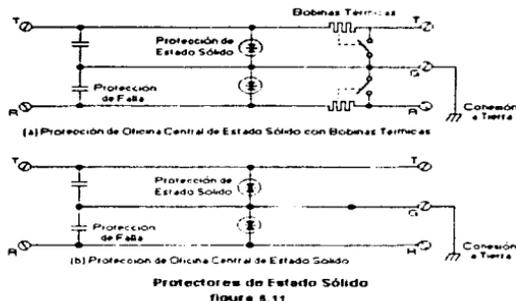


Protectores de Tubo de Gas
figura 5.10

Si se requiere de un alto grado de protección cuando se usen protectores de tubo de gas, será necesario un dispositivo de 3 electrodos para asegurar que ambos conductores sean derivados a tierra durante una condición de alto voltaje en cada conductor. Esto elimina la posibilidad de una diferencia de alto voltaje entre los conductores

5.6.6 Protectores de Estado Sólido

Los protectores de estado sólido proporcionan protección similar pero es más rápido y deriva los potenciales externos a un voltaje más consistente que un tubo de gas. Están hechos con varistores de óxido de metal (MOV), los cuales son dispositivos cuya resistencia varía con el voltaje aplicado a ellos, o diodos de avalancha de silicio, los cuales son también dispositivos limitadores de voltaje. Los protectores de estado sólido reales, tienen una alta capacitancia a tierra (2 a 4 veces) en la condición normal sin falla que la de los protectores de carbón ó tubos de gas, y además, pueden contribuir potencialmente al desbalance de la línea; ver la figura 5.11 para un dibujo esquemático de un protector típico de estado sólido.



Los protectores de estado sólido en aplicaciones de telecomunicaciones son relativamente nuevos, y los resultados de sólo unas cuantas pruebas de campo son ampliamente disponibles, a pesar de esto, los protectores de estado sólido son muy prometedores. Todas las pruebas han demostrado que los protectores de estado sólido reducen significativamente las fallas de tarjetas de línea en áreas de alta incidencia de relámpagos.

De especial interés, durante los desarrollos iniciales de los protectores de estado sólido, fueron sus capacidades de manipulación de corriente. Comparados con los tubos de gas, las primeras unidades de estado sólido tienen capacidades limitadas, pero la producción de las unidades actuales, tienen una capacidad de manipulación de corriente equivalente y proporcionan los mismos mecanismos de seguridad en caso de falla.

La base de los protectores de estado sólido es el costo competitivo con los de tubos de gas. Sin embargo, dónde se combinan MOV u otros elementos de estado sólido con tubos de gas para tener las ventajas características de ambos dispositivos, la combinación es más costosa que tubos de gas aislados. Los protectores de estado sólido son disponibles actualmente para aplicaciones de protección primaria en oficinas centrales y para protección secundaria de premisas de equipo terminal de subcriptor.

La tabla T5.1 compara las especificaciones de los 3 tipos básicos de protectores de telecomunicaciones de configuraciones típicas (estado sólido, tubos de gas y carbón).

Parámetro	Estado Sólido 215 - 245 V	Tubo de Gas 300 - 500 V	Carbón 300 - 500 V
Falla a 60 Hz			
Impulso de Falla			
① 100 V / μ s	285 V	600 V	750 - 1000 V
② 10 kV / μ s	300 - 400 V	1000 V	1000 - 1200 V
Corriente de Fuga	2 μ A	No especificado	No especificado
Tiempo de CD remanente	150 ms	150 ms	No especificado
Vida de Sobretensión ^{a)}			
③ 100 A, Pulso Std	Ilimitado	No especificado	No especificado
④ 10 A rms	Ilimitado	No especificado	No especificado
⑤ 300 A, Pulso Std	Protección de Falla	Menor de 100	Menor de 25
Capacitancia	60 - 100 pF	25 pF	No especificado
Resistencia de Aislamiento	100 - 1000 M Ω	100 M Ω	No especificado
Resistencia Serie ^{b)}	3.6 - 4 Ω	3.5 Ω	3.5 Ω

a) Pulso Std es $10 \times 1000 \mu$ seg
b) Unidades sólo con Bobinas Térmicas

Tabla T5.1 Especificaciones típicas de protectores de telecomunicaciones

CAPITULO 5

5.6.7 Costos Relativos de Aparatos de protección

La tabla T5.2 muestra los costos relativos de varios protectores usados en oficinas centrales.

Tipo	Costo Relativo
Carbon (350 V) w/o Bobina Térmica	1.00 %
Carbon (350 V) w Bobina Térmica	1.76 %
Tubo de Gas (400 V) 2 Electrodo(s) w/o Bobina térmica	2.14 %
Tubo de Gas (400 V) 2 Electrodo(s) w Bobina térmica	2.82 %
Tubo de Gas (400 V) 3 Electrodo(s) w/o Bobina térmica	2.89 %
Tubo de Gas (400 V) 3 Electrodo(s) w Bobina térmica	No disponible
Estado Sólido (240 o 300 V) w/o Bobina Térmica	1.93 %
Estado Sólido (240 o 300 V) w Bobina Térmica	2.60 %

Tabla T5.2 Costos relativos de Protectores Estándar de Oficina Central de Telecomunicaciones

5.6.8 Códigos de Colores de Protectores

Los protectores usados en oficinas centrales y muchas construcciones con más de aproximadamente 6 circuitos son de configuraciones y tamaños físicos estándar. Un esquema de código de colores es usado para identificar estos protectores cuando son usados en diferentes aplicaciones como se muestra en la tabla T5.3

Aplicación	Código de Color
Estándar	Negro
Especial	Rojo
Sólo Continuidad	Gris
Batería de PBX	Amarillo
Servicio Denegado	Verde

Tabla T5.3 Código de colores de Protectores

La aplicación estándar (negro) es para cualquier aplicación no cubierta por los otros colores. La aplicación especial (rojo) es para cualquier aplicación que requiere atención especial del personal de telecomunicaciones. Esto no hace necesario de ninguna manera requerimientos de protección especial, sólo atención especial. Sólo continuidad (gris) no tiene ninguna protección; la "línea" y los extremos del "equipo" son permanentemente conectados dentro del bastidor del dispositivo. Batería PBX (amarillo) incluye protección e indica que el voltaje de la batería de alimentación del PBX (o cualquier otro dispositivo de telecomunicaciones dentro de las premisas) sale al circuito (o hacia la central).

Finalmente, el protector de servicio denegado (verde) incluye protección fuera de la planta, pero no hay continuidad entre la línea y los equipos extremos del protector (circuito abierto).

5.6.9 Protector de Tierra

Es absolutamente esencial que este protector sea adecuadamente aterrizado y que la ruta de tierra sea capaz de soportar la corriente de falla calculada. Cuando los protectores son instalados en una oficina central, un conductor de cobre del número 6 es usado para conectar el protector de 100 pares ensamblado al bus de tierra. Un conductor mayor es usado para conectar el bus a la ventana o sistema de tierra de la construcción. El tamaño real depende de los cálculos de corrientes de falla y de muchos otros factores.

Por otro lado, el sistema de tierra de protección en las premisas del subscriber sigue unas cuantas reglas relativamente simples, las cuales pueden ser indicadas muy fácilmente. Primero, el protector debe ser siempre aterrizado (esto no puede ser sobre enfatizado).

Segundo, si la potencia eléctrica es provista en las premisas, el equipo eléctrico es siempre aterrizado también, y el protector de tierra de telecomunicaciones deberá ser incluido.

En muchos casos, el protector de telecomunicaciones puede usar el mismo electrodo de tierra de la fuente de energía. Cualquiera que sea el caso, la inclusión siempre será necesaria para asegurar que no exista diferencia de potencial entre los sistemas de tierra de la fuente de energía y el equipo de telecomunicaciones. Esto es especialmente importante donde se dificulta obtener buena tierra para sistemas de tierra, tal como en suelos congelados o roca. Este requerimiento de inclusión se mantiene igual aunque las tierras de potencia y de telecomunicación estén en lados opuestos de la construcción (implementación).

El artículo 800 de la NEC cubre los requerimientos mínimos para aterrizaje de protectores de estación. Según la NEC, el conductor de aterrizaje del protector al electrodo de tierra debe ser de cobre del número 14 (mínimo). Aunque no está especificado en la NEC, que deban ser usados conductores mayores si se han instalado múltiples

protectores; la tabla T5 4 muestra los tamaños de conductores recomendados, necesarios para instalaciones de múltiples fusibles y protectores fundibles. Estas son recomendaciones generales para ser usadas cuando no se especifiquen requerimientos más estrictos. Aunque el número de circuitos que pueden ser atezados con un conductor de tamaño dado es más despreciable para protectores fundibles, es buena práctica usar las recomendaciones para protectores para todas las instalaciones.

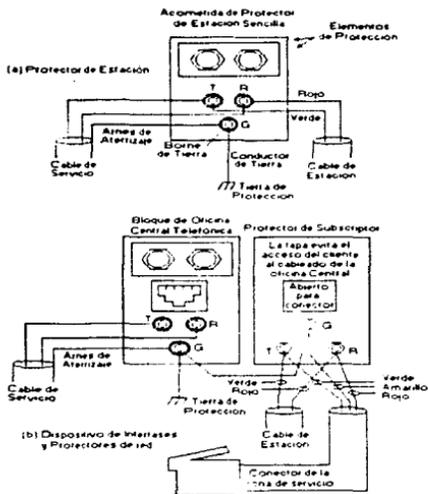
Tamaño del Cable	Numero de circuitos No Fundibles	Numero de Circuitos Fundibles
# 14 AWG	1	1
# 12 AWG	2 a 5	6
# 10 AWG	6	7
# 8 AWG	7 o más	8 o más

Tabla T5 4 Tamaño del conductor de la Tierra de protección

De nuevo el requerimiento primario es preservar la seguridad personal por la reducción de riesgo de fuego y shock, el requerimiento secundario es para proveer aislamiento de cables y daños al equipo.

5.6.10 Protectores de Estación y Dispositivos de Interfaz de Red

El protector de estación puede estar contenido en un protector regular de bastidor o en un dispositivo de interfaz de red (Network Interfaz Device "NID"). El tipo usado depende de la compañía que proporciona el servicio y posiblemente del tiempo de servicio. El protector de bastidor es un bote usualmente montado fuera de la implementación. Cuando está instalado apropiadamente, proporciona una conducción a tierra tan bueno como los medios de terminación para el cable de servicio y las premisas del sistema de cableado. Vea la figura 5-12a.



Protectores y Dispositivos de Interfaz de Red
Figura 5.12

El NID proporciona una función similar, pero son físicamente separados (con una barrera) las conexiones del cable de servicio y los protectores de las premisas de cableado. Esto contiene los protectores, el borne de aterrizaje y el clavijero modular en un compartimiento y una clavija modular terminal en un conector de listón de 50 posiciones para las premisas de cableado de conexión en otro compartimiento como se muestra en la figura 5.12b. NIDs más sofisticados contienen dispositivos (llamados respondedores) para probar el circuito bajo control de la oficina central.

El NID no necesariamente tiene que ser conectado con el protector de estación. En estos casos, el protector es una pieza separada montada de acuerdo a los requerimientos de protección. El NID es entonces montado en algunos lugares convenientes. El NID puede ser un solo conector modular o una pieza con cientos de miles de conectores modulares o conectores de listón de 50 posiciones. Como el protector NID puede ser expuesto a picos de corriente o voltaje de grandes magnitudes, deben ser diseñados e instalados para minimizar los riesgos de fuego u otros daños. Los dispositivos que portan una etiqueta o son revisados por un laboratorio de pruebas de equipo eléctrico tal como Underwriters Laboratory (UL) o Electrical Testing Laboratories (ETL) han sido probados bajo tales condiciones.

Los NID serán eventualmente utilizados por todas las compañías en todas las nuevas instalaciones existentes. Esto proporciona un punto de demarcación bien definido entre las compañías telefónicas, sistema de cableado y premisas de sistema de cableado del subscriptor.

5.7 Técnicas de Blindaje

El método más efectivo de eliminación de acoplamientos indeseados, es aislando el circuito de la fuente de interferencia por alguna forma de blindaje. En principio, el circuito perturbador, el circuito perturbado o ambos son rodeados por una cubierta metálica que intercepta los campos perturbadores y proporciona una ruta alterna para las corrientes longitudinales que son inducidas. La naturaleza del blindaje varía ampliamente, dependiendo de la naturaleza de la interferencia, su intensidad y su frecuencia. Un buen blindaje contra los campos eléctricos, puede ser inefectivo contra los campos magnéticos. Esencialmente, algunas especies de materiales magnéticos tales como el hierro o el acero es requerido para bloquear la interferencia debida a los campos magnéticos.

Los campos eléctricos son mejor blindados por excelentes conductores tales como el aluminio o el cobre. A frecuencias de audio (Interferencias Electromagnéticas), los acoplamientos magnéticos pueden ser minimizados envolviendo a los conductores en una red o en una cinta de metal, la cual tiende a absorber campos magnéticos. El acoplamiento eléctrico es usualmente todo lo que se necesita. A frecuencias de portadoras (Interferencias de Radiofrecuencias), mallas cinta o un recubrimiento de cobre, aluminio o plomo son un poco efectivas contra campos magnéticos porque los remolinos de corrientes inducidas en el blindaje se oponen y parcialmente neutralizan los campos que los producen. La efectividad de estos materiales contra campos eléctricos se incrementa con la frecuencia y con su conductividad y densidad. Con los incrementos de frecuencia, los restos de acoplamiento eléctrico son mucho menores que el acoplamiento magnético a través de un amplio rango de frecuencia.

Otra clase de acoplamiento magnético usa una cubierta de fibras de acero o un papel impregnado con carbón o algún polvo metálico que convierte la radiación electromagnética o de radio en calor y disipa efectivamente los campos interferentes. Esta forma de blindaje es particularmente efectiva contra radio interferencias de alta frecuencia y alta potencia, la cual puede ser capaz de filtrarse a través de las ranuras de la red o entre los materiales de blindaje. A este respecto, un blindaje laminado de dos materiales diferentes es un blindaje más efectivo que un blindaje sólido de la misma densidad hecho de un solo material, debido a las pérdidas reflectivas e introducidas en cada unión de superficies.

A 1 MHz, una red doble de cobre proporciona cerca de 25 dB de mejora de blindaje que una red sencilla, y una red triple es 30 dB mejor que el doble. El cable coaxial con red de cobre convencional envuelta con una red de cobre exterior proporciona un blindaje muy efectivo para circuitos coaxiales de 10 kHz hasta algunos Mega Hertz. Aunque estas generalidades conciernen a materiales de blindaje, pueden ayudar, es necesario identificar la naturaleza exacta de la interferencia para obtener una máxima efectividad del blindaje. Como el acoplamiento eléctrico y magnético causan diferentes efectos, el blindaje deberá ser hecho de acuerdo al tipo de interferencia encontrada en la aplicación específica.

Por medio de una simple prueba es posible identificar la naturaleza del acoplamiento entre 2 líneas, como se muestra en la siguiente figura 5.13. Un oscilador de frecuencia variable es conectado a un circuito y un voltímetro sensible es conectado al otro circuito para medir el voltaje inducido. El oscilador es ajustado a una frecuencia de operación normal y los extremos opuestos de ambas líneas son cortocircuitadas. Como los voltajes inducidos por acoplamiento magnético son inversamente proporcionales a la impedancia de la línea, el corto circuito resultará en un voltaje muy reducido si el acoplamiento principal es eléctrico. Recíprocamente, si los campos principales son electromagnéticos, el voltaje inducido se incrementará con un corto circuito.

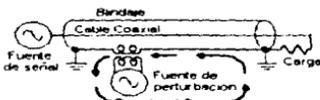


Figura 5.13 Identificación del tipo de acoplamiento
(a) Prueba para inducción eléctrica
(b) Prueba para inducción magnética

La prueba deberá repetirse con los extremos opuestos de ambas líneas abiertas. El voltaje inducido será el resultado del acoplamiento eléctrico. Una vez que el tipo de campo se ha identificado, puede especificarse el

CAPITULO 5

método de blindaje más apropiado. Los circuitos desbalanceados en especial, presentan problemas de blindaje, como el blindaje sirve como ruta de retorno para la señal, esto ayuda a portar a la señal. Aunque una parte de la señal puede regresar también, viajando a través de otras rutas de tierra, una porción de esta viajará a través del blindaje, dónde puede ser sujeto de interferencias causadas por voltajes longitudinales inducidos. Cuando los cables coaxiales son aterrizados en ambos extremos, una ruta longitudinal o un circuito de tierra puede ser establecido haciendo al cable vulnerable a interferencias de campos magnéticos externos como se muestra en la figura 5.14. Aunque el conductor interno puede estar blindado de campos externos, las corrientes longitudinales dentro del blindaje son en efecto en serie con el flujo de corriente de señal a través del blindaje, esto afecta directamente a la señal. Note que la baja impedancia del circuito de tierra restringe estos efectos en captación magnética. Como un resultado, el blindaje será aterrizado sólo en la carga y la resistencia del circuito de tierra se mantendrá tan baja como sea posible.



Corrientes longitudinales de un cable coaxial aterrizado en ambos extremos

figura 5.14

En circuitos de grado de voz, la interferencia consiste principalmente de bajas frecuencias, tales como zumbidos de CA de fuentes de potencia y otros componentes inductivos de baja frecuencia. En un conjunto de cables coaxiales, las posibilidades de acoplamiento son grandes simplemente porque todos los blindajes son normalmente aterrizados en cada extremo del cable y el blindaje en un cable puede ser fácilmente la ruta de retorno para el conductor interno o del cable adyacente, por lo menos para algunas partes de su extensión total. Esto puede ser reducido cubriendo el cable coaxial con densas redes, o tubos de cobre, los cuales sirven como ruta de un sistema de tierra para circuitos coaxiales adyacentes.

5.7.1 Concepto de Blindaje

Todos los cables exteriores son blindados con una cinta de aluminio o cobre corrugado. Para incrementar la resistencia a la corrosión, el aluminio es adherido a un plástico delgado (copolímero). Un corrugado es mejor que una superficie lisa para incrementar la resistencia y flexibilidad del blindaje.

El blindaje aísla a los conductores internos de las fuentes de interferencia electromagnética tales como frecuencias armónicas de líneas de potencia. La habilidad de un blindaje para aislar los pares de cable de tales interferencias es determinada por su factor de blindaje.

El factor de blindaje es una función de la resistencia del blindaje de extremo a extremo, la impedancia mutua entre el blindaje y los pares de cable, frecuencia e impedancia del sistema de tierra. Los blindajes de cable con baja resistencia y baja impedancia mutua tienen un alto factor de blindaje. Los cables largos tienen ambas características y ofrecen un mejor factor de blindaje que los cables cortos. Existen tablas disponibles para simplificar el cálculo del factor de blindaje para cables de telecomunicaciones.

El blindaje de aluminio o de cobre delgado usado en cables de telecomunicaciones convencionales, son muy pequeños para aislar a los pares de interferencias de líneas de potencia a la frecuencia fundamental (60 Hz). Como el instrumento telefónico y otros equipos terminales son diseñados para tener poca respuesta a 60 Hz, esto usualmente no es un problema. El blindaje es más efectivo, sin embargo, a frecuencias armónicas, las cuales son molestas al suscriptor o pueden causar problemas con transmisión de datos.

El blindaje en un cable dado, proporciona casi el doble de blindaje a 540 Hz que a 60 Hz (el voltaje inducido se reduce casi en la mitad). También un cable de 4 veces el diámetro de otro cable, proporcionará el doble de aislamiento.

Físicamente el espesor del blindaje es generalmente 0.008 pulgadas (8 milésimas) para aluminio y 0.005 pulgadas (5 milésimas) para el cobre. La cubierta de aluminio es el blindaje preferido porque es barato y usable en la mayoría de las aplicaciones. Para propósitos de referencia, un cable de 1200 pares de calibre 24, el blindaje de aluminio tiene una resistencia de alrededor de 1Ω por milla (Ω / mi); en un cable de 100 pares de calibre 24, el blindaje tiene una resistencia de casi $4 \Omega / \text{mi}$.

El blindaje es continuo a través de puntos de empalme, los cuales se encuentran en ductos subterráneos, túneles, terminales aéreas y pedestales, y conectados a tierra a intervalos regulares (por lo menos 4 veces por milla). La continuidad del blindaje y la tierra es muy importante; en otro caso los pares de cable serían susceptibles, no sólo al ruido sino a daños de sobrevoltaje durante relámpagos, fallas de potencia y transitorios de conmutación del sistema de potencia.

La envoltura entre el blindaje y el núcleo del cable de cables modernos es una cinta dieléctrica higroscópica, la cual proporciona aislamiento adicional para incrementar la resistencia al voltaje del par al blindaje. Para aplicaciones de portadoras digitales, es usado un blindaje adicional que separa los pares de cable en dos compartimientos. Esto es llamado cable de núcleo de compartimientos "Pantalla D" o "Pantalla T". La última indica la aplicación primaria para este tipo de cable, la cual es portadora T. La separación es necesaria para eliminar la interferencia entre los pares transmisor y receptor del sistema de transmisión. El corte transversal de un cable de núcleo de compartimientos se ilustra en la figura siguiente 5.15. Este tipo de cables frecuentemente se instalan en circuitos analógicos cuando se sabe que el servicio será substituido por uno digital en el futuro.



Sección transversal de un cable de núcleo de compartimientos

Figura 5.15

5.8 Aislamiento del Circuito

Los métodos tradicionales de aislamiento involucran el uso de dispositivos tales como: capacitores, relevadores, transformadores y acopladores ópticos. Los capacitores y transformadores aíslan el circuito en áreas de ruido industrial, son efectivos y menos caros para aislamientos a bajas frecuencias. Los relevadores son suficientes para aislamiento de equipos de oficina de las líneas exteriores en operación de baja velocidad. Los acopladores ópticos ofrecen soluciones más confiables para un amplio rango de problemas de circuitos.

5.8.1 Capacitores

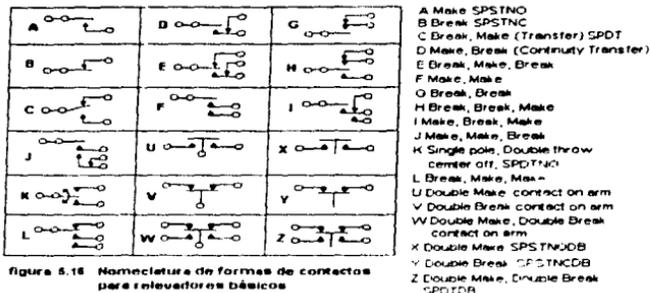
El circuito equivalente de un capacitor consiste de 3 impedancias en serie, reactancia capacitiva, reactancia inductiva y la resistencia serie equivalente. Un capacitor de acoplamiento es usado para bloquear el flujo de corriente directa mientras se permite el paso de corrientes o señales alternas. Un capacitor de acoplamiento, conocido también como capacitor de bloqueo, es ampliamente usado para 2 circuitos o etapas. Un capacitor de desacoplo, previene la transferencia o realimentación de energía de un circuito a otro. Usando capacitores para reducir el ruido de línea que viene de conmutaciones transitorias internas de un CI, requieren una baja inductancia inherente en el capacitor de desacoplo y un diseño de tarjeta efectivo. Cuando un capacitor es montado en una tarjeta, las longitudes de las pistas son una fuente mayor de inductancia. Esta inductancia debe ser minimizada para obtener un buen desacoplo bajo condiciones de transitorios de alta velocidad. En una típica tarjeta de memoria, se usa un capacitor de aluminio de $50 \mu F$ para responder a los efectos del cableado de conexión de la cara posterior de la tarjeta del arreglo de memoria hacia la fuente de energía; se requieren capacitores de tantalio de $6.8 \mu F$ para alimentar los pulsos de corriente de refresco; los capacitores multicapa de cerámica son usados para reducir las componentes de ruido de alta frecuencia.

5.8.2 Relevadores

Todos los relevadores excepto los de estado sólido, utilizan una o más bobinas para generar un flujo magnético, el cual es usado como fuerza mecánica para actúen uno o más contactos eléctricos. Cuando la fuerza magnética actúa sobre un arreglo mecánico que reacciona actuando sobre los contactos, este relevador es clasificado como un relevador electromecánico "Electromechanical Relay (EMR)". Si la fuerza magnética actúa directamente sobre los contactos magnéticos, el relevador es clasificado como electromagnético. Un relevador de estado sólido es un conmutador de semiconductor o dispositivo aislado con terminales aisladas de la línea de conmutación de salida.

5.8.3 Relevadores Electromecánicos

Una característica de estos relevadores es la capacidad de activar diversos contactos simultáneamente, con esto se tienen funciones de aislamiento a bajo costo. El Instituto de Estándares de los Estados Unidos de América (USASI) ha asignado símbolos alfabéticos para relevadores de varias combinaciones de contactos y se muestran en la siguiente figura 5.16.



Las especificaciones tienen algunos términos especializados

Corriente de operación, Potencia para energizarlos (VA), Rangos de corriente de los contactos en amperes para CA y CD, o de potencia en VA para CA y Watts para CD, Rigidez Dieléctrica o Voltaje de irrupción RMS para los contactos abiertos, Vida útil del relevador en términos del número de cierres de los contactos en presencia de falla y como el número de operaciones de la estructura mecánica en condiciones de falla.

Una conmutación con carga no resistiva puede destruir los contactos sin protección. Algunos esquemas de protección de contactos se proporcionan en la figura 5.17. Finalmente el voltaje de encendido al cuál cierran inicialmente los contactos y el voltaje de operación nominal máximo en el punto donde la corriente de la bobina establece la máxima presión de operación de los contactos.

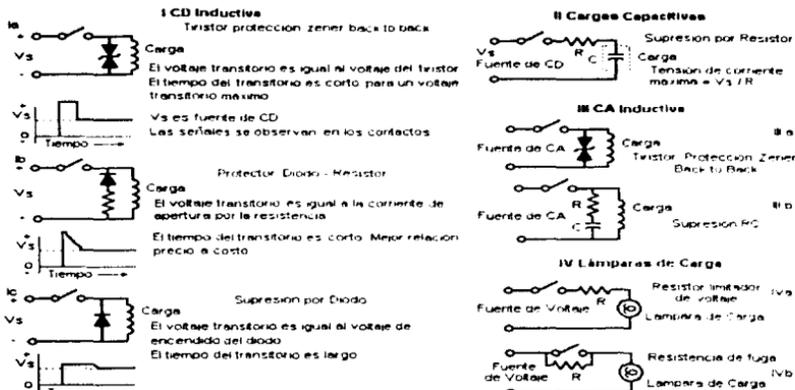


Figura 6.17 Protección de relevores de contactos

El número de operaciones depende del tipo de relevoer y el voltaje o corriente aplicado, pero típicamente es de 1 a 10 ms a valores nominales. Los tiempos de restablecimiento son generalmente más cortos que los tiempos de actuación.

5.8.4 Relevadores Electromagnéticos

Existen 3 categorías de relevadores encapsulados en vidrio, de contactos impregnados en mercurio, de filamento seco y de filamentos impregnados de mercurio (figura 5.18).

Los relevadores de contactos impregnados de mercurio pueden conmutar amplios rangos de señal y de potencia sin afectar la vida y desempeño de la carga. Los contactos son superficies de mercurio a mercurio con un sistema capilar que renueva las superficies de contacto durante cada operación. Todos los relevadores impregnados de mercurio tienen requerimientos de orientación comunes, por ejemplo, deben ser montados con 30° de inclinación con respecto a la vertical para una operación adecuada. Sin embargo algunos construidos especialmente pueden ser operados en cualquier posición.

Los relevadores básicos de filamento seco consisten de 2 filamentos ferromagnéticos delgados, encapsulados en vidrio, los filamentos son fijados en cada extremo del tubo, y así sus extremos libres se traslapan en el centro del tubo. Cuando este switch se introduce en un campo magnético, los filamentos presentan flujos y los extremos traslapados forman polos magnéticos opuestos que se atraen. Cuando la bobina es desenergizada, la tensión de los filamentos los separa. Estos relevadores son los dispositivos de conmutación más ideales debido a su velocidad, limitado número de partes móviles, y contactos libres de contaminación. Son económicos, insensitivos al ruido transmitido y operan en pocos milisegundos, no son sensitivos a la posición y se pueden instalar en cualquier lugar.

Los relevadores de filamentos impregnados de mercurio consisten de una o más cápsulas de relevadores impregnados de mercurio montados en un encapsulado miniatura de relevoer de filamento seco. La cápsula de switch consiste de una armadura, una pieza fija (polo), y un polo de mercurio encerrado en una cápsula de vidrio.

Montado en la pieza fija (polo) hay un contacto impregnado de mercurio que está unido por la armadura móvil. El polo de mercurio sube al filamento por acción de capilaridad e impregna el área de contacto del filamento. Si un campo magnético es producido por una bobina alrededor de la cápsula, la armadura se deflecta y cierra el contacto. Al remover este campo, se permite que la armadura se restablezca y abra los contactos. La conmutación es obtenida por contacto de superficies de mercurio, las cuales proporcionan conmutación libre de "rebotes" con

CAPITULO 5

resistencia de contactos baja y estable. Como los relevadores de contactos impregnados de mercurio, los relevadores de filamentos impregnados de mercurio deben ser montados a 30° con respecto a la vertical y pueden requerir hasta 30 segundos para limpiar el área salpicada después de la inversión.

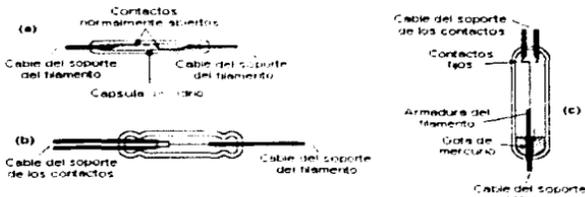


Figura 5.18 Los relevadores de filamento vienen en versiones de contactos impregnados de mercurio y secos.

Se muestran: (a) Forma A

(b) Forma B tipo filamento seco

(c) Forma C unidad impregnada de mercurio

Note la diferencia entre el relevador de contacto impregnado de mercurio, en el cual la armadura hace contacto, y el relevador de filamento impregnado de mercurio, en el cual el filamento tiene un flujo y es de polaridad magnética opuesta cuando es energizado. La conmutación de energía con relevadores de filamento impregnado de mercurio requiere supresión de arco para una mayor duración. La sensibilidad de relevadores de filamento va desde unos cuantos miliwatts, hasta cientos de miliwatts. Los tiempos de operación son desde aproximadamente 0.5 milisegundos a 2 milisegundos.

Una limitación de los conmutadores de filamento seco (pero no en la versión de los impregnados de mercurio) es el cierre de contactos con "rebotes".

Para algunas aplicaciones la bobina del relevador es sostenida usando una red RC o un diodo zener para limitar el retroceso inductivo que pueda dañar la circuitería de estado sólido de bajo voltaje. La resistencia de aislamiento a través de los contactos abiertos de un relevador de filamentos es típicamente de 10^{12} a 10^{13} Ω . Los voltajes típicos máximos a través de los contactos abiertos son de 200 a 500 V de CA. Los rangos de capacitancia entre terminales son de decenas de picofaradios.

Una característica indeseable de los relevadores de filamento es que aparece ruido entre terminales de un switch durante unos milisegundos después del cierre, debido a voltajes generados en los filamentos por efectos magnetostriictivos.

Para aplicaciones rápidas de bajo nivel de potencia este ruido debe ser considerado de alta potencia con rangos de 50 a 100 Amperes o más. Entre las limitaciones de los relevadores de filamento impregnado de mercurio están una pobre resistencia al impacto, vibración y la necesidad de montaje a 30° con respecto a la vertical. Otra limitación es que el mercurio se congela a -39° C. Recientemente se han introducido relevadores impregnados de mercurio que operan en cualquier posición.

Los relevadores de filamento resisten vibraciones e impactos mejor que los EMR, excepto que la frecuencia de vibración debe diferir de la frecuencia resonante del filamento, la cual está en el rango de frecuencias de voz.

5.8.5 Relevadores de Estado Sólido

Un relevador de estado sólido (Solid - State Relay "SSR") es un dispositivo de conmutación electrónico, utilizando circuitería discreta o técnicas microelectrónicas, que proporcionan aislamiento eléctrico entre el circuito de control (entrada) y la carga (salida), y que de otra forma ejecuta esencialmente la misma función de conmutación remota como un relevador electromecánico.

Los SSR son disponibles con velocidades de conmutación de 8.3 ms debajo de la región de microsegundos para SSR bidireccionales ó baja corriente CA / CD.

Los SSR de CA ofrecen la capacidad de soportar altos picos de corrientes de motores, transformadores y lámparas. La mayoría de SSR de CA tienen un ciclo pico no repetitivo de picos de corriente de 10 veces el estado RMS estable.

Los SSR de CD pueden diseñarse para proporcionar capacidades de sobrecorrientes de más del 400 % para cortas duraciones (10 μ s).

Un SSR consiste básicamente de un circuito de entrada control / aislamiento (análogo a la bobina de un EMR) y un dispositivo de conmutación de salida de estado sólido (análogo a los contactos del EMR). El conmutador de salida puede ser un FET para bajo nivel de conmutación, un dispositivo bipolar para una conmutación de medio nivel de potencia, y un TRIAC para conmutación de potencia de CA. El aislamiento de entrada / salida es obtenido típicamente por medio de un optoacoplador o una combinación oscilador transformador. Un voltaje de aislamiento típico para un SSR de CA es 1500 Vrms. Algunas especificaciones Europeas llegan hasta 3750 V RMS (como la de la West German VDE).

5.8.6 Comparación de Relevadores de estado Sólido y Mecánicos

Los relevadores de movimiento de contactos, incluyendo los EMR y de filamentos, se han visto más usados a pesar de disponer de dispositivos de estado sólido, y los usuarios de relevadores mencionan algunas razones de esta popularidad. Los de estado sólido son más costosos, están limitados a una sola configuración, un polo normalmente abierto o un polo normalmente cerrado, (spst NO) y (spst NC), respectivamente y para incrementar el número de polos se deben comprar más unidades. Por otro lado, los electromecánicos se especifican para múltiples operaciones a un costo mínimo.

En aplicaciones que requieren de buen aislamiento de circuito abierto, los EMR y los de filamento son superiores. Esto es porque los de estado sólido presentan un pequeño nivel de conducción.

Otra desventaja de los de estado sólido es que cuando están encendidos, la resistencia es un poco más grande que los miliohms que caracterizan a los contactos de relevadores mecánicos, adicionalmente de que un relevador de estado sólido es no lineal.

Los electromecánicos pueden soportar altas tensiones en la línea de entrada que los más grandes soportados por los de estado sólido. Los de estado sólido tienen periodos de vida indefinidos a diferencia de los electromecánicos que tienen una vida útil predecible bajo ciertas condiciones, estos proporcionan una vida satisfactoria sobre su periodo de diseño, típicamente de 100000 a 1000000 de operaciones.

Los relevadores de estado sólido presentan algunas ventajas en ciertas aplicaciones, pueden ser apropiados donde se utiliza alta potencia y se presentan ciclos de potencia. Sus altas tasas de cierres y apertura los hacen mejores en aplicaciones de control numérico.

Alta velocidad de conmutación, la eliminación de "rebotes" de contactos, degradación debida a los arcos, reducción de interferencias electromagnéticas, alta capacidad de picos, alta resistencia a los golpes y vibraciones, bajos requerimientos de potencia.

5.8.7 Acopladores Ópticos

Ofrecen soluciones reales a un amplio rango de problemas de circuitos. Proporcionan una combinación ideal de velocidad, respuesta en CD, alto modo de rechazo común y baja capacitancia de acoplamiento de entrada / salida. Los optoaisladores normalmente consisten de un dispositivo emisor de luz (tales como una lámpara de neón o tungsteno, LED o lámpara de estado sólido) de los que la radiación electromagnética es directamente a través del aire, vidrio, gas o fibra óptica hacia un sensor de luz. Cualquier dispositivo sensitivo de luz puede ser usado como un sensor, pero los más comunes son las celdas fotoconductoras, dispositivos de silicón sensitivos a la luz como fotodiodos, fototransistores, fotodarlingtons o foto SCR; (otros menos comunes son solenoides de sulfato de cadmio).

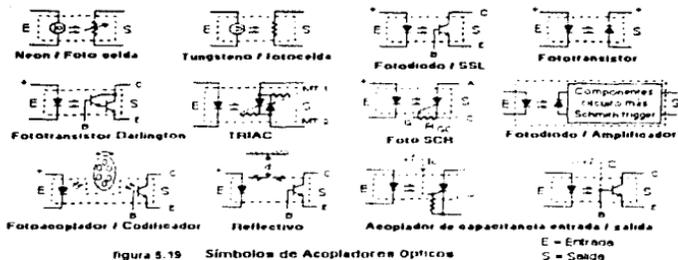


figura 5.19 Símbolos de Acopladores Ópticos

En el dispositivo llamado optoacoplador, las fuentes de luz y los detectores pueden ser contenidas en un solo empaque y aislados de la luz externa. Los Optoacopladores pueden funcionar como excelente alternativa para receptores integrados de circuitos de línea en aplicaciones de transmisión de datos digitales. Por ejemplo, un receptor de línea convencional es limitado a ± 20 volts de modo de rechazo común.

Tienen velocidades de 10 a 20 ns y una baja relación de transferencia de corriente (relación de corriente de entrada a corriente de salida) típicamente es de 15%.

La resistencia de acopio de un acoplador óptico es muy alta, $10^{11} \Omega$ o mayor. Este nivel de aislamiento es excelente para la mayoría de las aplicaciones, tales como corrimiento de nivel de CD y prevención de circuitos de tierra. Son capaces de soportar picos de voltaje de 2500 V por lo menos 100 veces durante su vida. El coeficiente de temperatura de un acoplador óptico es definido como el cambio de corriente de salida debido a un cambio de temperatura con una corriente de entrada constante. Las lámparas de estado sólido tienen una constante de tiempo negativa mientras los detectores tienen coeficientes positivos. El tipo de fotodiodo tiene un coeficiente neto negativo, mientras el fototransistor tiene un tiempo positivo neto constante. El fotodarlington también es positivo. La velocidad de conmutación es influenciada por la corriente de carga en el dispositivo de salida, resistencia de carga, ancho de pulsos de señal de entrada, etc.

En el futuro próximo los optoaisladores con más potencia de salida y eficiencia, más de 6 millones de horas de vida aproximada y velocidades de 20 Mbps serán disponibles. También la integración de convertidores digital-digital a digital-analógico mejorará la versatilidad de los optoaisladores.

5.9 Transformadores de Pulsos

El transformador de pulsos (o impulsos) es un componente magnético diseñado para generar o transferir un pulso de energía eléctrica con características eléctricas específicas. Básicamente, el pulso es de alta o baja potencia. Los transformadores de pulsos de baja potencia suelen emplearse en circuitos disparadores (activadores o de mando) y de acoplamiento. En un circuito disparador, el transformador de pulsos se emplea ya sea para iniciar otra función o para formar otro pulso en un circuito del tipo de regeneración.

En los circuitos de acoplamiento, los transformadores de pulsos se emplean para la optimización del circuito por acoplamiento de impedancias, inversión de fase o aislamiento. Los transformadores de pulsos de alta potencia (pico mayor de 300 W) suelen emplearse en moduladores para sistemas de radar.

Su función es el acoplamiento de impedancias entre la red generadora de pulsos y el magnetrón. El principal interés es la transformación del pulso con un mínimo de distorsión.

Las especificaciones para un transformador de pulsos deben contemplar la amplitud, usualmente expresada en términos de volts dentro de una carga específica, el ancho del pulso, el excedente por arriba, expresado en voltaje o como un porcentaje del pulso al 100%, y la caída, expresada en volts o como un porcentaje del pulso al 100%.

5.9.1 Transformadores de Aislamiento

Un transformador de aislamiento es diseñado para proporcionar acoplamiento magnético entre uno o más pares de circuitos aislados, sin introducir acoplamiento significativo de cualquier otro nivel entre ellos.

Una forma simple de proteger equipo transistorizado de sobretensiones en hilos abiertos y cable es usar un transformador balanceado entre el equipo y la línea, como se muestra en la figura 5.20.

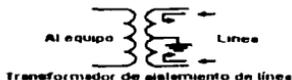


figura 5.20

Algun grado de protección también puede integrarse al circuito mismo tomando ventaja de las propiedades de los componentes usados. Por ejemplo, los transformadores de aislamiento de línea pueden ser diseñados para tener una respuesta pobre a frecuencias inferiores por debajo de las frecuencias de la señal, por esto se adquiere una atenuación eficiente de voltajes de potencia de 60 Hz por inducción o contacto. Los transformadores también proporcionan un acoplamiento efectivo entre circuitos de diferentes impedancias o entre circuitos balanceados y desbalanceados.

La potencia es tomada de una línea de potencia de CA típica, es inherentemente ruidosa. Este ruido puede afectar otro equipo sensible que comparta la misma fuente de potencia. Para un grado, todos los transformadores aíslan un circuito de otro eléctricamente mientras se acoplan simultáneamente los dos a través de inducción magnética. Cuando el transformador debe alimentar circuitos de alta ganancia, instrumentación sensible, o sistemas de procesamiento de datos el ruido primario debe ser bloqueado para prevenir degradaciones o imprecisiones de funcionamiento. Tal aislamiento puede ser eliminado en cuatro pasos.

- 1- Separación de bobinas primarias y secundarias.
- 2- El blindaje de Faraday
- 3- El blindaje de Caja
- 4- El alto aislamiento

La separación de bobinas colocadas lado a lado o en piernas separadas del núcleo magnético de un transformador, proveerá mucho menos capacitancia de acoplamiento que bobinas encimadas directamente una sobre otra. Aunque una mayor separación de bobinas produce menos ruido de acoplamiento, esto también incrementa la fuga de inductancia y resulta en una reducida transferencia de potencia.

Una vuelta sencilla de lámina atornillada colocada entre las bobinas, separará mucha de la corriente de ruido primario. La capacitancia alrededor del blindaje de Faraday amortiguará bastante el ruido de acoplamiento del primario al secundario para causar problemas en equipo sensible.

Un blindaje de caja proporciona una tierra para el ruido de circuito primario, y tiene la ventaja de que existe una capacitancia mucho más pequeña entre las bobinas primarias y secundarias que en un simple blindaje de Faraday. El último paso en el aislamiento de ruido es el transformador de blindaje de triple caja con separación de bobinas. Es llamado transformador de alto aislamiento para distinguirlo de los transformadores de aislamiento regular. Cada bobina es completamente encerrada en un blindaje de caja de lámina.

El transformador incluye placas separadas especiales que proporcionan un segundo nivel de blindaje. En adición, las bobinas son separadas físicamente para mayor atenuación del ruido.

5.9.2 Transformadores de Línea

Un transformador es usado en la tarjeta de la terminal y la tarjeta de línea para proporcionar aislamiento de la línea. Un transformador bien balanceado resuelve el punto de corriente de CD así como la cancelación de flujos inducidos. Generalmente hablando, se requiere de un transformador de mínimo acopio inductivo y de capacitancia propia (autocapacitancia).

Cuando se esté diseñando la tarjeta del sistema, se debe poner especial cuidado en la disposición. El transformador y la circuitería deben ser colocados en una tierra plana.

Las pistas de conexión de la circuitería al transformador deberán ser tan cortas como sea posible. Los 2 dispositivos deberán ser colocados en el extremo de la interfaz de la línea de transmisión mientras la lógica de alta frecuencia debe ser colocada en el otro extremo. El cableado de tierra analógica deberá seguir una configuración estrella y deberá tener un aislamiento separado del sistema de tierra. Aunque el estudio de los transformadores de pulsos está fuera de este trabajo, uno debe ser cuidadoso de los parámetros pertinentes que

CAPITULO 5

afectan la buena reproducción de los pulsos. El transformador de pulsos es generalmente analizado por diferentes circuitos equivalentes que ilustran varias fases del pulso. La figura 5.21 muestra estos circuitos.



La forma del pulso es optimizada considerando la respuesta transitoria de los circuitos equivalentes. La respuesta de pulsos del transformador está caracterizada por un tiempo finito de subida, un tiempo de caída y un tiempo de bajada como se ilustra en la figura 5.21d. El rápido tiempo de subida que puede obtenerse sin sobrepasarse es para el caso críticamente amortiguado y es dado por

$$tr = 3.35 \sqrt{\alpha LC} \quad \text{donde } \alpha = Rl / (Rg + Ri)$$

Para el periodo superior, habrá una degradación después de una oscilación, esto es dado por:

$$D = \tau Lp / R \quad \text{donde } \tau \text{ es el ancho del pulso}$$

$$R = Ri \text{ y } Rg \text{ en paralelo}$$

El periodo de bajada es caracterizado por el circuito de segundo orden de la figura 5.21c, el interés primario aquí es prevenir excesos negativos y oscilaciones de retorno cuando la circuitería está en modo de alta impedancia. Esto se puede obtener teniendo un sistema sobreamortiguado, el cual es el caso cuando

$$Lp = 4 C Ri^2$$

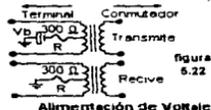
Existen transformadores de pulsos disponibles comercialmente. Algunos ejemplos se proporcionan en la tabla T5.5. La mayoría de los fabricantes modifican sus diseños para cumplir los requerimientos de una aplicación en particular

Fabricante	Ubicación	Relación de Espiras	No. de parte
AIE Magnetics	St. Petersburg FL (813) 347-2181	1 B 1 2 5 1	325-0228 325-0172
Schott Corporation	Nashville, TN (615) 889-8800	1 B 1 2 5 1	11207 11124
CTM Magnetics	Tempe, AZ (602) 987-9447	1 B 1 2 5 1	22087 25595
Pulse Engineering	San Diego, CA (619) 268-2400	1 B 1 2 5 1	64994 64996

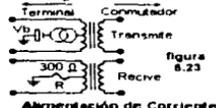
Tabla T5.5 Fabricantes de Transformadores de Pulsos

5.10 Alimentación de Energía

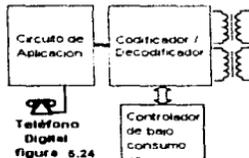
La figura 5.22 muestra la técnica recomendada por el CCITT de Alimentación de energía fantasma, como se describe en la sección 9 de la I.430. La corriente se divide entre los dos arrollamientos secundarios. Esto producirá flujos iguales y opuestos en el transformador, que cancela cada una con la otra, así se previene que el núcleo se sature. La calidad de los flujos en el secundario dependerá del balance longitudinal del transformador y la línea de transmisión.



El esquema mostrado en la figura 5.22 puede ser "Excedido en potencia" cuando alimenta líneas cortas. Una forma de compensar esto puede ser, tener una alimentación de corriente constante, la cual hará al consumo de potencia independiente de la longitud de la línea. La figura 5.23 muestra tal implementación.

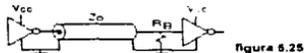


Una manera de reducir la disipación de potencia sobre el circuito es proporcionar una fuente de voltaje variable, en lugar del voltaje fijo tradicional. Esto puede realizarse usando un convertidor de CD a CD o un regulador conmutador. El circuito de realimentación del regulador conmutador puede ser usado para asegurar que el regulador proporciona sólo el voltaje necesario para mantener una alimentación de corriente predefinida bajo cualquier longitud de línea. El convertidor de CD a CD puede tener un detector de umbral integrado, el cual podría ser usado para "liberar" la línea en caso de que se presenten corrientes excesivas. En el caso de la pérdida de alimentación propia, muchas veces se requiere mantener alimentado un servicio de voz mínimo por fuera de la línea. La figura 5.24 muestra el diagrama de bloques de un teléfono digital, ilustrando los componentes necesarios para mantener un servicio de voz.



5.11 Manejadores de Línea

Los manejadores de línea son un tipo especial de compuerta y desempeñan una acción específica. Los cables que transportan las señales digitales deben considerarse como líneas de transmisión cuando las longitudes de onda de las señales digitales son menores que la longitud de onda eléctrica del cable; esto requiere cables con baja impedancia característica ($Z_0 < 100 \Omega$) y de dispositivos capaces de acoplarse a ellos. Las compuertas compatibles TTL no están diseñadas para manejar líneas de baja impedancia en el intervalo de 50 a 100 Ω . Para este trabajo se cuenta con manejadores de línea. Observe en la figura 5.25 que en el extremo receptor de la línea de transmisión se encuentra terminado en su impedancia característica y, por lo tanto, no presentará ondas reflejadas.



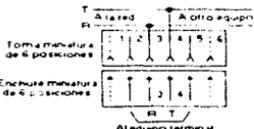
Esta configuración de "Terminación en Paralelo" permite utilizar receptores múltiples sobre un bus distribuido. Una configuración de este tipo deberá emplearse con longitudes de cable de 2 a 20 pulgadas y con velocidades de transmisión hasta de 10 Mbps.

5.12 Dispositivos de Conexión

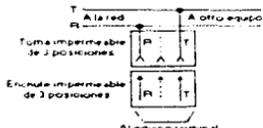
La forma física y tamaño de los conectores modulares y listones de conectores usados para conectar equipo, determina las premisas del sistema de cableado, y para conectar las premisas del sistema de cableado a la interfaz de red son definidas en las reglas y regulaciones de la FCC parte 68 y algunas se discutirán aquí. Las configuraciones de cableado para conectores modulares típicos y clavijas son mostrados en la figura 5.26. La más común de estas es el conector de 6 posiciones denominado RJ-11W "montado en la pared (wall mounted)" o

CAPITULO 5

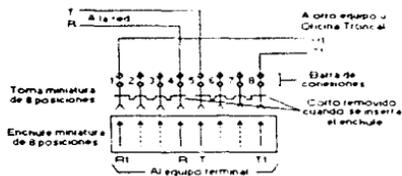
RJ-11C (todos los demás), el cuál puede ser usado para conectar cualquier instrumento telefónico sencillo a las premisas de cableado figura 5 26a. Aunque el RJ-11 tiene 6 posiciones, sólo son usadas 2 posiciones (Tip y Ring). Un conector y clavija exteriores con 3 posiciones es llamado RJ-15C figura 5 26b. Para el equipo terminal se requiere una serie de conexiones con las premisas de cableado (por ejemplo, alarmas o dispositivos de grabación detallada de llamadas) el RJ-31X es comúnmente usado figura 5 26c. Este conector tiene 8 posiciones y es un poco más grande que el de 6 posiciones. El RJ-14W y RJ-14C son comúnmente usados para 2 líneas telefónicas figura 5 26d. Este conector es otro dispositivo de 8 posiciones, pero 4 posiciones son usadas (T1 y R1, T2 y R2).



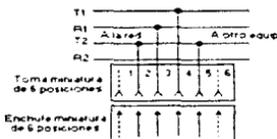
(a) Líneas sencillas de Equipo Terminal RJ11C o RJ11C



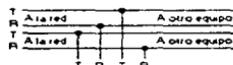
(b) Toma y enchufe exteriores impermeables RJ15C



(c) RJ31X Para Equipo Terminal conectado en serie



(d) 2 Líneas de equipo Terminal RJ14W o RJ14C



(e) Enchufe miniatura de listón de 50 posiciones

(e) Conector de listón de 50 posiciones (25 pares) RJ21X

Posición		
Línea	Tip	Ring
1	26	1
2	27	2
3	28	3
4	29	4
5	30	5
6	31	6
7	32	7
8	33	8
9	34	9
10	35	10
11	36	11
12	37	12
13	38	13
14	39	14
15	40	15
16	41	16
17	42	17
18	43	18
19	44	19
20	45	20
21	46	21
22	47	22
23	48	23
24	49	24
25	50	25

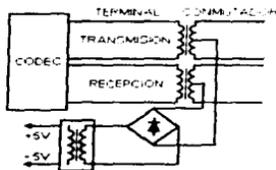
Configuraciones de cableado para Tomas y Enchufes modulares típicos figura 5.26

El conector de listón miniatura de 50 posiciones (25 pares) es el RJ-21X, el cuál es usado en cualquier lugar de distribución de cableado y es proporcionado en multiplexores de 25 pares. El RJ-21X es comúnmente usado para conectar equipo PBX con las premisas de sistemas de cableado. Los viejos sistemas electromecánicos usan este tipo de conector exclusivamente. El nombre común de este conector es "conector de listón" o "Amphenol". El último se refiere al fabricante del conector (figura 5 26e).

Otros conectores son especificados en las reglas y regulaciones de la FCC, pero la mayoría de estos es para aplicaciones especiales tales como equipo de comunicación de datos (DCE) con niveles de transmisión programables.

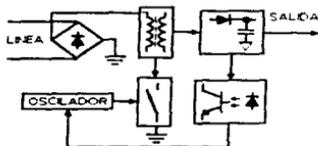
5.13 Extracción de Potencia

El mismo transformador puede usarse en la tarjeta de línea y en la terminal, y el mismo esquema de protección en ambos extremos del circuito. La necesidad ahora estriba en proporcionar potencia a la terminal, por ejemplo una celda secundaria puede usarse como batería de respaldo en conjunción con una fuente propia. También se puede hacer cargando celdas secundarias con la línea o con arreglos de pequeñas celdas solares, pero los diseños con celdas secundarias tienen poca duración. Finalmente la potencia puede alimentarse desde el conmutador, en tales casos se requerirá un regulador en la terminal para extraer la potencia de la línea. La figura 5.27 ilustra esta idea.



Extracción de Potencia
figura 5.27

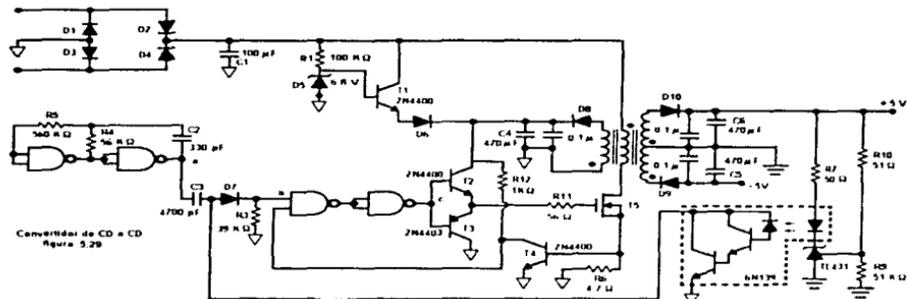
Se requiere un convertidor de CD a CD para convertir el voltaje de línea a 5 volts para la circuitería local. Para obtener bajas pérdidas en el proceso de conversión, es necesario usar un regulador de alta eficiencia, específicamente un regulador de modo conmutado. Básicamente hay 3 tipos de fuentes de potencia de modo conmutado: forward, push - pull y de convertidor de fly - back. El fly - back es el convertidor más apropiado para esta aplicación, ya que proporciona alta eficiencia y simplicidad de circuitería.



Convertidor de Flyback
figura 5.28

La figura 5.28 muestra un diagrama de bloques de un convertidor de fly - back. En el inductor de fly - back, la energía es inductivamente almacenada durante el período de conmutación y pasada a la carga durante la desconexión, o el periodo de fly - back. Durante el periodo de conmutación, el diodo de salida no conduce, por eso la energía en el obturador (además de aparecer como un transformador, este elemento también será referido como obturador de acuerdo a su función) es generada con oscilaciones de corriente. Mientras está desconectado, el voltaje del obturador se revierte en polaridad causando la conducción del diodo con lo que la energía inductiva es descargada en el capacitor de salida en forma de voltaje de corriente directa.

CAPITULO 5

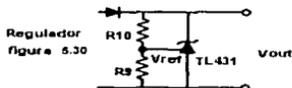


La regulación se obtiene por la modulación del ciclo completo del oscilador, la cual varía efectivamente los períodos de conmutación on / off. En la figura 5.28 el puente de diodos asegura la polaridad correcta para el convertidor mientras el opto aislador completa el aislamiento de la entrada a la salida. La figura 5.29 muestra una implementación discreta del circuito de un convertidor de CD a CD. Este circuito fue diseñado para regular una salida de 5 V para una entrada de 20 - 60 V de entrada. Esta implementación proporciona una máxima potencia de por lo menos 450 mW. El convertidor de CD a CD consiste de un oscilador, un modulador de ancho de pulso incorporando un amplificador de error y una etapa de aislamiento, la circuitería de encendido y el convertidor de fly - back.

Cuando T5 está encendido, el obturador almacena energía e invierte los puntos de operación de D8 D9 y D10 mientras T5 está cortado el voltaje del obturador es negativo, con esto los diodos D8, D9 y D10 son encendidos a su punto de operación y esto genera un voltaje de CD en los respectivos capacitores. Note que debido a la técnica de arrollamiento inverso, el voltaje en los arrollamientos de salida es de polaridad opuesta al arrollamiento de conmutación. La salida de 5V es regulada comparandola con un voltaje de referencia, el error en la comparación es usado para modificar el tiempo de encendido del transistor T5 de tal manera que mantiene constante la salida de 5V.

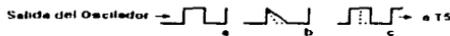
El puente de diodos D1 - D4 asegura una cierta polaridad de voltaje de CD para el convertidor, esto es necesario en caso de que la red use inversión de polaridad para señalización. El capacitor de desacoplo C1 tiene la función secundaria de redimir cualquier pico de corriente inducida a 2 compuertas NA. Los diodos de un CD4093 son usadas para formar un oscilador de 25 kHz. A la salida el opto aislador en conjunto con el diodo de regulación TL431 es usado para generar una corriente de error. La corriente a través del diodo de regulación es proporcional a la diferencia de voltaje entre la salida y la referencia. Este dispositivo es disponible por Texas Instruments y Motorola entre otros. La figura 5.30 ilustra estas funciones. Para el diodo de regulación el voltaje de salida está dado por

$V_{out} = (1 + R_{10} / R_9) \cdot V_{ref}$ donde V_{ref} es típicamente 2.5 V si $R_{10} = R_9$ entonces $V_{out} = 5 V$



La corriente a través del diodo de regulación se incrementará o disminuirá con un respectivo cambio en el voltaje de salida. Este cambio en corriente es acoplado a la salida del oscilador a través de opto aislador. El opto aislador usado tiene una etapa de transistores delington que proporciona una ganancia de corriente alta que resulta en una baja disipación de potencia en el opto aislador. La corriente a través del aislador diferencia la salida del oscilador a través del capacitor C3. Esta señal diferencial es ajustada para definir la conmutación del periodo de encendido del transistor T5. T5 es un MOSFET.

En la figura 5.31 se muestra desde el voltaje de control del aislador, la cantidad de diferenciación y el periodo de encendido del transistor T5. Esta regulación se obtiene, conforme el periodo de encendido se reduce con el incremento del voltaje de salida y viceversa

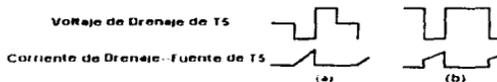


Modulación de ancho de pulso

figura 5.31

Los 2 transistores T2 y T3 proporcionan una etapa de potencia de baja impedancia para el transistor conmutador. La rápida sustracción y proporción de corriente asegura la rápida conmutación del transistor T5. La capacitancia de entrada del MOSFET IRFD110 es de 200 pF máximo. Sin la etapa de buffer el MOSFET permanecería más tiempo en la región lineal antes de saturarse, esto resultaría en una baja velocidad de conmutación y degradaría la eficiencia del convertidor. La resistencia R6 y el transistor T4 proporcionan protección de sobrecarga. El transistor T4 conducirá cuando el voltaje en R6 exceda 0.6V o recíprocamente, la corriente a través de él es mayor de 150 mA. Con T4 conduciendo, el manejador del MOSFET es nulado por la compuerta NAND asociada.

El transformador obturador es un transformador de 3 devanados, consiste del devanado de conmutación, el devanado de salida el cual está dividido para +5 V y -5 V y el propio devanado de punto de operación. El transformador está diseñado para transferencia completa de energía bajo ninguna condición de carga y transferencia incompleta de energía bajo condiciones de carga completa. La figura 5.32 muestra las formas de onda de las 2 condiciones. A carga completa, la transferencia incompleta de energía exhibe una baja corriente pico de conmutación del transistor, mientras la transferencia completa a baja potencia asegura un núcleo pequeño.

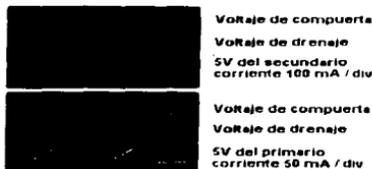


(a) Formas de onda voltaje corriente para Transferencia completa de energía
(b) Formas de onda para Transferencia incompleta de energía

figura 5.32

En el encendido, el convertidor es alimentado por el regulador lineal D5, R1 y T1, el cual fija la alimentación de potencia a 5.3 V. Después del encendido el propio devanado del punto de operación fuerza al voltaje de C4 a estar entre 7 y 15 volts lo cual regresará al diodo D6 al punto de operación, esto cortará al regulador lineal. Bajo esta condición la alimentación de potencia proporciona un voltaje propio de punto de operación para mantenerlo funcionando, mientras una pequeña potencia es disipada en el encendido del regulador. El transistor T1 es seleccionado para que la base - colector pueda sostener los altos voltajes cuando se apaga. La fuente de -5 V sólo será regulada si la carga en ese arrollamiento es la misma que en el arrollamiento de +5 V.

Si esto no es posible, puede ser necesario usar un post - regulador lineal para obtener una fuente de -5 V regulados. La figura 5.33 muestra los oscilogramas voltaje a corriente para un voltaje de línea de 30 V y 400 mW de potencia de salida. Muestra la operación del convertidor de fly - back en transferencia completa de energía



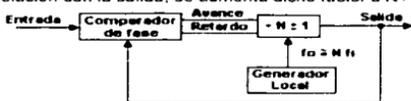
Oscilogramas del convertidor
figura 5.33

CAPITULO 5

Usa conexiones de tierra en estrella para evitar circuitos de corriente en la tierra. Como se indica, las longitudes hacia el conmutador MOSFET deben ser minimizadas y en particular la de la compuerta. La resistencia en serie con el MOSFET debe ser colocada tan cerca de la compuerta como sea posible. Estas precauciones brevedrán oscilaciones indeseadas en el MOSFET. La etapa de salida usa un diodo Schottky y capacitores ESR para reducir la dispersión de potencia. En el caso de un evento de EMI indeseada, el transformador puede colocarse en un contenedor electromagnético y el convertidor puede ser encerrado en un contenedor de cobre.

5.14 Sincronizadores Digitales de Fase

El principio de operación de este circuito puede explicarse por medio de la figura 5.34. Sea la frecuencia de entrada ϕ , y la frecuencia del oscilador local f_0 , nominalmente igual a Nf_i (dónde N es un entero). La salida del oscilador se pasa por un divisor variable para obtener el reloj de salida. Este reloj muestrea la entrada y, si la fase de entrada avanza en relación con la salida, se reduce el factor divisor de frecuencia a $N-1$. Por el contrario, si la fase de entrada se retarda en relación con la salida, se aumenta dicho factor a $N+1$.



Concepto fundamental del sincronizador digital de fase

figura 5.34

Si $x =$ fracción de tiempo, donde el factor divisor es $N-1$, y si $y =$ fracción de tiempo, durante la cuál el factor es $N+1$, se cumplirá

$$\phi = \frac{f_0}{x(N-1) + y(N+1)}$$

$$= \frac{f_0}{N - x + y} \quad (\text{ya que } x + y = 1)$$

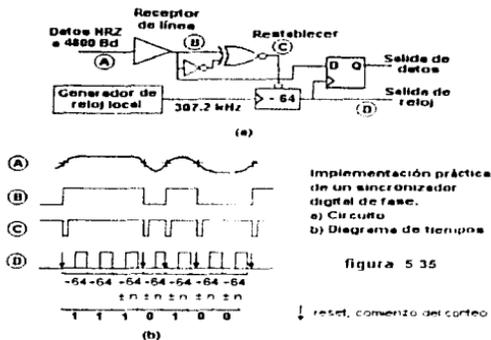
Por esto, si

$$\begin{aligned} \phi &> f_0/N & x &> y \\ \phi &< f_0/N & x &< y \end{aligned}$$

El lazo opera como un PLL de primer orden y existe una variación de salida de un periodo de reloj ($1/f_0$). Para que esta variación de salida sea pequeña f_0 y N debe ser grande (a menudo se utiliza $N = 64$).

La figura 5.35 ilustra un circuito práctico con una variante del concepto de sincronizador digital de fase. La figura muestra un circuito que genera un reloj local sincronizado con los datos de entrada, en código NRZ a una velocidad de transmisión de 4800 baudios. El dato recibido (punto A) se ve redondeado y con variaciones debido al ruido del canal receptor. El dato se limpia algo en el circuito receptor, en el punto B donde todavía existe variación. Tanto la transición positiva como la negativa del dato son utilizadas para generar pulsos negativos estrechos en el punto C. Nótese que este proceso es equivalente a diferenciar la señal de datos e invertir la polaridad de los pulsos positivos (esto es, diferenciar y elevar al cuadrado).

El espectro de los datos NRZ no posee ninguna línea promedio a la velocidad de transmisión pero si aparece una línea fuerte en el espectro de los pulsos unidireccionales diferenciados.



Implementación práctica de un sincronizador digital de fase.

a) Circuito
b) Diagrama de tiempos

figura 5.35

↓ reset, comienzo del cortejo

La frecuencia del oscilador local es nominalmente de 307.2 kHz (4800×64), pero no está sincronizada con los datos de entrada. El reloj de salida en el punto D se obtiene mediante la división del oscilador con un contador variable. Los pulsos negativos del punto C restablecen el contador, regresándolo al estado cero. En ausencia de pulsos de restablecimiento el contador divide siempre entre 64, pero los pulsos de restablecimiento terminan la cuenta antes o después de 64. Es interesante destacar las características siguientes del reloj de salida, en el punto D:

- 1.- El número promedio de transiciones positivas o negativas por segundo será igual a la velocidad en baudios. Estas transiciones pueden utilizarse para procesar posteriormente los datos, ya sea resincronizándolos o cargándolos en memoria. El circuito ilustrado muestra efectivamente los datos en el punto central.
- 2.- Si se produce un pulso de restablecimiento por cada periodo de datos en la entrada (siendo el patrón de entradas 1010), el factor divisor será próximo a $64 \pm 1, 2, \dots, N$, dependiendo de la diferencia de frecuencia ($64 \times$ promedio en baudios - frecuencia del reloj local) y de la variación de entrada. En cambio, si se presenta una secuencia de unos o de ceros en la entrada, existirá únicamente un pulso de restablecimiento al final de la secuencia. Durante esos periodos sin pulsos de restablecimiento, el factor divisor será exactamente de 64, pero el pulso de restablecimiento al final de la cadena terminará la cuenta como $64 \pm n$, donde n puede ser grande, según el número de unos o ceros en la secuencia.

El circuito puede perder la sincronización si las cadenas son muy largas (digamos 25 unos "1111 ... 111" o ceros "0000 ... 000" en fila); por esto, es esencial para que el circuito opere correctamente restringir el número de unos o ceros en secuencia a un número máximo, digamos 8. Este problema, sin embargo, es común a todos los circuitos para recuperación del reloj con datos de entrada aleatorios, los formatos NRZ no restringidos carecen pues de utilidad en transmisión de datos. Los datos con codificación de fase, que al menos tienen una transición por periodo de datos, son mucho más atractivos para propósitos de transmisión y de recuperación de reloj.

5.15 Osciladores con Amarre por Inyección

A continuación, mencionaremos brevemente la técnica de sincronizar externamente un oscilador. Es bien sabido que si se inyecta una señal externa pequeña en un punto adecuado de la trayectoria de retroalimentación de un oscilador, y la frecuencia de la señal externa es cercana a la del oscilador, el mismo se amarra automáticamente con la frecuencia inyectada. La explicación de este fenómeno reside en el hecho de que el elemento activo del oscilador opera cerca de la región no lineal de su curva característica. La señal externa desplaza la fase del voltaje de retroalimentación, pero no su magnitud. Esto cambia la frecuencia del oscilador, que a su vez cambia la fase del voltaje de salida.

CAPITULO 5

El proceso continua hasta que la fase resultante de la señal externa y el voltaje de salida es tal que la frecuencia del oscilador se hace igual a la de la señal inyectada.

Excepto en algunos circuitos de consumo, los osciladores senoidales con amarrar por inyección son poco utilizados en los diseños actuales. No obstante, la inyección es una técnica usual y conveniente para sincronizar multivibradores actuales.

La figura 5.36 muestra un multivibrador estable simple que ha sido diseñado para ser sincronizado a una frecuencia externa. El multivibrador está construido con compuertas NOR CMOS (CD 4001). La frecuencia de oscilación libre está determinada por las componentes C y R, la fuente de alimentación V_{dd} y el voltaje de transferencia de las compuertas V_t(V_{dd}/2 ± 40%). La resistencia 10R aisla la forma de onda del voltaje en el punto B para que no sea afectada por el circuito de protección interna de la entrada de la compuerta 1.

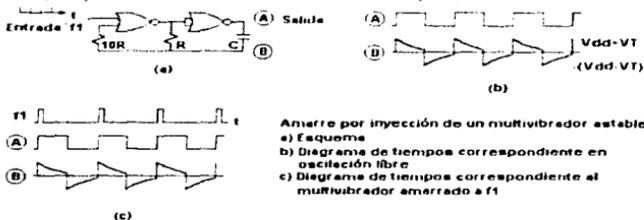


figura 5.36

Se muestran en la figura 5.36 las formas de onda, en la oscilación libre, suponiendo que la forma de onda en el punto B está completamente aislada de la entrada a la compuerta 1. Para diferentes puntos del circuito esta frecuencia natural o libre, viene dada por:

$$f_0 = \frac{1}{t_1 + t_2}$$

dónde $t_1 = RC \ln \left[\frac{V_{dd} - V_t}{V_t} \right]$

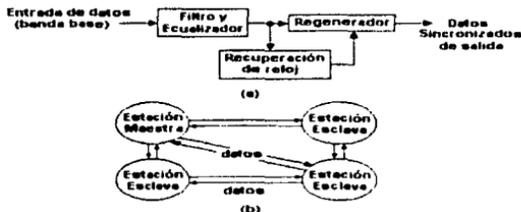
$$t_2 = RC \ln \left[\frac{2V_{dd} - V_t}{V_{dd} - V_t} \right]$$

Las formas de onda quedan modificadas cuando el multivibrador se amarra con la señal externa f_1 , como se observa en la figura. Para una operación adecuada, la frecuencia de la señal externa f_1 debe ser mayor que la frecuencia natural f_0 . Pero también existe un límite superior de f_1 , en torno a $2f_0$, que no debe excederse para contar con un diseño confiable. Si la frecuencia de entrada se encuentra en el intervalo permitido, automáticamente concluirá la auto temporización del multivibrador en el punto de operación correcto.

Este tipo de multivibrador es útil en diseños que requieren una fuente de reloj que pueda sincronizarse con una señal externa, pero que deba oscilar también libremente en ausencia de dicha señal. Un convertidor de CC a CA es un ejemplo de circuitos en los que este reloj puede ser útil (vea extracción de potencia).

5.16 Sincronizadores de Bit

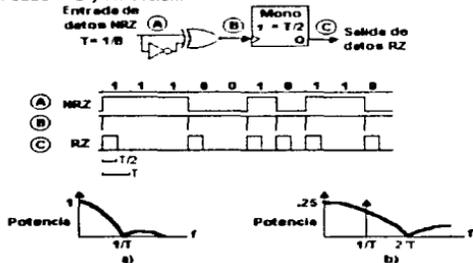
Ya se ha visto el empleo de los PLL para la recuperación de portadora y de reloj en circuitos síncronos. A continuación se analizan brevemente algunos problemas asociados con el bit de sincronización que no se habían mencionado. La figura 5.37 muestra la necesidad de circuitos de recuperación de reloj en los sistemas de transmisiones digitales. En la figura 5.37a el reloj recuperado se utiliza para generar los datos recibidos. La figura 5.37b muestra una red digital maestro/esclavo en que los relojes de varias localidades separadas geográficamente son esclavos de un reloj en la estación maestra.



Empleo de la sincronización de bit en una red digital
 a) Empleo del reloj recuperado para regenerar datos
 b) Los relojes de las diferentes estaciones secundarias se obtienen de los datos originados en una estación principal

figura 5.37

Sin embargo, los formatos de datos más eficientes no son los del tipo RZ, y su espectro no posee una línea en la frecuencia del reloj. Se hace entonces necesario aplicar algún proceso no lineal para cambiar el dato al formato RZ antes de aplicarlo al lazo. La figura 5.38 muestra una técnica para cambiar datos NRZ a RZ. Nótese la línea discreta a la frecuencia de reloj en el espectro RZ. Se puede reconocer que el proceso de conversión incluye diferenciación, elevación al cuadrado y limitación.

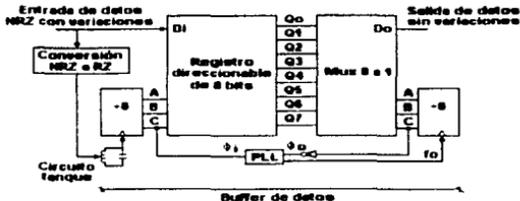


Obtención de datos RZ a partir de una entrada en código NRZ

- a) Espectro de los datos RZ
 b) Espectro de los datos RZ (ancho de pulso $T/2$)

figura 5.38

Como se mencionó, los datos RZ pueden usarse directamente para amarrar el lazo, o pueden utilizarse para excitar un circuito resonante (LC) para recuperar el reloj. La estabilidad de Q que se puede obtener con un circuito LC es generalmente un orden de magnitud menor que la de un diseño adecuado con PLL. Por consiguiente, la recuperación del reloj con el PLL resulta más limpia que con un circuito pasivo, especialmente en un medio inestable. En algunas aplicaciones, el reloj se recupera con un circuito sintonizado con una Q relativamente baja, y se utiliza después como entrada al PLL para obtener un reloj muy estable. La figura 5.39 muestra el empleo de esta técnica para limpiar datos de entrada que tengan variaciones excesivas.



Principio de funcionamiento de un circuito eliminador de variaciones (Contenedor estático)

figura 5.39

Los datos de entrada se escriben en un registro direccionable de 8 bits con un reloj que sigue la variación de entrada (obtenido con un circuito de Q baja). Cada bit que queda almacenado en el seguro durante 8 periodos de reloj. El bit de salida de datos se lee con un reloj libre de variaciones, nominalmente cuatro periodos de reloj después de que ha sido escrito. Este arreglo puede, por sí mismo, aceptar magnitudes de variación de aproximadamente ± 4 intervalos de reloj. Claramente, el tamaño de la memoria almacenadora determinará la cantidad de variación que puede absorberse con este método.

Resulta obvio que para que el circuito sintiendo o el PLL operen satisfactoriamente, los datos NRZ deben tener el número suficiente de transiciones durante un periodo determinado. Por desgracia, con datos NRZ no restringidos no existe control en el número de unos o ceros en secuencia, y pueden causar un problema serio a los circuitos de recuperación de reloj. Se acostumbra entonces mezcladores (scramblers) de datos NRZ antes de la transmisión para aumentar la probabilidad de transiciones, o el uso de otros esquemas que ayuden a la extracción del pulso del reloj en el receptor. Por ejemplo, en la figura 5.40 se muestra un esquema de codificador en fase usado para la transmisión a baja velocidad de datos o almacenamiento (conocido como decodificador bifásico).



Los datos codificados en fase presentan una mayor frecuencia de transiciones que los datos de NRZ facilitando así la recuperación de la señal de reloj.

figura 5.40

El decodificador de datos tiene dos estados de transición (1 a 0 ó 0 a 1) para cada uno "1" de entrada y sólo una transición para la entrada cero "0". La alta frecuencia de la transición de los datos hace que la recuperación del pulso de reloj sea relativamente simple. Sin embargo, la energía en el espectro del decodificador en fase de datos se corre hacia la banda de alta frecuencia; por lo que esta o un tipo similar de decodificación se usa sólo cuando el ancho de banda no es una consideración limitante (Fibras Ópticas por ejemplo).

5.17 Reordenamiento y Desreordenamiento

Para algunas técnicas de codificación digital, una larga cadena de ceros binarios o unos en una transmisión puede crear dificultades al receptor para mantener la sincronización con el transmisor. También, otras propiedades de transmisión son resaltadas si los datos son más cercanos a una aleatoriedad natural en vez de ser constantes o repetitivos. Una técnica comúnmente usada para mejorar la calidad de la señal es el reordenamiento y el des-reordenamiento. El proceso de reordenamiento tiende a crear una apariencia de los datos más aleatoria.

El proceso de reordenamiento consiste de un registro de corrimiento realimentado y el complementario des-reordenador consiste de un registro de corrimiento feed forward. Un ejemplo se muestra en la siguiente figura 5.41. En este ejemplo, la secuencia del reordenador de datos puede ser expresada como sigue: $B_m = A_m \text{ xor } B_{m-3} \text{ xor } B_{m-5}$ dónde xor indica la operación or exclusiva. La secuencia des-reordenada es:

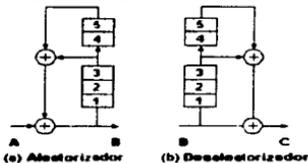


Figura 5.41

$$\begin{aligned} C_m &= B_m \oplus B_{m-3} \oplus B_{m-5} \\ &= (A_m \oplus B_{m-3} \oplus B_{m-5}) \oplus B_{m-3} \oplus B_{m-5} \\ &= A_m \end{aligned}$$

Como se puede observar, la salida del des-reordenador es la secuencia original.

Podemos representar este proceso con el uso de polinomios. Así para este ejemplo, el polinomio es $P = 1 \text{ xor } x^3 + x^5$. La entrada es dividida por este polinomio para producir la secuencia reordenada. En el receptor la señal reordenada recibida es multiplicada por el mismo polinomio para reproducir la salida original.

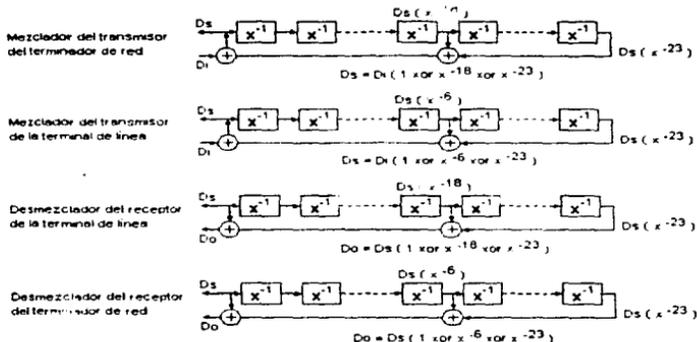
Reordenamiento

$$\begin{array}{r} 101110001101001 = B \\ p = 00101 \quad 1010101000001110000 = A \\ \hline 100101 \\ 111110 \\ 100101 \\ 110110 \\ 100101 \\ 100110 \\ 100101 \\ 110011 \\ 100101 \\ 101101 \\ 100101 \\ 100101 \\ 100000 \\ 100101 \\ 101000 \\ 100101 \\ 1101 \end{array}$$

Desreordenamiento

$$\begin{array}{r} 101110001101001 = B \\ \hline 100101 = P \\ \hline 101110001101001 \\ 101110001101001 \\ \hline 101110001101001 \\ 1010101000001101101 = C = A \end{array}$$

Para la especificación 2B1Q, en la dirección red-NT el polinomio es $1 \text{ xor } x^5 \text{ xor } x^{23}$ y en la dirección NT-red es $1 \text{ xor } x^{18} \text{ xor } x^{23}$. La implementación con registros se muestran en la siguiente figura 5.42 (Stallings 1992, pág. 353).



Mezcladores y Desmezcladores usados con el código de línea 2B1Q

figura 5.42

6 PROPUESTA PARA LA IMPLEMENTACION

Como parte del objetivo de este trabajo la implementación que se propone a continuación considera principalmente a la recomendación G 703 del Libro Azul del CCITT de 1988 ya que en nuestro país se han sustituido los sistemas analógicos por sistemas digitales que en su mayoría cumplen con las recomendaciones Europeas (y también porque estas recomendaciones son la base de la Normalización emitida por el Comité Consultivo Nacional de Normalización de Comunicaciones y Tecnologías de la Información), no obstante se mencionan casos de aplicaciones ANSI (como el T1 en la telefonía celular).

Esto propicia que las aplicaciones que se utilicen con este prototipo sean compatibles con otros equipos de transmisión o recepción similares, y eviten la necesidad de tener que hacer adaptaciones posteriores.

Aunque el objetivo principal es el proponer un diseño de un convertidor de códigos de línea de pulsos, la idea que sustentó la realización de este trabajo es proponer un dispositivo que permita tener acceso a los canales de comunicaciones reconociendo y estudiando las aplicaciones desarrolladas, fomentando así la asimilación de estas tecnologías y que posteriormente nos permita proponer aplicaciones propias que puedan satisfacer necesidades particulares y en un momento dado la posible comercialización de estas.

- De la gran variedad de códigos de línea que se presentaron en el Capítulo 2, la recomendación G 703 especifica los correspondientes a las interfaz de:

Tabla T6.1 Códigos de la recomendación G 703

64 kbps	AMI	1 Vp	Rectangular	
1 544 kbps	AMI, B8ZS	3 Vp	Rectangular	50 %
6 312 kbps	B6ZS, B8ZS	1 Vp	Rectangular	50 %
32 064 kbps	AMI	1 Vp	Plantilla	50 %
44 736 kbps	B3ZS	1 Vp	Plantilla	50 %
2 048 kbps	HDB3	3 Vp	Rectangular	50 %
8 448 kbps	HDB3	2 37 Vp	Rectangular	50 %
34 368 kbps	HDB3	1 Vp	Rectangular	50 %
139 264 kbps	CM1	1 Vpp	Plantilla	
sincronía 2 048 kbps		1 9 Vp	Plantilla	50 %
97 728 kbps	AMI	2 3 Vp	Rectangular	50 %

Las interfaz consideradas por el prototipo son las que corresponden a la velocidad de 1 544 Mbps, 6 312 Mbps, 2 048 Mbps, y 8 448 Mbps porque estas son las velocidades típicas de las interfaz de las aplicaciones para usuarios finales.

Aunque se puede presentar el caso de que algunos usuarios finales utilicen velocidades mayores, en nuestro país no es muy común debido a la situación económica y solo las grandes empresas de comunicaciones, gubernamentales o bancarias entre otras, podrían financiar interfaz de velocidades mayores.

Las interfaz consideradas utilizan los códigos de línea AMI, B8ZS, B6ZS y HDB3 por lo que el prototipo deberá realizar la codificación y decodificación entre estos códigos.

En el diseño sólo se propone la conversión del código de línea para su adaptación a la propia línea. El control del flujo de la información y la velocidad quedan en segundo término con respecto de los objetivos de este trabajo, por lo que estos temas quedarán abiertos para trabajos posteriores que son precisamente para los que está enfocado este trabajo.

Considerando el modelo de referencia OSI de la recomendación ISO84, este trabajo se ubica en el nivel físico (capa 1) que contempla la interfaz física entre dispositivos y los códigos que se aplican a los bits que se transmiten.

El nivel físico contempla 4 características importantes de la interfaz:

1. La parte mecánica, que se refiere a las especificaciones de los conectores y cables.
2. La parte eléctrica, que determina los niveles de voltajes, corrientes, impedancias, atenuaciones, ruido, etc.
3. La parte funcional, que se refiere a la facilidad de implementación.
4. La parte de procedimiento, que determina la activación de la interfaz siguiendo un protocolo de primer nivel o capa 1.

CAPITULO 6

En el mercado, la compañía Motorola propone un circuito integrado que realiza la función de codificación y decodificación entre los códigos implicados, pero desafortunadamente este circuito es poco accesible en el mercado común de nuestro país y solamente se puede obtener sobre pedidos al mayoreo o que impliquen pedir una cantidad superior a las 50 unidades.

6.1 Consideraciones

Como el ruido, defasamientos, distorsión, etc. dependen de las condiciones del canal, no se analizarán en este diseño del prototipo, pero deberán considerarse de acuerdo a la necesidad particular en que se aplique.

Por lo tanto se deberá considerar:

1. Diseño de los bloques de Decodificación/Codificación y Temporización correspondientes al diagrama a bloques de la figura 6.1.
2. La decodificación y codificación de acuerdo a la recomendación G 703.
3. La correcta operación a las frecuencias de 1 544 kbps, 2 048 kbps, 6 312 kbps y 8 448 kbps.
4. La señal de sincronía se debe derivar de la entrada.
5. La forma de los pulsos deberá apegarse a las plantillas correspondientes de la recomendación G 703.
6. Se debe permitir recuperar y supervisar, como mínimo, las siguientes señales:
 - Datos recuperados (decodificados)
 - Datos enviados (codificados)
 - Pulsos positivos y negativos (decodificados y codificados)
 - Señales de temporización
 - Señal de línea a la entrada y a la salida.
7. Facilidad para conseguir en el mercado los componentes para la implementación.
8. Los manejadores (drivers) que se lleguen a proponer, serán opcionales. Esto debido a que las condiciones de ruido, defasamientos, distorsión, ganancias, retardos, etc. varían de acuerdo a las condiciones del canal, y estos parámetros no se pueden predecir para ninguna aplicación específica.

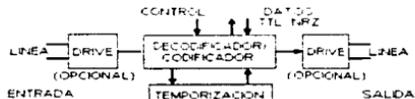


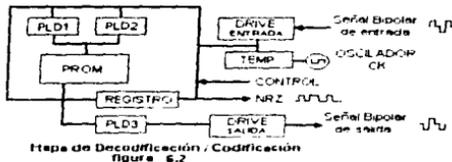
Diagrama a bloques de la implementación propuesta
figura 6.1

6.2 Decodificador/Codificador

La parte principal del prototipo (y el tema fundamental de este trabajo) es el Decodificador/Codificador que tiene las siguientes funciones:

- Recibir las dos señales de pulsos positivos y negativos proporcionadas por el manejador de entrada y decodificarlos en la respectiva secuencia de pulsos binarios (unos y ceros) originales.
- Proporcionar parte de la señal recibida a la etapa de Temporización para permitir la derivación de las señales de sincronía a partir de la señal recuperada.
- Recibir alguna secuencia de pulsos binarios (puede retroalimentarse la secuencia de pulsos binarios recuperada), para ser codificada en las respectivas señales de pulsos positivos y negativos.
- Recibir una señal de sincronía (que puede obtenerse de la misma etapa de Temporización), para sincronizar las señales de pulsos de salida.
- Recibir señales de Control que son las que determinan que tipo de decodificación y codificación debe aplicarse a los pulsos positivos y negativos.

En la figura 6.2 se muestra un diagrama a bloques que muestra los componentes involucrados para la implementación

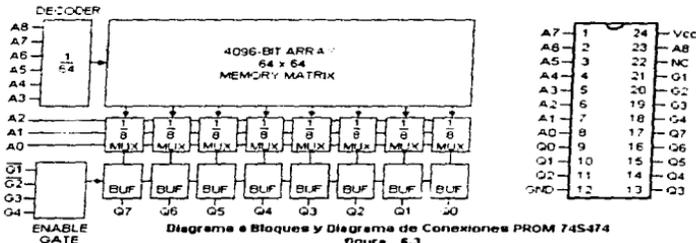


6.2.1 PROM

El dispositivo PROM, es el más importante en esta etapa es una memoria PROM DM74S474, contiene la información que permite identificar las substitutiones de ceros binarios en los procesos de decodificación y codificación, además de la información de control del circuito

Esta memoria presenta las siguientes características

- Memoria: PROM DM74S474
- Capacidad: 4096 Bits organizada en 512 palabras por 8 bits
- Salidas: Tres estados compatibles con TTL
- Voltaje de alimentación - 5 a +7 V
- Fabricante: National Semiconductor



A0 - A8	Direcciones
G1, G2, G3, G4	Habilitación de Salidas
GND	Tierra
NC	No conectado
Q0 - Q7	Salidas
Vcc	Suministro de energía

El principal factor que determinó la elección de este modelo de memoria, fue la frecuencia típica de operación (25 MHz), ya que a estas frecuencias se obtienen tiempos de propagación del orden de decenas de nanosegundos y tiempos de transición de unos cuantos nanosegundos. Esto permite cumplir con algunas de las consideraciones mencionadas como podrían ser los límites de los tiempos de transición indicados en las plantillas de la recomendación G.703, o las velocidades de operación involucradas.

CAPITULO 6

6.2.1.1 Decodificación

A continuación se presenta la asignación de terminales en la memoria PROM para el proceso de decodificación (figura 6.3)

		Tabla T6 2								
		ENTRADAS								
PIN		23	1	2	3	4	5	6	7	8
PROM		A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0
SEÑAL		C	D	D	C	B	A	V	S	e

		SALIDAS								
		17	16	15	14	13	11	10	9	
		Q7	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0	
		Det	V	S	D	C	B	A	e	

Las señales D, C, B, A a la entrada, (tabla T6 2), representan la cuenta de ceros binarios decodificados, o que se presentan en forma consecutiva, estos bits son almacenados en la PROM y se retroalimentan a través del PLD1 donde son procesados o codificados de acuerdo al tipo de código seleccionado con las señales F y E. Si la cantidad de ceros binarios consecutivos es igual o excede al valor n especificado por el tipo de código, se indicará un error a través de la señal e.

La señal e (error) a la salida, indica cuando sucede un exceso en la cantidad de ceros consecutivos y cuando se genera una violación a la regla del código que se está decodificando. La información que proporciona el bit "e" puede ser considerada para la medición de la cantidad de errores en un intervalo de tiempo establecido, para que posteriormente se pueda determinar que:

- Sólo ha sucedido un error, y se solicite la retransmisión (según el caso)
- Simplemente se desecha la trama para la que se presentó el error
- Se genera una pérdida de alineación de trama y se inicie la recuperación
- Se ha perdido la señal de entrada
- Se debe activar algún tipo de alarma

Las señales V y S a la entrada, indican el tipo de violación y la polaridad correctos que deberán presentarse a la entrada del decodificador, estos bits son almacenados en la PROM y se retroalimentan a través del PLD1 sin ningún tipo de proceso o codificación. El valor que toman dependerá principalmente de los bits (+) y (-) que se proporcionaron para la combinación de entrada anterior.

Cuando el bit V toma el valor de cero, se indica que la siguiente violación que se genere deberá ser positiva, y si toma el valor de uno, deberá ser negativa.

Asimismo para el bit S, cuando toma el valor de cero se indica que el siguiente pulso deberá ser positivo y si toma el valor de uno, deberá ser negativo.

En el caso de que alguna de estas condiciones no se cumpla, se estaría presentando una violación a la regla del código que se está decodificando. Si la violación corresponde con la substitución de ceros binarios, se decodificará un cero binario. Y si la violación no corresponde con ninguna substitución, entonces se habrá presentado un error y este se indicará cuando el bit e tome el valor de uno.

Las señales (+) y (-) a la entrada indican la polaridad del pulso que se ha recibido en el manejador de entrada. En la tabla T6 3 se indican las combinaciones posibles. Nótese que la combinación (1 1), indicaría que el pulso que se ha recibido es positivo y negativo a la vez, lo cual no puede suceder, y por eso no se utiliza, aunque posiblemente en trabajos posteriores, las combinaciones que corresponden a esta combinación podrían proporcionar algún tipo de señalización.

Tabla T6 3		
+	-	POLARIDAD
0	0	CERO
0	1	NEGATIVO
1	0	POSITIVO
1	1	

La señal C / D (codificador / decodificador) a la entrada, es proporcionada por el temporizador TEMP, pero es procesada por los PLD1, PLD2, y PLD3. Define las localidades que se deben utilizar para obtener la información correspondiente a los procesos de decodificación y de codificación. Cuando esta señal toma el valor de cero se accederá a las primeras 256 localidades que corresponden al proceso de decodificación y cuando tome el valor de uno, accederá a las 256 localidades restantes que corresponden al proceso de codificación.

La señal Dat (dato) a la salida, representa el valor del bit que se ha decodificado, los valores que toma en el transcurso del tiempo, constituyen a la señal de pulsos binarios decodificada (INFORMACION).

En el caso de que se seleccione la decodificación del código de línea HDB3 (B4ZS), la señal D a la salida tomará el valor de uno cuando se detecte una violación después de un pulso bipolar seguido por 2 ceros consecutivos, generando una sustitución en el REGISTRO de cumplimiento a través del temporizador TEMP. Para el caso de la selección de alguno de los otros códigos, la sustitución ya se contempla en la información almacenada en la PROM, a través de la señal Dat a la salida, por lo que en el registro únicamente se realizarán sustituciones para el código HDB3. Este bit se manifiesta en las localidades 165 y 170, ya que se contempla que en este código se puede presentar una violación después de 2 ó 3 ceros consecutivos (vea sección HDB3 en el capítulo 2).

Como resultado de las consideraciones de estas funciones y de las reglas de conversión de código especificadas en la recomendación G 703, se propone la siguiente tabla de verdad (T6 4) para ser grabada en las primeras 256 localidades de la PROM para el proceso de decodificación.

Mapa de Memoria

La distribución de la información para los diferentes códigos de línea que pueden ser procesados corresponde con la siguiente distribución.

Proceso de Decodificación

- B8ZS Localidades 0 a 127 y 192 a 255
- B6ZS Localidades 0 a 127 y 192 a 255
- B4ZS (HDB3) Localidades 128 a 191
- AMI Localidades 208 a 211 y 220 a 223

La posición de los Bits de la tabla T6 4 se asigna de la siguiente forma.

MSB							LSB	
Q7	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0	
Dat	V	S	D	C	B	A	e	

TABLA DE DATOS T6.4 PARA LAS PRIMERAS 256 LOCALIDADES

Localidad	BITS	HEX									
0	00000010	02	64	00001010	0A	128	00000010	02	192	00000011	03
1	10100000	A0	65	10100000	A0	129	10100000	A0	193	00111010	3A
2	11000001	C1	66	11000001	C1	130	11000001	C1	194	11000001	C1
3	67	131	195
4	00100010	22	68	00101010	2A	132	00100010	22	196
5	10100001	A1	69	10100001	A1	133	10100001	A1	197
6	10000000	80	70	10000000	80	134	10000000	80	198
7	71	135	199
8	01000010	42	72	01001010	4A	136	01000010	42	200
9	11100000	E0	73	11100000	E0	137	11100000	E0	201
10	11000001	C1	74	11000001	C1	138	11000001	C1	202
11	75	139	203
12	01100010	62	76	01101010	6A	140	01100010	62	204	01100011	53

CAPITULO 6

13	10100001	A1	77	10000001	B1	141	10100001	A1	205	10100001	A1
14	11000000	C0	78	11000000	C0	142	11000000	C0	206	01011010	5A
15			79			143			207		
16	00000100	04	80	00001100	0C	144	00000100	04	208	00000000	00
17	10100000	A0	81	10100000	A0	145	10100000	A0	209	11100000	E0
18	11000001	C1	82	11000001	C1	146	11000001	C1	210	10000001	B1
19			83			147			211		
20	00100100	24	84	00101100	2C	148	00100100	24	212	00111100	3C
21	10100001	A1	85	10100001	A1	149	10100001	A1	213	10100001	A1
22	10000000	B0	86	10000000	B0	150	10000000	B0	214	11000001	C1
23			87			151			215		
24	21000100	44	88	01001100	4C	152	01000100	44	216	01011100	5C
25	11100000	E0	89	11100000	E0	153	11100000	E0	217	10100001	A1
26	11000001	C1	90	11000001	C1	154	11000001	C1	218	11000001	C1
27			91			155			219		
28	01100100	64	92	01101100	6C	156	01100100	64	220	01100000	60
29	10100001	A1	93	10100001	A1	157	10100001	A1	221	11100001	E1
30	11000000	C0	94	11000000	C0	158	11000000	C0	222	10000000	80
31			95			159			223		
32	00000110	06	96	00001110	0E	160	00000110	06	224		
33	10100000	A0	97	10100000	A0	161	10100000	A0	225		
34	11000001	C1	98	11000001	C1	162	11000001	C1	226		
35			99			163			227		
36	00100110	26	100	00101110	2E	164	00100110	26	228	00100011	23
37	10100001	A1	101	10100001	A1	165	01110000	70	229	01111110	7E
38	10000000	B0	102	10000000	B0	166	10000000	B0	230	11000001	C1
39			103			167			231		
40	01000110	46	104	01001110	4E	168	01000110	46	232	01000011	43
41	11100000	E0	105	11100000	E0	169	11100000	E0	233	10100001	A1
42	11000001	C1	106	11000001	C1	170	00010000	10	234	00011110	1E
43			107			171			235		
44	01100110	66	108	01101110	6E	172	01100110	66	236		
45	10100001	A1	109	10100001	A1	173	10100001	A1	237		
46	11000000	C0	110	11000000	C0	174	11000000	C0	238		
47			111			175			239		
48	00001000	08	112	00000011	03	176	00000011	03	240	00000011	03
49	10100000	A0	113	10100000	A0	177	10100000	A0	241	00100000	20
50	11000001	C1	114	11000001	C1	178	00000000	30	242	11000001	C1
51			115			179			243		
52	00101000	28	116	00100011	23	180	00100011	23	244		
53	01111000	78	117	10100001	A1	181	01100000	60	245		
54	10000000	B0	118	10000000	B0	182	10000000	B0	246		
55			119			183			247		
56	01001000	48	120	01000011	43	184	01000011	43	248		
57	11100000	E0	121	11100000	E0	185	11100000	E0	249		
58	00011000	18	122	11000001	C1	186	00000000	00	250		
59			123			187			251		
60	01101000	68	124	01100011	63	188	01100011	63	252	00000011	03
61	10100001	A1	125	10100001	A1	189	01100000	60	253	10100001	A1
62	11000000	C0	126	11000000	C0	190	11000000	C0	254	01000000	40
63			127			191			255		

6.2.1.2 Codificación

A continuación se presenta la asignación de terminales en la memoria PROM para el proceso de codificación

Tabla T6.5

	ENTRADAS								SALIDAS								
PIN	23	1	2	3	4	5	6	7	8	17	16	15	14	13	11	10	9
PROM	A2	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	Q7	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
SEÑAL	C	D	F	E	C	B	A	V	S	Dat	+	V	S	C	B	A	L

Las señales F y E a la entrada, definen el tipo de codificación que se desea efectuar, deben ser señales independientes a las señales F y E a la entrada del PLD1 para permitir la conversión del código de línea (figura 6.2). La selección del código de línea que se desea se realiza de acuerdo a la tabla T6.6

Tabla T6.6

F	E	CODIGO
0	0	BAZ5
0	1	BC25
1	0	HDB3 (BAZ5)
1	1	AMI

Las señales C, B, A a la entrada (tabla T6.5), representan la cuenta de ceros binarios que deben ser substituidos o codificados, son retroalimentadas a través del PLD2 procesados y almacenados de acuerdo a la regla del código de línea seleccionado, para obtener el nuevo estado de codificación (figura 6.2)

Cuando estas señales representan el código n-1 definido por el código de línea seleccionado, indica que han llegado n pulsos binarios de valor cero consecutivos, y deben ser substituidos por las respectivas violaciones y pulsos bipolares.

Las señales V y S a la entrada, representan las polaridades de la última violación y el último pulso que han sucedido respectivamente. Cuando V toma el valor de cero, se indica que la siguiente violación, producto de una substitución, deberá ser negativa, y si toma el valor uno, se indica que deberá ser positiva. Así, para el valor de S, si toma el valor cero, la polaridad del siguiente pulso deberá ser negativa y si toma el valor de uno, la polaridad deberá ser positiva. Estas señales se retroalimentan a través del PLD2 para obtener la nueva combinación de entrada.

La señal Dat a la entrada, representa a la señal de pulsos binarios que serán codificados de acuerdo a la regla del código de línea seleccionado. Esta señal en conjunto con las señales V y S, determinan la polaridad del pulso que será codificado.

Las señales (+) y (-) a la salida, representan la polaridad del pulso que deberá salir del manejador de línea de salida, las polaridades se representan de acuerdo a la tabla T6.7. Nótese que de nuevo el código (1 1) no se utiliza por la misma razón de la decodificación.

Tabla T6.7

+	-	POLARIDAD
0	0	CERO
0	1	NEGATIVO
1	0	POSITIVO
1	1	

La señal L a la salida, (tabla T6.5) indica que han llegado n pulsos binarios de valor cero consecutivos y por lo tanto cuando L toma el valor de uno, las señales (+) y (-) a la salida se desechan en el PLD3 y se efectúa la substitución correspondiente. Cuando L toma el valor de cero, sólo se realizan comentarios de los pulsos codificados para ser interpretados y representados por el manejador de salida.

Como resultado de la consideración de estas funciones, y de las reglas de conversión de códigos especificados en la recomendación G 703 se propone la siguiente tabla de verdad (T6.8) para ser grabada en las 256 localidades restantes de la PROM, para el proceso de codificación.

CAPITULO 6

Mapa de Memoria

La distribución de la información para los diferentes códigos de línea que pueden ser procesados corresponde con la siguiente distribución

Proceso de Codificación

- B8ZS Localidades 256 a 319
- B6ZS Localidades 320 a 383
- B4ZS (HDB3) Localidades 384 a 415
- AMI Localidades 448 a 511

La posición de los Bits de la tabla T6 se asigna de la siguiente forma

MSB							LSB		
Q7	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0		
	V	S	C	B	A	L			

TABLA DE DATOS T6 # PARA LAS 256 LOCALIDADES RESTANTES

Localidad	BITS	EX	Localidad	BITS	HEX	Localidad	BITS	HEX	Localidad	BITS	HEX
0	00000010	32	54	00000010	32	128	00000010	32	192	00000000	00
1	10010000	50	65	10010000	50	129	10010000	50	193	10010000	90
2	00010010	12	56	00010010	12	130	00010010	12	194	00010000	10
3	01000000	40	57	01000000	40	131	01000000	40	195	01000000	40
4			58			132	00100001	21	196		
5			59			133	10110000	80	197		
6			70			134	00110010	32	198		
7			71			135	01100000	50	199		
8	00000100	34	72	00000100	34	136	00000100	34	200		
9	10010000	90	73	10010000	90	137	10010000	90	201		
10	00010100	14	74	00010100	14	138	00010100	14	202		
11	01000000	40	75	01000000	40	139	01000000	40	203		
12			76			140	00100100	24	204		
13			77			141	10110000	80	205		
14			78			142	00110100	34	206		
15			79			143	01100000	50	207		
16	00000110	06	90	00000110	06	144	00000110	06	208		
17	10010000	90	81	10010000	90	145	10010000	90	209		
18	00010110	16	82	00010110	16	146	00010110	16	210		
19	01000000	40	83	01000000	40	147	01000000	40	211		
20			84			148	00100110	26	212		
21			85			149	10110000	80	213		
22			86			150	00110110	36	214		
23			87			151	01100000	50	215		
24	00001000	08	88	00001000	08	152	00110001	31	216		
25	10010000	90	89	10010000	90	153	10010000	90	217		
26	00011000	18	90	00011000	18	154	00110001	31	218		
27	01000000	40	91	01000000	40	155	01000000	40	219		
28			92			156	00000001	01	220		
29			93			157	10110000	80	221		
30			94			158	00000001	01	222		
31			95			159	01100000	50	223		
32	00001010	0A	96	00001010	0A	160			224		
33	10010000	90	97	10010000	90	161			225		
34	00011010	1A	98	00011010	1A	162			226		

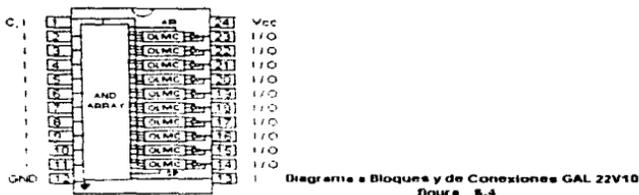
35	01000000	40	99	01000000	40	163	227
36			100			164	228
37			101			165	229
38			102			166	230
39			103			167	231
40	00001100	0C	104	00000001	01	168	232
41	10100000	90	105	10010000	90	169	233
42	00011100	1C	106	00010001	11	170	234
43	01000000	40	107	01000000	40	171	235
44			108			172	236
45			109			173	237
46			110			174	238
47			111			175	239
48	00001110	0E	112			176	240
49	10010000	90	113			177	241
50	00011110	1E	114			178	242
51	01000000	40	115			179	243
52			116			180	244
53			117			181	245
54			118			182	246
55			119			183	247
56	00000001	01	120			184	248
57	10010000	90	121			185	249
58	00010001	11	122			186	250
59	01000000	40	123			187	251
60			124			188	252
61			125			189	253
62			126			190	254
63			127			191	255

6.3 Lógica de Soporte con PLD

Los dispositivos PLD1, PLD2, PLD3 y TEMP (figura 6.2) son dispositivos PLD (Dispositivos Lógicos Programables), GAL22V10-25. Su función es retroalimentar, procesar y almacenar información de control que se encuentra almacenada en la memoria PROM para la decodificación y codificación.

Estos dispositivos soportan altas frecuencias de operación como se indica en las siguientes características:

- Arreglo Lógico Genérico: GAL22V10-25
- Retardo de propagación: 25 ns
- Máxima frecuencia de entrada: 40 Mhz
- Salidas: Tres estados compatibles con TTL
- Reset: Asíncrono



Entre las razones que determinaron su elección para esta implementación, destacan, la disponibilidad de estos componentes en el mercado, el número de entradas y salidas disponibles y configurables de acuerdo a las necesidades particulares, y la posibilidad de modificar los procesos que ejecuta, gracias a que son dispositivos eléctricamente borrables (figura 6.4).

6.3.1 PLD1

El dispositivo PLD1 (figura 6.2) tiene la función de:

- Retroalimentar la información de decodificación almacenada en la memoria PROM
- Mezclar la información de decodificación con las señales de pulsos positivos y negativos de entrada
- Interpretar la información proporcionada para retroalimentarla a la memoria PROM
- Mantener la información de decodificación mientras se ejecuta el proceso de codificación

A continuación se presenta la asignación de terminales en el PLD1 (tabla T6.9)

Tabla T6.9a

		ENTRADAS											
PIN		13	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1
PLD		I	I	I	I	I	I	I	I	I	I	I	I
	TEMP							Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1
SEÑAL		C	D	F	E	-	-	V	S	C	C	B	A
													CK

Tabla T6.9b

		SALIDAS										
PIN		15	16	17	18	19	20	21	22	14	23	
PLD		I	O	I	O	I	O	I	O	I	O	
	A7	A8	A5	A4	A3	A2	A1	A0				
SEÑAL		D	C	B	A	V	S	-	-			

Las señales D, C, B, A a las entradas del PLD1 que integran al contador binario, son proporcionadas por las salidas de la PROM que son retroalimentadas, y procesadas en conjunto con las señales F y E a las entradas, y almacenadas para obtener la nueva palabra de direccionamiento de la PROM a través de las señales D, C, B, A a la salida del PLD.

Las señales V y S a la entrada sólo son almacenadas para formar la siguiente palabra de direccionamiento a la salida, mientras se ejecuta el proceso de codificación. Únicamente serán procesadas cuando se seleccione la decodificación AMI.

Las señales F y E a la entrada, definen el tipo de decodificación que se desea ejecutar, y son procesadas en conjunto con las señales V, S, D, C, B, A. La selección del proceso de decodificación se efectúa de acuerdo a la siguiente tabla (T6.10):

Tabla T6.10

F	E	CODIGO
0	0	B4Z5
0	1	B4Z5
1	0	HDB3 (B4Z5)
1	1	AMI

Las señales (+) y (-) a la entrada, son proporcionadas por el manejador de entrada y representan la polaridad del nuevo pulso de entrada al manejador. No sufren ningún proceso pero son almacenadas durante el proceso de codificación para poder recuperar la secuencia en el proceso de decodificación.

En la siguiente tabla de verdad, (T6 11) se presentan los procesos o codificaciones correspondientes a cada señal de entrada para la obtención de las nuevas señales de salida, para facilitar la elaboración del programa que será grabado en el dispositivo PLD. Se proporcionan las ecuaciones correspondientes a cada señal, aunque también se pueden usar para la edición directa del mapa de "fusibles".

TABLA DE VERDAD T6.11 PARA LAS SALIDAS DEL PLD1 PARA EL CODIGO B4Z5

ENTRADAS										SALIDAS									
C/D	F	E	-	+	Q8	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	D	C	B	A	V	S	-	+	
0	0	0	-	-	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	-	-	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

TABLA DE VERDAD PARA LAS SALIDAS DEL PLD1 PARA EL CODIGO B4Z5

0	0	1	0	0	-	-	0	0	0	1	-	-	-	-	V	S	-	-
0	0	1	0	0	-	-	0	0	0	1	-	-	-	-	V	S	-	-
0	0	1	0	0	-	-	0	0	0	1	-	-	-	-	V	S	-	-
0	0	1	0	0	-	-	0	0	0	1	-	-	-	-	V	S	-	-

TABLA DE VERDAD PARA LAS SALIDAS DEL PLD1 PARA EL CODIGO B4Z5

0	1	0	-	-	-	-	-	-	-	-	1	0	B	A	V	S	-	-
---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---	---

TABLA DE VERDAD PARA LAS SALIDAS DEL PLD1 PARA EL CODIGO AMI

0	1	1	-	-	0	0	-	-	-	-	1	1	0	1	V	S	-	-
0	1	1	-	-	0	1	-	-	-	-	1	1	0	1	V	S	-	-
0	1	1	-	-	1	0	-	-	-	-	1	1	0	1	V	S	-	-
0	1	1	-	-	1	1	-	-	-	-	1	1	0	1	V	S	-	-
1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z

Ecuaciones correspondientes a la tabla T6 11 (Dispositivo PLD1)

$$A_1 = D \overline{\overline{F}} \overline{E} + \overline{\overline{F}} \overline{E} \cdot \overline{\overline{F}} \overline{E}$$

$$A_0 = C \overline{\overline{F}} \overline{E} + \overline{\overline{F}} \overline{E}$$

$$A_3 = B \overline{\overline{F}} \overline{E} - \overline{\overline{F}} \overline{E} \cdot \overline{\overline{D}} \overline{C} \overline{B} \overline{A} - B \overline{\overline{F}} \overline{E}$$

$$A_4 = A \overline{\overline{F}} \overline{E} + \overline{\overline{F}} \overline{E} \cdot \overline{\overline{D}} \overline{C} \overline{B} \overline{A} + A \overline{\overline{F}} \overline{E} + \overline{\overline{F}} \overline{E}$$

$$A_5 = V \overline{\overline{F}} \overline{E} - V \overline{\overline{F}} \overline{E} \cdot \overline{\overline{D}} \overline{C} \overline{B} \overline{A} + V \overline{\overline{F}} \overline{E} - V \overline{\overline{F}} \overline{E} + V \overline{\overline{F}} \overline{E} S$$

$$A_2 = S \overline{\overline{F}} \overline{E} - S \overline{\overline{F}} \overline{E} \cdot \overline{\overline{D}} \overline{C} \overline{B} \overline{A} - S \overline{\overline{F}} \overline{E} + S \overline{\overline{F}} \overline{E} + S \overline{\overline{F}} \overline{E} V$$

$$A_6 = -$$

$$A_7 = +$$

Con $\overline{\overline{F}} = 1$, todas las salidas toman el valor de alta impedancia

CAPÍTULO 6

6.3.2 PLD2

El dispositivo PLD2 (figura 6 2) tiene la función de:

- Retroalimentar la información de codificación almacenada en la memoria PROM
- Mezclar la información de codificación con la secuencia de pulsos binarios que será codificada en señales de pulsos positivos y negativos de salida
- Interpretar la información proporcionada para retroalimentarla a la memoria PROM
- Mantener la información de codificación mientras se ejecuta el proceso de decodificación

A continuación se presenta la asignación de terminales en el PLD2 (tabla T6 12)

Tabla T6.12

PIN	ENTRADAS										SALIDAS							
	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	14	15	16	17	18	19	20	21
PLD	I	I	I	I	I	I	I	I	I	I/C	I/O	I/O	I/O	I/O	I/O	I/O	I/O	I/O
SEÑAL	C/D	F	E	C	B	A	V	S	Dat	CK	F	E	C	B	A	V	S	Dat

Las señales C / D, F, E, D, C, B, A, V, S a las entradas y a las salidas del PLD2 (tabla T6 12), tienen la misma función que en el PLD1, sólo que se aplican para el proceso de codificación de la señal de pulsos binarios de entrada. Y las señales F y E aunque tienen la misma función, deben ser independientes para permitir la conversión del código de línea.

La señal Dat a la entrada no es procesada o codificada a través del PLD2 pero es almacenada para permitir la recuperación de la secuencia, después de un proceso de decodificación.

La señal de pulsos binarios puede ser previamente aleatorizada según lo especifique la recomendación respectiva, o en su caso, la aplicación específica.

En la siguiente tabla de verdad (T6 13) se presentan los procesos o codificaciones correspondientes a cada señal de entrada para la obtención de las nuevas señales de salida.

También se proporcionan las ecuaciones correspondientes a cada salida para facilitar la elaboración del programa que será grabado en el PLD o para la edición directa del mapa de "fusibles".

TABLA DE VERDAD T6.13 PARA LAS SALIDAS DEL PLD2

C/D	ENTRADAS										SALIDAS							
	F	E	C	B	A	V	S	Dat	CK	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	
1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	F	E	-	B	A	V	S	Dat	
0	-	-	-	-	-	-	-	-	-	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z	

Ecuaciones correspondientes a la tabla T6 13 (Dispositivo PLD2)

$$A_7 = F C D$$

$$A_6 = E C/D$$

$$A_5 = C C/D$$

$$A_4 = B C/D$$

$$A_3 = A C/D$$

$$A_2 = V C/D$$

$$A_1 = S C/D$$

$$A_0 = \text{Dat } C/D$$

Con C/D = 0 Todas las salidas toman el valor de alta impedancia

6.3.3 PLD3

El dispositivo PLD3 tiene la función de mantener los últimos 5 códigos de salida para permitir realizar las sustituciones cuando sea necesario de acuerdo al código que se especifique (figura 6.2).

A continuación se presenta la asignación de terminales en el PLD3 (tabla T6.14)

Tabla T6.14 ASIGNACION DE TERMINALES PARA EL PLD3

PIN PLD	ENTRADAS								SALIDAS										
	9	8	7	6	5	4	3	2	1	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
	1	1	1	1	1	1	1	1	1	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
SEÑAL	C/D	F	E	Q ⁺	Q ⁻	V	S ⁺	S ⁻	CK	S5+	S4+	S3+	S2+	S1+	S5-	S4-	S3-	S2-	S1-

Las señales F y E a la entrada del PLD3 (tabla T6.14) son las mismas que se proporcionan a las entradas del PLD2 y su función es determinar la forma en que se deben interpretar las señales V y S a la salida de la memoria de acuerdo a la regla del código de línea respectiva para la sustitución de n ceros binarios cuando corresponda con la activación de la señal L.

La selección del proceso de codificación se efectúa de acuerdo a la tabla (T6.15)

Tabla T6.15

F	E	CODIGO
0	0	B625
0	1	B625
1	0	H0B3 (R425)
1	1	AMI

La señal L a la entrada del PLD3 la proporciona la PROM y su función es indicar una sustitución de n ceros binarios, por el respectivo código con violaciones y pulsos bipolares de acuerdo a la regla del código de línea seleccionado por las señales F y E. Cuando L toma el valor de uno indica que se debe hacer una sustitución, cuando toma el valor de cero, sólo se efectúa un corrimiento en el PLD3 y se proporciona el nuevo código de pulsos.

Las señales (+) y (-) a la entrada del PLD3 se proporcionan por la PROM y únicamente son procesadas cuando se efectúa una sustitución (se desechan)

Normalmente sólo son retenidas durante el proceso de decodificación y siempre afectan a las salidas S5+ y S5- respectivamente. Si no se efectúa ninguna sustitución, sólo son recorridas a las salidas S4+ y S4- respectivamente.

Las señales S5+ y S5- son retroalimentadas internamente por el PLD mismo hacia las salidas S4+ y S4- cuando la señal L vale cero. lo mismo sucede con las salidas S4+, S4-, S3+, S3-, S2+ y S2-, todas son recorridas a la salida de índice menor cuando L vale cero.

En el caso de las salidas S1+ y S1- siempre tomarán el valor de las salidas S2+ y S2-, pero nunca son retroalimentadas, sólo presentan el valor del pulso de salida que deberá presentar el manejador de salida y después de esto se desechan.

Los procesos de sustitución y de corrimiento para el PLD3 se presentan en la tabla T6.16 y las ecuaciones respectivas se proporcionan para la elaboración del programa o para la edición directa del mapa de "fusibles" del PLD.

TABLA DE VERDAD T6.16 PARA LAS SALIDAS DEL PLD3 PARA EL CODIGO AMI

C/D	ENTRADAS							SALIDAS									
	F	E	V	S ⁺	S ⁻	L	CK	S5+	S4+	S3+	S2+	S1+	S5-	S4-	S3-	S2-	S1-
1	+	+	+	+	+	0		+	S5+	S4+	S3+	S2+	-	S5-	S4-	S3-	S2-

TABLA DE VERDAD PARA LAS SALIDAS DEL PLD3 PARA LOS CODIGOS B8Z5 Y B8Z5

1	0	*	*	*	*	0	1	*	*
1	0	*	*	*	*	*	*	*	*

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

TABLA DE VERDAD PARA LAS SALIDAS DEL PLD3 PARA EL CODIGO H0B3 (B3Z5)

1	1	0	*	*	0	0	*	*
1	1	0	*	*	0	1	*	*
1	1	0	*	*	1	0	*	*
1	*	0	*	*	1	1	1	*
0	*	*	*	*	*	*	*	*

0	0	0	0	1	1	0	0	1	0
0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0	0	1	1
*	*	*	*	*	*	*	*	*	*

Ecuaciones correspondientes a la Tabla T6 16 (Dispositivo PLD3)

$$S_1 = (-) \frac{1}{2} C \cdot \frac{1}{2} FSL + \frac{1}{2} FEVL$$

$$S_2 = (S_1) \frac{1}{2} C \cdot \frac{1}{2} FSL$$

$$S_3 = (S_2) \frac{1}{2} C$$

$$S_2 = (S_1) \frac{1}{2} C \cdot \frac{1}{2} FSL + \frac{1}{2} FEVSL$$

$$S_4 = (S_2) \frac{1}{2} C \cdot \frac{1}{2} FSL + \frac{1}{2} FESL$$

$$S_5 = (-) \frac{1}{2} C \cdot \frac{1}{2} FSL + \frac{1}{2} FEVL$$

$$S_6 = (S_5) \frac{1}{2} C \cdot \frac{1}{2} FSL$$

$$S_7 = (S_6) \frac{1}{2} C$$

$$S_2 = (S_3) \frac{1}{2} C \cdot \frac{1}{2} FSL + \frac{1}{2} FEVSL + \frac{1}{2} FEVSL$$

$$S_1 = (S_2) \frac{1}{2} C \cdot \frac{1}{2} FSL + \frac{1}{2} FESL$$

6.3.4 TEMP

El dispositivo TEMP representa al temporizador del circuito (figura 6 2). también se implementa con un dispositivo GAL22V10-25 que permite configurar la señales de temporización de acuerdo a nuestra necesidad.

El temporizador está diseñado para proporcionar un pulso de reloj a los dispositivos que lo necesiten en una secuencia correcta, que permite ejecutar una sola operación a la vez, esto obedece al siguiente diagrama de tiempos (figura 6 5):

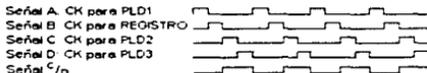


figura 6.5

La función de cada una de estas señales se describe a continuación

Tabla de Asignación de Terminales T6.17 a Para el Temporizador TEMP

PIN	ENTRADAS													1		
	5	4	3	2	14	15	16	17	18	19	20	21	22			
PLD	1	1	1	1	1/O	1/O	1/O	1/O	1/O	1/O	1/O	1/O	1/O	1		
SEÑAL	T+	F	E	L	Q ₃	Q ₂	Q ₁	C/D	Q _A	A	B	C	D	CK	AR	

Tabla de Asignación de Terminales T6, 17 b Para el Temporizador TEMP

PIN	SALIDAS									
	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
PLD	1/O	1/O	1/O	1/O	1/O	1/O	1/O	1/O	1/O	1/O
SEÑAL	Q ₁	Q ₂	Q ₃	C/D	Q _A	A	B	C	D	SUB
										AR

Las señales F y E a la entrada, son comunes a las del PLD1, su función es indicar al temporizador cuando se ha seleccionado la decodificación HDB3 (B4ZS) para ser procesado en conjunto con la señal L y así efectuar la sustitución en el REGISTRO de comentario (figura 6 2), de esta manera se asegura que sólo se hacen sustituciones para el código HDB3

La señal L a la entrada es la "etiqueta" de la señal D del contador que proviene de la memoria y se procesa en conjunto con las señales F y E para ejecutar la sustitución en el registro (vea la sección Decodificación en este capítulo)

Las señales A, B, C y D a la salida, son los pulsos de reloj para los dispositivos PLD1, REGISTRO, PLD2 y PLD3 respectivamente (Estas señales se retroalimentan internamente, por eso se consideran también a la entrada)

La señal C/D a la salida, forma parte de un contador binario que determina la secuencia del pulso de reloj de las salidas A, B, C, D. Representa al bit más significativo del contador y se toma de aquí porque resultaría redundante si se tomara desde otra salida que se puede utilizar para otro fin (también se retroalimenta internamente)

La señal Qa no proporciona información pero es necesaria para integrar al contador (también se retroalimenta internamente).

La señal de SUB a la salida, normalmente proporciona el valor de uno, y además está conectado a la terminal de reset del REGISTRO de comentario, esto permitirá ejecutar la sustitución de los cuatro ceros binarios decodificados del código de línea de entrada HDB3.

La señal T+ a la entrada toma el valor de cero cuando se presenta una transición de cero a uno lógico (0 → 1), esta señal es un impulso instantáneo que depende del tiempo de propagación de las compuertas que se utilizan, (en este caso es una compuerta TTL 74LS00 que presenta tiempos de propagación típicos de 10 nanosegundos). El comportamiento de esta señal se muestra a continuación (figura 6 6) como una variante del "Sincronizador Digital de Fase" del capítulo 5. Observe que la duración del impulso cero depende del tiempo de propagación de la compuerta en configuración de inversor.

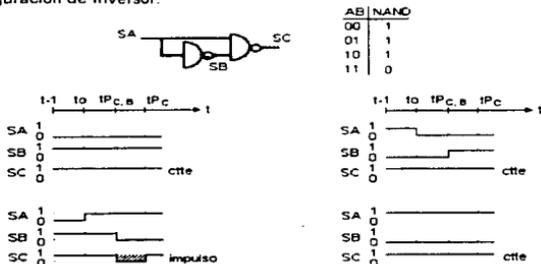


figura 6.6 Sincronizador digital de fase

CAPITULO 6

Esta señal (T+) es la encargada de sincronizar a la señal de línea con el temporizador local, proviene del manejador de entrada, y después de pasar por el derivador descrito, es procesado en el PLD TEMP en conjunto con las señales C/D y Qa.

En la siguiente tabla de estados (T6 18) se presentan las señales de sincronía y los procesos para la información a la entrada. También se proporcionan las ecuaciones correspondientes a cada señal para la elaboración del programa que será grabado en el dispositivo o para la edición directa del mapa de "fusibles"

TABLA DE VERDAD T6 18 PARA LAS SALIDAS DE TEMP

ENTRADAS										SALIDAS													
T+	F	E	L	Q3	Q2	Q1	C/D	Qa	A	B	C	D	Q3	Q2	Q1	C/D	Qa	A	B	C	D	SUB	AR
1	*	*	*	*	*	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1
1	*	*	*	*	0	0	0	0	0	*	*	*	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1
0	*	*	*	*	0	0	0	0	0	*	*	*	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0
*	*	*	*	*	*	*	*	0	1	*	*	*	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
*	1	0	0	*	*	*	*	0	1	*	*	*	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
*	1	0	1	*	*	*	*	0	1	*	*	*	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
*	*	*	*	*	*	*	1	C	*	*	*	*	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0
*	*	*	*	*	*	*	1	1	*	*	*	*	0	0	X	0	0	0	0	0	1	1	0
0	*	*	*	0	0	1	0	0	*	*	*	*	X	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	*	*	*	0	1	0	0	0	*	*	*	*	X	X	0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	*	*	*	0	1	1	0	0	*	*	*	*	X	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	*	*	*	1	0	0	0	0	*	*	*	*	X	X	X	0	0	0	0	0	0	1	0
0	*	*	*	1	1	0	0	0	*	*	*	*	X	X	X	0	0	0	0	0	0	1	0
0	*	*	*	1	1	1	0	0	*	*	*	*	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0

Ecuaciones correspondientes a la tabla T6 18 (Dispositivo TEMP)

$$A_4 = T_+ \overline{Q_3} \overline{Q_2} \overline{Q_1} \overline{A} \overline{B} \overline{C} \overline{D} + T_+ \overline{Q_3} \overline{Q_2} \overline{Q_1} \overline{Q_a}$$

Q₃ Para frecuencias del Oscilador local de:

$$8 \quad Q_3 = \overline{T_+} \overline{Q_2} \overline{Q_1} \overline{Q_a}$$

$$9 \quad Q_3 = \overline{T_+} \overline{Q_2} \overline{Q_1} \overline{Q_a} + \overline{T_+} \overline{Q_2} \overline{Q_1} \overline{Q_a}$$

$$10 \quad Q_3 = \overline{T_+} \overline{Q_2} \overline{Q_1} \overline{Q_a} + \overline{T_+} \overline{Q_2} \overline{Q_1} \overline{Q_a} + \overline{T_+} \overline{Q_2} \overline{Q_1} \overline{Q_a}$$

$$11 \quad Q_3 = \overline{T_+} \overline{Q_2} \overline{Q_1} \overline{Q_a} + \overline{T_+} \overline{Q_2} \overline{Q_1} \overline{Q_a} + \overline{T_+} \overline{Q_2} \overline{Q_1} \overline{Q_a} + \overline{T_+} \overline{Q_2} \overline{Q_1} \overline{Q_a}$$

Q₂ Para frecuencias del Oscilador local de:

$$6 \quad Q_2 = \overline{T_+} \overline{Q_1} \overline{Q_a} \overline{Q_a}$$

$$7 \quad Q_2 = \overline{T_+} \overline{Q_1} \overline{Q_a} \overline{Q_a} + \overline{T_+} \overline{Q_1} \overline{Q_a} \overline{Q_a}$$

$$10 \quad Q_2 = \overline{T_+} \overline{Q_1} \overline{Q_a} \overline{Q_a} + \overline{T_+} \overline{Q_1} \overline{Q_a} \overline{Q_a} + \overline{T_+} \overline{Q_1} \overline{Q_a} \overline{Q_a}$$

$$11 \quad Q_2 = \overline{T_+} \overline{Q_1} \overline{Q_a} \overline{Q_a} + \overline{T_+} \overline{Q_1} \overline{Q_a} \overline{Q_a} + \overline{T_+} \overline{Q_1} \overline{Q_a} \overline{Q_a} + \overline{T_+} \overline{Q_1} \overline{Q_a} \overline{Q_a}$$

Q₁ Para frecuencias del oscilador local de

$$5 \quad Q_1 = \frac{1}{5} Q_A$$

$$7 \quad Q_1 = \frac{1}{7} Q_A - \overline{T} \overline{Q}_1 \overline{Q}_2 \overline{Q}_3 \overline{Q}_4 \overline{Q}_5$$

$$9 \quad Q_1 = \frac{1}{9} Q_A - \overline{T} \overline{Q}_1 \overline{Q}_2 \overline{Q}_3 \overline{Q}_4 \overline{Q}_5 \overline{Q}_6 \overline{Q}_7 \overline{Q}_8 \overline{Q}_9$$

$$11 \quad Q_1 = \frac{1}{11} Q_A - \overline{T} \overline{Q}_1 \overline{Q}_2 \overline{Q}_3 \overline{Q}_4 \overline{Q}_5 \overline{Q}_6 \overline{Q}_7 \overline{Q}_8 \overline{Q}_9 \overline{Q}_{10} \overline{Q}_{11} - \overline{T} \overline{Q}_1 \overline{Q}_2 \overline{Q}_3 \overline{Q}_4 \overline{Q}_5 \overline{Q}_6 \overline{Q}_7 \overline{Q}_8 \overline{Q}_9 \overline{Q}_{10} \overline{Q}_{11}$$

$$\frac{1}{5} Q_A = \overline{T} \overline{Q}_1 \overline{Q}_2 \overline{Q}_3 \overline{Q}_4 \overline{Q}_5$$

$$Q_A = \overline{T} \overline{Q}_1 \overline{Q}_2 \overline{Q}_3 \overline{Q}_4 \overline{Q}_5 + \overline{Q}_1 \overline{Q}_2 \overline{Q}_3 \overline{Q}_4 \overline{Q}_5$$

$$A = \overline{T} \overline{Q}_1 \overline{Q}_2 \overline{Q}_3 \overline{Q}_4 \overline{Q}_5$$

$$B = \frac{1}{5} Q_A - \text{FEL} \frac{1}{5} Q_A - \text{FEL} \frac{1}{5} Q_A$$

$$C = \frac{1}{5} Q_A$$

$$D = \frac{1}{5} Q_A$$

$$\text{SUB} = \text{FEL} \frac{1}{5} Q_A$$

En este punto deben notarse 2 cosas

1. En este dispositivo sobran tres salidas con registro, si aprovechamos las capacidades de borrado eléctrico y reprogramación, podemos utilizar estas salidas como "bits" adicionales del contador, que nos permitirían "dividir" la frecuencia del oscilador CK por un factor máximo de 11. Las tres salidas con registro Q3, Q2 y Q1 deben tomar el valor cero cuando la frecuencia del oscilador local CK es 4 veces mayor que la frecuencia que se utiliza en la aplicación, pero si es algún múltiplo mayor que cuatro y menor que 12, se deben utilizar como estados de relleno, que dividan la frecuencia del oscilador, para esto se utilizan las condiciones de la tabla T6.18 los múltiplos del oscilador local se indican con el número de la última columna, cuando la frecuencia corresponde con alguno de estos múltiplos. X deberá tomar el valor de cero (0), y se deberá ignorar el resto de las condiciones de relleno. Si la frecuencia es 5 veces mayor, en la condición 4 la X debe tomar el valor de uno (1) y en la condición 5, X debe tomar el valor de cero (0), y se deben despreciar las demás condiciones de relleno (condiciones 8, 7, 8, 9, 10, 11)
2. La frecuencia del oscilador CK debe ser por lo menos cuatro veces más alta que la secuencia de la intertaz especificada o algún múltiplo mayor de hasta 11. En el diagrama de tiempos (figura 6.5) se puede observar que un ciclo de la señal C/D involucra un ciclo de reloj para los PLD1, REGISTRO, PLD2 y PLD3, pero para que se produzcan estos pulsos en la secuencia indicada, el PLD TEMP debe recibir 4 pulsos del reloj CK local, siendo esta la razón de que la frecuencia CK deba ser 4 veces mayor.

6.4 REGISTRO

El dispositivo REGISTRO de la figura 6.2 es un registro de comentario de 4 bits. Su función es almacenar los últimos 4 bits de información decodificados cuando se ha seleccionado la decodificación del código B4ZS (HDB3). Sólo en este código podrá efectuar substitutiones de 4 ceros consecutivos por medio de la señal SUB que proviene del PLD TEMP descrito en la sección anterior.

Cuando se selecciona la decodificación de cualquier otro código de línea, el REGISTRO únicamente efectuará comentarios de los bits almacenados previamente, así la información decodificada siempre se podrá recuperar en el último bit del REGISTRO sin importar que código se está decodificando.

A continuación se presentan las características principales de este circuito y la disposición de terminales (figura 6.7):

Registro de comentario y carga en paralelo 74LS194 de 4 bits

Funcionamiento síncrono y se activa con el flanco de subida del reloj (flanco positivo ↑)

Permite cargar información en paralelo y en forma serial

Efectúa desplazamientos de bits hacia la derecha y hacia la izquierda

Reset asincrónico activo en bajo

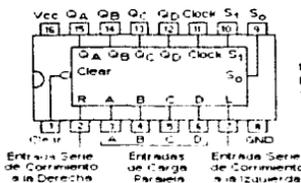


Figura 6.7
Disposición de Terminales
TTL 74LS194

Los modos de control se establecen con las entradas S_0 y S_1 de la siguiente manera (tabla T6.19):

S_0	S_1	Modo
0	0	Retención
0	1	Corrimiento a la izquierda
1	0	Corrimiento a la Derecha
1	1	Carga Paralela

NOTA:

Los parámetros considerados que determinan la elección de este circuito son la variedad de formas para cargar la información y la manipulación de esta, resultando de gran utilidad en el proceso de diseño ya que permite probar diversas opciones de funcionamiento. Sin embargo, únicamente se realizan corrimientos en un solo sentido, corrimientos serie a la derecha, permitiendo substituir este circuito por uno que cumpla únicamente con esta función y los siguientes requerimientos:

- Que tenga conexión de Reset asincrónico.
- Que permita el corrimiento de 4 bits como mínimo.
- Que soporte las frecuencias de operación de la aplicación.

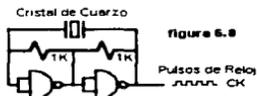
El flanco de activación de la señal de reloj CK y el estado de Reset, pueden variar siempre y cuando se contemplen en la tabla de verdad y las ecuaciones del dispositivo TEMP.

6.5 OSCILADOR CK

Este dispositivo proporciona una señal de pulsos de reloj CK y se implementa con un circuito de compuertas NAND TTL 74LS00, algunas resistencias y un cristal de cuarzo de frecuencia de resonancia 4 veces mayor que la frecuencia de la aplicación o algún múltiplo mayor de 4 pero que no pase de 11 (vea la sección que define al dispositivo TEMP).

La señal de pulsos que proporciona se conecta directamente a la terminal de reloj CK del dispositivo TEMP, este realizará la función de divisor de frecuencia y de temporizador para los demás dispositivos que necesiten pulsos de reloj.

En la figura 6.8 se presenta la configuración propuesta de este dispositivo.



6.6 PARTES OPCIONALES

La escala de integración de los componentes mencionados (LSI Integración a gran escala desde 100 hasta 9999 compuertas) nos permite utilizar muy pocos componentes, y además, los suficientes para permitir una implementación parcial, es decir, se puede implementar únicamente la parte que realmente nos sea de utilidad obteniendo así una reducción en

- Consumo de energía
- Cantidad de componentes
- Complejidad del circuito
- Costo de Implementación

Como se menciona al principio del capítulo, la parte principal de la propuesta la comprende el Decodificador / Codificador (figura 6.1), sin embargo, en esta sección se complementa la parte referente al funcionamiento y operación del circuito propuesto comentando los siguientes temas

- Suministro de Energía
- Conexiones para monitoreo
- Conexiones para configuración
- Conexiones de Línea
- Manejadores de Entrada y Salida (Drivers)
- Tiempos de propagación

6.6.1 Suministro de Energía

En la tabla T6.20 se presentan las principales características eléctricas de los dispositivos propuestos para la implementación.

Tabla T6.20					
Dispositivo	Cantidad	Vcc Típico	Icc Máxima	Demanda	
GAL22V10	4	5 V	130 mA	520 mA	
PROM 74S474	1	5 V	170 mA	170 mA	
Driver	4	5 V	20 mA	80 mA	
74LS00	1	5 V	4.4 mA	4.4 mA	
74LS194	1	5 V	23 mA	23 mA	
			Total	797.4 mA	

Por lo tanto, la corriente máxima aproximada que se espera es de 797.4 mA a un voltaje de operación de 5 Volts. Con esta información se puede deducir que el circuito puede operar con una gran variedad de fuentes de alimentación disponibles en el mercado (Adaptadores de CA a CC, Fuentes de Voltaje Regulado o Derivada de la misma señal bipolar según el esquema de la polarización "Fantasma" (vea capítulo 5), sin embargo es muy recomendable "adicional" (dentro de las necesidades y limitaciones) algún tipo de regulación antes de que el suministro de energía llegue a los componentes del circuito (CI Reguladores, Diodos Zener, Fusibles, etc)

La conexión del prototipo con el suministro de energía puede realizarse de la manera que más convenga de acuerdo a la aplicación a que se destine, ya sea a través de un conector específico para la fuente, a través del conector de monitoreo como parte de las señales que se manejan o a través de terminales de la placa de circuito impreso que cumplan con algún tipo de especificación.

6.6.2 Conexiones para Monitoreo

A continuación se listan las señales que se propone que deben estar disponibles para monitoreo debido a la importancia de su función en el circuito.

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

CAPITULO 6

1. Señal Bipolar de Entrada
2. Señal de Pulsos Binarios Decodificados de Salida
3. Señal de Pulsos Binarios Codificados de Entrada
4. Señal Bipolar de Salida
5. Señal de Temporización para PLD1
6. Señal de Temporización para PLD2
7. Señal de Temporización para PLD3
8. Señal de Temporización para el REGISTRO
9. Señal de control C / D
10. Señal de Error "e" del proceso de Decodificación
11. Señal de Substitución "L" del proceso de Codificación
12. Señal del Oscilador Local CK
13. Señal del Suministro de Energía
14. Señal de Referencia (Tierra, Referencia o GND)

La forma de recuperar estas señales y la cantidad de estas, también dependerá de las necesidades y limitaciones de la aplicación para la que se destine

6.6.3 Conexiones para Configuración

Las señales de configuración son las que determinan los procedimientos que deberá ejecutar el prototipo. Principalmente son las señales F y E las cuales se comportan de acuerdo a la tabla T6.6 y definen los códigos de línea que serán Decodificados y Codificados

Dentro de las señales que determinan el funcionamiento están las de pulsos binarios codificados de entrada la cual puede ser la retroalimentación de la señal de pulsos binarios decodificados de salida o una señal externa de pulsos binarios de entrada, lo cual implicaría que la señal de sincronización de fase del temporizador fuera derivada de la señal externa de pulsos binarios de entrada y no de la señal (+) que proviene del manejador de línea de entrada.

De esta manera, las señales indicadas tienen dos posibles opciones de conexión (tabla T6.21)

SEÑAL	Opción 1	Opción 2
F (Decodificación)	Vcc (uno lógico)	GND (cero lógico)
E (Decodificación)	Vcc (uno lógico)	GND (cero lógico)
F (Codificación)	Vcc (uno lógico)	GND (cero lógico)
E (Codificación)	Vcc (uno lógico)	GND (cero lógico)
Bits de Entrada	Bits de Salida	Bits Externos
Sincronía de Fase de TEMP	Señal (+) de Entrada	Bits Externos

6.6.4 Conexiones de Línea

Las 2 formas más comunes del cable que se utiliza para implementar las líneas de transmisión (como se menciona en la recomendación G 703), son el cable coaxial y el par torcido.

Ambos presentan impedancias características, y diferentes métodos de acople a la línea, adicionalmente, para cada cable se debe considerar calibre, atenuaciones, blindajes, exposiciones, aislamientos, conectores, alimentación, etc (capítulos 1 y 5), por esta razón el uso del conector, también deberá seleccionarse de acuerdo al tipo de cable o "Línea de Transmisión" que se utilice en la aplicación.

En los últimos años se ha tratado de normalizar esta situación con las especificaciones de equipo para "Cableado Estructurado". Existen diversas normas, Americanas y europeas. Nacionales e Internacionales, pero entre ellas destacan las de la EIA/TIA 568 las cuales han sido la base para las normas internacionales emitidas por la ISO y muchas otras normas nacionales de diversos países.

Para más información sobre conectores puede revisar el capítulo 5, y para obtener información sobre cableado estructurado puede consultar el WEB de Internet dónde se puede realizar una búsqueda exhaustiva sobre información de Cableado Estructurado

El CCITT ha definido diversos pares simétricos apropiados para la transmisión de velocidades binarias desde 2048 hasta 34386 kbps (aunque solamente hay recomendaciones para los sistemas de 1544 y 2048 kbps) Para los sistemas digitales con velocidades binarias de 8448 y superiores, se han previsto pares coaxiales de tipos diferentes.

Los cables con pares simétricos, según el CCITT se emplean en los niveles bajos de la red, incluida la red urbana, básicamente para sistemas con capacidades de transmisión pequeñas como son

Stts de portadoras Hasta 120 canales telefónicos
Stts Digitales Hasta 30 canales o circuitos telefónicos

En el tráfico interurbano (sistemas con mayor capacidad de transmisión) se emplean cables coaxiales, y en los niveles superiores de la red, exclusivamente aquellos que tienen diámetros de 2.6 / 9.5 mm como en los sistemas de

Hasta 10 800 canales telefónicos Analógicos
Hasta 7 680 canales telefónicos Digitales

En las comunicaciones modernas normalmente se usan 4 tipos de cables

- 1 Cable coaxial
- 2 Cable de par torcido sin blindaje
- 3 Cable de par torcido con blindaje
- 4 Cable de fibra óptica

La elección del tipo de cable tiene implicaciones de Aplicaciones y Costo presentes y a futuro

El cable coaxial consta de uno o dos conductores rodeados por capas aislantes, la primera capa aislante encierra a un conductor central de cobre conductor. Esta primera capa tiene un blindaje exterior que la cubre y a este blindaje lo cubre una capa aislante exterior

Hay varios tipos de cable coaxial, como los Ethernet, Token Ring, etc., y algunos son más gruesos que otros. Los cables más gruesos ofrecen una gran capacidad de datos, pueden recorrer grandes distancias y son menos sensibles a las interferencias electromagnéticas. Sin embargo, los cables gruesos son más caros y difíciles de conectar

El cable de par torcido sin blindaje se aplica normalmente en conexiones telefónicas. Consta de 2 hilos trenzados en 6 vueltas por pulgada para compensar las interferencias de los pares de hilos. El empleo excesivo de par torcido puede generar problemas graves ya que es muy sensible a las interferencias electromagnéticas como ruido creado por luces fluorescentes, motores, señales de timbre de teléfono, transformadores, líneas de energía eléctrica, etc., además de que la calidad de los pares torcidos depende del número de vueltas por pulgada, provocando distorsiones en la resistencia eléctrica, ya que no siempre se instala en línea recta. Sin embargo es barato, fácil de instalar, puede trabajar en instalaciones reducidas y ocupa menos espacio, aunque puede resultar costoso por gastos adicionales provocados por el bajo desempeño del sistema pero esto depende de la aplicación a que se destine.

El cable de par torcido con blindaje es similar a los que no tienen blindaje, pero usan conductores más gruesos y están protegidos de las interferencias por una capa aislante (pantalla o blindaje). El blindaje y número de vueltas por pulgada convierten al cable de par torcido con blindaje en una alternativa confiable, pero implica un incremento en los costos.

Los cables de fibra óptica transmiten impulsos de luz y tienen grandes ventajas sobre los cables de cobre. Permite una transmisión más rápida y confiable porque no son sensibles a interferencias electromagnéticas y permiten soportar aplicaciones más rápidas que las actuales. A pesar de que el precio del cable de fibra óptica disminuye, es mucho más caro que el cobre, y la instalación es más difícil que la del cable de cobre, por la precisión necesaria en las conexiones.

Considerando las velocidades de las aplicaciones que usan los códigos de línea involucrados, las tendencias de las recomendaciones de cableado estructurado, la facilidad de instalación y el costo y que los pares torcidos pueden ser balanceados, lo más recomendable es utilizar cable de par torcido, sin embargo existe equipo que no

CAPITULO 6

contempla el uso de par torcido, sino cable coaxial o fibra óptica haciendo necesaria una conversión que en algunos casos puede representar limitaciones de distancia para no degradar el desempeño. Los parámetros principales que deben considerarse en el acoplo son:

- El acoplo de Impedancias
- La necesidad de Filtros

El acoplo de impedancias se logra mediante dispositivos llamados "BALUNS". El término balun se toma de las palabras en inglés "BALanced" a "UNbalanced" (Balanceado Desbalanceado). Estos dispositivos se usan para adaptar la impedancia Balanceada de los pares torcidos a la impedancia Desbalanceada de los cables coaxiales.

Los filtros pueden ser necesarios para permitir la transmisión de altas frecuencias sobre par torcido sin blindaje. Eliminan frecuencias indeseadas que afectan el desempeño del enlace y las radiaciones de los cables de par torcido sin blindaje.

Para estos tipos de cable también se han desarrollado diversos tipos de conectores, entre ellos el BNC para el cable coaxial, el RJ45 para el cable de par torcido y ST para el cable de fibra óptica, por lo tanto el conector que se debe usar es RJ45 y dependiendo de la aplicación será la configuración de las conexiones (ver figura 6.9)

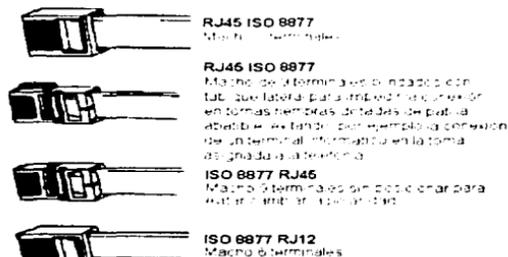


Figura 6.9

6.6.5 Manejadores de Entrada y Salida

En las consideraciones al principio de este capítulo se menciona que los manejadores que se proponen serán opcionales debido a que las condiciones del canal siempre son diferentes y nunca se pueden predecir (figura 6.1). En el mercado existe una gran variedad de dispositivos con las características necesarias para estas aplicaciones, algunos de estos se mencionan a continuación (tabla T6.22).

Tabla T6.22. Características de Manejadores (Drivers)

Circuito	Emisores	Receptores	Vcc	Icc Max	Sensibilidad	Tpd Típico
DS8921	1	1	5 V	35 mA	±200 mV	12 ns
DS8921A	1	1	5 V	35 mA	±200 mV	12 ns
DS8921AT	1	1	5 V	35 mA	±200 mV	12 ns
DS89C21	1	1	5 V	35 mA	±200 mV	10 ns
DS8923	2	2	5 V	78 mA	±200 mV	12 ns
DS8923A	2	2	5 V	78 mA	±200 mV	12 ns
DS9037A	0	1	5 V	50 mA	±200 mV	15 ns
DS9038	1	0	5 V	65 mA	±200 mV	10 ns

Estos circuitos son adecuados para la siguiente configuración

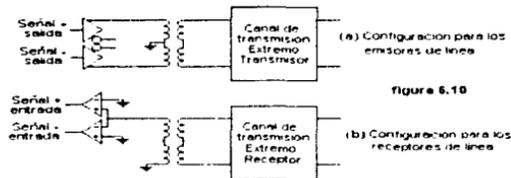


figura 6.10

La función de los emisores es adecuar la señal al canal de transmisión en la forma bipolar y efectuar la combinación de los pulsos positivos y negativos de la etapa previa en una señal de pulsos de características eléctricas compatibles con el canal de transmisión, a través del transformador de línea (vea el capítulo 5), que a la vez proporciona aislamiento y balanceo del circuito.

Observe que los circuitos son para conectar líneas balanceadas, sin embargo únicamente se utilizará una terminal para poder reproducir la señal bipolar sin necesidad de fuentes de voltaje negativo. Esto se logra por el sentido que toma la corriente en el devanado del transformador cuando se activa alguno de los dos circuitos.

El balanceo de la señal se logra con el transformador permitiendo adaptar una señal unipolar a una línea balanceada como una señal bipolar.

La función de los receptores es recuperar la información del canal de transmisión en forma bipolar y efectuar la separación de los pulsos positivos y negativos en dos señales de pulsos de características eléctricas compatibles con la siguiente etapa de decodificación. A través del transformador se recupera una señal bipolar balanceada y entra a dos receptores de línea (figura 6 10 b) que son los que adecúan y separan la señal que se recibe para ser procesada por el Decodificador/Codificador.

De la figura 6 10 se observa que son necesarios 2 Emisores y 2 Receptores, de esta manera, de la tabla T6 22 el circuito más adecuado es el DS8923, por presentar la cantidad necesaria de emisores y receptores en un solo circuito y una configuración conveniente para la habilitación de estos aunque complica un poco la conexión de los receptores debido a la disposición de las terminales (figura 6 11).

Si en alguna aplicación particular la disposición representa algún problema los circuitos DS 9637A y DS 9638 son una muy buena opción, aunque esto implicaría considerar que son 2 circuitos en vez de uno solo.

Los parámetros considerados para la elección de estos dispositivos son

- Especificaciones de la recomendación G 703
- Simplicidad de las conexiones y distribución de las terminales
- Tiempos de subida y bajada (transición)
- Sensibilidad
- Frecuencia de hasta 10 Mbps

Estas características no deben tomarse como obligatorias ya que en el mercado no siempre se encuentra lo que se quiere, haciendo necesario el cambio de los dispositivos de acuerdo a su disponibilidad, representando cambios en las consideraciones y configuraciones de diseño. Algunas de estas características pueden ser la polarización Bipolar, los tiempos de retardo de propagación, la sensibilidad, complejidad de configuración de los circuitos, acopio de impedancias, etc.

En la figura 6.11 se presenta la distribución de conexiones de los circuitos propuestos.

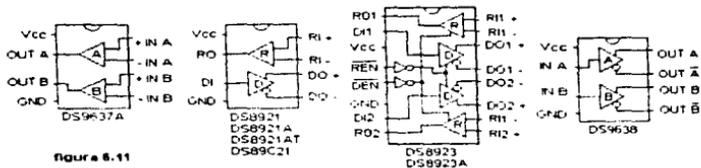


figura 6.11

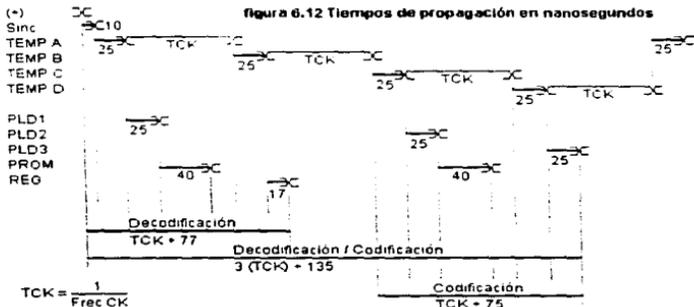
6.6.6 Tiempos de propagación

Para analizar los tiempos de retardo de propagación se debe tomar en cuenta la siguiente tabla T6 23.

Tabla T6 23 Tiempos de retardo de propagación

Dispositivo	Tpd
GAL22V10	25 ns
PROM	40 ns
74LS00	10 ns
74LS194	17 ns
Receptor	15 ns
Emisor	15 ns

Los tiempos de retardo de propagación para los diferentes procesos se ilustran en la siguiente figura (6.12) y se considera que la señal puede tener 3 posibles procesos: Decodificación, Codificación o ambos. Los tiempos de retardo de propagación corresponden a la suma que se indica dónde TCK toma el valor del período del ciclo de reloj del oscilador local (vea la sección correspondiente a TEMP). De aquí se puede observar que para disminuir los tiempos de propagación se deben usar circuitos más rápidos y eso permitirá incrementar la frecuencia de operación.



6.7 COSTOS

Al principio de este capítulo se menciona un circuito integrado que sólo podría ser adquirido sobre pedido al mayorista, lo cual implicaría la adquisición de aproximadamente 50 unidades. A menos que se deseara comercializar algún producto, no resultaría rentable la inversión para tal cantidad de dispositivos.

Así el costo de los componentes involucrados para esta propuesta considera 3 opciones principales:

La implementación del convertidor completo (Decodificador / Codificador)

Implementación de la etapa de Decodificación

Implementación de la etapa de Codificación

En los objetivos de este trabajo, como se menciona al principio de este capítulo, se presenta la propuesta para implementar un dispositivo que permita la asimilación de las tecnologías desarrolladas para permitir proponer aplicaciones propias. Esto implica que la posible implementación de alguna de las opciones mencionadas será desarrollada en algún laboratorio o taller, ya sea de alguna empresa interesada o de alguna universidad en nuestro país, por lo tanto se asume que el personal que lleve a cabo la implementación cuenta con las siguientes capacidades (tabla T6 24), permitiendo que las cotizaciones para cada opción involucren únicamente los costos de aquellos dispositivos o elementos que necesariamente deben adquirirse y cuyo costo impacta de manera significativa el costo del prototipo.

Tabla T6.24 Capacidades que deben ser disponibles al personal del laboratorio o taller

Acceso o disponibilidad de elementos discretos como resistencias, capacitores, transistores etc
Acceso o disponibilidad de herramientas y material consumible para efectuar la implementación: taladros, cautines, cable, etc
Conocimientos de Diseño Lógico, Electrónica Digital y experiencia en la implementación de circuitos
Acceso o disponibilidad de circuitos integrados TTL básicos o de uso general
(Opcional) Conocimientos de elaboración de circuitos impresos
(Opcional) Conocimientos sobre Dispositivos Lógicos Programables (funcionamiento y Programación)
Acceso o disponibilidad de manuales de los dispositivos propuestos para la implementación
(Opcional) Acceso o disponibilidad al software para la elaboración y edición de los datos que serán grabados en los dispositivos programables
(Opcional) Acceso o disponibilidad al equipo de grabación de los dispositivos programables
Acceso o disponibilidad de equipo de prueba y monitoreo (Osciloscopio, Fuentes, Generadores, Multimetros, etc)

En la tabla T6 25 se presentan costos aproximados de los elementos más importantes para la implementación propuesta.

Tabla T6.25 Costos Aproximados de Elementos Involucrados

Dispositivo	Cantidad	Costo por Unidad	Costo por Unidad
GAL72V10	4	45 Pesos	5.53 Dólares
PROM 74S47a	1	70 Pesos	8.75 Dólares
Cond. de Cuarzo	1	20 Pesos	2.5 Dólares
Receptor de Línea	1	25 Pesos	3.13 Dólares
Emisor de Salida	1	15 Pesos	1.88 Dólares
Circuito Impreso	1	95 Pesos	11.88 Dólares
Bases para CI	8	5 Pesos	.63 Dólares
Programación de CI	5	30 Pesos	3.75 Dólares
Conexiones de Monitoreo	1	10 Pesos	1.25 Dólares
Conexiones de Configuración	1	10 Pesos	1.25 Dólares
Conexiones de Interfaz	1	15 Pesos	1.88 Dólares
Registro 74LS19a	1	13 Pesos	1.63 Dólares

Estos costos son aproximados a los costos netos, es decir que contemplan el IVA, y se proporcionan en pesos mexicanos y en dólares para una referencia más estable. El costo total se puede reducir si se tiene acceso o disponibilidad de material de recuperación como puede suceder para los conectores bases de CI, etc, que se pueden obtener de tarjetas de equipo descompuesto.

CAPITULO 6

El costo de la grabación de los dispositivos programables puede reducirse considerablemente cuando se acude a una institución educativa "NO lucrativa" como la UNAM, donde sólo se cobraría el costo de recuperación y en algunos casos (para los estudiantes de dicha institución) es gratuito.

Finalmente, los 5 primeros dispositivos mencionados representan componentes que son esenciales para la implementación de cualquiera de las opciones que se presentan.

El costo total del prototipo dependerá de los dispositivos que se necesitan de acuerdo a las opciones que se implementen.

6.8 BENEFICIOS

Los beneficios que se busca obtener con esta propuesta pueden ser de diversos tipos y dependen de los intereses particulares de quién la implemente.

La tecnología E²CMOS de los dispositivos PLD utilizados permite que el diseño y funcionamiento del circuito propuesto pueda ser mejorado y optimizado sin necesidad de reemplazar el hardware de circuito.

La selección de componentes disponibles en el mercado de nuestro país disminuye los costos de reparación y mantenimiento que se pudieran generar, y los tiempos que esto implica.

El diseño y la arquitectura que se proponen permite que se pueda implementar sólo la parte que se necesita para el código que utilice la interfaz, de manera que se puede reducir la capacidad de algunos componentes y por consiguiente el costo.

La relación del costo total de la implementación con respecto a lo que se puede hacer con la información recuperada de un canal de una línea de transmisión que utilice alguna interfaz considerada, es realmente baja, y permite analizar el comportamiento de la información a través de las 6 capas superiores del modelo OSI de la ISO (Enlace, Red, Transporte, Sesión, Presentación y Aplicación), promoviendo la asimilación y el desarrollo de aplicaciones propias de acuerdo a los objetivos de este trabajo.

CONCLUSIONES

La Normalización, como se plantea en la introducción fomenta la disminución de costos, la expansión del comercio internacional, la compatibilidad y sobre todo la difusión de la información y la transferencia de tecnología, facilitando la asimilación de esta

Desafortunadamente durante mi formación profesional, fue escasa la relación con esta materia, en la actualidad muy pocos profesores son los que manejan fuera de la simple información técnica

Las normas del CCITT y del CCIR no son las únicas que existen y sin embargo son las que comúnmente se mencionan para cubrir este "hueco". Existen numerosas organizaciones de normalización y para diversos campos tecnológicos, no sólo para comunicaciones, por lo que considero que debieron ser incluidos en los temas de ingeniería para un estudio formal y que proporcionar

- Elementos para la selección del área de especialización
- Que proporcionara información acerca de disposiciones gubernamentales nacionales e internacionales (Ambientales, Comerciales, industriales, etc.) como requerimiento estratégico en la integración de políticas para el desarrollo de proyectos.
- Que resaltara la importancia de considerarlas como fuente de información actualizada de acuerdo a las necesidades industriales de nuestra época y de nuestro país

El desarrollo de este trabajo involucró la aplicación de conocimientos adquiridos durante la formación profesional y muchos más fueron resultado de la investigación en documentos especializados, como es el caso de las recomendaciones emitidas por el CCITT, Normas Oficiales Mexicanas emitidas por SECOFI y por compañías dedicadas al campo de las comunicaciones, constituyendo la principal fuente de información "real" sobre el funcionamiento de los equipos que hacen posible la comunicación en nuestra vida

Como propuesta, en este trabajo se ha buscado presentar las opciones más significativas que pueden intervenir en la adaptación de la información digital a una línea de transmisión por medio de un código de línea de pulsos, que cumple con recomendaciones y normas que le permiten ser compatible con aplicaciones reales

Sin embargo este trabajo proporcionó beneficios que van más allá de los alcances contemplados en los objetivos, y que posiblemente sean los más significativos por todo lo que han aportado a trabajos posteriores

Las fallas en las técnicas de diseño, investigación y evaluación que sólo pudieron ser vistas al término del trabajo, generaron y ponen de manifiesto la necesidad de una cultura administrativa acorde a los requerimientos de los modelos de trabajo actuales, de manera que permita mejorar las condiciones de desarrollo de trabajos posteriores, y la identificación de nuevas necesidades, alternativas y oportunidades

Así mismo como resultado del acopio de información:

- Se identificaron diversos temas de interés que serán desarrollados en trabajos posteriores, de una manera más ordenada, sistemática y estratégica.
- Se generó la necesidad de integrar diversos conocimientos adquiridos durante la formación profesional, como herramientas para la organización y síntesis de resultados aplicados en el diseño que se propone
- Me enteré del estado en que se encuentra la normalización sobre tecnologías para la comunicación en nuestro país.
- Se logró profundizar en información que sólo se mencionó en la formación profesional o que desafortunadamente ni siquiera eso, respondiendo así a uno de los objetivos establecidos para este trabajo.

La información obtenida en cursos de actualización, influyó en gran medida en la organización de los elementos que integran este trabajo y de forma decisiva, fomentan el interés por el desarrollo y aplicación de estas tecnologías para satisfacer necesidades propias de nuestra sociedad y particularmente académicas, de acuerdo a los principios de nuestra institución.

Apéndice 1

G.703 Características Físicas y Eléctricas de los Interfases Digitales Jerárquicos

En esta recomendación se especifican las características físicas y eléctricas de los interfases, a las velocidades binarias jerárquicas

Interfaz a 64 kbps donde define

Tres señales pueden atravesar el interfaz

La señal de información a 64 kbps

La señal de temporización a 64 kHz

La señal de temporización a 8 kHz

El interfaz debe ser independiente de la secuencia de bits a 64 kbps

Se han previsto tres tipos de interfaz

Interfaz codireccional

Interfaz de reloj centralizado

Interfaz contradireccional

Características Eléctricas

Características eléctricas del interfaz codireccional a 64 kbps

Características eléctricas del interfaz de reloj a 64 kbps

Características eléctricas del interfaz contradireccional a 64 kbps

Interfaz a 1 544 kbps donde define

- La interconexión de señales a 1544 kbps a los fines de la transmisión se hace en un repartidor digital
- La velocidad binaria debe ser de 1544 kbps \pm 50 partes por millón (ppm)
- Se utilizará un par simétrico para cada sentido de la transmisión
- La impedancia de carga de prueba será de 100 ohmios, resistiva
- Se utilizará un código AMI bipolar o un código B8ZS
- Forma nominal de impulso Rectangular
- La forma de un impulso aislado medido en el repartidor deberá estar comprendido dentro de los límites de la plantilla de la figura 10/G 703 y cumplir con las condiciones indicadas en el cuadro 4/G 703

Interfaz a 6 312 kbps donde define

- La interconexión de señales a 6312 kbps a los fines de la transmisión se hace en el repartidor digital
- La velocidad binaria de la señal debe ser de 6312 kbps \pm 30 ppm
- Se utilizará un par simétrico con una impedancia característica de 110 ohmios, o un par coaxial con una impedancia característica de 75 ohmios, para cada sentido de la transmisión
- La impedancia de carga de prueba será resistiva, de 110 o de 75 ohmios, según proceda
- Se utilizará un código pseudoternario B8ZS forma rectangular, determinada por la atenuación del cable o B8ZS rectangular
- La forma de un impulso aislado medido en el repartidor deberá quedar dentro de los límites de la plantilla de la figura 11/G 703 o de la figura 12/G 703, y cumplir las demás condiciones indicadas en el cuadro 5/G703

Interfaz a 32 064 kbps donde define

- La interconexión de señales a 32064 kbps para fines de transmisión se efectúa en un repartidor digital
- La señal deberá tener una velocidad binaria de 32064 kbps \pm 10 ppm
- Se utilizará un par coaxial para cada sentido de la transmisión
- La impedancia de carga de prueba deberá ser de 75 ohmios \pm 5%, resistiva, y el módulo de prueba deberá ser directo
- Se utilizará un código AMI pseudoaleatorizado
- La forma de un impulso aislado en el punto en que la señal llega al repartidor deberá estar comprendida en la plantilla de la figura 13/G.703

APENDICE 1

- Para una secuencia transmitida (todos unos) la potencia medida en una banda de 3 kHz en el punto en que la señal llega al repartidor será la siguiente:
16 032 kHz de +5 dBm a +12 dBm
32 064 kHz por lo menos 20 dB por debajo del nivel de potencia a 16 032 kHz
- Impedancia de los conectores y pares coaxiales en el repartidor: 75 ohmios \pm 5%

Interfaz a 44 736 kbps donde define

- La interconexión de señales a 44 736 kbps para fines de transmisión se hace en un repartidor digital
- La velocidad binaria de la señal debe ser de 44 736 kbps \pm 20 ppm
- La señal tendrá una estructura de trama conforme a la recomendación G 752
- Se utilizará un par coaxial para cada sentido de la transmisión
- La impedancia de la carga de prueba será de 75 ohmios \pm 5%, resistiva, y el método de prueba será directo
- Se utilizará el código B3Z5 como se define en el anexo A
- Los impulsos transmitidos tienen un ciclo nominal de trabajo del 50%
- La forma de un impulso aislado medido en el punto en el que la señal llega al repartidor deberá ajustarse a la plantilla de la figura 14/G 703
- Para la secuencia transmitida (todos UNOS), la potencia medida en una banda de 3 kHz en el punto en que la señal llega al repartidor deberá ser la siguiente:
22 368 kHz de -1.8 a +5.7 dBm
44 736 kHz por lo menos 20 dB por debajo del nivel de potencia a 22 368 kHz
- La atenuación entre los puntos en que la señal llega al repartidor y sale del repartidor será la siguiente:
6 \pm 55 dB a 22 368 kHz
- Impedancia de los conectores y cables coaxiales en el repartidor: 75 ohmios \pm 5%

Interfaz a 2 048 kbps donde define

- Velocidad binaria: 2 048 kbps \pm 50 ppm
- Código HDB3 como se define en el anexo A
- Especificaciones en el acceso de salida se presentan en el cuadro 6/G 703
- Especificaciones en los accesos de entrada
- El conductor exterior del par coaxial o el blindaje del par simétrico deberán conectarse a tierra en el acceso de salida; de ser necesario, también deberá preverse la conexión a tierra de este conductor exterior o del blindaje en el acceso de entrada

Interfaz a 8448 kbps donde define:

- Velocidad binaria 8448 kbps \pm 30 ppm
- Código HDB3 como se define en el anexo A
- Requisito de protección contra las sobretensiones como se define en el anexo B
- Especificaciones en los accesos de salida se presentan en el cuadro 7/G 703
- Especificaciones en los accesos de entrada
- El conductor exterior del par coaxial deberá conectarse a tierra en el acceso de salida; de ser necesario, también deberá preverse la conexión a tierra de este conductor en el acceso de entrada

Interfaz a 34 368 kbps

- Velocidad binaria 34 368 kbps \pm 20 ppm
- Código HDB3 como se define en el anexo A
- Requisito de protección contra sobretensiones como se define en el anexo B
- Especificaciones en los accesos de salida se presentan en el cuadro 8/G 703
- Especificaciones en los accesos de entrada
- El conductor exterior del par coaxial deberá conectarse a tierra en el acceso de salida; de ser necesario deberá preverse la conexión a tierra de este conductor en el acceso de entrada

Interfaz a 139 264 kbps

- Velocidad binaria 139 264 kbps : 15 ppm
- Código CMI (inversión de marcas codificadas)
- Requisito de protección contra las sobretensiones como se define en el anexo B
- El código CMI es un código de 2 niveles sin retorno a cero en el cual el CERO binario se codifica de manera que los dos niveles de amplitud A_1 y A_2 , se obtienen consecutivamente, cada uno durante un periodo igual a la mitad de un intervalo unitario (T/2)
- El UNO binario se codifica de modo que los dos niveles de amplitud, se obtienen alternativamente cada uno durante un periodo igual a un intervalo unitario completo (T)
- En la figura 18/G 703 se da un ejemplo
- Especificaciones en los accesos de salida (cuadros 9/G 703 y las figuras 19/G 703 y 20/G 703)
- Especificaciones en los accesos de entrada debe ser conforme al cuadro 9/G 703 y a las figuras 19/G 703 y 20/G 703) teniendo en cuenta las modificaciones producidas por las características del par coaxial de interconexión
- El conductor exterior del par coaxial debe estar conectado a tierra en el acceso de salida, de ser necesario, también deberá preverse la puesta a tierra de este conductor en el acceso de entrada

Interfaz de Sincronización a 2048 kbps donde define

- Se recomienda la utilización de este interfaz en todas aquellas aplicaciones donde se necesite sincronizar un equipo digital mediante una señal de sincronización externa de 2048 kHz
- Requisito de protección contra sobretensiones como se define en el anexo B
- Especificaciones en los accesos de salida se presentan en el cuadro 10/G 703
- Especificaciones en los accesos de entrada

Interfaz a 97 728 kbps donde define:

- La interconexión de señales a 97 728 kbps a los fines de la transmisión se hace en un repartidor digital
- La velocidad binaria de la señal debe ser de 97 728 kbps : 10 ppm
- Se utilizará un par coaxial para cada sentido de la transmisión
- La impedancia de carga de prueba será de 75 ohmios \pm 5% resistiva
- Se utilizará un código AMI aleatorizado
- La forma de señal a 97 728 kbps en el acceso de salida estará comprendida dentro de los límites de la plantilla de la figura 22/G 703. La forma de la señal en el punto en que la señal llega al repartidor estará modificada por las características del cable de interconexión
- Los conectores y los pares en cable en el repartidor tendrán una resistencia de 75 ohmios \pm 5%.

ANEXO A. Definición de Códigos

- Este anexo define los códigos de inversión de marcas alternadas modificados cuyo uso se especifica en la recomendación G 703
- En estos códigos, los bits UNO binario se representan generalmente por impulsos alternados positivos y negativos, y los bits CERO binario por espacios. Se establecen excepciones, especificadas en los distintos códigos, para el caso de cadenas de bits CEROS consecutivos en la señal binaria
- En la definiciones que siguen, B representa un impulso insertado conforme a la regla del código AMI, y V representa una violación del código AMI
- La codificación de señales binarias de acuerdo con las reglas indicadas en este anexo incluye bits de alineación de trama y otros elementos.

A.1 Definición de los códigos B3ZS (denominado también HDB2) y HDB3

- Cada bloque de tres (o cuatro) ceros sucesivos se reemplaza por 00V (o 00V respectivamente) o B0V (B00V). La elección de 00V (000V) o B0V (B00V) se hace de modo que el número de impulsos V sucesivos son de polaridad alternada, por lo que no se introduce ningún componente de corriente continua.
- Las denominaciones abreviadas de los códigos tienen el significado siguiente:

APENDICE 1

- HDB2 (HDB3) bipolar de alta densidad de orden 2 (3)
- B3ZS bipolar con sustitución de tres ceros

A.2 Definición de los códigos B6ZS y B8ZS

- Cada bloque de seis (u ocho) ceros sucesivos se reemplaza por 0VB0VB (o 000VB0VB respectivamente)

	Cuadro 4/G 703 Interfaz Digital 1 544 kbps	
Ubicación	Repartidor Digital	
Velocidad binaria	1 544 kbps	
Par(es) en cada sentido de transmisión	Un par simétrico	
Código	AMI o B8ZS	
Impedancia de carga de prueba	100 ohmios, resistiva	
Forma nominal del impulso	Rectangular	
Nivel de la señal	De + 12 dBm a + 19 dBm	
Potencia a 772 kHz	Por lo menos 25 dB por debajo del nivel de potencia a 772 kHz	
Potencia a 1 544 kHz		

	Cuadro 5/G 703 Interfaz Digital a 6 312 kbps	
Ubicación	Repartidor Digital	
Velocidad binaria	6 312 kbps	
Par en cada sentido de transmisión	Un par simétrico	Un par coaxial
Código	B8ZS	B8ZS
Impedancia de carga de prueba	110 ohmios, resistiva	75 ohmios, resistiva
Forma nominal del impulso	Rectangular determinada por la atenuación del cable (figura 11/G 703). Cuando se transmiten todos unos se deben obtener los siguientes niveles en una banda de 3 kHz	Rectangular (figura 12/G 703)
Nivel de la señal	3 156 kHz: de 0 a 7.3 dBm 6 312 kHz: -20 dBm o menos	3 156 kHz: de 6.2 a 13.3 dBm 6 312 kHz: -14 dBm o menos

	T	Fórmula de la curva
	$T \leq -0.41$	0
Curva inferior	$-0.41 \leq T \leq 0.24$	$5 \left[1 - \operatorname{sen} \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{T}{0.25} \right) \right]$
	$0.24 \leq T$	$331 e^{-19(T-2)}$
Curva superior	$T \leq -0.72$	0
	$-0.72 \leq T \leq 0.2$	$5 \left[1 + \operatorname{sen} \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{T}{0.25} \right) \right]$
	$0.2 \leq T$	$1 + 72e^{-213(T-2)}$

FIGURA 11/G. 703 (a) Ecuaciones para la plantilla del impulso del interfaz de pares simétricos a 6312 kbps

	Cuadro 6/G 703 Interfaz Digital a 2 048 kbps	
Forma del impulso (forma nominal Cuadrada)	Todas las marcas deben ajustarse a la plantilla de la figura 15/G.703 independientemente del signo. (V corresponde al valor pico)	
Par en cada sentido de transmisión	Un par coaxial	Un par simétrico
Impedancia de carga de prueba	75 ohmios, resistiva	120 ohmios, resistiva
Tensión nominal de cresta de una marca	2.37 V	3V
Tensión de cresta de un espacio	0 ± 0.237 V	0 ± 0.3 V
Anchura nominal del impulso	244 ns	
Relación entre la amplitud de los impulsos positivos y de los negativos en el punto medio del intervalo del impulso	De 0.95 a 1.05	

Relación entre la anchura de los impulsos positivos y la de los negativos en los puntos de semi-amplitud nominal
 Máxima fluctuación de fase pico a pico en un acceso de salida

De 0.95 a 1.05

Véase el punto 2 de la recomendación G 823

Cuadro 7/G 703 Interfaz Digital a 8 448 kbps

Forma del impulso (forma nominal Rectangular)

Todas las marcas de una señal válida deben ajustarse a la plantilla de la figura 10/G 703 independientemente del signo

Pares en cada sentido de transmisión

Un par coaxial

Impedancia de carga de prueba

75 ohmios, resistiva

Tensión nominal pico de una marca

2.37 V

Tensión pico de un espacio

0 V \pm 0.237 V

Anchura nominal del impulso

59 ns

Relación entre las anchuras de los impulsos positivos y la de los negativos en el punto medio del intervalo del impulso

De 0.95 a 1.05

Relación entre las anchuras de los impulsos positivos y los negativos para los puntos de semi-amplitud nominal

De 0.95 a 1.05

Máxima fluctuación de fase pico a pico en un acceso de salida

Véase el punto 2 de la recomendación G 823

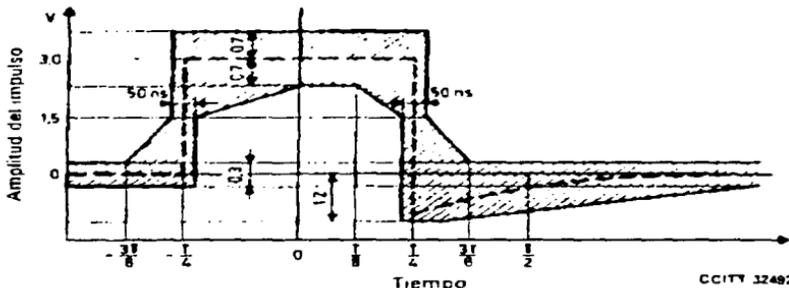


FIGURA 10/G.703 Plantilla para el impulso en el caso de un interfaz a 1 544 kbps

CCITT 32492

APENDICE 1

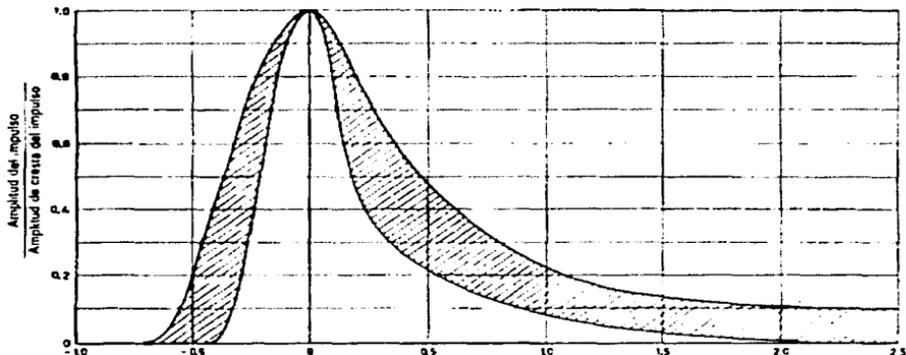
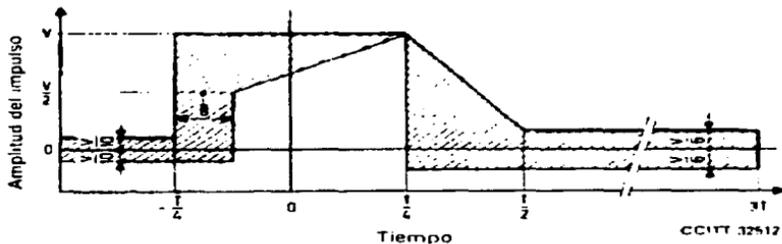


FIGURA 11/G 703 (b) Plantilla del impulso para el interfaz de pares simétricos a 6 312 kbps



T Anchura del intervalo de tiempo

FIGURA 12/G 703 Plantilla del impulso para el interfaz de pares coaxiales a 6 312 kbps

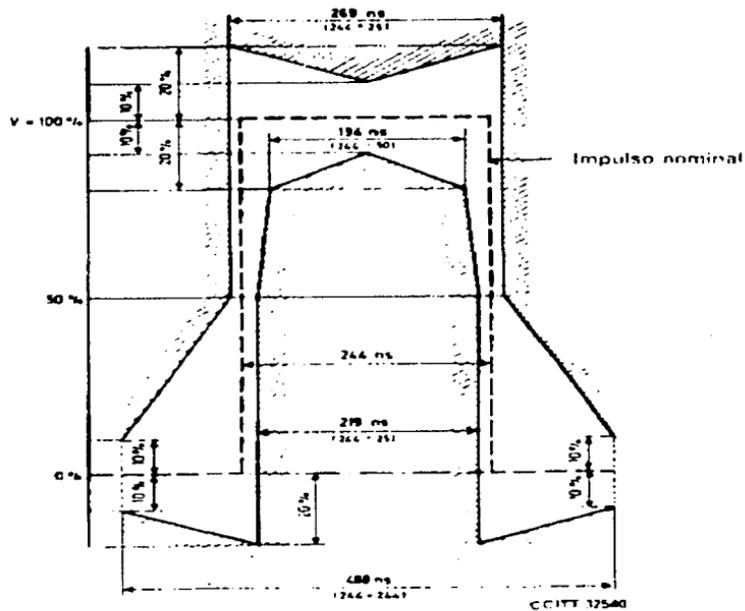


FIGURA 15/G.703 Plantilla para el impulso en el caso de un interfaz a 2048 kbps

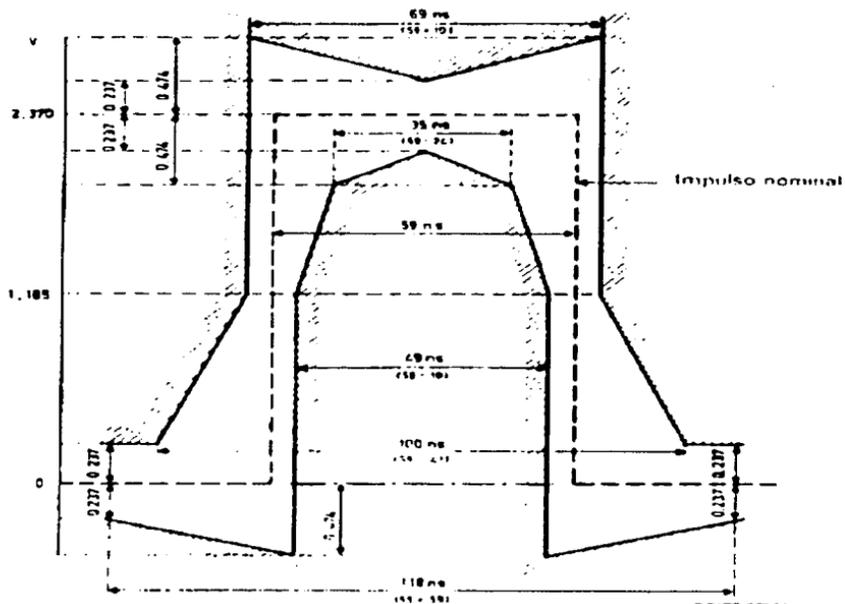


FIGURA 18/G.703 Plantilla para el impulso en el caso de un interfaz a 8 448 kbps

Apéndice 2

G.704 Estructuras de Transmisión Asíncrona Utilizadas en los Niveles Jerárquicos Primario y Secundario

En la recomendación G.704 se especifican las características funcionales de interfaz asociados a:

- Nodos de la red, en especial, equipos multiplex digitales sincrónicos y centrales digitales en redes digitales integradas (RDI) para telefonía y redes digitales de servicios integrados (RDSI)
- Equipo de multiplexación M1C

Define:

Estructura de trama básica a 1544 kbps

Longitud 193 bits numerados del 1 al 193

Frecuencia de repetición 8000 Hz

El primer bit (F) de la trama se usa para alineación de trama y supervisión de desempeño

La asignación de los bits (F) se realiza de acuerdo a

Multitrama de 24 tramas que contiene

Señal de alineación de multitrama

Verificación por redundancia cíclica (VRC-6)

Enlace de datos a 4 kbps

Multitrama de 12 tramas

Estructura de trama básica a 6312 kbps

Longitud de trama 789 bits

Frecuencia de repetición 8000 Hz

Los últimos 5 bits (F) de una trama se usan para alineación de trama y supervisión de desempeño

La asignación de los bits (F) contiene

Señal de alineación de trama

Verificación por redundancia cíclica (VRC-5)

Enlace de datos a 4 kbps

Indicación de alarma distante

Estructura de trama básica a 2048 kbps

Longitud de trama 256 bits numerados del 1 al 256

Frecuencia de repetición 8000 Hz

La asignación de los bits 1 al 8 de la trama contienen:

Procedimiento VRC-4

Señal de alineación de trama

Señalización de alarma

Aplicaciones punto a punto

Señales de mantenimiento y supervisión de desempeño

Bits de reserva

Indicación de alarma distante

Multitrama compuestas de 16 tramas numeradas del 0 al 15 dividida en 2 submultitramas de 8 tramas

Estructura de trama básica a 8448 kbps

Longitud de trama de 1056 bits numerados del 1 al 1056

Frecuencia de repetición de 8000 Hz

La señal de alineación de trama ocupa las posiciones de bit 1 a bit 8 y 529 a 534

Dígitos de servicio en la posición 535 para indicar alarmas y 536 para uso nacional

Las siguientes definiciones utilizan exactamente los mismos formatos de trama básica pero con algunas modificaciones en la asignación de los bits.

APENDICE 2

Estructura de trama que transporta canales a diversas velocidades binarias en 1544 kbps

- Interfaz a 1544 kbps que transporta canales a 64 kbps
- Interfaz a 1544 kbps que transporta intervalos de tiempo a 32 kbps
- Interfaz a 1544 kbps que transporta $n \times 64$ kbps

Estructura de trama que transporta canales a diversas velocidades binarias en el interfaz a 6312 kbps

- Interfaz a 6312 kbps que transporta canales a 64 kbps
- Interfaz a 6312 kbps que transporta canales a velocidades diferentes de 64 kbps

Estructuras de trama que transportan canales a diversas velocidades binarias en interfaz a 2048 kbps

- Interfaz a 2048 kbps que transporta canales a 64 kbps
- Interfaz a 2048 kbps que transporta $n \times 64$ kbps

Estructura de trama que transporta canales a diversas velocidades binarias en interfaz a 8448 kbps

- Interfaz a 8448 kbps que transporta canales a 64 kbps
- Interfaz a 8448 kbps que transporta canales a velocidades diferentes de 64 kbps

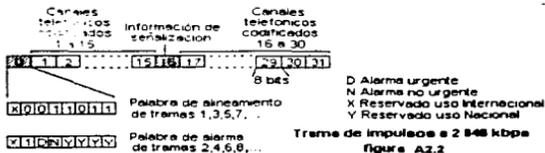
Anexo A. Ejemplos de realización de VRC mediante registros de desplazamiento

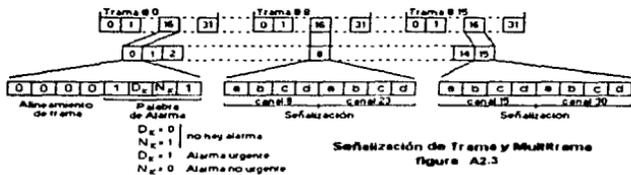
- A.1 Procedimiento VRC-8 para el interfaz a 1544 kbps
- A.2 Procedimiento VRC-5 para el interfaz a 6312 kbps
- A.3 Procedimiento VRC-4 para el interfaz a 2048 kbps

Solo se presentan figuras alusivas a los formatos de trama de 1 544 kbps y 2 048 kbps. Para revisar el documento completo refiérase a la norma G.704 del Libro Azul del CCITT de 1988.



Multitrama de 12 tramas con señalización por robo de bit.
 F = Señal de alineación de trama = 101010
 M = Señal de alineación de multitrama = 001110 figure A2.1





Apéndice 3

COMPRESION Según la Recomendación G.711

Cuando una señal telefónica se cuantifica en un número finito de valores de amplitud discretos, se origina un error o ruido de cuantificación que tiene las características de una señal aleatoria de banda ancha. Debido a análisis de tipo psicológico sobre el ruido o error de cuantificación que se debe permitir, se ha establecido que en el lugar de la recepción se debe de garantizar una relación señal a ruido de 24 dB. Este objetivo se consigue con 64 niveles de cuantificación o con palabras de código de 6 bits.

En la cuantificación uniforme se obtienen por cada bit, 6 dB de aumento de la relación señal a ruido (S/N), por lo tanto, para una relación señal a ruido de 65.5 dB sería necesaria una conversión analógico - digital con una exactitud de 12 bits. Considerando que la velocidad de muestreo es de 8 kHz, se obtendría una velocidad de 96 kbits/s para una señal telefónica de 3.4 kHz de ancho de banda.

Para disminuir esta velocidad, se ha introducido el procedimiento de "Cuantificación No Uniforme".

La potencia de la señal de ruido o señal de error es función de los niveles de cuantificación que son independientes de las amplitudes de la señal útil. Por lo que con amplitudes pequeñas de la señal útil, la influencia de la señal de ruido será relativamente mayor. Así, mediante la elección de intervalos de amplitud no uniformes (Figura A3.1) que dependen de las amplitudes de señal útil se pueden elegir los niveles de cuantificación, de forma que dentro de un margen de amplitud determinado, la relación señal a ruido se mantenga sobre un valor predeterminado, y de esta manera se puede disminuir el número necesario de niveles de cuantificación. (Debe entenderse que "señal útil" se refiere a la parte del espectro de voz de baja potencia por predominar la mayor parte del tiempo).

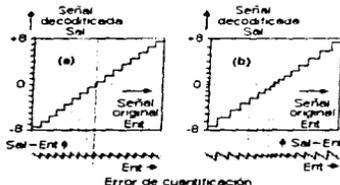


figura A3.1
(a) Cuantificación uniforme
(b) no uniforme

El CCITT ha normalizado 2 "Curvas de Compresión" en la recomendación G.711 "Modulación por Impulsos Codificados (MIC) de frecuencias Vocales", a estas curvas las denomina ley μ y ley A.

Recomienda una velocidad de muestreo de 8000 muestras por segundo, y ocho dígitos binarios por muestra, específica que las conexiones digitales entre países que hayan adoptado leyes de codificación diferentes, deberán efectuar la transmisión con señales codificadas según la ley A. Cuando dos países hayan adoptado la misma ley, deberá utilizarse esa ley, y los países que utilicen la ley μ serán los responsables de efectuar las conversiones necesarias. También contempla la conversión a MIC uniforme, y a partir de ella, lo que implica el uso de un MIC uniforme de 13 o 14 bits, esto se usa para realizar la compresión y la expansión de las señales y en ocasiones se le denomina proceso de "compansión". En algunos sistemas se maneja una conversión analógica de 12 o 13 bits y después se realiza una conversión digital, según la especificación de la curva de compansión.

Para consultar el documento completo refiérase a la recomendación G.711 del Libro Azul del CCITT de 1988.

Apéndice 4

G.821 Característica de Error de una Conexión Digital Internacional que forme parte de una Red Digital de Servicios Integrados

En esta recomendación se especifica que se cumplan los requisitos expuestos en el cuadro 1/G.821 y. Los objetivos de calidad se aplican a cada sentido de una conexión con conmutación de circuitos a 64 kbps para tráfico vocal o un canal portador para servicios de tipo datos. La recomendación I.325 expone las configuraciones de referencia para los tipos de conexión de la RDSI que se enumeran en la recomendación I.340. El objetivo de calidad de funcionamiento se especifica en términos de parámetros de características de error, cada uno de los cuales se especifica como sigue.

Porcentaje de períodos de promediación de duración de T_0 cada uno, en los que la Tasa de Errores en los Bits (TEB) sobrepasa un valor umbral. El porcentaje se determina a lo largo de un intervalo de tiempo T_1 mucho mayor.

Debe señalarse que el tiempo total T_1 se divide en dos partes, a saber, el tiempo durante el cual la conexión se considera disponible y el tiempo en el que está disponible como se define en el anexo A.

En el enunciado de los objetivos se utilizan las siguientes TEB intervalos:

- TEB de menos de 1×10^{-6} para $T_0 = 1$ minuto
- TEB de menos de 1×10^{-3} para $T_0 = 1$ segundo
- cero errores para $T_0 = 1$ segundo (equivalente al concepto de segundos sin error, SSE)

Los objetivos de calidad de funcionamiento tienen dos funciones principales:

- Dar al usuario de las futuras redes digitales nacionales e internacionales una indicación de la característica de error prevista en condiciones de explotación real, lo que facilitará la planificación del servicio y el diseño del equipo terminal.
- Sentar la base para el establecimiento de normas de calidad de funcionamiento de los equipos y sistemas de transmisión de una conexión de la RDSI.

Los objetivos de calidad de funcionamiento representan un compromiso entre el deseo de satisfacer las necesidades de servicios y la necesidad de construir los sistemas de transmisión teniendo en cuenta las limitaciones técnicas y económicas. Aunque se expresa atendiendo a las necesidades de los diferentes servicios, se pretende que estos objetivos representen un solo nivel de calidad de transmisión.

Dado que los objetivos de calidad de funcionamiento pretenden satisfacer las necesidades de la futura red digital, es preciso reconocer que no pueden ser alcanzadas fácilmente por todos los equipos y sistemas digitales de hoy en día. La intención, sin embargo, es establecer, los objetivos del diseño del equipo que sean compatibles con los especificados en la presente recomendación.

También se recomienda que todas las tecnologías, cualquiera que sea su posición en la red, se diseñen con arreglo a normas mejores que las indicadas en esta recomendación, a fin de reducir al mínimo la posibilidad de que se excedan los objetivos extremo a extremo en una cantidad significativa de conexiones reales. Los desajustes controlados, que pueden percibirse como breves ráfagas de errores, no se incluyen en el cálculo de los objetivos de característica de error de esta recomendación. La recomendación G.822 especifica los objetivos de tasa de desajustes controlados.

Los objetivos de característica de error especificados en la presente recomendación se refieren a una conexión con conmutación de circuitos a 64 kbps. No obstante se reconoce que en las situaciones prácticas, será necesario evaluar esos objetivos a partir de mediciones realizadas a velocidades binarias superiores.

Objetivos de Calidad de Funcionamiento

Los objetivos de característica de error de una conexión internacional de la RDSI, aparecen en el cuadro 1/G.821. Se pretende que las conexiones internacionales de la RDSI satisfagan simultáneamente todos los requisitos del cuadro 1/G.821, la conexión no cumple el objetivo si no satisface cualquiera de los requisitos.

Asignación de Objetivos Globales

En este punto se exponen los principios básicos y el sistema utilizados para la distribución de los objetivos de calidad de funcionamiento.

El principio de distribución global requiere el empleo de dos métodos ligeramente diferentes, uno aplicable al requisito de minutos degradados y al segundo con error, y otro aplicable al requisito de segundos con muchos errores.

APENDICE 4

Principios Básicos de Distribución

Se han establecido tres clasificaciones distintas de la calidad representativas de los circuitos prácticos de transmisión digital, y que son independientes de los sistemas de transmisión utilizados. Estas categorías se denominan "Grado local", "Grado medio", "Grado alto", y su empleo suele depender en general de la ubicación en la red.

Método de Distribución de los Objetivos de Minutos Degradados y Segundos con Error

La distribución de la degradación permitida, es decir, 10% de minutos degradados y 8% de segundos degradados con error, se especifica en el cuadro 2/G 821.

Método de Distribución de los Objetivos de Segundos con Muchos Errores

La distribución total del 2% de segundos con muchos errores se subdivide entre las tres categorías de circuitos (es decir, grado local, medio y alto) como se indica en el cuadro 3/G 821.

Cuadro 1/G821 Objetivos de característica de error para las conexiones internacionales de la RDSI	
Clasificación de la característica	Objetivo
Minutos degradados	Menos del 10% de los intervalos de 1 minuto tendrán una tasa de errores en los bits peor que 1×10^{-6}
Segundos con muchos errores	Menos del 0.2% de los intervalos de 1 segundo tendrán una tasa de errores en los bits peor que 1×10^{-3}
Segundos con error	Menos del 8% de los intervalos de 1 segundo tendrán por lo menos un error (equivalente a 92% de segundos sin error)

Cuadro 2/G 821 Distribución de los objetivos de minutos degradados y segundos con error para las categorías de circuitos	
Clasificación del circuito	Distribución de los objetivos de minutos degradados y segundos con error del cuadro 1/G 821
Grado local (2 extremos)	15% del margen global a cada extremo
Grado medio (2 extremos)	15% del margen global a cada extremo
Grado alto	40% equivalente a una calidad conceptual de 0.0016% por km para 25 000 km

Cuadro 3/G 821 Distribución de los objetivos de segundos con muchos errores	
Clasificación del circuito	Distribución de los objetivos de segundos con muchos errores
Grado local	0.015% del margen global a cada extremo
Grado medio	0.015% del margen global a cada extremo
Grado alto	0.04%

Para consultar el documento completo refiérase a la recomendación G.821 del Libro Azul del CCITT de 1988.

Apéndice 5 2B1Q Diferencial

Como resultado de la investigación para este trabajo, se encontraron 2 formas diferentes del código de línea 2B1Q. La primera se presenta en el capítulo 2; y la segunda, que tiene la característica de ser diferencial, se presenta en este apéndice.

Es importante mencionar que ambas afirmas cumplir con la norma americana T1.601 para ISDN de tasa básica de 160 kbps. por esta razón ("y en solidaridad a la confusión"), a continuación...

Código de Línea 2B1Q (Diferencial)

El servicio N - ISDN (sistema americano) de tasa básica para el suscriptor vía 2 cables de par torcido de hasta 18000 ft desde un terminador de red (RT) es posible por el uso de señalización multinivel con tasa de bits (R) de 160 kbits / seg. un código de línea de cuatro niveles de 80 kbaudios (2 bits por símbolo) que tiene un ancho de banda de sólo 80 kHz en lugar de 160 kHz de ancho de banda para un código de línea de 1 bit por símbolo. El ancho de banda de 80 kHz es soportado por par torcido de calibre 26 para longitudes de hasta 18 000 ft aproximadamente. La señal de cuatro niveles usada es el código de línea 2B1Q (para 2 dígitos binarios codificados en un símbolo cuaternario) como se muestra en la figura A5.1. Note que el código de línea 2B1Q es un código de símbolos diferenciales. Así, si el par torcido es "sobre torcido" (debido a un error de cableado), esto es que aunque el cable tip se conecte a la terminal ring y que el cable ring se conecte a la terminal tip, la polaridad de la señal 2B1Q será invertida pero los datos binarios decodificados mantendrán una polaridad correcta.

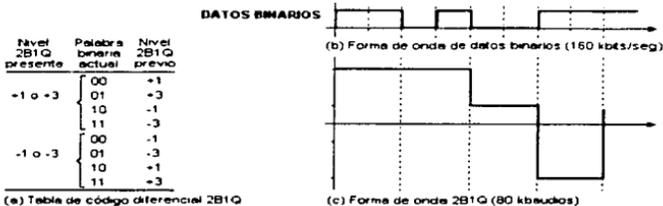


Figura A5.1 Código de línea 2B1Q

Apéndice 6 DIAGRAMAS

Mapa de Bits del GAL 22V10

La arquitectura del dispositivo GAL 22V10 consta de una etapa de entradas dentro de una matriz de fusibles, un arreglo de compuertas AND para formar los minterminos y una Macro Celda para determinar el funcionamiento de las terminales de salida (OLMC).

En la figura A6.1 se ilustra la arquitectura y la configuración lógica. En la figura A6.2 se detalla la configuración de las Macro Celdas y la tabla TA6.1 presenta la tabla de verdad para configurar la Macro Celda

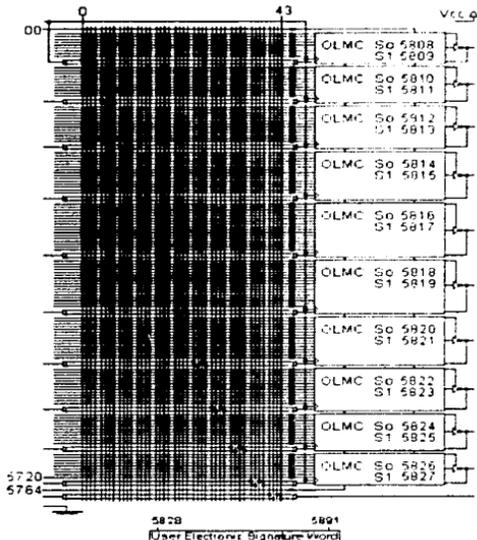


figura A6.1 Diagrama lógico GAL 22V10 (Mapa de Fusibles)

Tabla TA6.1 Configuraciones de las Salidas

S1	S0	Configuración de Salidas
0	0	Registro Activo en Bajo
0	1	Registro Activo en Alto
1	0	Combinacional Activo en Bajo
1	1	Combinacional Activo en Alto

Apéndice 7 Conexiones para Medir un Patrón de Ojo

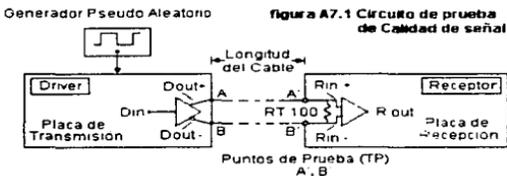
A continuación se presenta un ejemplo de como se debe realizar una medición con un patrón de ojo.

En la figura A7.1 se muestra un circuito de prueba que considera los siguientes parámetros:

- Se deben determinar las condiciones de las conexiones. En este ejemplo las conexiones se efectúan entre dos placas de circuito impreso con los circuitos soldados a las placas. En ambas placas los circuitos se colocan lo más cerca posible de los conectores, cerca de las orillas de las placas y en la placa de recepción se colocó una resistencia de montaje superficial de 100 Ω para terminar el cable en las entradas del receptor.
- Las características del cable: Se especifica el nombre del fabricante o marca, calibre, impedancia, tipo de cable o número de catálogo y longitudes para las que se efectúan las mediciones.
- Los tipos de conectores y tipos de circuitos.

En el procedimiento de prueba se indican las condiciones bajo las cuales se efectuará:

- Un generador pseudo aleatorio será conectado a la entrada de driver de transmisión y las mediciones se efectúan en los puntos de prueba TP.
- Se probarán diferentes longitudes de cable y la frecuencia de la señal de entrada se incrementará hasta que el Jitter medido iguale al 20 % con respecto al intervalo unitario para una longitud de cable particular.
- Se especifican los tipos de codificación que serán utilizados, por ejemplo NRZ.
- Y las lecturas que se deben tomar: El Jitter se medirá dos veces en dos puntos de voltaje diferentes. Primero, El Jitter será medido en el voltaje diferencial de 0V para un Jitter mínimo, y segundo, en los puntos de decisión máximos del receptor ($pE_{\text{max}} \approx 100 \text{ mV}$) para obtener el peor caso o máximo Jitter en el receptor. Ocasionalmente el Jitter es medido solamente en los puntos de cruce, esto resulta en un punto muy bajo de Jitter pero ignora el hecho de que los receptores no pueden conmutar en ese nivel. Por esta razón, este reporte de prueba de calidad de señal mide el Jitter en ambos puntos.



Se especifica la presentación de los resultados:

Tabla de Jitter de 20% a 0V Diferencial (Jitter mínimo)

Longitud del Cable (metros)	Tasa de Datos (Mbps)	Intervalo Unitario (u.i.) (ns)	Jitter (cs) (ns)
1	400	2 500	0.490
2	391	2 555	0.520
3	370	2 703	0.524
5	295	3 300	0.680
10	180	5 550	1.160

APENDICE 7

Tabla de Jitter de 20% a +100 mV Diferencial (Jitter máximo)

Longitud del Cable (metros)	Tasa de Datos (Mbps)	Intervalo Unitario (ns)	Jitter (ca. ns)
1	200	5.000	1.000
2	150	5.253	1.053
3	120	5.882	1.176
5	100	6.431	1.286
10	100	10.000	2.000

Se hacen las observaciones pertinentes:

En la primera tabla el Jitter se midió a 0V diferencial. Para el caso de 1 metro de cable, se midieron 490 ps de Jitter a 400 Mbps y para 10 metros de cable, 1.160 ns de Jitter a 180 Mbps.

En la segunda tabla el Jitter se midió entre -100 mV. Para 1 metro de cable, se midió 1 ns de Jitter a 200 Mbps, y para 10 metros de cable, 2 ns de Jitter a 100 Mbps.

En la figura A7.2 se representa la relación entre tasa de datos y longitud de cable para la aplicación bajo prueba. Ambas curvas asumen un máximo Jitter permitido de 20% con respecto al intervalo unitario. básicamente. Son posibles tasas de datos entre 200 y 400 Mbps en longitudes cortas, y tasas de datos de 100 a 200 Mbps son posibles a 10 metros. Puede notarse que empleando un esquema de codificación diferente, un cable diferente, un calibre diferente, etc. se creará una relación diferente entre máxima tasa de datos contra longitud del cable.

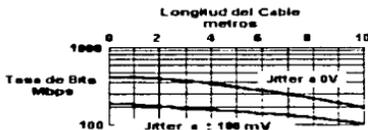


figura A7.2
Tasa de Datos Contra
Longitud del Cable

Diferentes sistemas pueden tolerar diferentes cantidades de Jitter, comúnmente 5%, 10% o 20% es seleccionado, con 20% como máximo permitido. El Jitter en el sistema que es mayor de 20% tiende a cerrar el ojo, y se incrementa la dificultad de la recuperación libre de error.

Este reporte ilustra las longitudes máximas para cables de interfaz de datos con Jitter de 20%, para tasas entre 100 Mbps y 200 Mbps. Seleccionando un cable Premium, de Categoría 5 por ejemplo, se extenderá significativamente la curva. Y mientras se seleccione un límite menor de Jitter, 5% por ejemplo, disminuirá la máxima longitud del cable.

Apéndice 8

Distribución de Terminales de los Conectores para Interfaz: RS 232, RS 422 y RS 423.

Para la interfaz RS-232 existen al menos 3 conectores (9 terminales, 25 terminales y 28 terminales), las distribuciones se presentan a continuación.



figura A8.1 EIA / TIA 574 DB - 9

- | | |
|--------------------------------|---|
| 1 Detector de señal recibida | 6 Equipo de comunicación de datos listo |
| 2 Datos recibidos | 7 Solicitud para enviar |
| 3 Datos transmitidos | 8 Libre para enviar |
| 4 Terminal de datos listo | 9 Indicador de llamada |
| 5 Tierra de señal (Referencia) | |



figura A8.2 RS 232 DB - 25

- | | | |
|---|--|--|
| 1 Blindaje | 10 Reservada | 19 Solicitud para enviar secundario |
| 2 Datos transmitidos | 11 Des asignada | 20 Equipo terminal de datos listo |
| 3 Datos recibidos | 12 Detector de señal de línea recibida secundario | 21 Detector de calidad de señal Retorno remoto |
| 4 Solicitud para enviar | 13 Libre para enviar secundario | 22 Indicador de llamada |
| 5 Libre para enviar | 14 Datos transmitidos secundario | 23 Selector de tasa de señal de datos |
| 6 Equipo de comunicación de datos listo | 15 Elemento de temporización de señal del transmisor | 24 Elemento de señal de temporización |
| 7 Tierra de señal (común) | 16 Datos recibidos secundario | 25 Modo de prueba |
| 8 Detector de señal de línea recibida | 17 Elemento de temporización de señal del receptor | |
| 9 Reservada | 18 Retorno local | |



figura A8.3 RS 232 ALT - A

- | | | |
|---|--|--|
| 1 Blindaje | 10 Reservada | 19 Solicitud para enviar secundario |
| 2 Datos transmitidos | 11 Des asignada | 20 Equipo terminal de datos listo |
| 3 Datos recibidos | 12 Detector de señal de líneas recibida secundario | 21 Detector de calidad de señal Retorno remoto |
| 4 Solicitud para enviar | 13 Libre para enviar secundario | 22 Indicador de llamada |
| 5 Libre para enviar | 14 Datos transmitidos secundario | 23 Selector de tasa de señal de datos |
| 6 Equipo de comunicación de datos listo | 15 Elemento de temporización de señal del transmisor | 24 Elemento de señal de temporización |
| 7 Tierra de señal (común) | 16 Datos recibidos secundario | 25 Modo de prueba |
| 8 Detector de señal de líneas recibida | 17 Elemento de temporización de señal del receptor | 26 No conectado |
| 9 Reservada | 18 Retorno local | |

El conector para la interfaz RS 423 es un conector de 9 terminales (DB - 9) con la siguiente distribución.



figura A8.4 RS 423

- | | |
|-----------------------------------|---------------------------|
| 1 Referencia | 6 Indicador de llamada |
| 2 Terminal de datos lista | 7 Libre para enviar |
| 3 Datos transmitidos | 8 Solicitud para enviar |
| 4 Datos recibidos | 9 Conjunto de datos listo |
| 5 Detección de portadora de datos | |

Para la interfaz RS 422 deberá referirse a la recomendación. A continuación se presenta un diagrama obtenido del documento "NET Builder Bridge / Router Pinout and Cable Diagrams" de la empresa 3 com a través del WWW de Internet.

En esta asignación se especifica que las cualidades mecánicas corresponden a la recomendación RS 449 pero las cualidades eléctricas corresponden con la recomendación Rs 422 (figura A8.5).

En la tabla A8.1 se presenta la correspondencia de conectores para un cable de interfaz entre conectores RS 449 y X.21.

Esta asignación obedece a las necesidades del equipo NET Builder II Bridge / Router de 3 com, pero esto no significa que sea una recomendación oficial.



figura A8.5 RS 422 sobre RS 449

- | | | |
|------------------------------|----------------------------------|----------------------------------|
| 1 Blindaje | 14 Retorno remoto | 27 Libre para enviar (B) |
| 2 Indicador de tasa de señal | 15 Llamada de entrada | 28 Terminal en servicio |
| 3 Des asignado | 16 Selector de frecuencia | 29 Modo de datos (B) |
| 4 Envío de datos (A) | 17 Temporización de terminal (A) | 30 Terminal lista (B) |
| 5 Envío de temporización (A) | 18 Modo de prueba (A) | 31 Receptor listo (B) |
| 6 Datos recibidos (A) | 19 Terra de señal | 32 Selección de modo de espera |
| 7 Solicitud para enviar (A) | 20 Recpción común | 33 Calidad de señal |
| 8 Temporización recibida (A) | 21 Des asignado | 34 Nueva señal |
| 9 Libre para enviar (A) | 22 Datos enviados (B) | 35 Temporización de terminal (B) |
| 10 Retorno local | 23 Temporización enviada (B) | 36 Indicador de modo de espera |
| 11 Modo de datos (A) | 24 Datos recibidos (B) | 37 Envío común |
| 12 Terminal lista (A) | 25 Solicitud para enviar (B) | |
| 13 Receptor listo (A) | 26 Temporización recibida (B) | |

Tabla TAB. 1			
RS - 449 (37 terminales)		X.21 (16 terminales)	
Nombre	Terminal	Terminal	Nombre
SDA	4	9	TB
SDB	22	2	TA
RDA	6	11	RB
RDB	24	4	RA
STA, RTA	5, 8	13	SB
STB, RTB	23, 26	6	SA
TRA	12	10	CB
TRB	30	3	CA
DMA	11	12	IB
DMB	29	5	IA
RSA, RRA, CSA	7, 13, 9		
RSB, RRB, CSB	25, 31, 27		
SG	19	8	SG
Shield	1	1	Shield

Glosario

Señalización Antipodal. Técnica de codificación de línea en la que un símbolo 1 tiene la polaridad opuesta a la del símbolo cero

Baudio. Unidad de Velocidad de Señalización (Símbolos por Segundo)

Bit de Línea. Símbolo o señal eléctrica que representa a un bit lógico

Buffer. Etapa que acopla o procesa toda la información que pasa a través de él

Codificación Ternaria. Codificación que usa todos los niveles de señal (3) para enviar más de un bit de información en un solo símbolo. Contrasta con la codificación Bipolar, la cual usa tres niveles pero solo uno de los dos en un intervalo particular

Compansión. Contracción de Compresión y Expansión

Decriptación. Proceso contrario a la Encriptación

Desreordenamiento. Proceso contrario al Reordenamiento

Desrellenado. Proceso de eliminación de los bits de relleno

Encriptación. Proceso de codificación que se aplica a los datos mediante reglas establecidas, y es similar al reordenamiento. Se utiliza para proteger a la información que se transmite contra receptores indeseados

Isócrona. Una señal es isócrona si el intervalo de tiempo que separa a dos instantes de tiempo significativos es teóricamente igual a la unidad del intervalo o a un múltiplo de la unidad de intervalo. En la práctica las variaciones en los intervalos de tiempo son mantenidas dentro de límites específicos

Interferencia de Intersímbolos. Interferencia en un Sistema de Transmisión Digital causada por un símbolo en un intervalo de señalización que se ha expandido, y ha interferido al instante de muestreo de un símbolo en otro intervalo de señalización.

Jitter. Variaciones de pequeña magnitud de los instantes significativos de una señal digital con respecto a una posición ideal en el tiempo.

Modem. Dispositivo para la transmisión de datos a través de líneas telefónicas. Es la contracción de las palabras Modulador - Demodulador

Near-End Crosstalk (NEXT). Energía indeseada, acoplada desde un transmisor de un circuito, en un receptor de otro circuito de la misma localidad (lugar de operación)

Plesiócrona. Dos señales son plesiócronas si sus correspondientes instantes significativos ocurren a la misma tasa nominal, cualquier variación en la tasa se mantendrá dentro de límites específicos

Dos señales que tengan la misma tasa nominal de dígitos, pero que no están sincronizados por el mismo reloj, son plesiócronas.

No hay límite para la relación de fase entre los instantes significativos correspondientes.

Pseudo Ternario. Señalización de Línea que ocupa un espacio de tres niveles de señal pero que solo utiliza dos para representar dos estados lógicos.

Reordenamiento. Etapa que modifica la posición de los dígitos binarios (unos y ceros lógicos) en el tiempo, con la finalidad de incrementar la aleatoriedad de la señal (los desordena).

Sidetele. Porción de la señal de voz de la persona que habla por teléfono que es retroalimentada a la bocina intencionalmente para que el hablante escuche su propia voz.

SLIP. Sucede en la conexión entre dos sistemas digitales (canal), como una inserción u omisión de datos en o desde la secuencia de datos, causada por una alteración en la frecuencia de reloj

Scrambled. Datos Reordenados.

Scrambler. Dispositivo que realiza el Reordenamiento (Reordenador de datos).

Geostacionario. Que es fijo con respecto a la tierra.

BIBLIOGRAFIA

1. William H. Hayt, Jack E. Kemeryly Análisis de Circuitos en Ingeniería 4a edición Ed McGraw Hill 1988 México
2. William D. Stevenson Análisis de Sistemas Eléctricos de Potencia 2a edición Ed. McGraw Hill 1988 México
3. David B. Estopier Bermudez Apuntes del curso Seminario sobre Protocolos de Comunicación en Redes Digitales de Servicios Integrados ENEP Aragón UNAM 1994 México
4. David B. Estopier Bermudez Apuntes del curso Red Digital de Servicios Integrados ENEP Aragón UNAM 1994 México
5. Donald L. Schilling, Charles Belove Circuitos Electrónicos Discretos e Integrados Ed Marcombo S.A. 1987 México
6. Lloyd Temes Comunicación Electrónica Serie Schaum Ed McGraw Hill 1987 México
7. Leon Couch II Digital and Analog Communication Systems 4th edition Ed Macmillan 1993 USA
8. Martin Bolton Digital Systems Design with Programmable Logic Ed Addison Wesley Publishers Ltd 1990 Great Britain
9. John Bellamy Digital Telephony 2nd Edition Ed John Wiley & Sons Inc. 1991 USA
10. Morns Mano Diseño Digital Ed Prentice Hall 1987 México
11. William Sinnema Electronic Transmission Technology - Lines, Waves and Antennas 2nd edition Ed Prentice Hall 1988 USA
12. Belove Enciclopedia de la Electrónica Ingeniería y Técnica Ed Grupo Editorial Océano 1986 España
13. Motorola Fast and LS TTL Data Ed Motorola Inc 1992 USA
14. Rafael Sánchez López Fundamentos y Sistemas Electrónicos para Señales Analógicas Ed Marcombo S.A. 1986 México
15. RCA Solid State Integrated Circuits for Linear Applications Databook Ed RCA Corporation 1986 USA
16. National Semiconductor Interface: Data Transmission Databook Ed National Semiconductor Corporation 1994 USA
17. Josep Balcells Interferencias Electromagnéticas en Sistemas Electrónicos Ed. Alfa Omega - Marcombo 1992 México
18. William D. Cooper, Albert D. Helfrick Instrumentación Electrónica Moderna y Técnicas de Medición Ed. Prentice Hall 1992 México
19. William Stallings ISDN and Broadband ISDN 2nd edition Ed. Macmillan 1992 USA
20. CCITT Libro Azul Fascículo III.4, Fascículo III.5, Fascículo III.6 CCITT 1988 Suiza
21. María José Salmerón Lineas de Transmisión, Guías de Onda y Fibras Ópticas 2a edición Ed. Trillas 1984 México
22. National Semiconductor Memory Databook Ed. National Semiconductor Corp. 1990 USA
23. Intel Microcommunications Vol 2 Aplicaciones Ed. Intel Corp. 1989 USA
24. Intel Peripherals Ed. Intel Corp. 1990 USA
25. Javier Martínez Pérez, Mariano Barrón Ruiz Prácticas con Microcontroladores de 8 bits Ed. McGraw Hill 1993 España
26. Whitham D. Reeve Subscriber Loop Signaling and Transmission Handbook Ed. IEEE Press 1992 USA
27. SIEMENS Telecomunicación Digital Parte 1 y 2 Ed. Marcombo S.A. España 1988, 1990
28. Motorola Telecommunications Device Data Ed. Motorola Inc. 1984 USA

BIBLIOGRAFIA

29. Antonia Navarro, Juan Raúl Rea Tesis Estudio y Aplicación de Dispositivos Lógicos Programables (PLD'S) Ed. Tesis ENEP Aragón 1994 México
30. Mischa Schwartz Transmisión de Información Modulación y Ruido Ed. McGraw Hill 1990 México
31. Brian C. Wadell Transmisión Line Design Handbook Ed. Artech House Inc. 1991 USA
32. Tribal Microsystems User's Manual TUP - 300 PC - Based Universal Programmer and Tester Ed. Tribal Microsystems 1991 USA