

41
22/2



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTONOMA DE MEXICO

Facultad de Ingeniería

MODEM DE TASA FIJA PARA
MICROCOMPUTADORAS

T E S I S

Que para obtener el Título de
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
p r e s e n t a n

LUIS RODRIGO CUEVAS ORTEGA
LUIS VELAZQUEZ ARAGON

MEXICO, D. F.

1991

FALLA DE ORIGEN



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está 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.

C O N T E N I D O

AGRADECIMIENTOS

INTRODUCCION

CAPITULO I.- CANALES DE COMUNICACION

- Sistemas de Comunicación	(1)
- Medios de Transmisión	(1)
+ Pares de Alambres Abiertos	(6)
+ Cables de Pares de Alambres	(7)
+ Cables Coaxiales	(8)
+ Radio de Microondas	(11)
+ Cables Submarinos	(13)
+ Satélites	(15)
+ Guías de Ondas	(17)
+ LASERS	(18)
+ Fibra Optica	(21)

CAPITULO II.- RED TELEFONICA

- Red Telefonica Nacional	(26)
+ Organización del Sistema Telefónico	(26)
+ Propiedades de los Canales de Comunicación	(32)
+ Perturbaciones de los Canales de Comunicación ...	(34)
+ Propiedades y Características de las líneas de TELMEX	(45)

CAPITULO III.- TIPOS Y NORMAS DE COMUNICACION

- Tipos de Comunicación entre Sist. Digitales	(46)
+ Punto a Punto y Remoto	(46)
+ Método Serie y Paralelo	(47)
+ Método Síncrono y Asíncrono	(49)
+ Método Simplex, Half y Full Dúplex	(50)
- Normas de Comunicación	(50)
+ Buses Externos y Periféricos	(51)
+ Buses Externos	(51)
++ Bus Euromicro MUBUS. Bus S-100 y el Multibus..	(51)
+ Buses Periféricos	(53)
++ Bus IEEE 488-HPIB	(53)
++ Puerto de Entrada Salida Paralelo	(54)
+ Normas de Interconexión RS232-C	(54)

CAPITULO IV.- MODULACION. TECNICAS Y TIPOS

- Proceso de Modulación (57)
 - + Tipos de Modulación (58)
 - + Modulación por Encendido-Apagado (60)
 - + Modulación por Corrimiento de Fase (62)
 - + Modulación por Corrimiento de Frecuencia (63)
- Demodulación de Señales (67)
 - + Detección Síncrona o Coherente (67)
 - + Detección de Envolvente (69)

CAPITULO V.- CODIFICACION Y DECODIFICACION DE FUENTE-CANAL

- Codificación de Fuente-Canal (71)
 - + Codificación de Fuente..... (72)
 - + Codificación de Canal..... (74)
 - + F.C.M. (75)
- Otras formas de Codificación..... (80)

CAPITULO VI.- ALGORITMOS PARA DETECTAR Y CORREGIR ERRORES

- Códigos de Bloques y Códigos de Convulsión (82)
 - + Códigos Lineales de Bloque (85)
 - + Códigos Cíclicos (86)
 - + Códigos para Detectar y Corregir Ráfaga de Errores (87)
- Códigos de Convulsión (88)
 - + Arbol de Código (89)
 - + Diagrama de Estados (90)
 - + Diagrama de Enrejado (91)
- Decodificación (92)
 - + Algoritmo de Viterbi (92)

CAPITULO VII.- TIPOS DE MODEMS EXISTENTES PARA MICROCOMPUTADOR

- Modems Existentes en México (94)

CAPITULO VIII.- LIMITANTES DE DISEÑO

- Limitantes de Diseño (98)

CAPITULO IX.- DISEÑO E IMPLEMENTACION DEL PROTOTIPO

- Modems Integrados en un solo Circuito (100)
- Principios Básicos de Operación del Modem (104)
- El Circuito Integrado TCM3105 (105)
- Modos de Operación del IC TCM3105 (107)
- Diagrama a Bloques del Modem a Diseñar (109)

+ Interfase de la Línea Telefónica y Aislamiento	(110)
+ Operación del Convertidor de 2 a 4 Hilos	(113)
+ Arquitectura del TCM3105	(115)
+ Interfase RS232-C	(118)
+ Indicadores Visuales	(121)
+ Fuente de Alimentación	(122)
+ Costo Total	(123)
- Conclusion	(124)

CAPITULO X.- AJUSTES Y PRUEBAS EFECTUADAS AL MODEM PROTOTIPO (L² MODEM).

- Ajustes.....	(125)
+ Descripción del ajuste del Detector de Portadora.....	(125)
+ Descripción del ajuste de Polarización del Receptor.....	(126)
++ Metodo 1	(127)
++ Método 2	(127)
+ Ajuste del nivel de Transmisión del L ² MODEM.....	(129)
+ Ajuste del nivel de Recapción del L ² MODEM.....	(129)
+ Medición de salida del "jitter".....	(130)
- Pruebas.....	(131)
+ Enlace Analógico.....	(131)
+ Enlace Digital.....	(131)
+ Enlace Digital Remoto.....	(132)
+ Autoprueba.....	(132)
- Prueba del L ² MODEM en forma LOCAL.....	(132)
- Prueba del L ² MODEM en LINEA.....	(133)
+ Cuando el modem local desea enlazarse con el modem remoto.....	(133)
+ Cuando el modem remoto desea enlazarse con el modem local.....	(134)

CAPITULO XI.- CONCLUSIONES GLOBALES

- Conclusiones y comentarios acerca del L ² MODEM.....	(135)
---	-------

APENDICE

(A) Bus IEEE 488-HP IB	(1')
(B) Puerto de Entrada Salida Paralelo	(4')
(C) Interfase RS232-C	(7')

BIBLIOGRAFIA

INTRODUCCION



INTRODUCCION

Los avances tecnológicos actuales han acelerado y han permitido el desarrollo de las computadoras, a un grado tal, que se observa en la vida cotidiana el trato personal con estas, automatizando tareas y creando nuevas fuentes de trabajo. Por ello se hace necesario que nuestra sociedad se introduzca cada vez más en el manejo y buen aprovechamiento de los recursos que un computador ofrece, así como también el de sus periféricos y dispositivos externos.

Como consecuencia del desarrollo que ha traído la industria electrónica, ésta no solo ha beneficiado al mundo con la automatización que las computadoras ofrecen, sino también ha ayudado a que el mundo se haga más pequeño acortando las distancias que nos separan al dar un gran impulso a el área de las comunicaciones. En el mundo existe una enorme variedad de computadores capaces de manejar enormes volúmenes de información en pocos segundos, y al mismo tiempo poder atender a diferentes usuarios ubicados en diferentes partes, sin que para ellos tenga mucha importancia la distancia a la cual se encuentran del procesador central. Esto es un hecho muy común en nuestros días y es posible gracias al equipo de comunicaciones existente.

El presente trabajo trata de hacer comprender la enorme importancia que tienen las comunicaciones digitales y su desarrollo. lo que servirá de premisa para atacarnos al diseño e implementación de un dispositivo de enorme uso en esta área. el llamado MODEM.

Para lograr lo anterior, en éste trabajo se destaca en primer lugar un desarrollo histórico de los canales de comunicación; a continuación se describen las propiedades y efectos de los medios de comunicación más comunes. para finalizar con las características de uno de los medios de comunicación presentes en nuestro país : las líneas (privadas y conmutadas) de TELMEX.

Con el fin de complementar el análisis de los canales de comunicación. se hace una revisión de los tipos de enlaces existentes entre sistemas digitales, así como las normas internacionales que deberán cumplir.

Más tarde, se revisan algunos de los procesos fundamentales en los que se basan los diseños de los modems, se trata de la modulación y de la demodulación.

Se abarcarán en capítulos posteriores, los procesos de detección y corrección de errores, para concluir con el diseño de un prototipo de bajo costo que pueda satisfacer las necesidades del mercado en México y que cumpla con las normas internacionales de comunicación.

Por lo anterior se puede ver que, el objetivo es el de introducir al lector a una pequeña parte de el enorme campo que existe en materia de comunicacion digital.

Para concluir la presente introducción se explicará a grandes rasgos el contenido de este libro, resumiendo muy brevemente cada uno de los capitulos con el fin de obtener una vision general acerca de ellos. La razon principal del orden que tiene cada capitulo estriba en el hecho de revisar los conceptos fundamentales que van de lo general a lo particular, tratando de introducir al lector en temas cada vez mas especificos pero necesarios que sentarán las bases del diseño del modem.

Capítulo I.- Se define lo que es un sistema de comunicaciones, y se realiza un desarrollo historico de los canales de comunicacion. A continuacion se revisa a grandes rasgos los principales canales de comunicacion existentes, atendiendo a sus propiedades y limitaciones inherentes que estos poseen.

Capítulo II.- En este capitulo se analizan las partes constituyentes y funcionales de un sistema telefonico tipico. Se revisan los principales parametros que afectan a estos canales y se dan los valores caracteristicos que poseen. Tambien se describen algunas perturbaciones o defectos que generalmente acompañan a estas lineas de comunicacion.

Capítulo III.- Es una introducción a los diferentes tipos de comunicacion digital que existen, sus ventajas y desventajas que poseen y se hace una revision de algunas normas que controlan el flujo de informacion entre sistemas digitales.

Capítulo IV.- Describe la parte fundamental de un modem, es decir lleva al lector a conocer el concepto de modulacion y demodulacion en forma mas o menos rapida. Se revisan los tipos de modulacion y sus caracteristicas propias. Se finaliza analizando los procesos de demodulacion de los sistemas digitales.

Capítulo V.- El capitulo describe el concepto de codificacion y decodificacion de la fuente y canal de informacion, siempre bajo la premisa del por qué es necesario efectuar este proceso.

Capítulo VI.- Se hace un análisis del proceso de detección y correccion de errores, investigando algunas tecnicas conocidas. Todo ello con el fin de dar al lector una pequeña introducción de lo que se llama procesamiento de señales.

Capítulo VII.- En este capitulo se hace una recopilacion de datos de los diferentes tipos de modems existentes o utilizados en México, atendiendo a sus caracteristicas técnicas. Con ello se construye una tabla que sirve de base para comparacion de los mismos, y que da la pauta a seguir de las caracteristicas que debe cumplir el modem prototipo para que funcione adecuadamente.

Capítulo VIII.- Aquí se definen las características que el modem prototipo deberá cumplir con el fin de adecuarse tanto a las normas dictadas por TELMEX, como por aquellas dictadas por los organismos internacionales dedicados a ello.

Capítulo IX.- En esta parte de la tesis se hace un breve análisis de los modems integrados en un solo chip. De ellos se elige el mejor que servirá de base para desarrollar el modem prototipo. Se realiza el diseño del prototipo, explicando las partes funcionales a bloques que lo componen. De aquí se procede a la implementación del mismo.

Capítulo X.- Se describen las pruebas efectuadas en el modem prototipo así como los resultados obtenidos.

Capítulo XI.- Se dan las conclusiones y los comentarios globales pertinentes acerca del modem prototipo.

CAPITULO 1



Canales de Comunicación

SISTEMAS DE COMUNICACION

Generalmente un sistema de comunicaciones o sistema utilizado para transmitir información, incluye un transmisor, un medio de transmisión -canal de transmisión (medio físico sobre el cual la información se transmite)- y un receptor, el cual debe producir a la salida una replica reconocible de la información de la entrada.

El transmisor comprende una fuente de información que consiste en señales de audio, de video, datos de salida de una computadora, entre otros. Cuando las señales atraviesan el medio de transmisión (o canal como se le llama con frecuencia) se distorsionan; se adhieren señales indeseables a la información, por lo que en el receptor se recibe la información más señales de interferencia.

Una vez que se recibió en el receptor, la siguiente tarea es la de interpretar las señales recibidas, es decir, separar la información deseada y pertinente de otros factores que la encubren (ruido) y que está usualmente presentes, a esta área se le llama procesamiento de señales ver fig.1.1

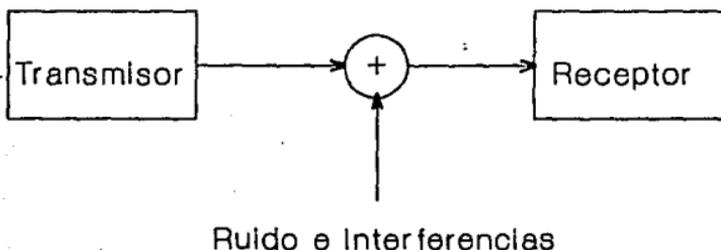


Fig. 1.1 Sistema de comunicaciones típico

El canal puede ser cables o alambres de comunicación telefónica, el espacio en las transmisiones de radio, la fibra óptica, etc.. A continuación se hará una revisión breve de los medios físicos o canales de comunicación más comúnmente usados en la actualidad.

MEDIOS DE TRANSMISION

Durante el último siglo una serie de inventos ha permitido la construcción de sistemas de telecomunicación con capacidades cada vez mayores. Los primeros enlaces telegráficos transmitían señales a una velocidad aproximada de 30 palabras por minuto, o sea al-

rededor de 15 bits por segundo. Ahora se están instalando cables que llevan muchos miles de canales de voz, cada uno de ellos con una capacidad de más de 5,000 bits por segundo (con modems suficientemente buenos).

La capacidad de combinación de varios canales en un solo sistema físico comenzó a ponerse en práctica en 1874, con un método perfeccionado por Baudot en donde se permitía que seis usuarios transmitieran simultáneamente por una sola línea: una mejora dramática que daba velocidades aproximadas de 50 bits por segundo.

En 1876 Alexander Graham Bell pronunció la primera frase con su nuevo invento, el teléfono. En los años siguientes se construyeron líneas telefónicas, conmutadores, y más tarde conmutadores automáticos.

En 1897 Marconi constituyó la Wireless Telegraph and Signal Company. En 1899 logró enviar mensajes de radio a través del Canal de la Mancha, y en 1901 a través del Atlántico. En 1902 Fessenden perfeccionó un sistema para modular las frecuencias de radio con la voz humana, pero la radiotelefonía en escala comercial tuvo que esperar la llegada de los amplificadores y moduladores de tubos al vacío. Luego perfeccionó métodos de sintonización de radio, y la radiotelegrafía progresó rápidamente. Para 1911 era posible hablar desde Nueva York hasta Denver, una distancia que ahora nos parece un acontecimiento asombroso, si se tiene en cuenta que no se había inventado los amplificadores.

En 1913 se dio un gran paso hacia adelante cuando se usó por vez primera el repetidor de tubos al vacío. Para 1915 ya estaba funcionando en los E.U. un servicio de costa a costa con esos tubos al vacío. El perfeccionamiento de la electrónica siguió rápidamente y para 1918 ya se estaba usando el primer sistema de portadora, en capítulos posteriores se estudiará este sistema, que permitía enviar varios canales de voz por un solo par de alambres.

El número de canales de voz que puede enviarse por un solo cable ha aumentado constantemente con el transcurso de los años.

Los cables coaxiales reemplazaron a los de pares de alambres en los sistemas de gran capacidad, y actualmente transmiten muchos miles de canales telefónicos.

Las primeras estaciones comerciales de radio se instalaron para conectar dos cadenas telefónicas terrestres en 1920, entre la isla de Santa Catalina, a lo largo de las costas de California, y la tierra firme. En 1927 se conectaron los teléfonos de Europa y de los E.U. Después de la segunda guerra mundial comenzaron a instalarse sistemas de radio de microondas, y actualmente se ha convertido en una importante característica de los sistemas telefónicos. Han brotado grandes y pequeñas torres, con un conjunto de antenas de microondas, en las ciudades y en los campos.

Las cadenas de elevadores de microondas, que ahora atraviesan los países industrializados de todo el mundo, llevan hasta once mil canales telefónicos, y probablemente llevarán una cantidad mucho mayor en el futuro.

La década de 1960 nos trajo los satélites, los lasers y las guías de ondas de alta velocidad, todos los cuales están ocupando sus lugares en el sistema actual de telecomunicaciones. La capacidad de los sistemas de comunicación de larga distancia ha ido aumentando rápidamente y, a medida que aumentan el número de circuitos que lleva cada sistema, disminuye el costo por circuito. El sistema de guías helicoidales de ondas de los laboratorios Bell, que ya está funcionando puede llevar hasta 200,000 canales de voz.

En el transcurso de un siglo la capacidad de los sistemas de comunicación ha aumentado de 15 bits hasta mil millones de bits por segundo.

Se compararán los medios físicos o canales, estudiando las frecuencias a las que se envían las señales, etc., considerando que por ejemplo, los enlaces de microondas funcionan a muy alta frecuencia, los cables coaxiales a otra no tan alta, y los pares de alambres a otra mucho más baja frecuencia.

La fig.1.2 muestra el espectro electromagnético de frecuencias que se usan en las telecomunicaciones. Lo que hay que observar en estos sistemas, no es la operación a una frecuencia absoluta, sino la gama de frecuencias que puedan transmitirse en cualquier instalación. La cantidad de datos, o generalmente la cantidad de información que pueda transmitirse, es proporcional al ancho de banda, o gama de frecuencias, que pueda enviarse. En la fig.1.3 por ejemplo, la gama de frecuencias asignadas al radio de microondas es mucho mayor que la asignada a la radiodifusión de F.M.. La primera se extiende aproximadamente desde 2,000 a 12,000 Mhz., o sea una gama de 10,000 Mhz. mientras que la segunda se extiende aproximadamente desde 80 a 150 Mhz. o sea una gama aproximada de 70 Mhz.. Los pares de alambres transmiten frecuencias aproximadamente hasta de 200 o 300 Khz. en condiciones normales. Por lo tanto, podríamos transmitir mucho más información por microondas que por las frecuencias de radiodifusión de F.M., y mucho más por estas últimas que por pares de alambres.

Los siguientes constituyen los medios más usuales en la actualidad.

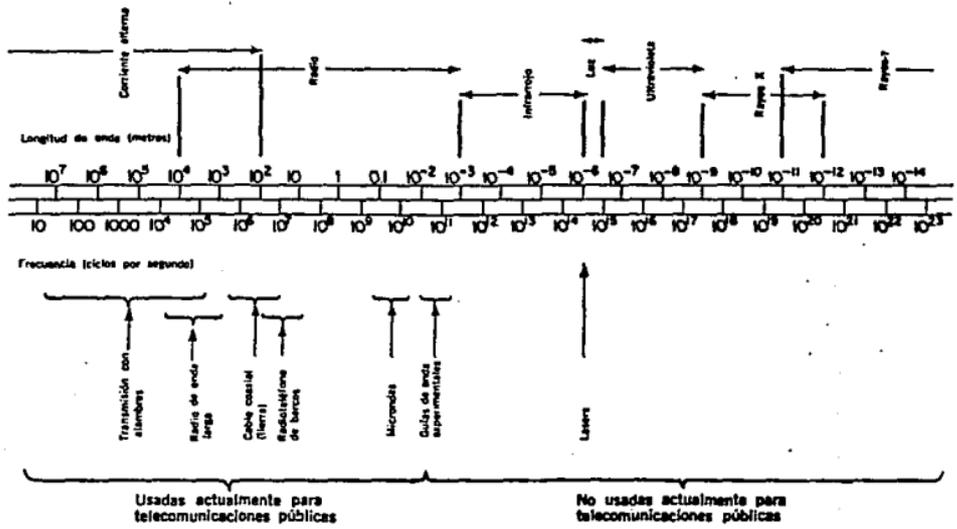


Fig.1.2 El espectro electromagnético.

Pares de alambres abiertos

En los primeros años de las telecomunicaciones públicas, casi todas las conexiones telefónicas se hacían con pares de alambres extendidos entre postes telefónicos. Los pares de alambres que se muestran en la fig.1.4 se encuentran suspendidos con aisladores de las crucetas de los postes, dichos cables son de cobre o de acero recubierto de cobre, acero para darles solidez, y cobre para darles conductividad. A frecuencias mayores de 1.000 Hz., casi toda la corriente fluye en la "copa exterior" de los alambres, en el recubrimiento de cobre. Los alambres de un par tienen un diámetro aproximado de 3mm. (0.128") y están espaciados entre 20 y 30 cm. (8" y 12").

Un par de alambres puede transmitir conversaciones telefónicas a grandes distancias sin amplificación. A veces es conveniente enviar varios canales de voz por el mismo par de alambres, requiriéndose una frecuencia más alta, presentándose entonces una atenuación mayor. Para evitar la pérdida de la señal se requieren que los amplificadores se instalen más cerca unos de otros en la línea.

Los pares de alambres son susceptibles a la diafonía (que es el acoplamiento electromagnético inductivo entre los alambres que produce interferencia, se observa como una conversación ajena a nuestra línea o ruido audible). Una gran separación de los pares adyacentes y la inversión periódica de los alambres, la reducirían a un nivel casi nulo. Las condiciones climatológicas afectan la pérdida o atenuación en las líneas de alambres abiertos, ya que hay fugas en los aisladores cuando están húmedos. La resistencia eléctrica de los alambres varía con la temperatura, y la atenuación aumenta en los alambres mojados o húmedos.

Actualmente, los pares de alambres abiertos se han remplazado en gran parte con cables, pero todavía se ven en los distritos rurales y en los países subdesarrollados.

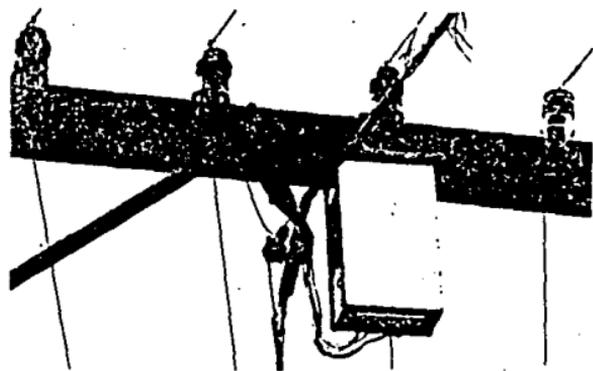


Fig.1.4. La cruceta de este poste telefónico se diseñó para sostener pares de alambres abiertos. Transmiten señales a 48 Km. o más sin amplificación.

Cables de pares de alambres

En las líneas de cables que han remplazado a los pares de alambres abiertos, los conductores están aislados y quedan más próximos. Un cable puede contener muchos de ellos, lo que tiende a aumentar considerablemente la diafonía. Los conductores se tuercen en pares para eliminar la interferencia electromagnética entre los distintos pares. Se usan diferentes longitudes de torsión entre los pares más próximos. El grupo de conductores se envuelve en una cubierta de plomo o de aluminio. Los cables que se instalan en las ciudades tienen muchos centenares de pares de alambres en cada uno, como se ve en la fig. 1.5. Los alambres de esos cables son mucho más delgados que de los alambres abiertos. Los cables cortos usan alambres de un diámetro aproximado de 0.3 mm. Los más largos usan alambres de aproximadamente de 1.4 mm. Debido a esto, la resistencia de los alambres es mayor, la atenuación es mayor y hay que amplificar las señales con más frecuencia que cuando se usan pares de alambres abiertos. Los amplificadores o "repetidores" se instalan en cavidades subterráneas, o se sujetan a los postes que llevan los cables, a intervalos a lo largo de la ruta, generalmente cada 4 o 5 kms. Se usan repetidores semejantes con los pares de alambres abiertos, pero estos podrían quedar a una distancia aproximada de 65 kms., o menos en algunos sistemas.

Al igual que algunos otros medios, los cables de alambres torcidos pueden llevar más de un canal de voz. Las frecuencias de la voz humana se elevan a otras más altas, y los distintos canales cubren cierto rango de frecuencias distintos. De ese modo se llena la gama de frecuencias disponibles (como se ve en la fig. 1.2). Esa es una forma de multiplexaje, llamada "multiplexaje por división de frecuencias". Es muy común que esos cables lleven de modo simultáneo 12 o 24 canales de voz en dos direcciones, usando frecuencias aproximadamente hasta de 268 KHz. Debido al deseo de llevar muchos canales en un cable, se requiere que éste funcione a la frecuencia más alta posible. Lamentablemente, la pérdida de fuerza de las señales, o "atenuación", se hace mucho mayor a altas frecuencias.

La capacitancia entre conductores es mucho mayor en par de cables que en las líneas de alambres abiertos, porque los conductores están mucho más cercanos, y como es sabido esta es función de la distancia de separación entre cargas, entre otros. Esto tiene un efecto mucho más serio a altas que a bajas frecuencias y, por esa razón, sólo se usaba en las líneas de alambres abiertos. La capacitancia de un cable podría disminuirse aumentando la separación entre los alambres, pero esto aumentaría el costo y disminuiría considerablemente el número de alambres que pudiera llevar un cable.

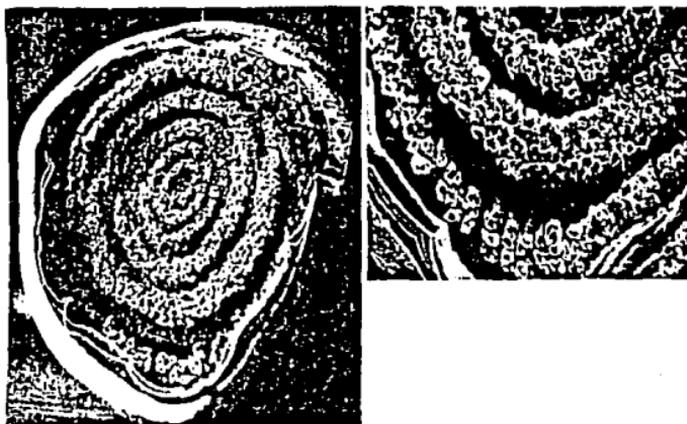


Fig.1.5 Pueden agruparse muchos centenares de pares de alambre en un cable con cubierta de plomo, como el que se ve en la figura. Se instalan debajo de las calles de la ciudad.

Cables coaxiales.

A medida que aumentan las frecuencias, la corriente fluye mucho más en la parte exterior de los alambres y utiliza una sección transversal cada vez menor. En consecuencia, esto aumenta la resistencia efectiva de los alambres, y se llama "efecto de superficie". Además, a frecuencias más altas se pierde una cantidad creciente de energía en los alambres, por radiación. No obstante esto, es muy conveniente transmitir a una frecuencia tan alta como sea posible, de modo que pueda enviarse el mayor número de señales separadas por el mismo cable. El efecto de superficie limita las frecuencias superiores.

Un cable coaxial puede transmitir frecuencias mucho más altas que un par de alambres. Está compuesto de un cilindro hueco de cobre u otro conductor cilíndrico que rodea a un conductor de un solo alambre. El espacio entre la cubierta cilíndrica y el conductor interior se llena con un aislante, que puede ser algún plástico, aire o algún dieléctrico, y más o menos a una distancia de una pulgada hay soportes que separan la cubierta del conductor central. La fig.1.6 muestra un cable coaxial.

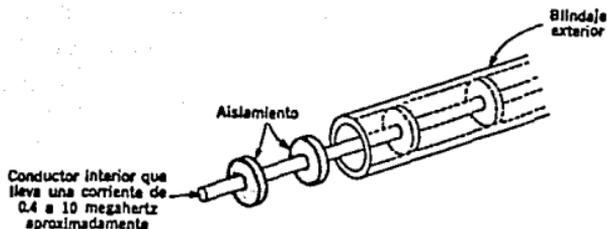


Fig.1.6 Construcción de un cable coaxial.

A menudo se reúnen varios cables coaxiales para formar otro mayor como se ve en la fig.1.7

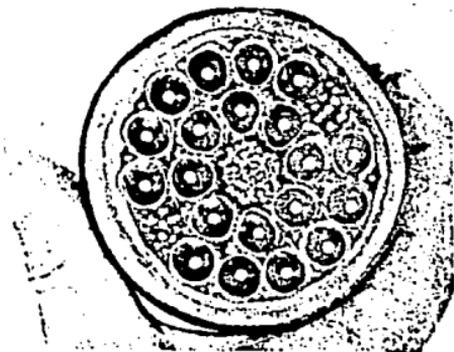


Fig.1.7 Cable con 20 unidades coaxiales, que puede transmitir 18740 llamadas telefónicas al mismo tiempo.

A las frecuencias más altas casi no hay diafonía entre los cables coaxiales, porque la corriente tiende a fluir en la cara interna de la cubierta exterior, y en el exterior del alambre interno. Debido a ese blindaje contra el ruido y la diafonía, la señal llega a una atenuación mayor antes de la amplificación.

Puede transmitirse al mismo tiempo un gran número de señales por un sistema de cables coaxiales. Mientras que un solo par de alambres llevaba generalmente 12 o 24 canales de voz, un solo cable coaxial simple puede llevar 1.800, y los de mayor capacidad 3600. Un grupo de cables coaxiales unidos en un solo cable como se ve en la fig.1.7, puede llevar mucho más que eso. En un enlace de gran capacidad hay 20 cables coaxiales unidos. Dos de ellos son enlaces de reserva por si ocurre una falla. Los 18 restantes podrían llevar :

$9 \times 3,600 = 32,400$ conversaciones de voz en dos direcciones.

La razón principal de esa mayor capacidad es que la pérdida o atenuación de la señal no es tan seria excepto a muy altas frecuencias.

Además, hay otras formas de distorsión presentes, de menor peso pero que se presenta con mucha frecuencia, como lo es la "distorsión por retardo". En un par de alambres que lleve frecuencias de voz, la velocidad de propagación de la señal varía ampliamente con la frecuencia como se ve en la fig.1.8

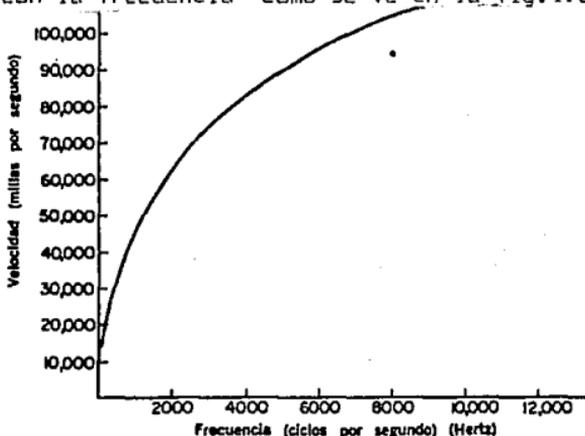


Fig.1.8 Velocidad de la señal a lo largo de un par de alambres sin carga.

Las frecuencias más bajas de la voz humana llegarán después que las frecuencias más altas. Mientras más larga sea la línea, mayor será el retardo. Puede tener un efecto más serio cuando se usa la línea para datos y no para voz. En cambio, los circuitos de cables coaxiales dan una mayor velocidad de propagación a lo largo de éste, a frecuencias aproximadamente superiores a 4 KHz., es más o menos igual a la velocidad de la luz, o bien si el espacio dentro del cilindro conductor se llena con plástico, entonces es más o menos igual a la velocidad de las ondas electromagnéticas en ese material, que podría ser de un 25% a un 45% más baja que en el aire.

Un par de alambres bajo carga dará menos distorsión, pero la velocidad de transmisión será menor. En condiciones ambientales la velocidad es de alrededor de 16,000 a 30,000 Km. por segundo, a frecuencias de voz. Por lo tanto, la señal en un cable coaxial puede moverse a una velocidad 10 veces mayor que la de una señal

equivalente en un par de alambres cargado a frecuencias de voz. Esto es de gran valor porque, a menudo hace innecesarios los suprimidores de ecos.

El costo adicional de los cables coaxiales se justifica por las siguientes ventajas. de las cuales la primera es la más importante:

- Puede enviarse un número mucho mayor de canales por un solo cable.
- La diafonía entre los cables es casi nula.
- Menor distorsión por retardo y menos variaciones de amplitud con la frecuencia.
- Mayores velocidades de propagación, que pueden hacer innecesarios los suprimidores de ecos en muchas líneas muy largas, porque el intervalo entre la voz y su eco es muy pequeño.

No es de sorprender que se hayan instalado muchos millares de Kms. de enlaces de cables coaxiales como troncales entre ciudades en todo el mundo.

Radio de Microondas

El principal competidor de los circuitos de cables coaxiales para la transmisión en volumen es el radio de microondas. En años recientes este medio se ha usado aún más extensamente que los cables coaxiales para la construcción de troncales con un manejo muy importante de información. Como los cables coaxiales, en la actualidad los enlaces de microondas llevan muchos miles de canales de voz y se usan extensamente para la transmisión de la televisión.

Actualmente en muchas ciudades del mundo las antenas de microondas se exhiben con orgullo sobre los techos de las casas. Tokio tiene una torre semejante a la Torre Eiffel (hay que aclarar que está última no se usa como antena, pero nos da una idea de la de Tokio siendo está 13 mts. más alta). Berlín oriental tiene otra de 361.28 mts. de altura, y en Londres puede encontrarse una de las comidas más costosas, en un restaurante giratorio, inmediatamente arriba de las antenas de microondas. A mayor altura que las demás, Moscú tiene una torre 76.21 mts. más alta que el Empire State.

Como puede verse en la fig.1.3, el radio de microondas se encuentra en el extremo de alta frecuencia del espectro de radio. A diferencia del radio de onda larga, la ionósfera no lo refleja y el esparcimiento producido por las colinas y otros obstáculos es

mucho menor. Necesita una transmisión en línea visual, y las antenas que lo relevan, mismas que forman cadenas a través del país, se instalan en torres que se levantan a distancia visual unas de otras. La fig. 1.9 muestra antenas típicas de microondas en una ciudad y una torre relevadora en el campo. Ordinariamente, las estaciones relevadoras están a una distancia aproximada de 48 Kms. En una conversación telefónica de larga distancia, o en una transmisión de televisión, la señales se recogen cada 48 kms., se amplifican y se retransmiten.

Un circuito de microondas de larga distancia tiene menos amplificadores que un enlace de cables coaxiales de la misma longitud. El cable coaxial tiene amplificadores a una distancia de 3.2 a 6.4 Kms.. Un circuito de cables coaxiales de costa a costa a través de los E.U. tendría alrededor de un millar de amplificadores, mientras que un circuito equivalente de microondas solo tendría cien. Es una desventaja que haya demasiados amplificadores, porque cualquier ligero defecto en ellos puede ser acumulativo. Por ejemplo, en la transmisión de televisión la amplificación tiene que ser constante dentro de límites muy estrechos para ciertas partes de la señal a distintas frecuencias. Si tiene que pasar a través de 800 amplificadores con características semejantes, significa que cada uno de ellos tendrá que ser sumamente exacto al respecto, lo que es muy difícil y costoso. En consecuencia, los enlaces de microondas se han usado ampliamente para la transmisión de televisión.

A diferencia del radio de baja frecuencia, las antenas de microondas están rigidamente fijas, para poder enfocar el rayo más angosto posible en sus lejanas antenas asociadas. Es muy común que se use un rayo de un ángulo aproximado de 1% y el tamaño típico de una antena es aproximadamente de 3.48 mts de diámetro. Las colinas y otros objetos esparcen el radio de microondas, y los radios de las antenas deben pasar sobre árboles y edificios, porque de lo contrario sus reflejos pueden causar ecos; además las microondas causan daños severos a organismos vivos.

Las diferentes capas de humedad y de temperatura de la atmósfera pueden desviar los rayos y variar su amplitud, del mismo modo que a veces vemos brillar una luz sobre una superficie muy caliente o pequeños espejismos sobre la superficie de una carretera expuesta al sol. Ocasionalmente, esos efectos pueden causar desvanecimientos de las señales. La lluvia puede cambiar ligeramente la atenuación, especialmente en las frecuencias más altas de las microondas y en ocasiones puede haber dificultades debido a las reflexiones causadas por objetos inesperados, tales como helicópteros o nuevos rascacielos en una ciudad. Además de las troncales de gran volumen de información se usan actualmente muchos enlaces cortos de microondas de más baja capacidad. Las empresas telefónicas de algunas localidades los usan como alimentadores de los conmutadores principales. Las Cías. de televisión los usan para difusiones exteriores. En algunos casos se han instalado primor-

dialmente para datos cuando ha habido que transmitir una gran cantidad de ellos.

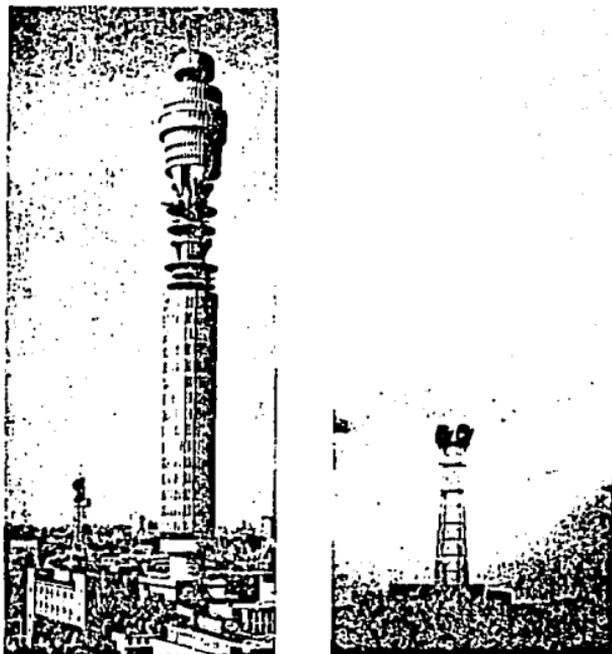


Fig.1.9 Torres de relevadores de microondas para la ciudad y el campo. Torre GPO de Londres con una pequeña torre más antigua en un edificio cercano, y una torre de campo en Nuevo México. Actualmente las cadenas de relevadores de microondas que transmiten canales de T.V. o varios millones de canales telefónicos son la principal alternativa de los enlaces de cables coaxiales para el tráfico de larga distancia.

Cables Submarinos.

Los satélites han aumentado en forma asombrosa las posibilidades de comunicación con el extranjero. Antes de que se pusieran en órbita, el principal medio de comunicación a través de los mares lo constituían los cables instalados en el fondo de los océanos. La primera instalación de cables fue a través del Canal de la Mancha en 1850, que más tarde concluyó con el cable transatlántico de 1856, tuvo una vida asombrosa, aunque muy corta, después de grandes

dificultades y frustraciones para su instalación. Sin embargo, las señales que se emitían en este cable eran tan débiles, que solo podía percibirse el galvanómetro de espejo más sensible de la época. Los cables submarinos de entonces no tenían repetidores. El primer mensaje de la reina Victoria al presidente Buchanan solo fué de 90 palabras, pero se necesitaron 16.5 Hrs. para transmitirlo. Dieciséis días más tarde el cable se descompuso y nunca volvió a funcionar. Fue hasta 1956, cuando se instaló el primer cable de voz en el fondo del Atlántico. La dificultad de construcción de los amplificadores submarinos extremadamente confiables que se necesitaban, impidió que ocurriera antes. El cable necesitaba amplificadores cada 23.75 Kms., tenía un diámetro de 1.57 cms. y un grueso blindaje para hacerlo más resistente y protegerlo contra la corrosión; pero aun así, los barcos rastreadores de pesca rompían ocasionalmente los cables cerca de las costas. La probabilidad de que falle o se rompan en aguas muy profundas tiene que ser muy baja, porque el costo de las reparaciones sería prohibitivo. Los amplificadores de los primeros cables norteamericanos se instalaron en una sección tubular de 2.14 mts. de largo y 5.08 mts. de diámetro, y pueden enrollarse en los grandes tambores que contienen los cables. Los amplificadores de los primeros cables ingleses se instalaron en secciones muy largas y muy gruesas y en consecuencia fue más difícil instalarlos en el fondo del mar, aunque tienen componentes duplicados para mayor seguridad. La segunda generación de cables norteamericanos tenía amplificadores duplex rígidos. Aunque parezca sorprendente, tanto los amplificadores ingleses como los norteamericanos que se instalaron en el fondo del mar hasta mediados de la década de 1960, tenían tubos al vacío en vez de transistores, porque los primeros ya habían comprobado su confiabilidad durante periodos mucho más prolongados. Actualmente se usan amplificadores de transistores.

Los cables son coaxiales, pero con mayor espacio entre el conductor interior y el exterior que en los cables terrestres. La figura 1.10 muestra la construcción de la tercera generación de cables del sistema Bell.

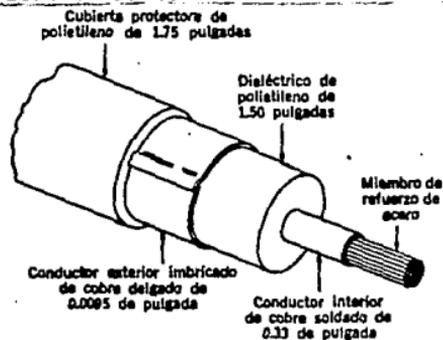


Fig.1.10 Tercera generación de cables submarinos de los laboratorios Bell, colocada en 1967 y que transmite simultáneamente 720 canales de voz de doble sentido, lo que es posible usando un dieléctrico de gran diámetro para disminuir las pérdidas de transmisión que aumentan rápidamente a altas frecuencias, y usando también una mayor aproximación entre los repetidores. Laboratorios Bell, Mayo de 1967.

Debido a la gran distancia entre los amplificadores, la frecuencia más alta a la que pueden funcionar los cables es menor que en cables terrestres. Por lo tanto, la capacidad de los primeros cables solo era de 48 canales de voz, y se usaban dos cables para hablar en ambos sentidos.

Los cables de la segunda generación de AT&T llevan 128 canales de voz de dos sentidos en un solo cable. Posteriormente para fines de la década de 1960 estaba funcionando un cable que llevara 720 conversaciones simultáneas. La tabla 1 muestra las principales características de las tres generaciones de cables del sistema Bell.

	<i>Primera generación, 1916</i>	<i>Segunda generación, 1963</i>	<i>Tercera generación, 1969</i>
Capacidad (canales de 3 kHz)	48	128	720
Límite de frecuencia en el cable	164 kHz	1.1 MHz	5.9 MHz
Cable	Dos blindados de 0.620"	Uno sin blindaje de 1.00"	Uno sin blindaje de 1.30"
Tipo repetidor	Tubo flexible al vacío	Tubo rígido al vacío	Transistor rígido
Componentes por repetidor	67	205	161
Espaciamento de los repetidores	38.7 millas náuticas	20 millas náuticas	10 millas náuticas
Longitud máxima del sistema	2,200 millas náuticas	3,300 millas náuticas	4,000 millas náuticas

* Reproducida con permiso de Bell Laboratories Record, mayo de 1967.

Tabla 1. Tres generaciones de cables submarinos.

La capacidad de los cables actuales ha aumentado aproximadamente en un 90%. No obstante, en el futuro de esos cables es muy incierto, porque ahora parece evidente que los satélites atravesarán los océanos a un costo mucho menor. En muchas de las llamadas transatlánticas actuales, la transmisión en un sentido se hace por conducto de satélites, y la ruta de regreso es por cable, lo que hace que el promedio de demora para obtener una respuesta sea mucho menor que el de medio segundo que se obtiene si se usan los satélites en ambas direcciones.

Satélites

Un satélite de comunicación proporciona una forma de retransmisión de microondas. Esta a gran altura en el firmamento y, por lo tanto, puede retransmitir las señales a grandes distancias, que no

serían posibles con un solo enlace terrestre debido a la curvatura de la tierra, las montañas y las condiciones atmosféricas.

Los primeros satélites de comunicación estaban en órbitas relativamente de poca de altura y, por lo tanto, giraban alrededor de la tierra en unas cuantas horas, lo que era un gran inconveniente, porque las antenas terrestres tenían que moverse constantemente para enviarles señales y sólo estaban en el cenit durante un periodo muy corto. Se inició la transmisión transatlántica de la televisión, pero se limitaba a sesiones de 5 minutos. En 1965 se lanzó el satélite Pájaro Madrugador, en una órbita de 35,680 Kms., de modo que daba la vuelta a la Tierra en 24 horas. Esto es muy conveniente, porque la Tierra misma gira también en 24 horas y, por lo tanto, aparentemente, el satélite está fijo en un punto sobre ella. Tiene pequeños motores de retroimpulso que corrigen su posición para mantenerlo fijo con tanta exactitud como sea posible. Ahora hay un número cada vez mayor de satélites "geoestacionarios o sincronicos" para usos militares y civiles.

Como los enlaces terrestres de microondas pueden construirse para manejar varios miles de canales de voz, actualmente los satélites manejan el tráfico internacional. Es por eso que se usan como una alternativa más de los medios comunicación. Ver fig.1.11



Fig.1.11 Satélites y cables submarinos que se usaban en 1968. El primer satélite tenía una capacidad de 240 canales de voz y costó 7 millones de dolares. El cable transatlántico de 128 canales costó 50 millones de dolares. Los cables submarinos proyectados para la presente década tienen 720 canales de voz. No obstante, los satélites tendrán por lo menos una capacidad 100 veces mayor que la de los de 1968, y su costo es relativamente muy poco para ponerlos en órbita.

Guias de ondas

Todos los medios que hemos descrito ya están funcionando comercialmente. El siguiente paso importante, para ensanchar las arterias que llevan un gran número de canales de voz u otros a través del continente es el empleo de guías de ondas.

Esencialmente, una guía de ondas es un tubo metálico en el que se mueven ondas de radio de muy alta frecuencia. Hay dos tipos principales de guías de ondas, rectangulares y circulares. Las guías de ondas rectangulares se han usado por algún tiempo como alimentadoras entre las antenas de microondas y su equipo electrónico asociado. Es muy común ver una guía de ondas que sube por una torre de microondas para llegar a la parte trasera del platillo que transmite las señales. No se usan para las comunicaciones a gran distancia, y muy rara vez se emplean para distancias mayores de unos cuantos miles de metros. Consisten de un tubo rectangular de cobre ó de latón, con un diámetro de 38 cms.(15") o menor (fig.1.12). La radiaciones a frecuencia de microondas pasan por esos tubos.

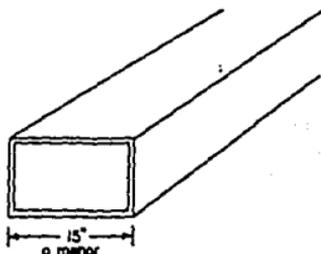


Fig.1.12 Guía rectangular de ondas.

Las guías circulares de ondas son tubos que tienen un diámetro aproximado de 5 cms.(2"), construidos con gran precisión, y pueden transmitir frecuencias mucho más altas que las guías rectangulares, o los demás medios vistos. La fig.1.13 muestra la construcción de una guía de onda del sistema Bell, que se llama guía helicoidal de ondas por que hay un alambre delgado de cobre esmaltado, devanado en el interior del tubo en forma helicoidal, rodeado de una delgada capa de fibras de vidrio, y luego de una capa de carbón, todo ello contenido en una resistente cubierta metálica y adherido al tubo con resina epoxy. Esta construcción tiene por objeto atenuar las formas indeseables de propagación de las ondas.

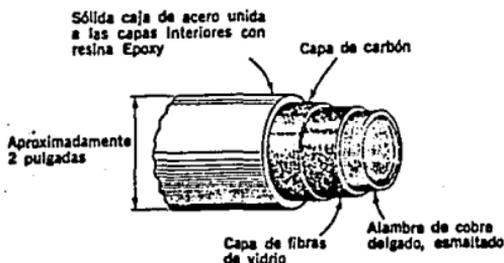


Fig.1.13 Construcción de la guía helicoidal de ondas.

En las guías de ondas construidas hasta ahora, la pérdida es mucho menor a medida que aumenta la frecuencia, aproximadamente hasta 100 Mhz. Teóricamente debería seguir disminuyendo en forma indefinida a medida que aumenta la frecuencia. Las guías de ondas construidas por los laboratorios Bell pueden llevar no menos de 200 mil canales de voz en una dirección. Este sistema será excelente para la transmisión de datos. El nivel de ruido que se ha encontrado en las guías de ondas del sistema Bell que están funcionando en la actualidad, es suficientemente bajo para construir circuitos de varios miles de kilómetros, por ejemplo, enlaces de costa a costa en los E.U.

LASERS

El láser está todavía más alto en el espectro electromagnético, como se vió en la fig.1.2, que funciona a las frecuencias de la luz. Los lasers se han usado con éxito para las transmisiones desde los vehículos espaciales, aunque para las comunicaciones terrestres todavía se encuentran en el dominio de los laboratorios de investigación. No obstante, parece probable que al final proporcionarán los medios necesarios para la construcción de canales de gran capacidad mucho mayores que las guías de ondas. Se ha dicho que los lasers causarán una revolución en las telecomunicaciones, tan fundamental como el invento del radio.

La palabra "laser" significa Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation (Amplificación de la luz mediante la emisión estimulada de radiación), y su predecesor fué el "maser", que significa Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation (Amplificación de microondas mediante la emisión estimulada de radiación). Un laser produce un rayo angosto de luz extremadamente monocromático (o sea que ocupa un solo color o frecuencia), coherente (o sea que todas las ondas se mueven al unísono, como las ondas que se alejan de una piedra arrojada a un estanque). La luz normal, aún la de un solo color, consiste de la

pequeña extensión de frecuencias y ondas que son incoherentes, y que guardan una posición aleatoria unas respecto de otras.

Hay una analogía con las ondas sonoras, aunque no es muy exacta, pero que ayudará a comprender la diferencia entre un rayo laser y un rayo de luz ordinaria. El sonido de un diapason consiste de ondas de una sola frecuencia, que son razonablemente coherentes. Por otra parte, si lanzamos un martillo por una ventana, las ondas sonoras no serán monocromaticas ni coherentes. Las primeras pueden compararse con un rayo laser, y las segundas con la luz ordinaria. El rayo laser o maser, está formado por un proceso molecular más o menos análogo al del diapason. Es posible hacer que ciertas moléculas oscilen con una frecuencia fija, de modo muy semejante al diapason.

Los electrones de un átomo sólo pueden moverse en ciertas órbitas fijas, y hay un nivel especial de energía asociado con cada una de ellas. A veces los electrones pueden inducirse a que cambien de órbita, y cuando esto sucede, cambia la energía total asociada con el átomo. El átomo puede aceptar cierto número de niveles discretos de energía, un hecho de la mecánica cuántica que es bien conocido actualmente. Hay ciertos procesos que pueden inducir a un electrón para que salte de una órbita a otra, o para decirlo de otro modo, para inducir al átomo a que cambie de un nivel de energía a otro. Cuando esto sucede, el átomo absorbe o emite un quantum de energía, y de ese modo se emite luz, ondas de radio o cualquier otra radiación electromagnética en "cuanta" (cuantos) discretos.

Cuando se emite luz ordinaria, la masa de moléculas cambia su nivel de energía en forma aleatoria, y se produce una mezcla aleatoria de ondas incoherentes. Sin embargo, bajo la influencia del laser, se induce a las moléculas a que emitan al unísono; la sustancia oscila a una frecuencia dada, y esto da por resultado un rayo de ondas coherentes de una frecuencia única, que podría ser una frecuencia de microondas (maser), o una frecuencia de luz (láser).

Cuando un rayo laser producido por ciertas moléculas sujetas a la amplificación luminosa cae en otras moléculas del mismo tipo, puede inducir oscilaciones en ellas y producir una forma de resonancia. Un rayo laser muy débil puede caer en una sustancia susceptible a la amplificación luminosa y producir una resonancia en ella, haciendo que oscilen las moléculas y que emitan un potente rayo laser. Por lo tanto, se ha amplificado el rayo laser y de ese modo puede emitirse un intenso rayo de una sola frecuencia. Un prisma no dispersa un rayo laser, pero pueden construirse dispositivos ópticos tan precisos que permitan enviar un rayo laser a la Luna. El rayo puede concentrarse con un lente en una pequeña zona, y la intensa concentración de energía en esa zona tan reducida hará que se produzca un calentamiento muy localizado. Puede obtenerse una herramienta para cortar o soldar de una

precisión que nunca soñaron los mejores relojeros suizos. El cirujano dispondrá de un escalpelo microscópico, y en general de un mortífero rayo potencial.

Para usarlo en las telecomunicaciones, tenemos un rayo laser de gran intensidad que es sumamente controlable y que puede amplificarse. Mientras que los actuales rayos de microondas se dispersan en un ángulo aproximado de un grado, un rayo laser podría ser casi exactamente paralelo. Lo más sorprendente es que su frecuencia y su ancho de banda es alrededor de 100,000 veces mayor que la de nuestras microondas. Si podemos aprender a sobreponer la información en el rayo (o sea modularlo), los enlaces laser de comunicación podrán llevar muy bien 100,000 veces más información que nuestros actuales enlaces de microondas.

El gran problema que hay que resolver es la forma de modular el rayo. Hay que variar su intensidad o alguna otra propiedad, con rapidez suficiente para poder transmitir esa gran cantidad de información. Una forma de hacerlo consistiría en utilizar la absorción de campos eléctricos. La región de absorción de un semiconductor puede transferirse a una longitud distinta de onda, cuando se aplica un campo eléctrico. Por lo tanto, la radiación del campo puede usarse para variar la absorción de un rayo laser y, por lo tanto, puede variarse su amplitud en una proporción tan elevada como de varios millones de veces por segundo. Otra posibilidad consiste en utilizar el fenómeno "efecto Fockel", en el que el rayo atraviesa un cristal piezoeléctrico transparente. Cuando se aplica un campo eléctrico, produce tensión en el cristal, y hace girar el plano de polarización del rayo laser. Se necesitan proporciones de modulación mucho más elevadas que estas para poder aprovechar todo el ancho de banda, pero no parece demasiado optimista suponer que podrá lograrse.

Aunque a veces se imagina que el rayo laser puede atravesar el aire como un delgado rayo de luz, esto tendría muchas desventajas. Cualquier cosa que estorbara la luz ordinaria podría causar interferencia: La niebla, la nieve o bandadas de palomas. Es más probable que el rayo se envíe por un tubo que contenga manojos de fibras ópticamente transparentes.

Si se envuelve una fibra con una sustancia que tenga un índice de refracción más bajo, las orillas de la fibra reflejarán totalmente la luz que la atraviese. El rayo laser se mueve dentro de la fibra transparente y queda limitado dentro de la misma por la reflexión total interna. La fibra lo absorberá ligeramente y habrá que amplificarlo periódicamente. Los lasers de distintas frecuencias podrían transmitirse juntamente a través de la misma fibra y un manojito de esa fibra podría llenar un tubo.

Se ha dicho que un sistema de lasers de esa índole tendría la capacidad potencial de transmitir toda la información que actualmente transmiten todas las líneas telefónicas del mundo, al mismo

tiempo.

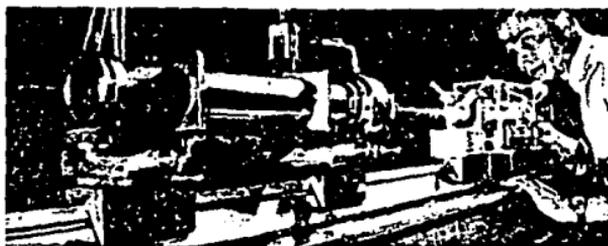


Fig.1.14 La capacidad potencial de transmisión de información de láser es mucho mayor que la de los demás medios.

Fibra óptica

La fibra óptica es un filamento de vidrio purísimo que contiene tres regiones coaxiales, las cuales son :

- **Núcleo:** Es la sección central donde viajan los rayos de luz, y tiene un índice de refracción determinado.

- **Revestimiento:** Es la capa que rodea al núcleo, con un índice de refracción ligeramente menor que el de este último.

Este cambio de índice de refracción, entre núcleo y revestimiento, es el que permite la transmisión de la luz a lo largo de la fibra. Toda fibra óptica tiene una tercera región coaxial, hecha de plástico, que se encuentra sobre el revestimiento y se le denomina **Envoltura**. Tal capa tiene la función de proteger a la fibra contra daños mecánicos como raspaduras, raspaduras y desgastes. Además la envoltura es una barrera contra la humedad o ambientes que debilitan a la fibra, e incrementa la robustez física de la misma. Ver fig.1.15

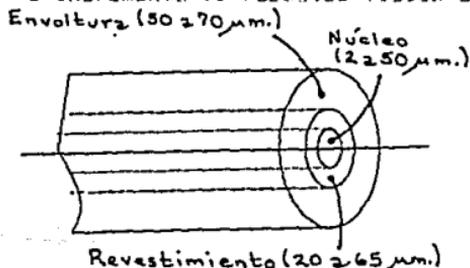


Fig.1.15 Partes de una fibra óptica

La reflexión interna total, que ocurre cuando un haz de luz emerge

de un medio denso a uno menos denso, es el mecanismo básico para la transmisión de la luz a lo largo de la fibra. Ver fig.1.16

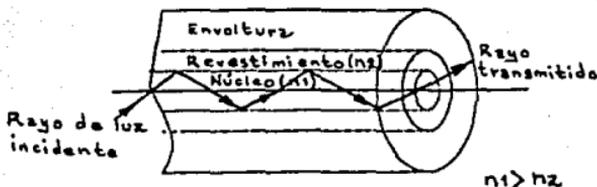


Fig.1.16 Principio básico de transmisión de luz de una fibra óptica.

Como se observa en la figura anterior, el rayo de luz al incidir a la fibra viaja a través del núcleo (de densidad n_1), atravesando el eje del núcleo hasta chocar con el revestimiento (con densidad n_2); al haber una diferencia de las densidades entre el núcleo y el revestimiento, el rayo de luz se refleja lograndose así la transmisión de la luz por esta.

La fibra óptica está diseñada para trabajar como una línea de transmisión para conducir energía electromagnética de ciertas longitudes de onda particulares. La capacidad de portar información depende del diseño de la fibra, las propiedades del material de la fibra y el ancho de banda espectral de la fuente de energía electromagnética.

Clasificación de las fibras ópticas.

Hay dos formas de clasificar la fibra óptica. La primera es tomando en cuenta las diferentes estructuras de las fibras, cada una diseñada para una función adecuada.

Se dividen en dos categorías :

a) Fibra óptica de índice escalonado. Este tipo de fibra posee un núcleo con un índice de refracción constante n_1 , y está rodeado por un revestimiento con un índice de refracción n_2 . Ver fig.1.17

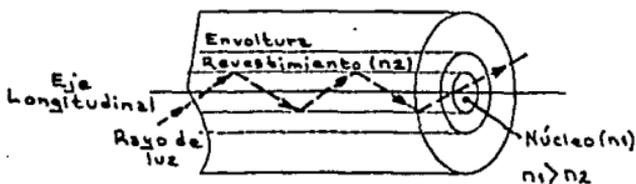


Fig.1.17 Fibra óptica de índice escalonado. Nota: observar el modo en que viaja la luz.

b) Fibra óptica de índice gradual. En esta fibra, el núcleo

tiene el índice de refracción variable en función de la distancia radial desde el eje longitudinal de la fibra. El índice de refracción va disminuyendo progresivamente al alejarse del eje hasta llegar al revestimiento. Ver fig.1.18

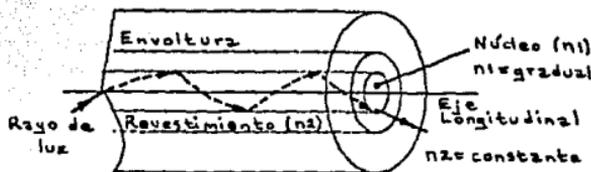


Fig.1.18 Fibra óptica de índice gradual. Nota: observar el modo en que viaja la luz.

La segunda, es considerando la manera en que viajan los rayos de luz a través de la fibra. Esta clasificación está basada en el concepto de modo. Los modos son ondas de luz que viajan en diferentes direcciones dentro de un medio de transmisión, particularmente las guías de onda. También se divide en dos categorías :

a) Fibra óptica monomodal. Es aquella que acepta un solo modo. Esta fibra es del tipo de índice escalonado, que trabaja con una estructura que posee un núcleo cuyo diámetro es muy reducido y, que entre todos los tipos de fibra, ofrece la más alta capacidad para transportar información. Se puede obtener con este tipo de fibra un ancho de banda de hasta 50 GHz., por lo que su utilidad radica en transmisiones de larga distancia y alta capacidad.

b) Fibra óptica multimodal. Es aquella que acepta muchos modos. Pueden ser de dos tipos, dependiendo del índice de refracción en el núcleo.

b.1) Fibra multimodal de índice escalonado. Es aquella fibra con un núcleo de índice de refracción uniforme y cuyo diámetro es suficientemente grande para que se propague un cierto número de modos. Se intuye fácilmente que un incremento en el diámetro del núcleo incrementa la cantidad de potencia proporcionada por la fuente de luz, pero también puede verse que al incrementarse el radio del núcleo, las trayectorias de luz recorridas por el rayo axial (que es la trayectoria más corta) y por la de los rayos que se propagan a un ángulo cercano al máximo que permite la reflexión interna total, y que por lo tanto, permite la transmisión de la luz, se van diferenciando y esto repercute en una de las formas de pérdida de la transmisión que se denomina dispersión.

Por lo tanto debe haber un equilibrio en el ancho del núcleo que permite una máxima potencia con una dispersión tolerable.

b.2) Fibra multimodal de índice gradual. Variando radialmente

el índice de refracción del núcleo se crea una fibra de índice general, esto permite que muchos modos viajen a lo largo de la fibra óptica.

Aplicaciones.

Originalmente la fibra óptica fué propuesta como medio de transmisión debido a su enorme ancho de banda, sin embargo se ha notado que la fibra óptica tiene más ventajas y la han propuesto para un rango de aplicaciones más amplio :

- Control de centrales de energía nuclear. No existe peligro incendio ni interferencias electromagnéticas
- Enlaces entre sistemas de computadoras . No existe interferencia electromagnética.
- Transmisión privada. No existe radiación electromagnética.
- Detectores. Alta sensibilidad
- Armas teledirigidas. Poco peso y ancho de banda amplio.
- Comunicación dentro de un mismo edificio. Mayor privacidad.
- Comunicación dentro de un mismo vehículo. Poco peso, no hay interferencias, pequeñas dimensiones.

Los sistemas de transmisión sobre fibra óptica son capaces de transmitir información a muy alta velocidad.

Las fibras multimodo pueden transmitir hasta el orden de los megabits por segundo, mientras que las fibras de índice gradual son capaces de transmitir hasta los Giga-bits por segundo. Este enorme ancho de banda puede ser utilizado para incrementar la capacidad de transmisión con el fin de reducir el costo por canal, siempre y cuando el volumen de tráfico lo merezca.

También se puede utilizar con el fin de simplificar el equipo terminal o introducir facilidades no existentes hoy en día.

Los cables de fibra óptica son extremadamente compactos, tomando en cuenta su ancho de banda, es obvio el ahorro en volumen comparado con los cables de cobre.

Como los cables de fibra óptica son también menos densos, la diferencia en peso es muy significativa.

Hay métodos que permiten una estructura compacta, flexible y robusta.

Aunque en este momento, las fibras de buena calidad son costosas, el material de que están hechas abunda en el mundo.

Las fibras ópticas no conducen señales eléctricas, por lo tanto son ideales para incorporarse en cables sin ningún componente conductor y pueden usarse en condiciones peligrosas de alta tensión. Pueden tolerar altas diferencias de potencial sin ningún circuito adicional de protección y no hay problemas de mallas de tierra, ni chispas debido a cortos circuitos.

Debido a su característica de no conducir señales eléctricas, la fibra óptica es naturalmente inmune a las interferencias electromagnéticas y de radio frecuencia.

También es relativamente simple hacer a la fibra inmune a la interferencia óptica evitando problemas de diafonía.

Debido a que la mayor parte del sistema telefónico nacional está desarrollado en base a cables coaxiales y pares de cables trenzados, y también el alto costo que esto implicaría si se sustituyera por fibra óptica, con lo anterior se trató de dar una visión de las ventajas que en el futuro tendrán estos sistemas.

CAPITULO 2



Red Telefónica

RED TELEFONICA NACIONAL

A continuación se hará una descripción de la red telefónica nacional; se describirá brevemente la organización del sistema telefónico, las características de la línea, así como los problemas inherentes a ella.

Organización del sistema telefónico

El sistema telefónico puede considerarse como el conjunto de dispositivos físicos cuyo objetivo es el de suministrar el servicio de comunicación telefónica, que permite a los hombres y a los servomecanismos entrar en comunicación cuando cierta distancia los separa. Para proporcionar adecuadamente dicho servicio, es necesario que el sistema telefónico contenga los medios y recursos adecuados para conectar a los aparatos telefónicos específicos al principio de la llamada y desconectarlos una vez que esta se termine. En el proceso de conexión y desconexión se incorporan las funciones imprescindibles de: conmutación, señalización y transmisión. La función de conmutación comprende la identificación y conexión de los abonados a una trayectoria de comunicación adecuada. La función de señalización se encarga del suministro e interpretación de señales de control y de supervisión que se necesitan para realizar la operación anterior. El aspecto de transmisión se refiere a la transmisión propiamente dicha del mensaje del abonado y de las señales de control. (mensaje es cualquier información que un abonado desee enviar de un lugar a otro, por ejemplo: voz, TV, datos, etc.). La figura 2.1, es un ejemplo de la gran variedad de recursos que se emplean en el establecimiento de una comunicación telefónica.

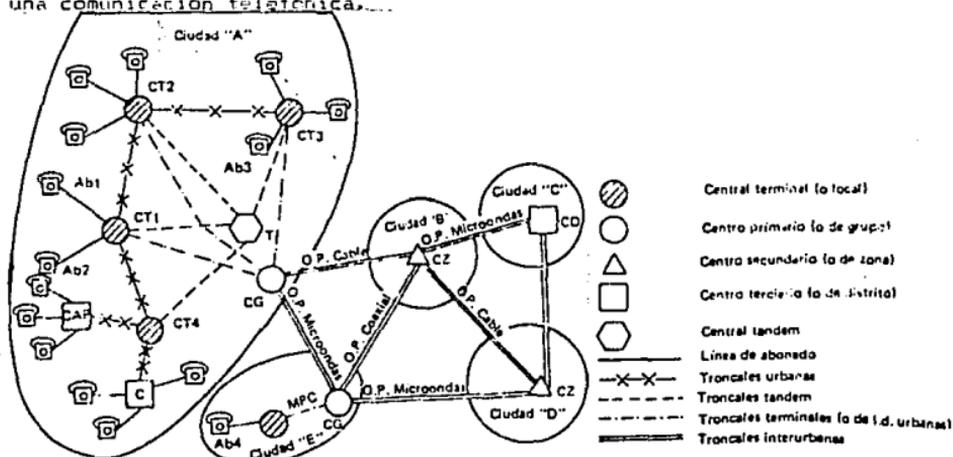


Fig. 2.1 Sistema telefónico simplificado.

Como se ve en este diagrama, la conexión involucra solamente la transmisión de la voz entre los aparatos telefónicos a través de una sola central terminal (C.T.), o puede incorporar multiplicidad de enlaces que requieran: de varias centrales, de varias trayectorias de frecuencia de voz y de varios sistemas de onda portadora. Para explicar esto describiremos las diferentes conexiones que se pueden llevar a cabo con los tipos de recursos que incorpora la figura 2.1

La comunicación del abonado 1 con el 2, ambos conectados a la central 1 (ciudad A), representa la conexión más sencilla en la que no se emplean troncales sino únicamente líneas de abonado. La diferencia esencial entre una línea de abonado y una troncal es que la primera está permanentemente asignada a un abonado específico, mientras que la segunda es una conexión cuyo empleo se comparte.

Es decir, considerando las centrales 1 y 4 de la misma figura, existe una línea de abonado para cada suscriptor conectado a ellas, pero no existe una troncal para cada comunicación posible entre ellas.

El número de circuitos troncales que debe existir entre esos puntos está en función del número de comunicaciones efectivas que se establecen. Estas troncales se utilizan únicamente durante la comunicación, pero pueden ser empleadas, al desocuparse, para establecer otros enlaces.

Para interconectar centrales locales con centros de larga distancia se emplean diferentes tipos de troncales. Una troncal urbana directa conecta a dos centrales locales, una troncal tandem conecta a una central local con un centro tandem, mientras que una central urbana de Larga Distancia (L.D.) conecta una central local con el primer centro de larga distancia (centro de grupo). Las troncales urbanas de L.D. también se conocen como troncales terminales pues, como se verá posteriormente, constituyen los extremos de una conexión de L.D. La comunicación entre los abonados 1 y 3, de la misma ciudad, emplea dos troncales, efectuándose la conexión vía central tandem. Estas troncales, pueden estar constituidas por circuitos de frecuencia vocal, equipados con repetidores de impedancia negativa, o por circuitos de onda portadora (O.P.) de corto alcance, por ejemplo, un sistema de modulación por pulsos codificados (PCM).

Ahora, consideremos la comunicación del abonado 1 de la ciudad A con el abonado 4 de ciudad E. La trayectoria comienza con una línea de abonado hacia la central terminal 1. De ahí la conexión emplea una troncal terminal hacia el centro de grupo. Si las dos ciudades tienen alto interés de comunicación, existirán troncales directas entre ellas.

En este caso la figura 2.1 ilustra que entre la ciudad A y E

existe un cierto número de rutas: la ruta directa proporcionada mediante un sistema de O.P. por microondas, una ruta alterna que emplea otro sistema de O.P. por cable, vía un centro de zona (secundario).

Desde este centro de zona existen troncales directas, también con sistemas de O.P., hacia la ciudad E. Otra posibilidad se tiene haciendo uso de troncales finales hacia un centro de distrito (terciario), en la ciudad C, desde el cual se pueden hacer conexión con la ciudad E al través de otro centro de zona. Estas últimas troncales se pueden suministrar, como en la figura, mediante un sistema coaxial y un sistema de microondas.

En el esquema de la figura 2.1 se pueden distinguir tres tipos de redes: la red local, la red urbana y la red interurbana. Las comunicaciones telefónicas entre abonados conectados a una misma central emplean sólo la red local. Por lo tanto, red local es el conjunto de líneas de abonados conectadas a una central terminal. Así en una ciudad habrá tantas redes locales como centrales terminales contenga.

Las conexiones entre las centrales locales se conocen como troncales urbanas, siendo necesaria su existencia en cada par de centrales. El conjunto de redes locales y troncales urbanas se conocen como red urbana. Para simplificar la estructura y aumentar la eficiencia de una red urbana se emplean centros tandem.

Las conexiones entre los centros de conmutación que pertenecen a ciudades diferentes, troncales interurbanas, constituyen la red interurbana que se emplea para comunicaciones de larga distancia (L.D.).

La línea de abonado proporciona una trayectoria bidireccional para las señales de voz, de llamada y de supervisión. Como el aparato telefónico y las líneas de abonado están permanentemente asociados, sus propiedades de transmisión, combinadas se pueden ajustar para satisfacer su función específica a los requisitos del canal. Por ejemplo, deberá emplearse un aparato telefónico de mayor eficiencia cuando exista una pérdida grande en la línea de abonado ocasionada por el empleo de líneas más largas o de calibre más pequeño.

El pequeño porcentaje de tiempo (del orden de 2%), durante el cual se emplea una línea de abonado ha llevado a la consideración de los concentradores de líneas entre los abonados y la central. En efecto, el concentrador es una central parcial que está conectada a la central verdadera mediante pares (líneas de dos conductores) que, en estas condiciones, dejan de operar como líneas de abonado para constituirse en troncales.

En el esquema de la figura 2.1, también se ilustra lo que se conoce como (CAP) conmutador automático privado, que es una

pequeña central, que permite el servicio interno de comunicación telefónica entre extensiones de una compañía, un comercio, un hotel, etc, y, además, por estar conectada mediante troncales a una central de servicio público permite la comunicación de cualquiera de las extensiones con abonados de la red pública.

El aparato telefónico del abonado modula una corriente directa (generalmente alimentada desde la central telefónica) con el mensaje, originalmente en forma acústica, que se va a transmitir. El mismo aparato demodula la señal recibida y la regresa a su forma acústica.

Además, genera las señales de supervisión y la información para establecer las conexiones. Existe una gran variedad de aparatos telefónicos que se emplean para la conversación; cada uno presenta diferente respuesta de frecuencia y diferente eficiencia de transmisión y recepción.

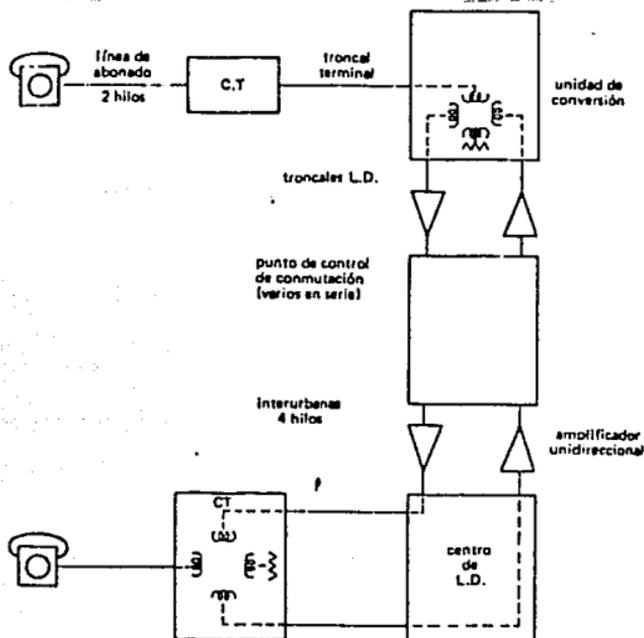


Fig. 2.2 Ejemplo de conexión interurbana entre 2 abonados.

La figura 2.2 ilustra el diagrama de bloques de una conexión típica de larga distancia. Hasta el punto en donde las señales se conectan a troncales de larga distancia interurbanas en la primera central de L.D., el mensaje y las señales de supervisión

se pueden manejar sobre circuitos de frecuencia de voz a dos hilos (es decir, el mismo par de alambres se emplea para ambas direcciones de transmisión), o sobre circuitos a cuatro hilos ya sea a frecuencia de voz o a frecuencias portadoras. El sistema de onda portadora puede estar constituida por equipo multiplex, este a su vez puede ser por distribución de frecuencia ó multiplex por distribución de tiempo y el medio de transmisión puede ser alámbrico ó inalámbrico (microondas). En la central de L.D., después de una adecuada conmutación y enrutamiento, la señales generalmente se conectan a las troncales de L.D. interurbanas mediante un juego terminal, el cual separa las dos direcciones de transmisión para que esta transmisión de larga distancia se pueda realizar en base a cuatro hilos. A través de estas troncales interurbanas, se transmiten las señales hacia centros de L.D. remotos (que a su vez pueden estar conectados mediante troncales interurbanas con otros centros de conmutación, y finalmente la llamada desciende a través de otro juego terminal de cuatro hilos y otro equipo local, de nuevo sobre troncales terminales, hacia otra central terminal y, a través de una línea de abonado, se llega al aparato telefónico específico completándose así la llamada).

Cada centro de conmutación de L.D. involucra un centro de transmisión. Es decir, el equipo de conmutación se encarga de establecer las conexiones apropiadas para enrutar o dirigir la comunicación a través de la red telefónica hacia su destino correcto por la vía más adecuada; mientras que el equipo de transmisión se encarga del envío de las señales de control y supervisión, así como del mensaje, asignándole a esta información un canal de comunicación que generalmente se proporciona mediante sistemas de onda portadora para las comunicaciones de L.D.

El panorama que nos ha presentado el estudio anterior refleja el vasto campo de acción de la telefonía moderna. Nos muestra que se ha entrado en una nueva etapa en la que los sistemas de conmutación manejados por operadoras y los medios de transmisión rudimentarios han quedado desplazados por centros de conmutación automáticos capaces de desarrollar altas velocidades de conmutación y cuyo control se realiza por computadora, logrando el establecimiento eficiente de las comunicaciones en unos cuantos milisegundos y a cualquier distancia que se encuentren los suscriptores.

El diseño de un sistema de este tipo requiere, por consiguiente, la concurrencia de toda la gama de conocimientos de la Ingeniería de Comunicaciones y de una considerable cantidad de otras ramas de la Ingeniería Eléctrica, que van desde la conversión de energía hasta la teoría moderna de la conmutación electrónica, el control y la computación.

Se ha visto del apartado anterior que, una de las partes fundamentales de la red telefonica lo constituyen los cables y alambres telefónicos. El estudio de los alambres y los cables telefónicos usados en la actualidad es bastante extenso, basta decir que su comportamiento es análogo a las líneas de distribución de energía eléctrica de alta tensión.

Se recomienda al lector revise la referencia (1) para mayor información del tema, en ella se hace un estudio detallado de las líneas de distribución de energía eléctrica, atendiendo el cálculo de sus propiedades (resistividad, capacitancia e inductancia) así como sus efectos.

La tabla (2.1) que se muestra a continuación, de capacitancias e inductancias por metro para algunos tipos comunes de líneas de transmisión, es mostrada con el fin de dar una idea de los parámetros importantes y reales de las mismas. Esta información se obtuvo directamente de los fabricantes de cables.

Tabla 2.1

TIPO DE CABLE	CAPACITANCIA FOR METRO (pf/m.)	INDUCTANCIA FOR METRO (μ H/m.)
RG-8A/U	8.99	0.0253
RG-11A/U	6.24	0.0351
RG-59A/U	6.40	0.0341
214-023	6.09	0.0326
214-076	1.18	0.1070

Como se ha visto hasta ahora, la parte más importante de un sistema de comunicaciones la constituye el canal y su ancho de banda el cual limita el volumen de información que puede transmitirse dentro de ciertos límites de tiempo. Cualquier deficiencia que éste presente, como interferencias y distorsiones, también afecta el volumen máximo posible de información y su exactitud; además, contribuye a que los dispositivos de las terminales sean más complejos.

El resto de este análisis abarcará las características (ancho de banda, interferencias, perturbaciones, distorsión y pérdida neta) de los canales de comunicación en general y sus efectos sobre la información que pasa por ellos.

PROPIEDADES DE LOS CANALES DE COMUNICACION

Frecuencia.

La fig.2.3, muestra gráficamente una corriente alterna que empieza en un valor cero, pasa por una fase positiva y vuelve a cero, para luego recorrer una fase negativa y volver nuevamente a cero. Este es un ciclo de corriente alterna. El número de ciclos por segundo es lo que se denomina frecuencia y se expresa en hertz.

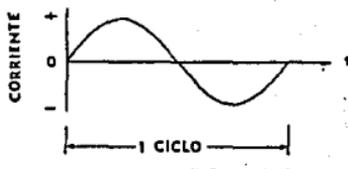


Fig.2.3 Un ciclo de corriente alterna.

El espectro de frecuencias.

Es la gama de frecuencias que van desde cero y aumentan gradualmente hasta las frecuencias de los rayos cósmicos, pasando por el rango acústico, de radio, infrarrojo (calor), de luz, ultravioleta, rayos X y rayos gamma. El rango audible va de 20 Hz. a 20 KHz. aproximadamente y es muy variable de una persona a otra. La banda de radiofrecuencias se extiende desde los 14 KHz. hasta más de los 10 millones de KHz.

La fig.2.4, ilustra la disparidad entre las frecuencias perceptibles por el oído humano y aquellas que pueden ser transmitidas por un canal telefónico. La voz humana (100 a 1100 Hz.), sin embargo, cae casi en su totalidad dentro de los límites impuestos por el circuito de telefonía.

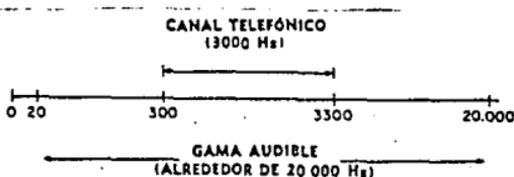


Fig. 2.4. Disparidad de frecuencias entre el oído humano y un canal telefónico.

Frecuencia de una señal digital.

La señal con que se efectúa la comunicación de datos esta compuesta por una gama de frecuencias. La frecuencia de la señal en un momento determinado depende de la composición del código que se transmite. Para ilustrar esto supongamos que se transmite un carácter cuya representación binaria es 11110000. Si los unos binarios son una tensión positiva y los ceros una tensión negativa, solo se habría transmitido un ciclo durante el tiempo requerido por un carácter: la tensión de línea habría ido de cero a una tensión positiva (durante los bits "1") y luego habría variado a una tensión negativa pasando por cero mientras se transmitían los bits "0".

Por otra parte, si se transmitiera un carácter cuyo equivalente binario fuese 10101010, se producirían cuatro ciclos durante el mismo tiempo. En realidad, la transmisión del segundo carácter hubiera dado lugar a la máxima frecuencia posible para esa señal en particular, pues se habría producido el mayor número de transiciones de la señal. Por lo tanto, el número de bits de que puede ser portador un canal de transmisión por unidad de tiempo está directamente relacionado con el límite superior de su rango de frecuencias utilizable.

Ancho de banda y la banda de paso.

El ancho de banda es una forma de medir el tamaño que tiene un cierto rango de frecuencias. El canal telefónico posee un ancho de banda de 3 KHz.

La banda de paso, en cambio, es una ranura en cierto lugar del espectro que deja pasar determinada gama de frecuencias (ancho de banda). La banda de paso del canal telefónico está definida por sus límites de 300 y 3300 Hz..

Una diferencia importante entre las clases de canales (voz, T.V. y demás) es su ancho de banda. El ancho de banda tiene mucho que ver con la calidad de la señal recibida, comparada con la señal transmitida originalmente. Para que la voz humana sea inteligible se necesita, por ejemplo, un ancho de banda de 400 Hz.. La articulación - las cualidades de altura y tonales de la voz - requiere alrededor de 1200 Hz., o sea tres veces más.

Frecuencias de corte.

Debido a que en los medios de comunicación se superponen muchas conversaciones simultáneas (u otra información), es necesario restringir cada una de ellas a su propio canal. Los filtros eléctricos que se utilizan para tal fin, forman una banda que deja pasar las frecuencias comprendidas dentro de cierta gama y bloquea aquellas que no lo están. Los puntos situados en los extremos superior e inferior de la banda de paso se denominan frecuencias de corte. Ver fig.2.5

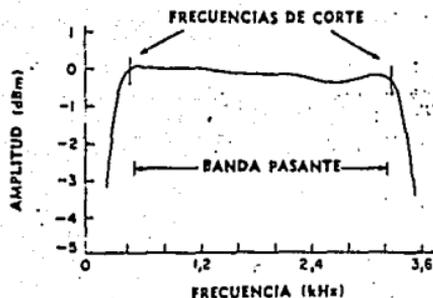


Fig. 2.5 Banda de paso formada con filtros.

PERTURBACIONES DE LOS CANALES DE COMUNICACION

Distorsión.

Si fuera posible transmitir la señal por un canal perfecto, llegaría a su destino exactamente como fué enviada. Canales de este tipo, sin embargo, solo existen en teoría; por lo tanto, las señales se distorsionan durante la transmisión.

El ruido es un fenómeno imprevisible que puede describirse mejor estadísticamente. La distorsión, afecta la señal en forma permanente y es función de cada canal en particular. Existen tres tipos de distorsión que un canal puede transferir a una señal: distorsión de retardo, distorsión por atenuación e inestabilidad.

Tiempo de propagación.

El tiempo de propagación de la señal es función del tipo de canal por el que se desplaza y de la propia frecuencia. Una señal se movería por un canal sin influencias externas y sin resistencia a razón de 300,000 Kms./seg. (la velocidad de la luz) como máximo. Una portadora de microondas podría trasladar la señal a 160,900 Kms./seg. y un par de conductores de un cable dejaría pasar la señal a 22,600 Kms./seg. Es necesario adicionar 1200 μ seg., ya que la señal atraviesa terminales que permiten pasar la portadora por hilos, filtros y otros equipos.

Si el canal carece de distorsión, todas las frecuencias lo atravesarán con la misma velocidad. En tales circunstancias, la relación de la frecuencia y fase de la señal con respecto al tiempo será constante (lineal). Ver fig.2.6. El intervalo de

tiempo entre el instante en que se transmiten la señal y el instante en que es recibida se denomina retardo de fase, retardo absoluto o tiempo de propagación.

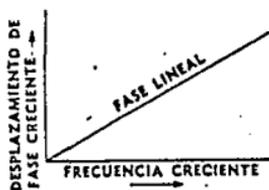


Fig.2.6 Retardo de fase a través de un canal exento de distorsión.

Retardo de la envolvente (distorsión por retardo de fase).

Una causa de dificultades en la transmisión de datos es que el corrimiento de fase con respecto a la frecuencia no suele ser lineal en la mayoría de los medios de transmisión y su curva es similar a la fig.2.7

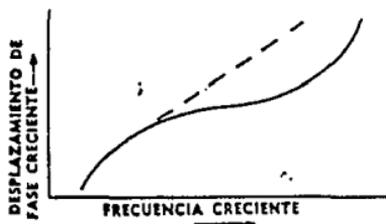


Fig. 2.7 Retardo de fase de un canal normal de voz.

En tales circunstancias, durante la transmisión algunas frecuencias de la señal sufrirán un retardo mayor que otras y, se producirá la distorsión de la señal original. Este fenómeno se llama retardo de la envolvente ó distorsión por retardo de fase. Matemáticamente el retardo de la envolvente se define como la primera derivada del retardo de fase. Esto significa que la forma de la curva correspondiente al retardo de la envolvente refleja la velocidad de variación de la pendiente de la curva de fase en función de la frecuencia. Si fuese lineal (ver línea de trazos de la figura 2.7) no habría retardo de la envolvente (línea de trazos de la figura 2.8) en tanto que si no lo fuese se produciría la distorsión de la señal transmitida.

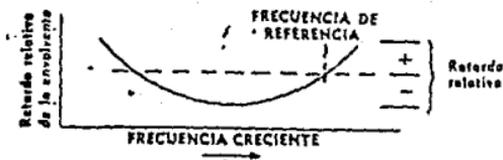


Fig. 2.8 Curva del retardo relativo de la envolvente.

Si transmitiéramos una señal binaria a mil bauds, cada elemento de señal tendría una duración de 1 mseg. Un retardo relativo de la envolvente de sólo 1 mseg. entre las frecuencias de un "1" y un "0" lógicos causaría, la superposición de las frecuencias en el receptor, lo que anularía la señal.

Para entender los efectos del retardo de la envolvente comparemos los tres diagramas que siguen. El primero, fig.2.9, muestra la forma de onda perfecta tal como fue transmitida en $t=0$. Las componentes de 1000 y 3000 Hz. están en fase en $t=0$.

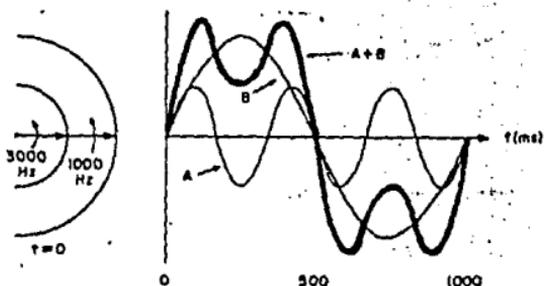


Fig. 2.9 Forma perfecta de una onda tal como fue transmitida en $t=0$.

El segundo diagrama, fig.2.10, muestra la onda transmitida en $t=250$ mseg. Aunque los dos vectores no se hallan superpuestos, como lo estaban en $t=0$, todavía siguen en fase, pues uno de ellos gira tres veces más rápido que el otro. Mientras conserven esta relación de 3 a 1 seguirán en fase.

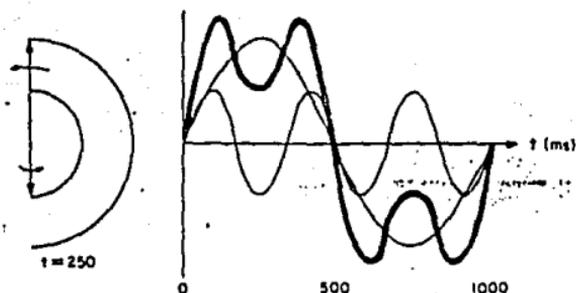


Fig. 2.10 Forma de onda tal como fue transmitida en $t=250$ mseg.

El tercer diagrama fig.2.11, ilustra lo que ocurre con una forma de onda cuando sus componentes se defasan. La señal transmitida fue la misma de antes, pero el canal ha retardado la componente de baja frecuencia, lo cual deforma la onda resultante.

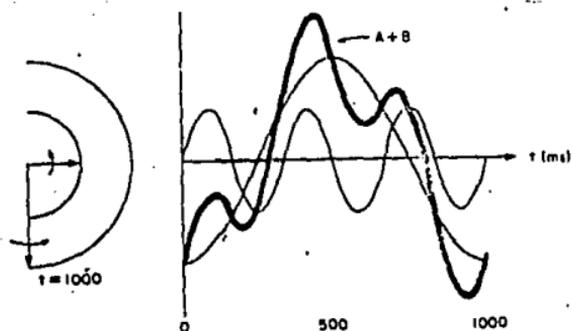


Fig. 2.11 Forma de onda con sus componentes defasadas.

Compensadores de retardo.

Aunque el retardo de la envolvente siempre está presente en los circuitos de comunicaciones, importa mucho aplanarla en todo el ancho de banda del canal para reducir al mínimo la distorsión de retardo. Esto se logra colocando redes compensadoras de retardo en los circuitos que forman el canal, ver fig. 2.12. Los componentes introducen un retardo inverso al del propio canal y el resultado acumulativo es en retardo relativamente plano en el ancho de banda.

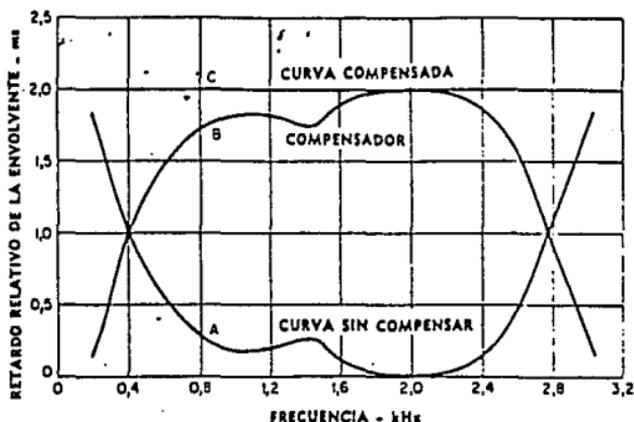


Fig. 2.12 Aplanamiento del retardo de la envolvente mediante compensadores .

Atenuación

En comunicaciones, la atenuación se refiere a la pérdida de la potencia que experimenta una señal a medida que se propaga del transmisor al receptor. Quiere decir que la potencia es absorbida por el medio de transmisión.

Medición

Uno de los métodos más prácticos para medir la atenuación es determinar el logaritmo de la relación entre la potencia de entrada (transmitida) y la de salida (recibida).

Decibeles

Las unidades que resultan de sacar el logaritmo de la relación entre la potencia de entrada y la de salida se le denominan bels ; el decibel es un décimo del bel. Si un amplificador entrega una potencia de salida P_o de 100 watts con una potencia de entrada P_i de sólo 1 watt, entonces su ganancia sería el resultado de dividir P_o entre P_i o la relación de :

$$P_o / P_i = 100/1 \text{ ó } 100$$

Esta amplificación puede expresarse también mediante el logaritmo de la relación: $\log 100 = 2$.

Del resultado anterior se diría que tiene una ganancia de 2 bels,

ó bien 20 decibeles (20 dB en forma abreviada). Por lo tanto, un decibel equivale a 10 veces el logaritmo del resultado obtenido dividiendo la potencia de salida por la potencia de entrada:

$$\text{dB} = 10 \log P_o / P_i$$

Agreguemos algo más: El decibel por sí solo no tiene valor intrínseco; simplemente indica la relación existente entre dos niveles de potencia. Así, una pérdida de 10 dB da una buena idea de la atenuación de una señal en un circuito, pero no indica su intensidad inicial.

Supongamos que se transmite una señal cuya energía es de 1.2 mW (miliwatts) y que el canal absorbe 0.6 mW. ¿Cuál es la pérdida en dB de la señal cuando atraviesa el canal?

Solución:

$$\begin{aligned} \text{dB} &= 10 \log P_o / P_i \\ &= 10 \log 0.6/1.2 \\ &= 10 \log 0.5 \\ &= 3 \text{ dB de pérdida} \end{aligned}$$

Distorsión por atenuación

Las altas frecuencias pierden energía más rápidamente que las bajas frecuencias durante la transmisión por un medio, por lo que la señal recibida puede estar distorsionada por una atenuación desigual ó pérdida de las frecuencias que la componen. En el ejemplo de la figura 2.13, la alta frecuencia ha sufrido una mayor pérdida de intensidad por atenuación que la parte correspondiente a la baja frecuencia de la señal.

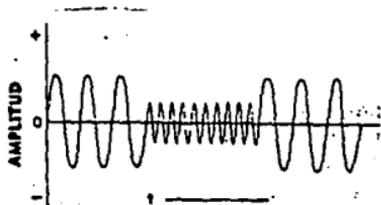


Fig. 2.13 Efecto de la distorsión por atenuación.

Para tratar de disminuir la distorsión por atenuación se utilizan compensadores, que son redes eléctricas cuyas pérdidas de frecuencia complementan las pérdidas en la línea. Por consiguiente, cuando se intercalan en el circuito de línea, el resultado neto es la compensación de la pérdida de todas las componentes de frecuencia de una señal. (Véase la figura 2.14).

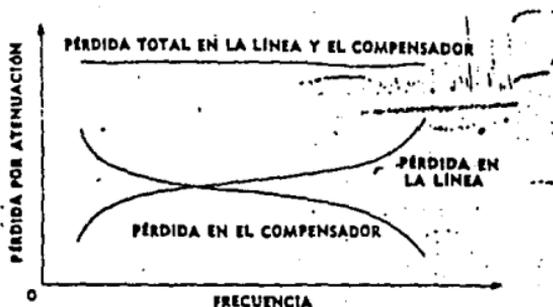


Fig. 2.14 Corrección de la distorsión por atenuación.

Pérdida neta

Pérdida neta es simplemente la diferencia de potencia experimentada por una señal entre la fuente y el destino, y se mide en dB.

Perturbaciones.

El término "perturbaciones" se emplea para definir las señales extrañas y audibles que aparecen en la línea durante una conversación telefónica. Las perturbaciones consisten en diafonía, eco o ambos fenómenos.

Diafonía.

Es el "derrame" del contenido de un circuito telefonico sobre otro, lo cual da lugar a la presencia de voces y música audibles en el segundo circuito.

La causa es la inducción de corrientes de un circuito en otros adyacentes. Muchos circuitos están integrados por un par de conductores que pasan por cables que pueden contener más de dos mil de ellos, pero que tienen un diámetro de 6 cms.. Esta proximidad permite contar con una fuerza inductiva suficiente para causarla. Entre los factores que contribuyen a incrementar los efectos de la diafonía podemos citar la frecuencia e intensidad de la corriente de la fuente, así como la distancia que los circuitos recorren paralelos entre sí.

Eco.

Es el retorno de la propia voz durante una conversación telefónica. Generalmente se produce solo durante las llamadas de larga distancia y su origen es atribuible a un desequilibrio eléctrico del circuito.

Si A está hablando y una parte de la energía de su conversación se enlaza en el circuito y vuelve hacia él, como consecuencia de un desequilibrio eléctrico de la red en B, entonces A oira su propia voz como un eco. Ver figura 2.15

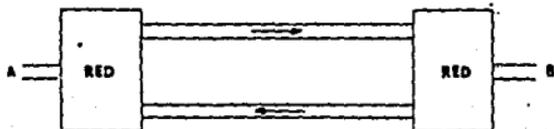


Fig. 2.15 Circuito telefónico simplificado.

Supresores de Eco.

Los supresores de eco fueron inventados para eliminar esta perturbación y su uso se ha generalizado en la actualidad. Cuando A empieza a hablar, la energía de su voz activa un relevador que cortocircuita el trayecto de retorno, y de ese modo bloquea todo eco. Cuando A termina de hablar, el supresor de eco se desactiva rápidamente (10mseg.) y B puede empezar a hablar. Ver figura 2.16.



Fig. 2.16 Principio de la supresión de ecos.

Anuladores

Los supresores de eco cumplen bien con la misión para la cual han sido creados, pero originan graves problemas durante la transmisión de datos. En primer lugar, toda máquina comercial o conversor de datos que utilice un circuito de voz equipado con supresores de eco debe dejar transcurrir un segundo como tiempo de inversión, o sea, el tiempo que lleva invertir el sentido de la transmisión. En segundo término, y lo más importante en muchos casos, si la transmisión de la máquina A activa el supresor de eco, todo intento de la máquina B de retransmitir a A una señal de interrupción quedará bloqueado. Los anuladores desactivan los supresores de eco aplicando un tono de 2025 Hz a la línea durante 300 mseg. cuando no se están transmitiendo otras señales. Todo intervalo igual o superior a 100 mseg. reactivará los supresores de eco.

Interferencia

Si bien las perturbaciones son molestas, pueden o no tener un efecto adverso sobre la transmisión de datos. La interferencia, en cambio, suele constituir una fuente de errores durante la transmisión de datos y puede ser causada por inducción, ruido o tonos de multifrecuencias.

Inducción

Tanto la inducción magnética como la eléctrica podrán ocasionar interferencias en los circuitos paralelos. Esto es cierto cuando aumenta el volumen de datos que se transmiten, pues las señales digitales se aplican a los circuitos de una manera más continua que la voz. En una conversación telefónica existen huecos, de modo que en determinado instante puede haber voces y un ruido total tolerable. Las voces producen una fuerza inductiva limitada e inofensiva.

Ahora pongamos transmisiones de datos en lugar de las conversaciones telefónicas. Los vacíos entre palabras han sido eliminados, de modo que tenemos una energía continua. Si dentro de este grupo de circuitos existen desequilibrios eléctricos o magnéticos, o si uno o más circuitos contienen señales o ruido de excesiva potencia, todo el grupo podrá verse afectado hasta el punto de que no puede transportar datos sin errores.

Ruido

El ruido de un canal está formado por impulsos eléctricos fortuitos. Estas señales indeseadas provienen de una variedad de fuentes y por lo general se clasifican en ruido parásito o ruido blanco. Cuando el ruido alcanza niveles tales que origina errores en la transmisión, se le considera interferencia.

Ruido Parásito

El ruido parásito es causado generalmente por el funcionamiento de máquinas y llaves, así como tormentas eléctricas. Se caracteriza por su intensidad y corta duración y está confinado a una parte restringida del espectro de frecuencias. Dentro de la gama de audio es perceptible como chasquidos bruscos o rafagas de estática. Ver figura 2.17

Ruido Blanco (Ruido gaussiano)

La energía del ruido blanco, por el contrario, está repartida en una amplia region del espectro de frecuencias y se escucha familiarmente como soplo de fondo en radio o telefonía. Se debe a la induccion de las líneas de alta tensión, la intermodulación de circuitos adyacentes y un conglomerado de otras señales aleatorias. Una explicacion del uso del adjetivo "blanco" para describir éste tipo de ruidos es que origina la "nieve" visible en la pantalla de TV cuando la señal es débil.

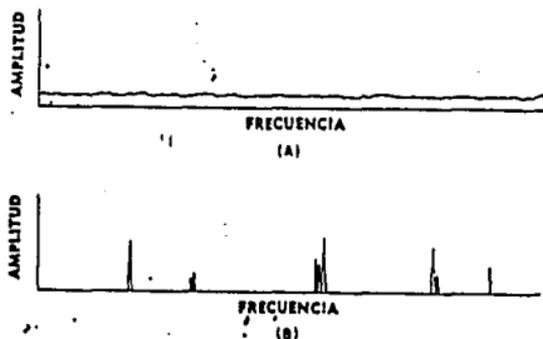


Fig. 2.17 Distribucion en amplitud y frecuencia (A) del ruido blanco y (B) del ruido parásito de corta duración.

El ruido como fuente de errores.

El ruido se hace molesto cuando su magnitud es mas de la mitad de la que tiene un elemento positivo del código. A esto se debe que se tomen muestras de una señal y si el ruido supera el nivel de decision se interpreta como una señal positiva. Ver figura 2.18.

Efecto del ruido sobre la capacidad de un canal (Shannon).

Puesto que las señales que son ruido poseen muchas de las características de una señal portadora de información, debemos buscar alguna forma de distinguirlas claramente. Por fortuna, el

nivel de potencia (intensidad) del ruido es bastante bajo en la mayoría de los circuitos. Si la potencia de la señal de datos esta muy por encima de la potencia de ruido, el equipo receptor puede diferenciarlas con más facilidad. A medida que la señal y el ruido alcanzan un nivel de potencia similar, en tanto que el ancho de banda del canal permanece constante, cada una de las condiciones o estados discretos de la señal debe estar presente durante periodos más prolongados para que el equipo de recepción pueda discriminar entre ellos y los estados aleatorios del ruido.

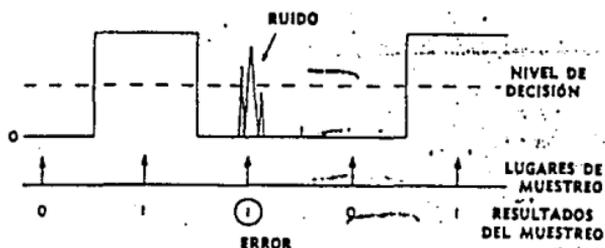


Fig. 2.18 Efecto del ruido sobre una señal binaria

C.E. Shannon fué un precursor en éste campo y en 1949 desarrolló una teoría según la cual el régimen máximo de bits, C , que se pueden enviar por un canal con un ancho de banda BW y una relación señal/ruido S/N (donde S = intensidad de la señal y N = intensidad del ruido) está determinado por la fórmula siguiente:

$$C = BW \log_2 (1 + S/N)$$

Esta relación de potencias S/N indica la intensidad relativa de la señal con respecto a la del ruido en el canal, y se expresa en decibeles (dB).

dBm

Debido a que el decibel, como medida de la relación entre dos potencias, no posee un valor intrínseco, a menudo resulta útil disponer de un valor conocido que sirva de referencia para expresar el nivel de potencia de una señal. El sistema Bell desarrolló esa medida: 1 mW a 1000 Hz en una impedancia de 600 ohmios, que se denomina "cero dBm". Si una señal posee más potencia que ese patron de medida, tiene más dBm, si su potencia es menor que la standard, tendrá menos dBm.

dBrn

Un tono de 1000 Hz a 1 mW causaría interferencia en un circuito telefónico o de datos. Para reducir ese ruido (interferencia) a un nivel despreciable sería necesario bajarlo a unos -90 dBm. En lugar de hacer referencia a niveles de ruido con signo negativo (tales como -40dBm) se ha tomado como nivel patrón el de -90dBm, y las mediciones hechas con respecto a esa norma son de dBrn (dB sobre el ruido de referencia).

Ahora debe resultar evidente que cuando se utiliza una expresión en dB siempre conviene dar alguna clase de referencia.

Para finalizar el capítulo daremos las características propias que posee el canal de comunicación (en nuestro caso TELMEX), obtenidas del Departamento de Transmisión de TELMEX. Vease propiedades y la tabla 2.2

PROPIEDADES LINEAS DE TELMEX

- Impedancia de entrada/salida: 600, 900 ohms.
- Máximo consumo de corriente: 40 mA desde -21 a -55 Vdc
- Máximo nivel de salida: 18 dBm
- Ganancia máxima: 35 dB a 1 KHz
- Pendiente de igualación: 10 dB por década
- Nivel de ruido de salida: 23 dBrn
- Diafonía: -60 dB
- Ancho de Banda: 20Hz a 10 KHz

TABLA 2.2

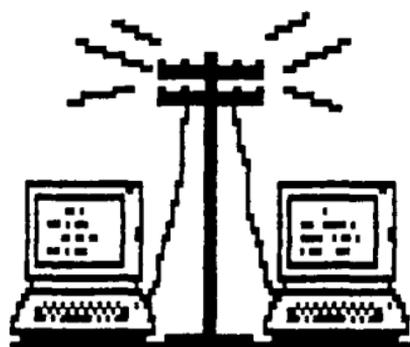
CARACTERISTICAS DE LAS LINEAS DE TELMEX

CALIBRE DEL CONDUCTOR	RESISTENCIA (Ω /Km)	ATENUACION db/Km(1)	ATENUACION dB/Km(2)	CAP. μ f/Km
0.4 #26	280	1.83	1.27	0.05
0.5 #24	180	1.5	0.84	0.053
0.64 #22	110	1.21	0.54	0.056
0.9 #19	55	0.83	0.26	0.05

(1)- Frecuencia de transmisión 1000 Hz

(2)- Para Líneas Pupinizadas

CAPITULO 3



Tipos y Normas de Comunicación

TIPOS Y NORMAS DE COMUNICACION ENTRE SISTEMAS DIGITALES GENERALES

Un sistema es todo aquel conjunto de elementos que, al interactuar entre sí, nos da una respuesta útil cuando le proporcionamos ciertos datos. Así, un sistema digital es todo sistema cuya característica principal es la de poder manipular información codificada numéricamente, de acuerdo a un cierto sistema numérico de referencia.

Cuando se ponen en contacto a dos o más de estos sistemas se dice que se estableció una comunicación entre ellos.

Los tipos de enlaces que se pueden lograr son :

Punto a punto : Se establece cuando se logra la comunicación de los sistemas a través de un canal individual y privado, sin que existan elementos ajenos a dicho canal como podrían ser amplificadores auxiliares, modems, computadoras, conmutadores, etc..

Un ejemplo de este tipo de conexiones son los cables de interfase que existen entre una computadora y una impresora.

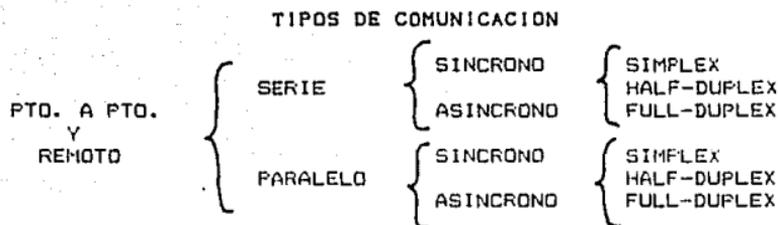
Remoto : Se establece cuando el enlace ocurre gracias a la ayuda de dispositivos, tales como los modems. En el enlace remoto el canal es colectivo en algunas partes e individual en otras.

Así, el enlace punto a punto se utiliza cuando los sistemas están próximos entre sí, siendo la distancia de algunos metros, mientras que el enlace remoto se emplea cuando los sistemas están alejados uno de otro varios kilómetros, tales como podría ser la comunicación entre colonias, ciudades y aún países.

La transferencia de información (comunicación) que se establece entre dos o más sistemas digitales se realiza, en forma general, carácter a carácter utilizando códigos binarios (entre los más conocidos están el ASCII, EBCDIC y BAUDOT). En el apéndice D, al final de este trabajo se muestran las tablas correspondientes a los códigos ASCII y EBCDIC.

Los códigos mencionados anteriormente utilizan unidades básicas de información denominadas palabras, y que suelen tener una longitud entre 5 y 8 bits o múltiplos de ellos. Cabe recordar que el bit es la unidad básica de información, esta representa los estados lógicos del álgebra de Boole como son : cierto-falso, sí-no, 1 ó 0, etc..

Una forma de clasificar los tipos de comunicación existentes sería la siguiente :



Este es el momento oportuno para ahondar un poco sobre cuales son las diferencias entre un método y otro, por lo cual a continuación se explican brevemente y se realiza una comparación entre estos esquemas de transmisión.

Método Paralelo.-Se transmite simultáneamente por el canal de comunicación, todos los bits de un carácter, junto con una señal de reloj que indica el momento en que esta presente una palabra de información en las líneas de datos. (Ver fig. 3.1).

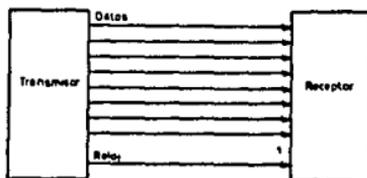


Fig. 3.1 Transmisión Paralelo

Método Serie.- Se transmite en forma secuencial en el tiempo todos los bits de una carácter, uno tras otro, por el canal de transmisión. El canal consiste, de dos o cuatro hilos y algunas veces puede existir una línea adicional de reloj, cuyo objetivo es la de indicar cuando empieza un bit y cuando acaba, es decir, sincronizar el transmisor con el receptor. (Ver fig. 3.2).

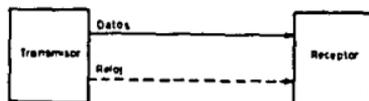


Fig. 3.2 Transmisión Serie

Comparación entre los métodos Serie y Paralelo

-En paralelo se transmite, como ya se dijo, simultáneamente un carácter completo, tal como es utilizada en el procesador hacia o desde unidades periféricas, de modo que el tiempo de transmisión de dicho carácter es mínimo, por lo que la velocidad global de transmisión, estará afectada solamente por las limitaciones implícitas en la tecnología de fabricación de circuitos integrados utilizada.

-En serie exige un intervalo de tiempo para cada bit transmitido, por lo que la transferencia de un carácter requerirá los n tiempos elementales correspondientes a cada bit del dato más los pulsos necesarios para la información de control y protección.

-El método serie exige de un mayor número de circuitos, ya que la información deberá ser convertida de su forma paralelo a serie, enviada bit a bit por el canal y una vez en el receptor, reconstruida a su formato original (paralelo) para su posterior procesamiento; estos cambios no son necesarios en el método paralelo ya que la información es enviada y recibida en el formato adecuado para su procesamiento.

-En el método paralelo se requieren de n líneas de comunicación más las necesarias para protección y control, esto implica un mayor número de hilos de conexión y circuitos terminales, con lo que el costo se vuelve prohibitivo si la distancia entre los dos sistemas es muy grande, además de que también influyen grandemente la atenuación y la pérdida de potencia que se pueda sufrir por utilizar este método.

En conclusión se puede afirmar que:

-Cuando la distancia entre dos sistemas digitales que deban comunicarse sea reducida, o bien cuando la velocidad de transmisión deba ser elevada será preferida una interfase paralelo.

-El método serie será preferido en aquellos casos en los que la distancia entre dos sistemas sea grande, o bien cuando se requiera del manejo de sistemas que sean lentos pero que brinden gran confiabilidad, comparativamente con la velocidad de manipuleo de datos del microprocesador, como por ejemplo: grandes medios de almacenamiento de información (cintas magnéticas, discos duros, diskettes).

Otra forma de clasificar a los métodos de transmisión de información es atendiendo la manera en que se acomodan los bits de control dentro de la palabra (bits de sincronía) para evitar la pérdida de información por errores introducidos en el canal de comunicación. Estos métodos se explican a continuación:

Síncrono : Este método consiste en que cada mensaje o bloque de transmisión va precedido de caracteres de sincronía. Cuando el receptor identifica una combinación de bits igual a la de caracteres de sincronía, da por detectado el inicio de los datos y a continuación, contabilizando los bits y caracteres recibidos, identifica el mensaje transferido en ese bloque.

Asíncrono : Para este método, cada caracter va señalizado mediante dos etiquetas, uno al principio (bit de arranque) y otro al final (uno o dos bits de parada). Se introduce en el caracter un bit de paridad, como un medio para detectar los errores que pudiesen haber en la transmisión.

A continuación se hace una comparación de estos dos métodos con el fin de poder decidir cuando usar uno u otro.

Comparación entre el método Síncrono - Asíncrono

-El método asíncrono permite enviar caracteres a tasas variables, ya que cada caracter lleva incorporada la información de sincronía.

-Para el método asíncrono existen circuitos integrados, que permiten simplificar la realización de sistemas con este formato a precios moderados. Ejemplo de ello son los UART's (transmisor-receptor universal asíncrono)

-Se comentó anteriormente, que cuando se usa el método síncrono se necesita de dos caracteres de sincronía llamados SYN, se puede comprobar entonces que :

Para enviar un mensaje de N palabras será necesario :

$$\begin{aligned} & (N + 2) \times L \text{ bits en síncrono} \\ & (L + 2) \times N \text{ bits en asíncrono} \end{aligned}$$

donde L : es la longitud de una palabra

Se observa que el método asíncrono es menos eficiente a medida que el volumen de información es mayor ya que cada caracter va precedido de información no útil, es así que sólo el 80% de está es aprovechado; mientras que el síncrono solo existen dos bits de información por cada bloque no utilizados. Es por eso que el método síncrono se utiliza cuando el volumen de información a enviar o recibir es grande.

Por último es necesario saber que existen diferentes maneras de transmisión de información de acuerdo a la utilización del canal. Estas son explicadas a continuación:

Simplex : Cuando el flujo de información se transmite en un solo sentido por el canal.

Half-Dúplex : Cuando el flujo de información se transmite en ambos sentidos pero no de forma simultánea a través del canal.

Full-Dúplex : Cuando el flujo de información se transmite en ambos sentidos y de manera simultánea a través del canal.

A continuación se resumen los tipos de comunicaciones existentes:

Pto. a Pto. -comunicación a distancias cortas -sin elementos ajenos al canal de transmisión	Serie -com. bit x bit -com. a grandes distancias. -com. lentas -baratos	Síncrono - a mayor manejo de vol. de inf.	Simplex Tx. de inf. en un sentido
	Remoto -comunicación a grandes distancias -con dispositivos auxiliares al canal	Paralelo -com. palabra por palabra -com. a dist. cortas -com. rápida -costoso a dist. grandes	
			Síncrono -a mayor manejo de vol. de inf. Asíncrono -cuando el sist. es lento ó se requiere de mayor confiabilidad de datos.

NORMAS DE COMUNICACION

La parte final del capítulo, hablará de las normas de comunicación y sus reglas básicas para poder establecer un enlace entre dos sistemas digitales.

Es necesario saber que estas normas rigen la interconectividad entre los distintos sistemas, hace compatible a los equipos de diferentes marcas y caracteriza a los buses de comunicación tanto mecánica como eléctricamente.

Estas normas se presentan a dos niveles :

- Comunicación a nivel de buses externos.
- Comunicación a nivel de buses perifericos. Que a su vez se puede subdividir como sigue:
 - a) Cuando la interfase está lejana al procesador, y
 - b) Cuando la interfase está cercana al procesador.

Nota.- Un bus es un conjunto de hilos físicos, líneas en un circuito impreso o alambres, que enlazan o unen dos o más partes constituyentes de un sistema digital.

Se inicia el tema con la comunicación de buses externos; para ello se han descrito tres buses :

Buses externos.

Bus normalizado EUROMICRO MUBUS: Esta norma fué propuesta por J.D. Nicoud y J.F. Veuille en la revista de la asociación europea de usuarios de microprocesadores, EUROMICRO NEWSLETTER (Vol.1 No.3,1975;Vol.2 No.2,1976;Vol.3.No.1,1977).La norma ha sido adoptada por fabricantes suizos,italianos y españoles. Las líneas que integran a este bus son :

- 16 líneas de direcciones (activas altas)
- 16 líneas de datos (activas altas)
- 20 líneas de control (activas bajas)
- 10 líneas de alimentación y tierra.

Bus S-100 : Es un bus que ha pasado de los microcomputadores personales a norma internacional propuesta por el I.E.E.(Institute of Electrical and Electronics Engineers).Es una norma de bus paralelo, útil para la comunicación entre módulos de alta velocidad. Se aplica entre interfases de sistemas digitales interconectados a través de un conjunto de 100 líneas en paralelo, las cuales comprenden líneas de datos, direcciones y control.

El bus S-100 es el mas usado actualmente por los fabricantes americanos para mas de 700 tipos diferentes de tarjetas y sistemas completos, aunque cabe advertir que no son completamente compatibles todos los que afirman serlo. Su aplicación para sistemas de microcomputadores radica en que se pueden conectar hasta 20 dispositivos diferentes, usando una via de transmisión que es eléctricamente corta (no influyen los retardos de propagación) y trabajan con velocidades máximas de transferencia de hasta 6Mhz..

La norma del bus S-100 trata de definir un sistema de interfase de manejo fácil y racional, que asegure la compatibilidad de los diseños actuales y futuros, con facilidad de ampliaciones modulares y de interconexión de dispositivos de fabricantes distintos para construir sistemas completos; considerando la menor limitación posible en la eficiencia de cada uno de las partes componentes.

A continuación se expone la distribución funcional de estas 100 líneas de acuerdo a la norma I.E.E.E. 696.1/D2 (propuesta en 1979).

Todas las señales del bus S-100, excepto las de alimentación, están limitadas a niveles positivos entre 0 volts y 5 volts, y no pueden tener tiempos de subida o bajada (en carga) inferior a 5 nanosegundos.

Distribución de líneas del bus S-100 :

- 16 líneas del bus de datos.
- 24 líneas del bus de direcciones.
- 27 líneas del bus de control.
 - *8 líneas de estado.
 - *5 líneas de control de salida.
 - *6 líneas de control de entrada.
 - *8 líneas de control del D.M.A.
- 8 líneas del bus de interrupciones vectorizadas.
- 18 líneas del bus de servicio.
 - *9 líneas de alimentación.
 - *2 líneas de reloj.
 - *3 líneas de reset.
 - *1 línea de validación de escritura.
 - *3 líneas de condiciones especiales.

Las siete líneas que restan son para uso especial y pueden ser utilizadas opcionalmente por cada fabricante.

Finalmente está el MULTIBUS : Es propuesto por Intel MUL en 1977. Permite la realización de sistemas multiproceso de forma que el control del bus se realiza bajo un mecanismo de encadenamiento (daisy-chain).

A continuación se muestra la distribución de las líneas del multibus:

- Consta de 86 líneas que podemos dividir como sigue :
- 24 líneas de alimentación.
 - 22 líneas de control.
 - 8 líneas son los vectores de interrupción.
 - 16 líneas de direcciones.
 - 16 líneas de datos.

Resumiendo :

Podemos observar que MUBUS es una norma a nivel europeo, mientras que S-100 y MULTIBUS son normas internacionales.

Las tres normas cumplen con su función de interconectar subsistemas o módulos al sistema principal pero cada una de ellas con sus diferencias propias :

i) MUBUS y S-100 tienen su mayor aplicación al conectar módulos al bus del sistema sin que sean multiproceso.

ii) MULTIBUS tiene su mayor aplicación cuando el bus del sistema es multiproceso.

Una vez que se ha descrito las normas sobre los buses externos, en las siguientes hojas se describen las normas de los buses periféricos. Como se recordará, al inicio del tema que nos ocupa, se dijo que los buses periféricos eran de dos tipos : cuando la interfase esta lejana al procesador y cuando la interfase está cercana al procesador. A continuación se procede a su descripción.

Buses periféricos

a) Si la interfase esta lejana al procesador, la forma de comunicación debe admitir datos y su correspondiente sincronización, además de señales de control.

Una de las normas más populares en la actualidad es conocida como BUS IEEE 488-HP1B. Este bus fué ideado originalmente por Hewlett-Packard para interconectar sus aparatos de medida programables, conocido como Hewlett-Packard Interfase Bus (HP1B). Más tarde en 1975, el IEEE la adoptó como estándar (IEEE 488; ANSI MC1.1-1975).

Es un bus estándar paralelo, se utiliza cuando se desea que la comunicación se lleve a efecto entre uno o varios procesadores y periféricos inteligentes.

El hecho de que el protocolo de comunicación sea asincrono hace que el bus pueda extenderse hasta 20 m., con cargas cada 2 m.. El bus debe contar con un dispositivo que actuará de controlador, encargado de gestionar las peticiones de uso del bus, ya sea para emitir mensajes (transmisor), o para recibirlos (receptor). Su uso se extiende cada día más, existiendo éstas interfases para toda clase de computadoras (incluyendo las microcomputadoras).

Para poder entrar en más detalle, revisar la descripción del bus IEEE 488-HP1B ver apéndice A.

b) Si la interfase esta cercana al procesador, la forma de comunicación es más sencilla, las formas de enlace son :

I) Puerto de entrada-salida PARALELO. Es una interfase de comunicación ampliamente usada en el enlace entre una microcomputadora y una impresora, por lo que se le denomina comunmente como PRINTER PORT (puerto de impresión). Como su nombre lo indica la información pasa a través de 8 líneas de datos en paralelo, más las líneas necesarias para la temporización y el control. El puerto paralelo en la mayoría de los enlaces tiene un conector DB-25 Macho el cual se conecta a la computadora con la señalización correcta para poder transmitir información a una impresora.

Del lado de la impresora existe un conector estándar llamado CENTRONIC'S de forma trapezoidal, de 36 pines . Es el conector más usado en las impresoras con puerto paralelo, al final del apéndice B se da un ejemplo de esta interfase conectado a una impresora ATI 2330 en la que se observa el tipo de conector y la distribución de las señales en éste, (se recomienda al lector ver el apéndice B para tener una mejor idea del puerto paralelo). Se observará que no todas las señales del bus se utilizan ya que la distribución es diferente de impresora a impresora.

Existe un puerto de comunicación de uso extenso en el marco de las comunicaciones y que para el presente trabajo es de vital importancia conocer y estudiar ya que es el puerto con el que generalmente se enlazan a grandes distancias 2 computadoras vía modem, este es el puerto serie de comunicaciones RS-232-C. En las siguientes párrafos se da una breve introducción complementada con el apéndice C para su consulta.

NORMAS DE INTERCONEXION SERIE RS-232-C. Las normas RS-232 fueron definidas por la EIA (Electrical Industry Association) en cooperación con la Bell System, los fabricantes de computadoras y los fabricantes de modems (modulador-demodulador) privados con el objeto de normalizar los circuitos de interconexión, llamados circuitos de enlace de la interfase, entre el equipo de procesamiento de información también llamado equipo terminal de datos (DTE : Data Terminal Equipment) y el llamado equipo de comunicación de datos (DCE : Data Communications Equipment).

El estándar RS-232 fue desarrollado en tres etapas, A,B, y actualmente la C, que es la más usada en la comunicación serie entre computadoras y sus periféricos tales como impresoras, terminales de video, trazadores gráficos, modems, etc. Sin embargo, tiene las limitaciones de separación entre DTE y DCE (aprox. 15m.), y velocidad de transferencia de información (hasta 20 Kbits por seg.).

El estándar EIA etiquetado como RS-x (Recommended Standards-x) y el CCITT marcado como V.x ó X.x, donde x es el número del

estándar, son compatibles para la norma que nos ocupa. Así, la interfase estándar RS-232C es totalmente equivalente al estándar CCITT V.24.

El adaptador EIA/CCITT nos permite conectar el DTE al DCE usando conexiones estándar EIA ó CCITT. Un modem externo es usado para nuestro ejemplo, ver fig.3.3.

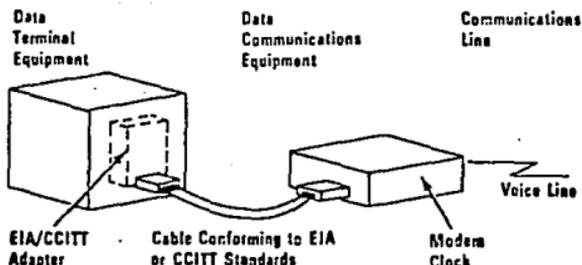


Fig. 3.3 Enlace entre un DTE y un DCE (modem) usando el estándar EIA/CCITT.

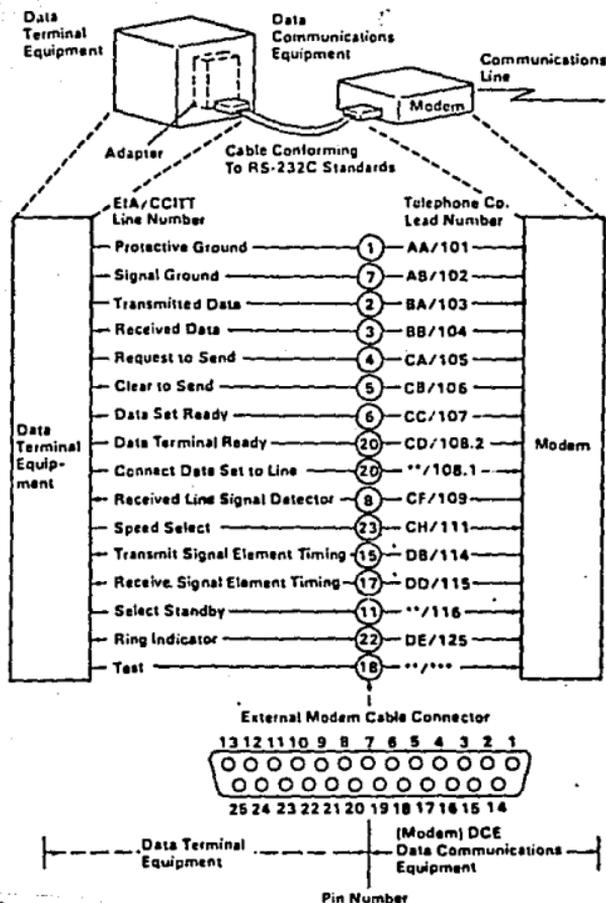
La norma RS-232C cubre los 3 aspectos de la comunicación entre el DTE y DCE : Características eléctricas de las señales, características mecánicas de los conectores y descripción funcional de las señales usadas para realizar la comunicación.

El canal se divide en 4 grandes grupos de señales que son : De datos, de control, temporización y tierras.

Como norma general diremos que las señales de datos se consideran como marca ("1" lógico) cuando en ellas existe un voltaje negativo, aproximadamente de -12 v., y como espacio ("0" lógico) cuando hay un voltaje positivo de valor +12 v.. Para las señales de control y de temporización se consideran en estado abierto cuando están a un voltaje positivo mientras que cuando es negativo es un estado cerrado. Para mayor información consultar el apéndice C.

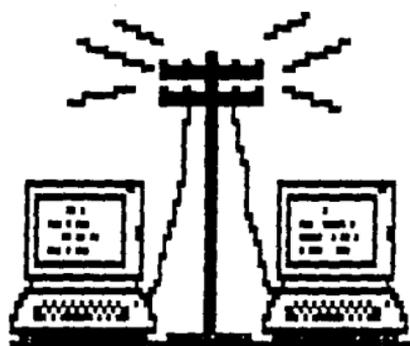
Nota: Para mayor información de estos temas, favor de consultar la referencia 2 de la bibliografía propuesta.

En la siguiente página hay una ilustración del equipo terminal de datos conectado a un modem externo usando las conexiones definidas por la interfase standard RS-232C, en el que se detallan las señales, así como el tipo de conector (DB-25, Hembra) más utilizado.



- * Not used when business machine clocking is used.
- ** Not standardized by EIA (Electronic Industries Association).
- *** Not standardized by CCITT

CAPITULO 4



Modulación. Técnicas y Tipos

MODULACION TECNICAS Y TIPOS

Toda vez que se trata de enviar información a través de un canal de comunicación, nos encontramos con ciertas limitaciones físicas que éste presenta; así, por ejemplo, si se quisiera enviar un mensaje entre dos personas utilizando la voz se observaría que, a medida que la distancia entre ellos fuese mayor, la comunicación sería más difícil debido a que las ondas sonoras al viajar por el aire (que en nuestro caso es el canal de comunicación) se van atenuando hasta ser imperceptibles, si la distancia entre esas personas es considerable.

Si a esto añadimos el hecho que en el canal se presentan ciertos fenómenos físicos no controlables por el hombre como son el ruido e interferencias, entonces la comunicación llegaría a ser nula, ya que el receptor no entendería el mensaje. Es por eso que se han buscado modos alternos de transmisión, tratando de salvar los obstáculos puestos por los medios físicos.

La forma más usada para aumentar la eficacia de la transmisión de información se denomina modulación y requiere que las señales que llevan la información sean procesadas, de alguna forma, antes de que se transmitan por un determinado canal. Todas aquellas señales (voz, datos, video, etc.), obtenidas eléctricamente dentro de su rango de frecuencia original son conocidas como señales de banda base, estas tienen que ser desplazadas a frecuencias superiores con el fin de evitar la pérdida de información, debido a la atenuación existente en los canales de comunicación.

El uso de frecuencias superiores proporciona una radiación eléctrica más eficiente, esto permite mayor potencia y por ende más distancia y pone al alcance anchos de banda superiores. La forma de pasar una señal banda base a frecuencias superiores es a través de la variación de amplitud, frecuencia o fase (o una adecuada combinación de ellas) de una onda senoidal portadora de alta frecuencia acoplada con la información que se va a transmitir. A este proceso se le conoce como modulación de señal senoidal o de onda continua.

Se necesitan, en general, dos tipos de señales para que se lleve a cabo la transmisión de información a grandes distancias utilizando la modulación; éstas señales son:

a).- La señal moduladora: es la señal que contiene la información que se va a transmitir (señales banda base) la cual puede ser voz, datos, video, etc.

b).- La señal portadora: es la señal que servirá como transporte de la señal moduladora. Es una señal senoidal de alta frecuencia la cual le proporcionará la suficiente potencia a la información para que el mensaje sea eficientemente emitido.

El proceso de modulación es explicado a continuación (ver figura 4.1):

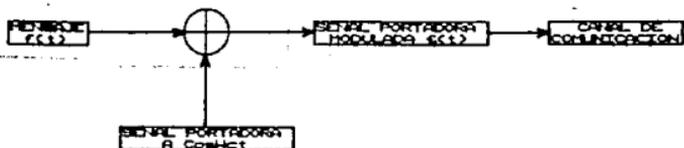


Fig. 4.1 Modelo del proceso de Modulación

La señal mensaje $f(t)$ es multiplicada por una señal portadora senoidal $A \cos \omega_c t$. Como resultado de este proceso se obtiene una señal portadora modulada $f_m(t)$. Esta señal tiene la característica de que es una señal senoidal de alta frecuencia la cual contendrá información que se desea enviar.

De acuerdo a cómo varía la señal mensaje, la señal portadora se le podrá variar en amplitud, frecuencia o fase. Si la señal mensaje es analógica y :

-Si la señal portadora se le controla su amplitud (de acuerdo a las variaciones del mensaje) se le denomina A.M. (Amplitud Modulation : Modulación en Amplitud).

-Si la señal portadora se le controla su frecuencia (de acuerdo a las variaciones del mensaje) se le llama F.M. (Frequency Modulation Modulación en Frecuencia).

-Si a la señal portadora se le controla su fase (de acuerdo a las variaciones del mensaje) se le nombra P.M. (Phase Modulation : Modulación en Fase). Ver figura 4.2

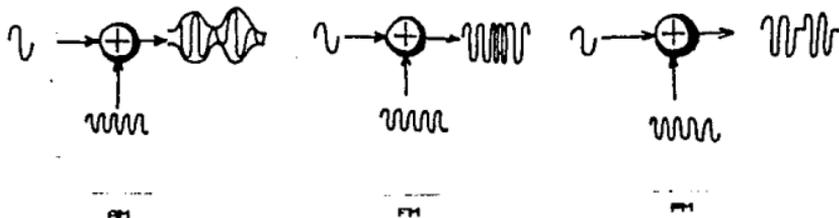


Fig. 4.2 Tipos de Modulación para señales analógicas

Si la señal mensaje es digital se tiene sus correspondientes analógicos que son :

a) A.S.K. (Amplitud Source Keyed : Fuente Manipulada por Amplitud). Cuando la información binaria modula a la portadora en amplitud.

b) F.S.K. (Frequency Source Keyed : Fuente Manipulada por Frecuencia). Cuando la información binaria modula a la portadora en frecuencia.

c) P.S.K. (Phase Source Keyed : Fuente Manipulada por Fase). Cuando la información binaria modula a la portadora en fase.

En cuanto a estos tipos de modulación digital, se verán con más detalle en la siguiente sección.

Por otra parte, los esquemas de modulación planteados se podrían resumir, en forma general, de acuerdo al cuadro siguiente :



* Nota : existen algunas variantes en cada una de ellas con sus características propias. Se recomienda al lector la referencia (3) en caso de desear profundizar en ellas.

Como ya se mencionó, existen dos grandes áreas a las cuales se les puede aplicar el concepto de modulación estas son: los sistemas analógicos y los sistemas digitales. Dada la creciente importancia de los sistemas digitales, el estudio se enfocará a los sistemas de portadora digital, especialmente de tipo binario, que es con frecuencia mas simple y es el que actualmente en México utilizan la mayoría de los modems como base para realizar el proceso de comunicación utilizando como canal la línea telefónica.

Por estas razones emprendemos un análisis donde básicamente se estudia la modulación digital y muy particularmente la modulación F.S.K., ya que esta es empleada en modems de bajo costo, con gran eficacia y con velocidades de transmisión, medianas y altas, las cuales puede soportar la red telefónica nacional.

Se mencionó con anterioridad, que hay esencialmente tres maneras de modular una portadora senoidal simple: variando su amplitud, su frecuencia y su fase de acuerdo a la información que se va a transmitir. Para el caso binario esto corresponde a la conmutación de uno de los tres parámetros, entre sólo dos valores posibles.

Más comúnmente, la conmutación de amplitud oscila entre cero (el estado apagado) y algún nivel predeterminado de amplitud (el estado encendido). Tales sistemas se denominan entonces on-off-keyed (O.O.K.).

Análogamente, en la manipulación por corrimiento de fase (P.S.K.), es la fase de la portadora la que se conmuta en π radianes (180°). También puede considerarse que lo que varía en este caso es la polaridad de la portadora de acuerdo con la hilera binaria de información. En el caso de manipulación por corrimiento de frecuencia (F.S.K.), la portadora conmuta entre dos frecuencias predeterminadas, ya sea modulando un oscilador de señal senoidal o por conmutación entre dos osciladores dispuestos en fase. Aunque se usan en la práctica otros esquemas de señalización binaria en forma similar, en la sección que sigue se concentrará la atención en estos tres esquemas básicos de modulación.

Modulación por encendido y apagado.

Supóngase una frecuencia de pulsos binarios, como los que se muestran en la figura 4.3.a. El "1" enciende la amplitud de la portadora A, y el "0" la apaga, figura 4.3.b. Se observaría que el espectro de la señal O.O.K. dependerá de la secuencia particular que se transmita. Sea una secuencia particular de unos y ceros $f(t)$; entonces, la señal modulada de amplitud, o señal O.O.K., es simplemente.

$$f_c(t) = A f(t) \cos \omega_c t$$

Donde $f(t) = 1$ ó 0 , sobre intervalos de T segundos de duración.

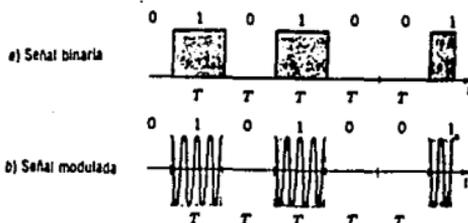


Fig. 4.3 Señal de modulación por encendido y apagado (O.O.K.).

Usando la transformada de Fourier y el teorema de desplazamiento en frecuencia, se tiene:

$$F_c(\omega) = 0.5A [F(\omega - \omega_c) + F(\omega + \omega_c)]$$

El efecto de la multiplicación de $\cos \omega_c t$ es simplemente el corrimiento del espectro original de la señal (la señal banda base) hasta la frecuencia ω_c , figura 4.4. Esta es la forma general de una señal de A.M.: contiene bandas laterales simétricamente distribuidas alrededor de la frecuencia central o de la portadora ω_c . Hay que observar que, con un ancho de banda inicial de la banda base $2\pi B$ rad/seg (B hertz), el ancho de banda de A.M. o de transmisión es el doble que el ancho de banda de la banda base; es decir $\pm 2\pi B$ rad/seg o $\pm B$ hertz alrededor de la portadora, dando un ancho total de $2B$ hertz.

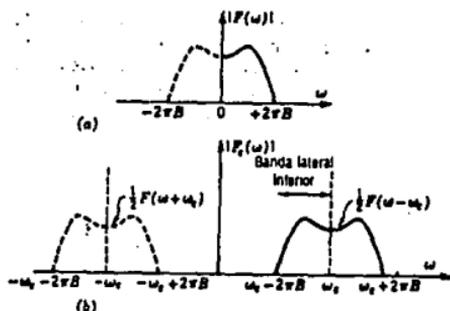


Fig. 4.4 Espectro de amplitud de la onda modulada en amplitud. a) Espectro de la señal moduladora. b) Espectro de la onda modulada en amplitud.

Aunque las señales de la figura 4.3 son pulsos rectangulares, estas pueden tener igualmente cualquier forma que se desee.

A causa de la forma de la figura 4.5, el desplazamiento de frecuencia de una señal $f(t)$ debida a la multiplicación por $\cos \omega_c t$ es un resultado general de las señales de A.M.. Esto es cierto para todas las señales moduladas $f(t)$ y no solamente para el caso binario considerado.

Como caso especial, supóngase que la señal $f(t)$ es un simple pulso rectangular. (Este es entonces el caso especial de un tren binario de pulsos en el cual todos los símbolos son "0" excepto por un "1"). Para un pulso de amplitud A y ancho T (el intervalo binario), el espectro de la señal A.M. es simplemente:

$$\frac{AT}{2} \left[\frac{\text{Sen}(\omega - \omega_c) T/2}{(\omega - \omega_c) T/2} + \frac{\text{Sen}(\omega + \omega_c) T/2}{(\omega + \omega_c) T/2} \right]$$

Con un ancho de banda inicial de aproximadamente $1/T$ hertz (desde la frecuencia 0 hasta el primer cruce por 0) se tiene ahora un ancho de banda de transmisión de $2/T$ ($\pm 1/T$ alrededor de la portadora). Otro caso especial es el tren binario de unos y ceros que se alternan, resultando una señal alterna periódica de O.D.K.. El espectro de esta señal es justamente el espectro de línea $(\text{Sen } x)/x$ de un pulso de ancho T , periódico de duración $2T$, trasladado hasta la frecuencia f_c , esto se muestra en la figura 4.5.

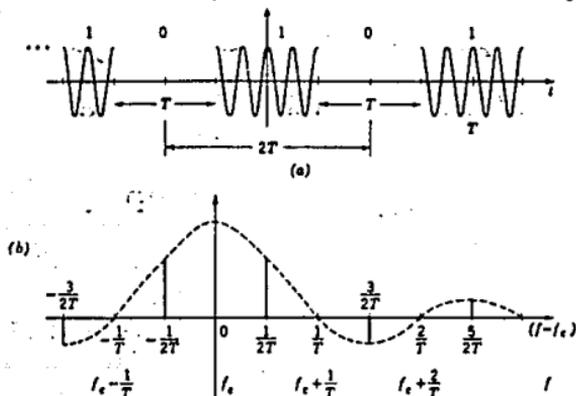


Fig. 4.5 Espectro de la señal periódica de O.D.K. a) Señal periódica de O.D.K. b) Espectro (solo de las frecuencias positivas).

Modulación por corrimiento de fase

En este caso, se tiene que la señal manipulada por corrimiento de fase está dada por:

$$f_c(t) = \pm \text{Cos } \omega_c t \quad -T/2 \leq t \leq T/2$$

si se ha supuesto una forma rectangular para los pulsos. Aquí, un "1" lógico en la hilera binaria de la banda base corresponde a la polaridad positiva, y el "0" corresponde a la negativa. La señal de P.S.K. corresponde entonces esencialmente a una hilera binaria polar NRZ, trasladada hacia arriba en frecuencia. Un ejemplo de ello se muestra en la figura 4.6. Las transiciones discontinuas de fase al comienzo y al final de cada intervalo de bit, cada vez que tiene lugar una transición "1" a "0" o entre "0" y "1", se suaviza realmente durante la transmisión gracias a la forma que se ha usado. La información, independientemente de la polaridad, es sin embargo retenida en el centro de cada intervalo de manera que la decodificación en el receptor se lleva a cabo en las proximidades del centro de los pulsos. Esto también es cierto para las señales O.D.K. y F.S.K. Las señales P.S.K. tienen la misma característica de doble banda lateral que la transmisión O.D.K.. Es así que para

los pulsos de alta frecuencia resulta un espectro centrado en las frecuencias de la portadora f_c , con un ancho de banda igual al doble del espectro de la banda base que ha sido conformado.

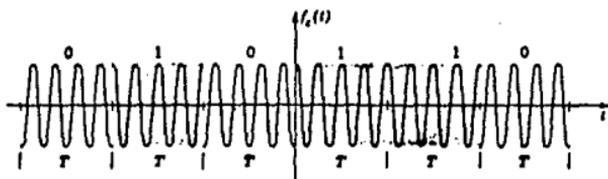


Fig. 4.6 Señal de P.S.K..

Modulación por corrimiento de frecuencia

En este caso, si se considera primero una forma rectangular, para simplificar :

$$f_c(t) = A \cos \omega_1 t \quad \text{para } -T/2 \leq t \leq T/2$$

$$f_c(t) = A \cos \omega_2 t \quad \text{para } -T/2 \leq t \leq T/2$$

El "1" corresponde a la frecuencia f_1 , el "0" a la frecuencia f_2 , figura 4.7.

(Nota: generalmente, f_1 y $f_2 \gg 1/T$. En algunos sistemas, particularmente sobre líneas telefónicas, f_1 y $f_2 \approx 1/T$, como se indica aquí). Una representación alternativa de la onda de F.S.K. consiste en hacer $f_1 = f_c - \Delta f$, $f_2 = f_c + \Delta f$. Las dos frecuencias difieren entonces en $2\Delta f$ hertz. Por lo tanto:

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

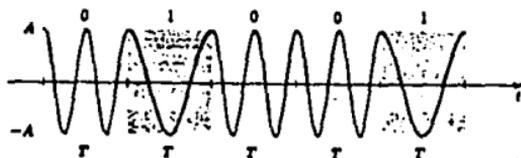


Fig. 4.7 Onda de F.S.K..

La frecuencia entonces se desvía $\pm \Delta f$ alrededor de f_c , Δf se denomina comunmente desviación de frecuencia. El espectro de frecuencia de la onda F.S.K., de $f_c(t)$, es en general difícil de obtener. Se verá que esto es una característica general de las señales de F.M. Sin embargo, un caso especial que proporciona una visión interna de las características espectrales de las señales F.M. más complejas, y que lleva a una buena regla de la experiencia respecto de los anchos de banda de F.M., puede ser fácilmente evaluado. Supongase que el mensaje binario consiste en una secuencia alternada de unos y ceros. Si ambas frecuencias son múltiplos del recíproco del periodo binario T (es decir, $f_1 = m/T, f_2 = n/T$, m y n son enteros) y están sincronizadas en fase, como se ha supuesto en la ecuación (a), la onda F.S.K. es la función periódica de la figura 4.8. Nótese sin embargo, que esto puede también visualizarse como la superposición lineal de dos señales periódicas de D.O.K., como la de figura 4.5., una retrasada T segundos respecto de la otra. El espectro positivo de frecuencias es de la forma:

$$\frac{\text{Sen}[(w_1 - w_n)T/2]}{(w_1 - w_n)T/2} + \frac{(-1)^n \text{Sen}[(w_2 - w_n)T/2]}{(w_2 - w_n)T/2}$$

con $w_n = \pi n/T$, $w_1 = w_c - \Delta w$, $w_2 = w_c + \Delta w$. Este espectro se muestra esquemáticamente en la figura 4.8 para el caso especial $\Delta f \gg 1/T$.

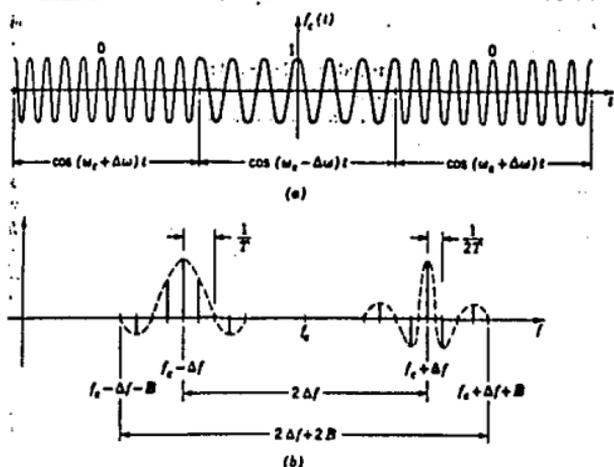


Fig. 4.8 Espectro de la onda periódica de F.S.K.. a) Señal periódica de F.S.K.. b) Espectro (solo de las frecuencias positivas).

El ancho de banda de esta señal periódica es entonces $2 S_f + 2B$, donde B es el ancho de banda de la señal de banda base. (Las líneas de trazos que se muestran en la figura 4.8 se usan simplemente para unir las líneas discretas y no tienen otro significado).

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

Si $S_f \ll B$, el ancho de banda tiende a $2B$. En este caso, incluso aunque los tonos se elijan muy poco espaciados, el ancho de banda mínimo es aún el requerido para la transmisión de O.O.K. (A.M.); ahora el ancho de banda está determinado por la señal de base.

En particular, si la señal de banda base es una sucesión arbitraria de pulsos binarios, cada uno de los cuales se encuentra conformado por una caída senoidal del factor r , el ancho de banda aproximado de la señal correspondiente F.S.K. está dado por:

$$2 S_f + 2B, \text{ con } B = (1/2T)(1+r)$$

donde T es el ancho de pulso de la banda base (o de la señal F.S.K.). La forma exacta del espectro de F.S.K. es difícil de calcular, pero su forma debería ser aproximadamente la que se muestra en la figura 4.9.

Es común en el análisis de F.M. denotar la dependencia del ancho de banda de transmisión de las magnitudes relativas de la desviación de frecuencia S_f y del ancho de banda B de la banda base, definiendo el parámetro β , denominado índice de modulación, como el cociente entre los dos. Así pues,

$$\beta = \frac{S_f}{B}$$

En términos de β el ancho de banda de transmisión en F.M. es:

$$B_t = \text{ancho de banda de F.M.} = 2 S_f + 2B \\ = 2B(1 + \beta)$$

Los sistemas de F.M. de banda angosta corresponden a $\beta \ll 1$, los dos de banda ancha a $\beta \gg 1$.

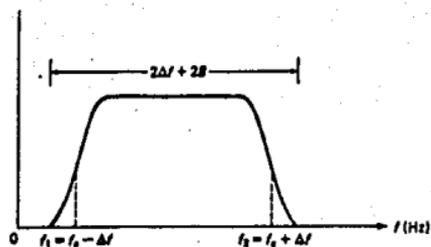


Fig. 4.9 Espectro de F.S.K. con conformación de caída senoidal (sólo de las frecuencias positivas).

DEMODULACION DE SEÑALES

En este momento podría surgir la pregunta sobre cual de las técnicas mostradas sería la que mejores resultados arroja en términos generales. Para contestar esto se tendría que pensar en la recepción y en los procesos que se llevan a cabo ahí. Recuérdese que se modula una portadora senoidal con la señal binaria de banda base, siendo necesario desplazar la señal modulada resultante a una frecuencia adecuada de transmisión. En el receptor debe realizarse el proceso inverso o llamado "demodulación" de la señal para recuperar la señal binaria original.

Para lograr demodular una señal se necesita conocer algunos principios básicos. Basicamente existen 2 métodos comunes de demodulación: el primero, conocido como detección sincrónica o coherente, y que a continuación se describe, y el segundo llamado detección de envolvente, del cual se habla al final del capítulo.

El método sincrónico consiste en la multiplicación de la señal que llega por la frecuencia de la portadora, esta última se tiene que generar localmente en el receptor, y a continuación la señal multiplicada resultante se hace pasar por un filtro paso bajas. El procedimiento de demodulación sincrónica se esquematiza en la fig. 4.10. Nótese que las señales de F.S.K. requieren de ondas senoidales, ya que son dos ondas senoidales las que generalmente sirven como portadoras, una para cada frecuencia transmitida. Este procedimiento es justamente el inverso al procedimiento original de modulación que se efectúa en el transmisor; y que tiene como principal objeto el de trasladar las señales binarias de regreso hasta la frecuencia de la banda base.

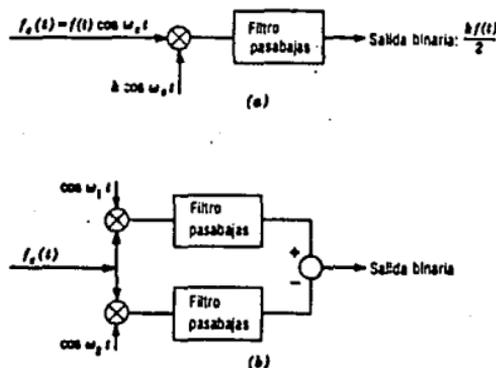


Fig. 4.10 Detección sincrónica. a) Señales de O.D.K. o de P.S.K.. b) Señales de F.S.K..

Para demostrar el método sincrónico, supóngase que la señal binaria de alta frecuencia tiene la forma de A.M.,

$$f_c(t) = f(t)\cos w_c(t)$$

[si $f(t) = \pm 1$ se tiene la señal de P.S.K.; si es igual a 1 o a 0, se tiene el caso O.D.K.]. Si se multiplica esta señal por $K \cos w_c t$, como se ha indicado (K es una constante arbitraria del multiplicador), se obtiene:

$$K f(t) \cos^2 w_c t = (K/2) (1 + \cos 2 w_c t) f(t).$$

El término $f(t)\cos 2w_c t$ representa la función $f(t)$ trasladada hasta la frecuencia $2f_c$, misma que es la segunda armónica de la frecuencia portadora f_c . Esta segunda armónica es rechazada por el filtro paso bajas y cuya salida es $(K/2)f(t)$; justamente la secuencia binaria de la banda base que se estaba buscando. (El factor constante es trascendente para el proceso, ya que la señal de salida siempre puede amplificarse o atenuarse por cualquier cantidad que requiera). Por lo tanto el detector sincrónico realiza la función deseada de reproducir la señal $f(t)$ en el receptor.

Pero se ha supuesto que la portadora local es $\cos w_c t$, y que se encuentra en fase con ella, es decir esta sincronizada. Si la señal senoidal generada localmente fuese de frecuencia $\cos (w_c + \Delta w)t$, la multiplicación que se generaría sería:

$$Kf(t) \cos (w_c + \Delta w)t \cos w_c t = (K/2)[\cos (2w_c + \Delta w)t + \cos \Delta w t] f(t).$$

La salida del filtro paso bajas sería entonces $[Kf(t)/2] \cos \Delta w t$, si Δw estuviera en la banda de paso del filtro, se llegaría a obtener la señal no deseada, es decir se obtendría una señal que no se parecería a la señal original. Hay que hacer notar que para que realmente funcione esta técnica, no sólo debe ser de la misma frecuencia, sino que también debe estar sincronizada en fase con la portadora en el receptor. Debido a eso se le llama demodulación sincrónica.

Por otra parte el sincronismo de fase es muy difícil de obtener, particularmente si la transmisión se realiza a grandes distancias. Esto significa que un reloj del receptor que proporcione el sincronismo deberá encadenarse o amarrarse al reloj transmisor dentro de una fracción de un ciclo de la portadora, sin importar lo que ello cueste.

Existen métodos disponibles para obtener la requerida sincronía de la información; entre los cuales se encuentran los siguientes :

1.- Puede transmitirse una portadora piloto superpuesta a la hilera binaria de señales de alta frecuencia, la cual puede extraerse en el receptor y utilizarse para sincronizar el oscilador local del receptor. (Esto es similar a usar los pulsos de marcas o

temporización que se transmiten con la hilera de datos de la banda base para mantener los intervalos entre palabras, intervalos de bits y la sincronía de la estructura).

2.- El encadenamiento de fase, unido a la hilera de datos o a un tono piloto puede ser utilizado en el receptor para mantener en cero la diferencia de fase, etc.

Es interesante notar, que no es necesario realmente multiplicar físicamente por una onda senoidal pura la señal que llega para obtener la forma deseada de demodulación $f(t) \cos^2 \omega_c t$. Conmutando o evitando el paso $f_c(t) \cos \omega_c t$ a intervalos regulares y a una velocidad de f_c veces por segundo, y a continuación utilizando el filtro paso bajas, se realizará la misma función, fig. 4.11. Todos los circuitos de conmutación son de hecho más simples de diseñar y de usar para este propósito que la multiplicación por una onda senoidal pura.

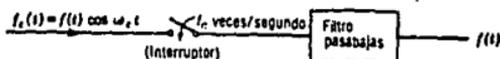


Fig.4.11 Otro detector sincrónico.

A pesar de la dificultad de mantener la sincronía de fase, la transmisión de F.S.K. y la demodulación sincrónica con encadenamiento de fase han sido usadas con éxito en las comunicaciones espaciales.

Por último hablaremos de la otra demodulación anteriormente citada, que es la llamada demodulación de la envolvente. Esta tiene la cualidad de evitar los problemas de tiempo y de fase de la demodulación sincrónica. En este caso la señal de alta frecuencia que llega se hace pasar a través de un dispositivo no lineal y un filtro paso bajas.

Diremos brevemente que una forma común del detector de envolvente es un físicamente un diodo rectificador de media onda; seguido por un filtro paso bajas, fig. 4.12. Tal como su nombre lo indica, la salida del receptor representa la envolvente de la onda de alta frecuencia que llega. La constante de tiempo RC es lo suficientemente grande como para retener la amplitud de la entrada durante muchos ciclos de la portadora, aunque es lo bastante pequeña, en comparación con un periodo binario, como para descargarse cuando la señal binaria cambia. De acuerdo a lo anterior se puede decir que la constante RC debe andar del orden del periodo de la señal binaria original entre dos.

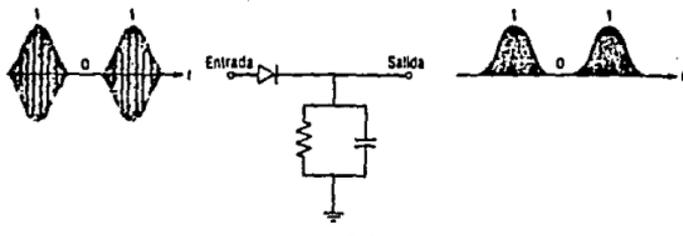


Fig.4.12 Detector de envolvente.

Se puede demostrar que la demodulación de envolvente de las señales O.Q.K. y F.S.K. es algo inferior en calidad a la demodulación sincrona en lo que se refiere a los efectos provocados por el ruido.

El proceso de demodulación de envolvente requiere la presencia de una portadora que no varíe en fase, además de la señal binaria de alta frecuencia que contenga información.

Por esta razón la demodulación por envolvente no puede usarse con las señales de F.S.K.. Para demostrar este asunto considérese una señal de O.Q.K. $f_e(t) = A f(t) \cos w_c t$. Recuérdese que $f(t)$ es una secuencia aleatoria de ceros y unos. Elevando al cuadrado esta expresión se obtiene:

$$A^2 f^2(t) \cos^2 w_c t.$$

Con la formación rectangular $f(t) = 1$ ó 0 , por lo que $f^2(t) = 1$ ó 0 también; en el caso P.S.K., sin embargo la señal modulada, $f(t) = \pm 1$, y por lo tanto $f^2(t) = 1$ y la salida es siempre $A^2 / 2$. Solo cabe mencionar que existen otras formas más profundas de analizar la demodulación por envolvente y que sólo se pretende dar a conocer las formas usuales de modulación y demodulación usadas en la actualidad, si quiere ver con mayor profundidad se recomienda al lector ver el capítulo III (modulación) de la referencia (3).

CAPITULO 5



Codificación y Decodificación de Fuente y Canal

CODIFICACION Y DECODIFICACION DE FUENTE Y CANAL

En las dos últimas décadas han aparecido una gran cantidad de técnicas sobre procesamiento de señales, lo que por una parte ha enriquecido y por otra ha complicado los esquemas de comunicación digital. A continuación se muestra en la figura 5.1, la estructura empleada en un sistema típico de esta naturaleza.

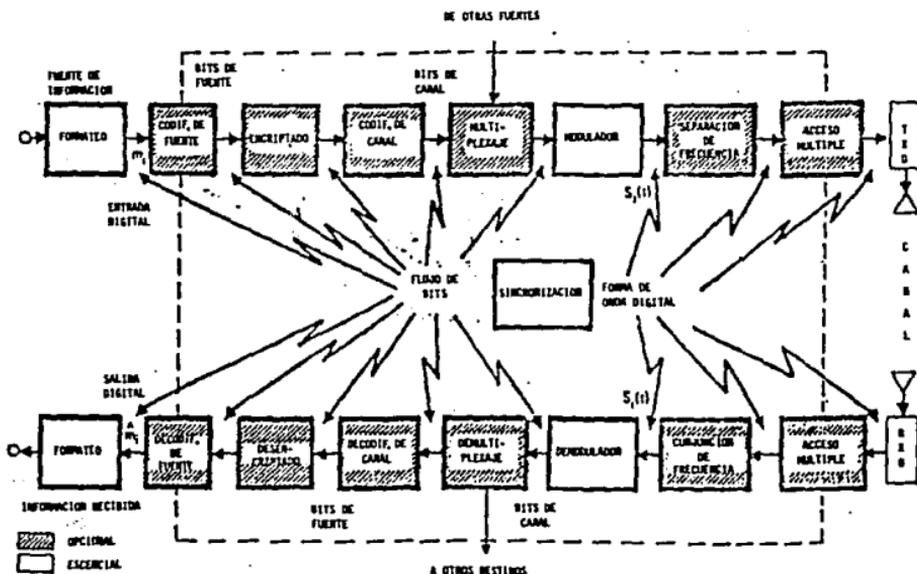


Fig. 5.1 Diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones digital típico.

Como puede observarse en la figura 5.1, existe toda una secuencia de pasos o etapas por la que la señal digital debe atravesar desde que la señal de información entra al nodo fuente, es procesada y enviada por el canal, hasta que finalmente es recibida e interpretada en el nodo destino. Debido a que el tema es tan amplio, sólo se discutirán en este capítulo dos etapas importantes: codificación de fuente y codificación de canal.

CODIFICACION

En términos generales, la codificación es la transcripción de un mensaje utilizando ciertas reglas específicas predeterminadas (código), a un formato que evite el robo y/o pérdida de información, y tener la posibilidad de que el mensaje pueda ser reconstruido en el receptor con la ayuda del código utilizado.

Aplicado a el área de las comunicaciones, se notará que es importante entender la codificación ya que las señales que contienen el mensaje necesitan ser digitalizadas con el fin de hacer compatible el manejo de la información entre los distintos sistemas digitales.

En la mayoría de los casos la señal que contiene la información es de tipo analógico (como puede ser voz o video), y aunque no siempre es necesario cuando la información proporcionada es de tipo binario, se requiere manipular esta información a través de dispositivos digitales, por lo cual se hace indispensable la codificación de información.

Es necesario agregar y hacer hincapié en las ventajas que se obtienen al codificar una señal. Estas se explican a continuación.

1.- En la mayoría de las transmisiones las señales deben regenerarse periódicamente, debido a perturbaciones en el canal o medio de transmisión. Con la codificación, estas señales pueden regenerarse más fácilmente durante la transmisión, puesto que la información ya no se encuentra contenida en algún parámetro analógico (amplitud, frecuencia o fase), sino que consiste en símbolos discretos digitales.

2.- Toda clase de circuitos digitales pueden emplearse durante la totalidad del procesamiento.

3.- Las señales pueden ser procesadas digitalmente según convenga.

4.- El ruido y la interferencia intersimbólica pueden ser apropiadamente minimizados mediante el uso eficiente de códigos.

CODIFICACION DE FUENTE

Como se desprende de la figura 5.1, el primer paso para hacer compatible la transferencia de datos en los procesos digitales, se logra a través de la codificación de la información. En el proceso de codificación de información, se distinguen dos partes importantes: formateo y codificación de fuente.

En términos generales se puede decir que el formateo se define como cualquier operación destinada a transformar datos (valores

numéricos) en símbolos digitales predeterminados en forma. Ver fig. 5.2

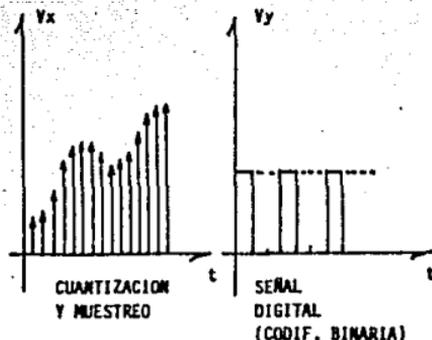


Fig. 5.2 Proceso de Formateo.

Mientras que la codificación de fuente, es transformar una señal analógica de magnitud variable en una señal muestreada y cuantizada y después transformar esta señal cuantizada en símbolos digitales. Ver fig.5.3

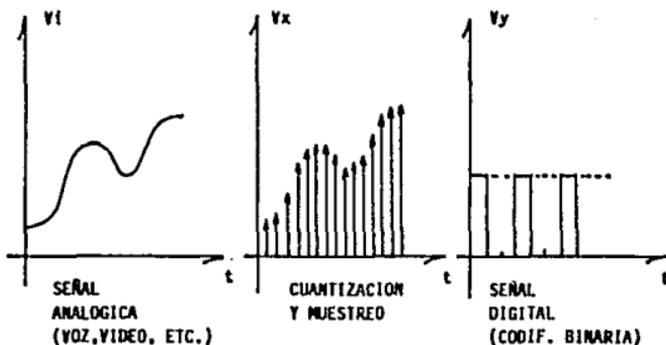


Fig. 5.3 Proceso de Codificación de Fuente.

Es decir, que la codificación de fuente engloba al formateo, y no es extraño que algunos autores traten de diferenciarlos haciendo alguna distinción entre estos dos procesos. Es así que el formateo en algunos casos es tomado como un caso especial de codificación de fuente, ya que no se realiza el proceso de cuantización y muestreo, pero sí se transforman los datos de valores numéricos a valores binarios.

En términos generales formateo y codificación de fuente significan lo mismo, es decir, transformar datos a un formato digital con el fin de hacer compatible el manejo de información entre los sistemas digitales.

CODIFICACION DE CANAL

La codificación de canal, se encarga de transformar la señal digital a otras formas menos susceptibles a los errores cuando es enviado por el canal de comunicación, utilizando para ello diferentes códigos de transmisión. Cada uno de estos códigos presenta ventajas e inconvenientes. Entre otras propiedades deseables, un código de línea debe tener las características siguientes:

- 1.- Contenido adecuado de sincronización. Debe ser posible extraer información de sincronización o de reloj de señal.
- 2.- Eficiencia. Para un ancho de banda y una potencia de transmisión dados, el código debe tener la máxima inmunidad al ruido de canal y a la interferencia intersimbólica.
- 3.- Capacidad de detección y de corrección de errores. Debe ser posible detectar, y de preferencia corregir, el error.
- 4.- Densidad espectral de potencia favorable. El espectro de potencia deberá estar agrupado en su mayor parte dentro del ancho de banda disponible.
- 5.- Nivel de D.C. de preferencia nulo.

Los tipos de códigos utilizados en la codificación de canal pueden ser unipolares ó bipolares. Se clasifican en : Sin retorno a cero (NRZ), con retorno a cero (RZ), de codificación de fase (F-E) y de multinivel (MLB), estos últimos son llamados pseudoternarios porque usan 3 niveles pero llevan información binaria.

En la figura 5.4 se muestran algunos de los más importantes tipos de código y su regla puede inferirse observando a cada uno de ellos.

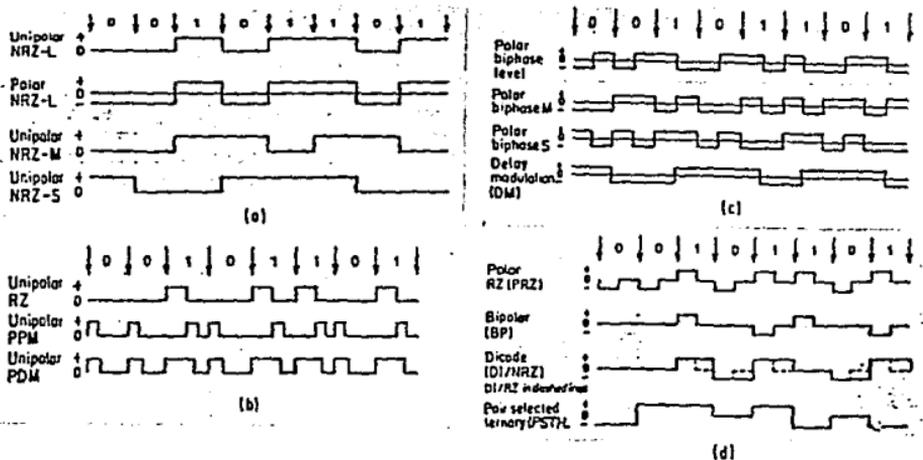


Fig. 5.4 Algunos tipos de códigos utilizados comunmente para la codificación de canal. (a) No retorno a cero (NRZ); (b) retorno a cero (RZ); (c) codificación en fase (PE); (d) binario multinivel (LB) ó pseudoternario.

Los códigos de línea anteriores forman la parte fundamental de la etapa codificadora de canal, la que a su vez toma su lugar dentro del sistema de comunicación digital. Para tener una idea de como un sistema de comunicación digital realiza las etapas de codificación de fuente y codificación de canal se revisara, a manera de ejemplo, uno de los procesos más conocidos y utilizados en la actualidad, el llamado P.C.M. (Modulación por Codificación de Pulsos).

P.C.M.

Para poder explicar el proceso P.C.M. es necesario conocer 2 etapas contenidas en la codificación de fuente estas son el muestreo y la cuantización.

El primer paso en la digitalización de la señal es el proceso de muestreo que, en terminos generales, se refiere a tomar mediciones de la señal original a intervalos de tiempo fijo, con el fin de discretizar la señal fuente en el tiempo.

Una vez que la señal fuente se ha discretizado, el siguiente proceso es el de cuantización, el cual consiste en subdividir la amplitud de la señal original en un predeterminado número de niveles discretos de amplitud fija, generalmente. Las señales que resultan se denominan cuantizadas. Hay que añadir que este proceso tiene como resultado una pérdida irreparable de información,

debido a que es imposible reconstruir la señal analógica original de su versión cuantizada, ya que los niveles discretos de amplitud tendrían que adoptar una serie de valores infinitos. Sin embargo, esta pérdida no resulta muy grave tomando en cuenta que aunque se pudiera transmitir la señal fielmente, no existe receptor así como transmisor que pudiese distinguir variaciones muy finas de amplitud de una señal. Esta última limitación, que se refiere a la imposibilidad de distinguir entre todas las amplitudes posibles, hace entonces, que el proceso de cuantización sea aplicable a los casos prácticos de comunicación digital.

Es así que en un sistema específico, los pulsos muestreados deben cuantizarse, o bien, los procesos de cuantización y muestreo pueden realizarse en forma simultánea. Véase figura 5.5

Aunque la separación de niveles que se muestra aquí es uniforme, frecuentemente en la práctica dicha separación se hace no uniforme, con el objeto de mejorar el comportamiento del sistema al ruido. En particular, el espaciado de los niveles se hace disminuir con los niveles bajos de amplitud. Esto se realiza bajo la llamada técnica de compresión.

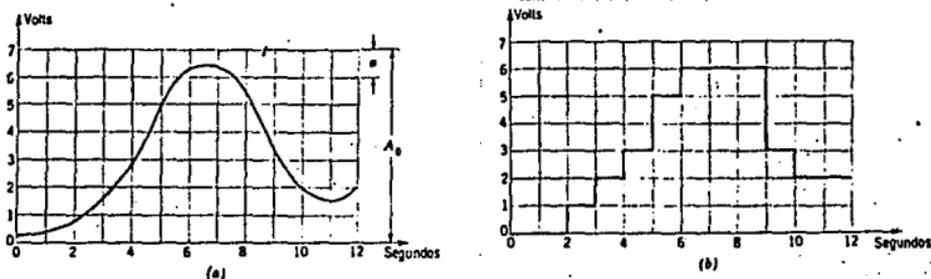


Fig.5.5 Cuantización y muestreo: a) Señal original, b) Versión cuantizada y muestreada.

Es muy común que una señal muestreada y cuantizada por pulsos, se codifique en un grupo o paquete equivalente de pulsos binarios con igual amplitud, con lo cual se obtiene finalmente un ejemplo de señales binarias.

En el proceso que sigue a la obtención de señales binarias, que es la codificación de canal, la señal muestreada y cuantizada es codificada a las llamadas señales banda base binarias entre las

que podemos encontrar las siguientes: Sin Retorno a Cero (NRZ), Con Retorno a Cero (RZ), Codificación de Fase (P-E) y de Multi-nivel (MLB), entre otras. Cabe señalar que la codificación de niveles de amplitud en forma binaria, puede realizarse en varias maneras: uno de los procedimientos es emplear la conversión usual entre decimales y binarios a través de la tabla (5.1) siguiente:

Dígito	Código binario				Código Gray			
	b_3	b_2	b_1	b_0	g_3	g_2	g_1	g_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	1
2	0	0	1	0	0	0	1	1
3	0	0	1	1	0	0	1	0
4	0	1	0	0	0	1	1	0
5	0	1	0	1	0	1	1	1
6	0	1	1	0	0	1	0	1
7	0	1	1	1	0	1	0	0
8	1	0	0	0	1	1	0	0
9	1	0	0	1	1	1	0	1
10	1	0	1	0	1	1	1	1
11	1	0	1	1	1	1	1	0
12	1	1	0	0	1	0	1	0
13	1	1	0	1	1	0	1	1
14	1	1	1	0	1	0	0	1
15	1	1	1	1	1	0	0	0

Tabla 5.1 Conversión decimal a binaria.

Es necesario mencionar que en la tabla anterior el código a la derecha, llamado Gray, presenta como cualidad singular, cambiar un solo dígito binario cuando el correspondiente valor decimal cambie de un nivel al siguiente.

A partir de lo anterior, resulta evidente que en cualquier caso, ya sea el código Binario o el Gray, el número de dígitos binarios utilizados depende del número de niveles de cuantización que se tenga. Entonces, para la transmisión F.C.M. de 8 niveles se requiere de 3 dígitos binarios, para F.C.M. de 16 niveles, se requerirá de 4 dígitos binarios y para 128 niveles serán necesarios 7 dígitos binarios, los cuales nos representarán a todos y cada uno de los niveles.

Como estos dígitos binarios deben ser transmitidos en el intervalo de muestreo originalmente dispuesto para cada muestra cuantizada, el ancho de los pulsos binarios es, en consecuencia, menor; creciendo el ancho de banda proporcionalmente con el número de pulsos binarios necesarios.

Un ejemplo de como una muestra de señal cuantizada debe ser enviada por el canal de comunicación en el mismo intervalo de tiempo de muestreo, se da en la figura 5.6. En este caso se transmiten 3 pulsos binarios en el intervalo de muestreo original, de manera que el ancho de banda se incrementa por un factor de 3.

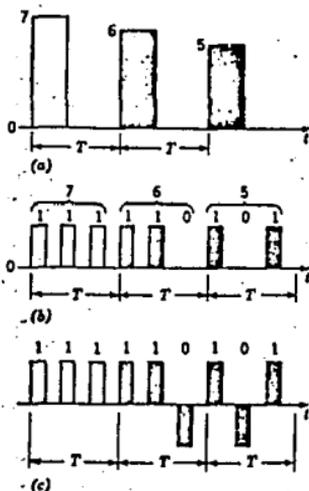


Fig. 5.6. Codificación binaria de las muestras: a) Señal original (muestreada y cuantizada), b) Muestras codificadas y, c) Otra forma de código binario: las señales polares.

Ahora bien en términos generales, cualquier muestra cuantizada de una señal puede codificarse por medio de un grupo de m pulsos, cada uno de los cuales tiene n posibles niveles de amplitud. Estos m pulsos deben ser transmitidos en el mismo intervalo original que estaba dispuesta para la muestra cuantizada. Como la información transportada por estos m pulsos es equivalente a la que llevan los M niveles originales de amplitud, el número de probables combinaciones de amplitudes de estos m pulsos debe ser igual a M .

$$\text{Por lo tanto : } M = n^m \dots\dots\dots (5.1)$$

Así por ejemplo : si existen 2 posibles niveles que toma la señal

m, entonces $n = 2$, y se tiene un código con $M = 8$ niveles originales de amplitud, entonces para representar cada muestra de M se necesitan de 3 pulsos binarios, por lo que $m = 3$. Obviamente, si $m = 1$ y $n = M$, entonces se tienen de nuevo las muestras no codificadas pero cuantizadas.

Esta posibilidad de codificar en diferentes formas una señal, es una de las razones del intenso uso que se hace de los sistemas P.C.M. Aunque la mayor parte de ellos actualmente emplean la forma binaria, de manera que el ancho de banda requerido para la transmisión es mayor, se han propuesto diversos esquemas de reducción del ancho de banda, según las cuales, sucesivas muestras de M niveles podrían posteriormente reunirse en muestras de más alto nivel. Se trata de una inversión del proceso de codificación binario. Por ejemplo, 2 pulsos binarios sucesivos proporcionan un total de 4 posibles combinaciones, y por ello necesitan 4 números para representarlas. En igual forma, 2 muestras de 8 niveles requieren 64 números para representarlas. Si se combinan en un sólo pulso más ancho, que cubra los 2 espacios de tiempo, el ancho de banda podía reducirse por un factor de 2, pero el único pulso empleado para la transmisión debería tomar 64 posibles niveles.

Este proceso de combinación o de plegado de pulsos sucesivos en uno solo más ancho podría, por supuesto, continuarse en forma indefinida. En la ecuación (5.1) m representa el número de pulsos adyacentes, cada uno de ellos con n niveles de amplitud, que se pliegan en un solo pulso con M niveles, el ancho de banda se reduce entonces por un factor de m . Se presenta una gran dificultad, sin embargo, si el espaciamiento entre los niveles se mantiene fijo: el máximo valor requerido crece exponencialmente con el número de pulsos que se combinan. Por otro lado, si el máximo valor de la potencia ó máximo desplazamiento de la amplitud se mantiene fijo, los niveles deberán situarse cada vez más y más próximos entre sí.

Esto último hace que sea más fácil para el ruido ocultar los niveles adyacentes en el sistema, ya que la diferencia entre un nivel y otro se hace cada vez menos significativa y cualquier perturbación provoca que no se alcance a distinguir entre un nivel y el adyacente. Tales reducciones del ancho de banda son técnicas que únicamente son posibles de aplicar en ambientes en los cuales el ruido es muy bajo.

De lo anterior se concluye que la forma binaria de transmisión es una de las formas que otorga una mejor inmunidad al ruido, además, la transmisión binaria solo requiere de 2 niveles lógicos y físicos para enviar información.

Para que la información que llevan las señales binarias se representen, se necesita, como se señala en la fig. 5.6, usar la presencia ó ausencia del pulso o su polaridad. Todo lo que el receptor tiene que hacer es reconocer, en consecuencia, la ausen-

cia o la presencia del pulso o bien, la polaridad (mas o menos de éste) y a continuación decodificar la forma cuantizada original para reconstruir la señal. La forma del pulso o su amplitud exacta no tiene mayor significación como lo sería para el caso de la señal original analogica. Al transmitir pulsos binarios de amplitud suficientemente elevada, puede asegurarse la detección correcta del pulso en presencia del ruido con una relación de error baja (llamada tambien posibilidad de equivocaciones).

A manera de ejemplo, si se desea enlazar una computadora con otra, es decir si se tuviese una fuente de datos que nos proporcionase señales binarias y se cuenta tambien con un modem de modulación del tipo FSK, éste último transformará las señales binarias en dos diferentes tonos, de acuerdo a la información enviada y hará pasar el mensaje a través de un par de hilos. Se observará entonces que cada bit fuente se envía uno a uno por el canal de comunicación; esto lleva a concluir que cada bit fuente es igual a cada bit de canal, ya que el modem solo pasa a ser una simple interfase entre los dispositivos en comunicación, y no codifica ni altera el mensaje de ninguna otra forma solo acopla la fuente de información al canal de comunicación.

En la siguiente figura se observan los procesos mencionados anteriormente (cuantización, muestreo y codificación) así como los procesos llevados a cabo en el receptor. Ver fig. 5.7

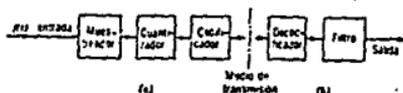


Fig. 5.7 Sistema PCM de un sólo canal a) Transmisor, b) Receptor

Para concluir este capítulo se mencionaran otras formas de codificación y una breve descripción de ellos :

-Si los datos consisten de texto alfanumerico, este caracter es codificado con uno de los tipos de formato estándar, tales como ASCII (American Standar Code for Information Interchange), EBCDIC (Extended Binary Coded Decimal Interchange Code), o Baudot, que convierten estos a un formato digital.

-El Duobinario, o Codificación de Respuesta Parcial, es una técnica de formateo que provee de un eficiente ancho de banda por introducir interferencia controlada entre símbolos. Este método de codificación también es capaz de detectar errores sin introducir redundancia dentro de la cadena de datos.

-FCM Diferencial (DFCM). Utiliza las diferencias entre muestreos más que su amplitud actual. Para la mayoría de datos, la variación de amplitud promedio de un muestreo a otro es mucho menor que el total de la variación de amplitud, así mismo, pocos bits son necesitados para describir tal diferencia. Los sistemas DFCM actualmente codifican la diferencia entre un muestreo de amplitud actual y un valor de amplitud predicho o estimado de muestreos pasados. El decodificador (DFCM) utiliza un algoritmo similar para la codificación.

-Modulación Delta (DM). Es el nombre dado a un caso especial de DFCM donde el nivel de cuantización de la salida es tomado para llegar a ser un bit. Sin embargo, la modulación Delta adolece de un problema llamado "pendiente de sobrecarga", una condición en la cual una señal precedente excede la pendiente de la capacidad del sistema para seguir la fuente analógica. Para solucionar este problema, siempre que la pendiente de sobrecarga sea detectada, la ganancia del sistema puede ser variado de acuerdo a un algoritmo conocido por el receptor. Si el sistema es diseñado para variar adaptivamente la ganancia sobre un rango continuo, la modulación es Delta de Pendiente Continuamente Variable (CVSD) o también llamada Modulación Delta Adaptiva (ADM).

Mientras que en FCM cada muestra es procesada independientemente, en DFCM se utiliza un "sumador de pesos" de las n pasadas muestras para predecir las presente muestra. Los pesos son calculados para minimizar el promedio de energía. Para la señal de voz, los pesos están calculados sobre ondas cortas en segmentos de 10 a 30 milisegundos, y estos cambian conforme varia estadísticamente la voz.

Algunas técnicas de codificación de fuente emplean secuencias de código de distinta longitud, para minimizar el promedio de número de bits requeridos por muestreo del dato. Un procedimiento llamado Codificación de Hoffman, puede ser usado para efectuar la compresión de datos, sobreponiendo cualquier conjunto de símbolos, el cual provee a priori la probabilidad de la ocurrencia de un símbolo si éste es conocido y no igualmente probable. La codificación de Hoffman genera una secuencia binaria por cada símbolo además de manejar el mas pequeño promedio de bits por muestra para las probabilidades a priori dadas. La técnica compone y asigna secuencias cortas de códigos a los símbolos de mas alta probabilidad, y secuencias de código largas a los de mas baja probabilidad. El precio pagado por manejar esta técnica es el de incrementar el nivel de codificación resultando en algunos casos complejas codificaciones.

CAPITULO 6



Algoritmos para Detectar y Corregir Errores

ALGORITMOS PARA DETECTAR Y CORREGIR ERRORES

La redundancia es la característica más importante de todos los lenguajes de comunicación existentes, tales como español, inglés, francés, etc. Debido a la redundancia que poseen los lenguajes de comunicación, es posible suprimir cierta cantidad de letras o palabras, sin distorsionar notablemente el mensaje. Este principio se aplica en la codificación de mensajes de los sistemas digitales.

En la transmisión de datos la clave para realizar una comunicación libre de error es mediante la utilización de una redundancia adecuada; gracias a ella es posible decodificar un mensaje con exactitud, a pesar de los posibles errores introducidos por el canal de comunicación.

Por ejemplo : Para transmitir muestras con 16 niveles de cuantización, se requiere utilizar un grupo de 4 pulsos binarios que representen a esos 16 niveles. Si ocurre un error en la recepción de solo uno de los pulsos, el receptor producirá un valor erróneo. Aquí se puede utilizar la redundancia para eliminar posibles errores causados por ruido o imperfecciones del canal.

Por lo tanto, si a cada palabra de código se agrega un pulso más, de tal forma que la suma de los pulsos positivos en la palabra codificada resulte par, se tendrá un código que podrá detectar un sólo error en cualquier parte. Si ocurriera un solo error, la paridad se violará y el receptor captará el error y podrá requerir la retransmisión del mensaje. La introducción de mayor redundancia hace posible no sólo la detección sino también la corrección de los errores como se podrá observar más adelante.

El nombre que recibe el código del ejemplo anterior es código para detección de error por bit de paridad, y es una de las formas más sencillas de detectar un error en un enlace entre sistemas digitales.

Existen otros tipos de códigos utilizados tanto para la detección como para la corrección de errores. De manera general, estos códigos se clasifican en :

- a) Los códigos de bloques.
 - Código Sistemático
 - Códigos Cíclicos
 - Códigos para detectar y corregir ráfaga de errores
- b) Los códigos de convolución ó recurrentes.

Para simplificar la explicación se supondrá que la información proveniente de la fuente de datos o de mensajes es de la forma binaria.

Como se verá más adelante, en los códigos de bloques, un bloque formado por k bits de datos se codifican mediante una palabra de código de n dígitos. El tamaño de n es tal que contiene la información de los k bits de datos más los bits necesarios de paridad. Estos últimos servirán como un medio para lograr la detección de errores. Por lo tanto es necesario que $n > k$.

Para cada sucesión de k bits de datos, existe una palabra de código distinta de n dígitos. La forma en que se ejecuta la operación es la siguiente: los k bits de datos se acumulan y luego se codifican en una palabra código de n dígitos.

Mientras que, en los códigos de convolución, la codificación se lleva a cabo de manera continua, es decir, en lugar de acumular los k bits de datos y luego codificarlos, cada bit que llega de la fuente de información forma una palabra codificada con los bits que le precedieron. Mas adelante se verán algunas técnicas desarrolladas para los códigos de convolución tales como: Árbol de Código, Diagrama de Estados y Diagrama de Enrejado; así como su decodificación.

A continuación se dan algunas definiciones importantes que se encuentran relacionadas con la detección y corrección de errores, de manera general.

Si k bits de datos se transmiten mediante una palabra de código de n dígitos, el número de bits de comprobación m es: $m=n-k$.

La eficiencia de código (también conocida como índice de código) es k/n . A este código se le conoce como "Código (n,k) ".

Si d es un vector de datos de k elementos y c es un vector de palabra de código de n elementos entonces, el mínimo número de bits de comprobación que se requieren para detectar ó corregir hasta t número de errores en un código (n,k) esta dado por:

$$d_{min} = 2t + 1$$

Para tener mayor información acerca del resultado de esta última expresión, favor de consultar el capítulo 9 de la referencia (4).

La tabla 6.1 muestra algunos ejemplos de códigos de corrección de errores (n,k) así como sus eficiencias.

	n	k	Código	Eficiencia del código (o índice del código)
Corrección de un solo error $t = 1$ Mínima separación del código 3	3	1	(3, 1)	0.33
	4	1	(4, 1)	0.25
	5	2	(5, 2)	0.4
	6	3	(6, 3)	0.5
	7	4	(7, 4)	0.57
	15	11	(15, 11)	0.73
	31	26	(31, 26)	0.838
Corrección de triple error $t = 3$ Mínima separación del código 7	10	4	(10, 4)	0.4
	15	8	(15, 8)	0.533

Tabla 6.1 Algunos ejemplos de códigos de corrección de errores.

Otra forma de corregir errores es mediante el diseño de un código para detectar (no para corregir) hasta t errores. Cuando el receptor detecta un error solicita la retransmisión de la información.

La distancia d' para detectar hasta t errores está dado por:

$$d'_{\text{min}} = t + 1$$

Comparando esta última expresión con el resultado anterior, se observa que: cuando el código solo es capaz de detectar errores, requiere de menos dígitos de comprobación de paridad, ello implica menor complejidad en la codificación y por lo tanto mayor eficiencia, que cuando se trata de un código que además de detectar también corrige los errores. Para mayor información del tema se deja referencia: Sistemas de Comunicación. B.P. Lathi, Capítulo 7.

Es necesario definir en este momento la suma módulo 2, ya que este concepto será de gran utilidad, para analizar los códigos de bloque y los códigos de convolución.

La suma módulo 2 se define como:

$$\begin{aligned} 1 \oplus 1 &= 0 & 0 \oplus 0 &= 0 \\ 1 \oplus 0 &= 0 & 0 \oplus 1 &= 1 \end{aligned}$$

Así, se puede observar que la suma módulo 2 de cualquier dígito binario consigo mismo es siempre igual a cero.

Códigos lineales de bloque

En los códigos lineales de bloque, los n dígitos del vector c se forman mediante combinaciones lineales de los k bits de datos. Un caso especial ocurre cuando los k primeros dígitos de una palabra de código son los bits de datos y los últimos $m=n-k$ dígitos, que son los dígitos de comprobación de paridad, se forman mediante combinaciones lineales de los bits de datos. A este código se le conoce como código sistemático.

Es decir

$$\begin{aligned}
 c_1 &= d_1 \\
 c_2 &= d_2 \\
 &\vdots \\
 c_k &= d_k \\
 c_{k+1} &= h_{11} d_1 \oplus h_{12} d_2 \oplus \dots \oplus h_{1k} d_k \\
 c_{k+2} &= h_{21} d_1 \oplus h_{22} d_2 \oplus \dots \oplus h_{2k} d_k \\
 &\vdots \\
 c_n &= h_{m1} d_1 \oplus h_{m2} d_2 \oplus \dots \oplus h_{mk} d_k
 \end{aligned}$$

o bien en forma matricial es : $\vec{c} = \vec{d} G$

donde : G es la matriz generadora y \vec{d} es el vector de datos.

Por otro lado, G se define como: $G = [I \ P]$
 donde : I es una matriz identidad de dimensiones $k \times k$ y P es un vector de paridad de dimensiones $k \times m$.

Por lo que:

$$\begin{aligned}
 \vec{c} &= \vec{d} G \\
 &= \vec{d} [I \ P] \\
 &= [\vec{d}] [\vec{d}P] = [\vec{d}] [Cp]
 \end{aligned}$$

donde : Cp es una matriz renglón de m dígitos de comprobación de paridad.

Así, si se conocen los bits de datos, se pueden calcular los dígitos de comprobación con : Cp .

A continuación se explicará la decodificación de los códigos lineales de bloques.

Decodificación de Códigos Lineales de Bloques

Partiendo del desarrollo anterior, se sabe que: $C_p = dP$
y del hecho de que la suma módulo 2 se define como:

$$\begin{aligned} 1 \oplus 1 &= 0 & 0 \oplus 0 &= 0 \\ 1 \oplus 0 &= 0 & 0 \oplus 1 &= 1 \end{aligned}$$

entonces se obtiene :

$$\begin{aligned} \bar{d}P \oplus C_p &= [d] [C_p] \begin{bmatrix} P \\ I_m \end{bmatrix} = 0 \\ &= C [\begin{bmatrix} P \\ I_m \end{bmatrix}] = 0 \end{aligned}$$

donde :

I_m es la matriz identidad de orden $m \times m$; $m = n - k$

y $\begin{bmatrix} P \\ I_m \end{bmatrix}$ se le conoce como matriz H^T .

Si se obtiene la transpuesta de la matriz H^T , el resultado es lo que se conoce como matriz de comprobación de paridad. Por lo tanto:

$$H = [P^T \quad I_m]$$

Por lo anterior, se puede concluir que la clave para lograr con éxito la decodificación de palabras codificadas a bloques, es el uso de la suma módulo 2 de los términos dP y C_p . Es decir, todas las palabras codificadas a bloques deberán cumplir con la siguiente ecuación:

$$\bar{c} H^T = 0$$

Existen además otras formas de detectar y corregir más de un error utilizando los códigos de bloques. Entre ellos se tienen a los siguientes.

Códigos Cíclicos

Los códigos cíclicos forman una subclase de los códigos lineales de bloque. En los códigos de bloques sólo se puede detectar y corregir un solo error; si se necesita detectar y corregir 2 ó más errores se utilizarán los códigos cíclicos.

Los códigos cíclicos contienen una cantidad razonable de estructura matemática que permite diseñar códigos de orden mayor. Su manipulación matemática está basada en el uso de simples polinomios algebraicos de orden n .

Estos códigos se pueden implementar fácilmente utilizando simplemente registros de corrimiento.

Códigos para detectar y corregir ráfagas de errores.

Hasta aquí sólo se han presentado la detección y corrección de errores que se presentan al azar en las posiciones de los dígitos; sin embargo, en algunos canales las perturbaciones pueden destruir un bloque completo de dígitos.

Cuando esto ocurre se produce lo que se llama errores en ráfaga. Los errores en ráfaga son aquellos que destruyen una parte o el total de dígitos de un conjunto secuencial. En general, los códigos aleatorios no son suficientes para corregir errores en ráfaga. Para ello se utilizan los códigos de corrección de ráfaga de errores.

Es posible demostrar que para detectar los errores de ráfaga en una palabra de longitud b , o menor con un código de bloque lineal de longitud n ; son necesarios y suficientes b bits de comprobación de paridad.

Para construir un código de longitud n con b dígitos de comprobación de paridad, que detectará una ráfaga de longitud b tendremos que hacer un análisis como el que se muestra a continuación.

Si se agrupan k bits de datos en segmentos de b dígitos, se debe agregar un último segmento de b dígitos de comprobación de paridad, estos se determinarán con base en que la suma módulo 2 del i -ésimo dígito de cada segmento (incluyendo el segmento de comprobación de paridad) debe ser cero para que no exista error. Ver figura 6.2

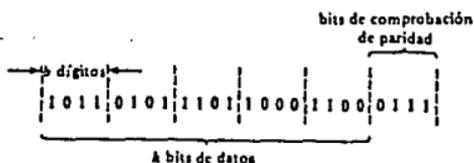


Fig. 6.2 Detección de ráfaga de errores

Por ejemplo al tomar el 1er. dígito de cada uno de los bloques y sumarlos en base a las reglas de la suma módulo 2 se obtiene :

$$1 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 0 = 0 \text{ (resultado del 1er. dígito de c/bloque)}$$

$$0 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1 \oplus 1 = 0 \text{ (resultado del 2do. dígito de c/bloque)}$$

Nota : El cero y el uno remarcado corresponden al bloque de comprobación de paridad.

Se continúa hasta el b -ésimo dígito. Debido a que los dígitos de comprobación de paridad son una combinación lineal de los dígitos

de datos, este es un código lineal de bloque.

Se advierte que si una sucesión de dígitos de longitud b o menor tiene error, se violará la paridad y el error será detectado (no corregido), y el receptor podrá solicitar retransmisión de los dígitos perdidos.

Códigos de Convolución

En un código de bloque, el conjunto de n dígitos de código generados por el codificador depende, en todo instante, del bloque de k dígitos de entrada. En un código de convolución, el bloque de n dígitos de código generados por el codificador, depende no solo del bloque de k dígitos de mensaje, sino también del bloque anterior con $N-1$ unidades de tiempo. Así, la combinación que tengan los n bits codificados depende no solo de los k bits de datos sino también de los $N-1$ bits de datos anteriores (donde N es la cantidad total de bits que ha recibido el codificador y, además $N > 1$). Cuando se utiliza la convolución n y k son pequeñas porque la combinación de dígitos presente en un cierto instante de tiempo, es diferente un instante después, aun cuando el siguiente dígito de información fue el mismo que el anterior.

Estos códigos se implementan fácilmente mediante registros de corrimiento, ver fig.6.3

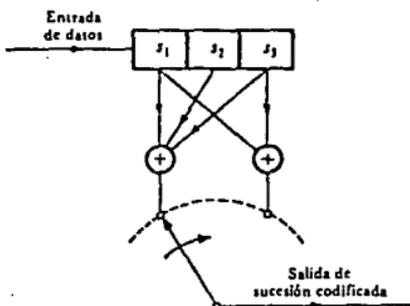


Fig.6.3 Un codificador de Convolución.

Un codificador de convolución con una restricción de longitud N , consta de un registro de corrimiento de N etapas y V sumadores módulo 2. Los dígitos de mensaje se aplican a la entrada del registro de corrimiento y, el flujo de datos se obtiene a la salida del conmutador de los V sumadores módulo 2 en secuencia, una vez durante cada bit de entrada.

Si suponemos que $N=3$, $V=2$ y la entrada es 11010, el proceso que sigue es:

Al principiar las etapas están todas en 0. Cuando el primer dato 1 entra al registro, la etapa S1 muestra un 1 y las dos restantes (S2 y S3) no cambian, es decir, preservan un 0.

Los dos sumadores modulo 2 muestran a $V1=1$ y $V2=2$. El conmutador muestrea la salida, cuyo resultado es: 11. Cuando el siguiente bit entra al registro de corrimiento (que es para nuestro caso un 1), el valor de S1 se transfiere al S2 y S3 continúa sin cambiar. A la salida de los sumadores modulo 2 se obtiene $V1=0$ y $V2=1$, por lo tanto la salida del decodificador será 01; este proceso se repite hasta obtener las salidas restantes.

Observe que cada bit de dato induce N grupos de V bits a la salida del conmutador. Una vez que entro el último bit de dato, se le deberá insertar los suficientes ceros hasta que el último dato sea decodificado (N ceros para ser exactos).

De lo anterior se puede observar que hay un total de: $n=(N+k)V$ dígitos en la salida codificada por cada k dígitos de datos. Prácticamente $k \gg N$, mientras que existen aproximadamente kV dígitos codificados de salida por cada k dígitos de datos, dando una eficiencia de: $1/V$.

Podemos observar que a diferencia del codificador de bloque, el de convolución trabaja sobre una base continua, y cada dígito induce N grupos de V dígitos a la salida del conmutador.

El Árbol de Código

La codificación y decodificación se facilitan en forma considerable utilizando la técnica que se conoce con el nombre de Árbol de código, el cual es un diagrama que muestra la salida codificada para cualquier sucesión posible de dígitos de datos de entrada.

En la figura 6.4 se observa un árbol de código, para el codificador de la fig. 6.3 con $k=5$.

Se observa que si la entrada del 1er. dígito es 0, la salida será 00 y si es 1 el resultado será 11; así se continuara hasta el k-ésimo dígito. La parte superior de las ramas siempre representará 0 si la entrada del siguiente dígito es 0, y la rama inferior nos representará 1 si la entrada del siguiente dígito es 1.

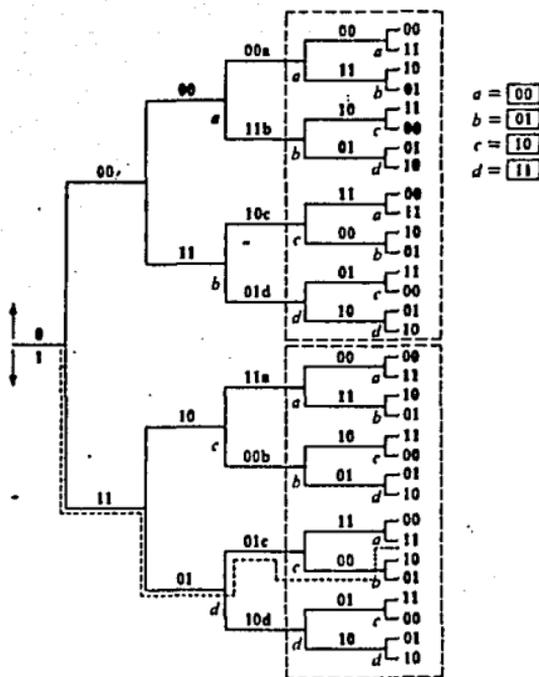


Fig. 6.4 Arbol de código para el codificador de la fig. 6.3

La fig. 6.3 nos muestra el diagrama y la tabla obtenida si la sucesión de datos es: 11010.

En el diagrama de árbol se observa (con la línea de puntos) el recorrido que hace al través de las ramas, el flujo de datos dado, el cual coincide con la tabla obtenida anteriormente.

Otra forma de plantearlo es mediante un diagrama de estados, su comportamiento puede inferirse observando el diagrama dado en la fig.6.5.

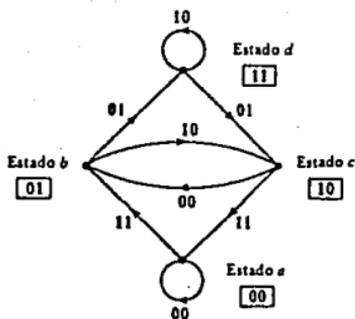


Fig. 6.5 Diagrama de estados para el codificador de la fig. 6.3

Finalmente existe otra técnica para representar el flujo de datos de información, el cual es conocido como Diagrama de Enrejado (ver fig. 6.6). La manera de interpretar el diagrama es dado a continuación:

Se origina en el nodo inicial con las entradas iguales a 0. Si la entrada es 0 se sigue la línea continua, pero si la entrada es 1 se seguirá la línea punteada.

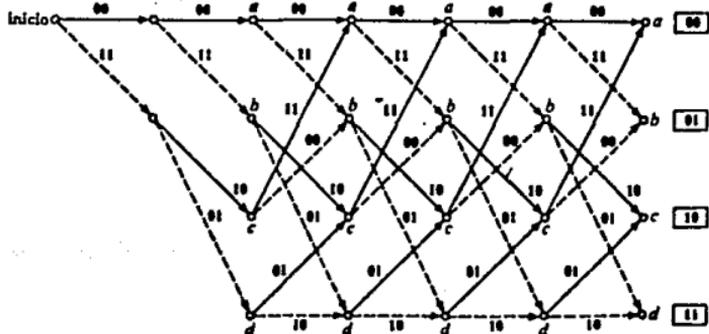


Fig. 6.6 Diagrama de enrejado para el codificador de la fig. 6.3

Decodificación de Códigos de Convolución

Para la decodificación existen 2 importantes técnicas: (a) la decodificación de verosimilitud máxima (algoritmo de Viterbi) y (b) la decodificación secuencial.

El algoritmo de Viterbi es una de las mejores técnicas desarrolladas hasta ahora para las comunicaciones digitales. Permite una mayor simplificación del equipo mientras se logra máxima funcionalidad de decodificación de verosimilitud máxima, permitiendo la decodificación hasta de 100 Mbits/seg.

En la secuencial la complejidad del decodificador aumenta enormemente para el mismo índice de decodificación.

Decodificación de Verosimilitud Máxima: Algoritmo de Viterbi

A grandes rasgos consiste de lo siguiente: El receptor de verosimilitud máxima implica la selección de una palabra de código lo más cercana a la palabra recibida. Como existen 2^k palabras de código, la decisión de verosimilitud máxima exige el almacenamiento de 2^k palabras y su comparación con la palabra recibida. Esto es difícil cuando k es grande, el cual daría un decodificador complejo.

Una simplificación mayor de la decodificación fue lograda por Viterbi en el cálculo de la verosimilitud máxima, notando que cada uno de los 4 nodos en el diagrama de enrejado de la fig. 6.6 (a,b,c,d) tiene solamente 2 predecesores; o sea, cada nodo puede almacenarse a través de solo 2 nodos (ver fig. 6.5) y solo la trayectoria que más concuerda con la sucesión recibida (la trayectoria de mínima distancia) necesita retenerse para cada nodo.

Esto puede explicarse basándose en la fig. 6.6. El problema es el siguiente: dada una sucesión de bits recibida, se necesita encontrar un camino con una sucesión de dígitos de salida que más concuerde con la sucesión recibida.

Se consideran dos caminos de acuerdo al número de dígitos recibidos. De los dos caminos que lleguen a cada uno de los nodos se retendrá el que más concuerde con la sucesión de dígitos recibidos; el camino retenido se le llama superviviente en ese nodo. Se repite el procedimiento para los nodos b, c, d. Al eliminar 4 caminos quedarán solo cuatro (los supervivientes).

Lo que se debe recordar son los 4 caminos supervivientes y sus distancias a partir de la sucesión recibida. Se observan los 2 dígitos siguientes recibidos. Utilizando los caminos supervivientes superiores se llega al nodo de cuarto nivel. Se repite el procedimiento para los nodos b, c y d (de acuerdo a la información recibida). Se repite el proceso hasta finalizar. El

Único problema restante es como truncar el algoritmo y decidirse por un camino de los cuatro. Esto se hace obligando a que los dos últimos dígitos de datos sean 00 (estado a). En consecuencia, el último superviviente es el del nodo a después de su incursión en el codificador de 2 ceros mudos y de la transmisión de los 4 dígitos de código correspondientes.

Con este algoritmo, el almacenamiento y la complejidad de los cálculos son proporcionales a 2^m y son muy atractivos para lograr una mayor simplificación del diseño de decodificadores, debido a la restricción de longitud $N < 10$.

Si se desea lograr bajas probabilidades de error se requieren restricciones de longitud mayores, para lo cual se utiliza la codificación secuencial. (para mayor información se recomienda al lector ver referencia (4)).

Una vez analizadas las técnicas para la detección y corrección de errores, toca decidir cuál de ellas se utilizará para el diseño del modem prototipo. La técnica que se utilizará es: la detección de errores por bit de paridad. Cabe señalar que esta técnica no se implementa por hardware sino por software, ya que el programa que controla el flujo de información entre los modems, será el responsable de manejar y monitorear esta técnica.

CAPITULO 7



**Tipos de Modem's existentes
para Microcomputadora**

TIPOS DE MODEMS EXISTENTES EN MEXICO. CARACTERISTICAS.

Las necesidades modernas de comunicación en el mundo entero requieren casi siempre de equipos electrónicos, con el fin de mejorar la transferencia de información en el menor tiempo posible, de manera eficiente y confiable. Esto ha originado que se formen diferentes compañías dedicadas a la investigación y desarrollo de equipos de telecomunicaciones.

En este proceso de investigación científica por parte de varias empresas, (como es el caso de la Cia. Bell fundada en el siglo pasado) se obtuvo un enorme logro, al poder manipular señales analógicas en un nuevo formato, el formato digital. Debido a sus nuevas y poderosas características, como la de mayor inmunidad al ruido, la utilización de cualquier tipo de componente electrónico para operar y manejar como se requiera a la señal original, es así que este nuevo tipo de formato, ha traído como consecuencia, un enorme uso de equipo electrónico capaz de comunicarse (transmitir y recibir) bajo el entorno del formato digital.

Bajo ese entorno digital, se da una gran diversidad de equipos de comunicaciones; sin embargo, conviene destacar uno, ya de uso común, denominado Modem. La labor de este, es la de acoplar las señales digitales binarias de un procesador, a la red ya instalada de telecomunicaciones y al hacer uso de ella, lograr la comunicación a grandes distancias.

En la actualidad existe una gran diversidad de tipos de modems, los cuales podemos encontrar tanto en las grandes como en las pequeñas empresas. Su uso es tan común que en la actualidad, existen modems que pueden estar contenidos en un solo circuito integrado y requieren de poca circuitería adicional para cumplir su función. Por otro lado se encuentran modems más sofisticados que se emplean en oficinas bancarias y tienen la enorme responsabilidad de transferir enormes sumas de dinero de un lugar a otro, necesitando de complejos algoritmos matemáticos para evitar que ocurran errores durante la transmisión o interferencias de personal no autorizado.

Es posible efectuar una distinción de los tipos de modems existentes, de acuerdo a su instalación física.

Existen dos tipos, los llamados modems internos que son aquellos que en una sola tarjeta están directamente conectados al bus del sistema; es decir, están contenidos dentro del equipo. Este tipo de modems toma su fuente de alimentación del sistema de la computadora; cabe mencionar que, el diseño del modem va dirigido específicamente para el bus del computador al que se va a conectar.

El otro tipo de modem es llamado externo. Este se caracteriza por ser más complicado que el interno, aparte de que utiliza su propia

fuente de alimentación. Se conecta al computador a través de alguna interfase o cable de tipo serie; estos, además son los modems más comerciales, y no necesariamente son diseñados para algún tipo en especial de computadora, ya que se pueden conectar independientemente al procesador usado, respetando únicamente ciertas normas establecidas por las asociaciones de fabricantes de equipo de comunicaciones tales como I.S.D., C.C.I.T.T. y Bell, entre otras.

De hecho, este último tipo de modem es generalmente bajo el cual se desarrolló y se implantó la teoría que ocupa a las comunicaciones desde su nacimiento.

Por las razones anteriores y por el deseo de diseñar un modem externo, se elaboró una tabla (ver tabla 7.1) que contiene algunas de las características más importantes de estos modems, los cuales son los más usados en la actualidad en México. Hay que hacer notar que no se pretende analizar profundamente cada modem; sino, más bien, obtener una idea más clara de las cualidades propias de cada uno de ellos (tales como modo de operación, velocidad de transmisión, tipo de interfase o tipo de modulación).

Es necesario recalcar que la complejidad de algunos de ellos no está contemplado en el presente trabajo, y que por tal motivo basta con saber acerca de su existencia.

Cuando se elaboró la tabla 7.1, solo se tomaron en cuenta aquellos tipos de modems que involucrarán al presente trabajo, es decir, los modems externos.

De la tabla, se pueden observar los siguientes puntos:

-Uno de los principales fabricantes de modems que se distribuyen en México y que poseen una fuerte demanda, es Racal-Milgo; aunque existen algunos otros como Ericsson y Motorola.

-Los modos de operación más usuales son: Half y Full-Dúplex.

-Las velocidades de transmisión varían entre 300 bps y 56000 bps, aunque el más común en México es de 1200 bps, esto se debe a que las líneas telefónicas públicas son muy susceptibles al ruido y poseen una alta atenuación.

-Los tipos de modulación más común son: QAM, DPSK y FSK. El QAM y DPSK es utilizado en modems de alta velocidad, mientras que FSK es usado en velocidades medias como 1200 bps.

-En todos los casos el tipo de interfase digital es el dado por E.I.A.: RS-232C y el C.C.I.T.T. V.24, V.28 y V.35. El más común en México es el RS-232C y V.24 para velocidades medias.

-Para la mayoría de los casos los modems se deben ajustar a poseer una interfase de transmisión y recepción de 600 ohms, compatible con el valor de la impedancia de la línea telefónica. Otros poseen una gama de valores, con el fin de adecuarse al valor de la impedancia de la línea a la que se vaya a acoplar.

-En cuanto al encriptado, solo hay uno, lo que indica que son los más caros y complicados, y que solo se utilizan por compañías que requieren de protección extrema del valor de sus datos.

FABRICANTE:	MODELO	MODOS DE OPERACION	VEL. DE TRANSF. DE INF.	TIPO DE MODULACION	INTERFASE DIGITAL	CARACT. DE INTERF. DE TRANSM.	CARACT. DE INTERF. DE REDEP.	ENCRIPTADES
Motorola	CODEX 2605	Full-duplex Asinc.-Sinc.	1200,1600 y 2400 bps	FSK	EIA RS-232C y CCITT V.24/V.28	600 Ohms 0 hasta -150b	600 Ohms -6 hasta -400b	No
Motorola	CODEX CS48PP	Half-duplex Full-duplex	1200 y 2400 bps	FSK	EIA RS-232C y CCITT V.24	600 Ohms -6 hasta -400b	600 Ohms 0 hasta -190b	No
Ericsson	ZAT 2400-5	Half-duplex Full-duplex	1200 y 2400 bps	QAM	CCITT V.28	600 Ohms 0 hasta -180b	600 Ohms 0 hasta -480b	No
Racal Milgo	OMNIMODE 1614	Half-duplex Full-duplex	16800 bps	QAM	EIA RS-232C y CCITT V.24/V.28	600 Ohms 0 hasta -150b	600 Ohms 0 hasta -150b	No
Racal Milgo	56 K	Full-duplex Sincrono	56 000 bps	DPSK	CCITT V.35	1100 Ohms no balan- ceado, Senal 0.55V	1100 Ohms no balan- ceado, Senal 0.55V	No
Racal Milgo	OMNIMODE 48	Half-duplex Full-duplex	2400 y 4800 bps	QAM	EIA RS-232C y CCITT V.24/V.28	600 Ohms 0 hasta -150b	600 Ohms 0 hasta -480b	No
Racal Milgo	RM 1433	Half-duplex Full-duplex	14 400 bps	QAM	EIA RS-232C y CCITT V.24/V.28	600 Ohms 0 hasta -150b	600 Ohms 0 hasta -480b	SI
Racal Milgo	124 LSI Mark II	Half-duplex Full-duplex	2400 bps	DPSK	EIA RS-232C y CCITT V.24	600 Ohms 0 hasta -140b	600 Ohms 0 hasta -400b	No
Racal Milgo	VI 2422PA	Half-duplex Full-duplex	0 hasta 300 bps 1200 y 2400 bps	FSK, DPSK y QAM	EIA RS-232C y CCITT V.24	600 Ohms 0 hasta -150b	600 Ohms 0 hasta -430b	No
Racal Milgo	VI 2422S	Half-duplex Full-duplex	0 hasta 300 bps 1200 y 2400 bps	FSK, FSK y DPSK	EIA RS-232C y CCITT V.24/V.28	600 Ohms 0 hasta -160b	600 Ohms 0 hasta -430b	No
Racal Milgo	VI 1222VP	Half-duplex Full-duplex	0 hasta 300 bps y 1200 bps	FSK y DPSK	EIA RS-232C y CCITT V.24	600 Ohms 0 hasta -130b	600 Ohms 0 hasta -430b	No
Racal Milgo	COM-LINK 7	Half-duplex Full-duplex	1200 hasta 19 200 bps	FSK y DPSK	EIA RS-232C y CCITT V.24	Desde 75 Ohms ha- cia arriba, 0 hasta -240b	Desde 75 Ohms ha- cia arriba, 0 hasta -330b	No

Tabla 7.1 Algunos tipos de modems externos existentes en México. Características.

Se hace la observación de que conforme transcurra el tiempo, los modems serán cada vez más sofisticados y más caros, pero con una creciente confiabilidad en la transmisión y recepción de datos aunado a las altas velocidades que proporcionarán. Cabe mencionar que las altas velocidades de transferencia de información actuales en México (9600 b.p.s.) solo se lleva a cabo en las líneas privadas proporcionadas por TELMEX.

La infraestructura de TELMEX aun no puede soportar altas velocidades de transferencia de información en las líneas conmutadas, pero se espera que en poco tiempo logre dar este servicio.

CAPITULO 8



Limitantes de Diseño

LIMITANTES DE DISEÑO

En el capítulo anterior se revisaron algunas de las características técnicas más importantes de los tipos de modems existentes en la actualidad en México. De ahí se tomarán las principales cualidades que deberá poseer el modem que pretendemos diseñar y que deberá funcionar adecuadamente en el sistema de telecomunicaciones nacional.

A continuación se describen las características técnicas que el modem por diseñar deberá cumplir, con el fin de adecuarse y aprovechar la infraestructura proporcionada por TELMEX.

-El modem prototipo será del tipo externo, el cual, como ya se había mencionado, posee su propia fuente de alimentación externa y no está conectado directamente al bus del computador, sino que esto se logra al través de una interfase de tipo serie.

-El modem prototipo deberá conectarse a la computadora personal al través de la interfase tipo RS-232C, con el fin de cumplir con las especificaciones dadas por E.I.A. ó C.C.I.T.T.. Las normas internacionales que deberá cumplir son : V.23 de C.C.I.T.T. ó la norma equivalente : Bell 202, debido a que son las normas que mejor se adaptan a la red de TELMEX.

-El modem prototipo al conectarse a la línea telefónica deberá cumplir con las especificaciones dadas por Teléfonos de México (TELMEX) en materia de transmisión de datos utilizando la red ya instalada de telecomunicaciones. El tipo de línea telefónica que TELMEX ofrece es la conmutada pública. Esta consiste de un par de alambres trenzados con una impedancia característica de 600 ohms, cuyo ancho de banda característico está entre 300 Hz. y 3.1 KHz. Debido a lo anterior, se obliga al modem prototipo a poseer una interfase a dos hilos con una impedancia característica de entrada-salida de 600 ohms.

-La velocidad de transmisión y recepción para el modem prototipo será de dos tipos : la alta, de 1200 bps, y la baja, de 600 bps; aunque, si el diseño lo permite, se trabajará con otras velocidades más bajas.

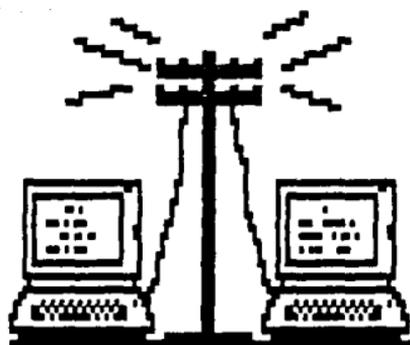
-El modem prototipo deberá trabajar en modo Full-Dúplex a dos hilos, debido a que la línea telefónica pública ofrecida por TELMEX es a dos hilos comúnmente. De otra forma se tendría que pagar una instalación de línea privada a cuatro hilos, con lo cual el costo del sistema se incrementaría notablemente.

-El modem trabajará con una modulación del tipo FSK. Se escogió este tipo de modulación debido a que es la forma más sencilla de acoplar información a la red telefónica (un bit de fuente es igual a un bit de canal) además de que el diseño del circuito se simplifica notablemente.

Todas las características mencionadas hasta aquí, se han discutido con cierto detalle en los capítulos anteriores.

-Por otro lado, el modem prototipo a diseñar deberá cumplir con un precepto económico muy importante: bajo costo. Los componentes que éste diseño lleve se deberán conseguir en el mercado nacional y a un precio razonablemente bajo. Esto se hace con el fin de abatir el costo total del modem, en comparación con los modems comerciales existentes en la actualidad en México.

CAPITULO 9



Diseño e Implementación del Prototipo

MODEMS INTEGRADOS EN UN SOLO CIRCUITO

La tecnología desarrollada en México es pujante, y trata de fabricar equipos propios capaces de solucionar los problemas de comunicación existentes en nuestro país, pero debido al escaso apoyo que se le brinda a la investigación científica, se hace aún necesario recurrir a la tecnología de otros países. Es por eso que cualquiera que tenga que desarrollar un dispositivo más o menos complejo como lo es un modem, necesita basar su diseño en algún circuito integrado proveniente generalmente del extranjero.

Ante esta situación solo queda hacer el análisis de los circuitos integrados conocidos y tomar una decisión acerca de cual es el que mejor se adapta a nuestros requerimientos.

En las tablas 9.1 y 9.2, se resumen las características técnicas principales de algunos de los modems integrados en un solo chip. Es necesario aclarar que la principal fuente de información fué obtenida de los manuales técnicos propios de cada fabricante, exceptuando el renglón de costo aproximado, que fué obtenido de las casas comerciales en U.S.A y convertido a pesos mexicanos posteriormente. Esta investigación fue realizada en Enero de 1990.

La mayoría de los circuitos integrados mostrados en esas tablas cumplen con las características técnicas y los requerimientos del diseño. Por lo que se podría tomar a cualquiera de ellos y desarrollar el modem prototipo en torno a él. Aquí se muestran aquellos circuitos integrados más "comerciales" en nuestro país, es decir, aquellos que se pueden conseguir más fácilmente y a un costo razonable. No se pretende realizar un estudio exhaustivo de ellos, sino más bien dar una idea de aquellas cualidades que éstos chips poseen. Se cree que con los CI's mostrados, se tomara la decisión adecuada respecto a cual de ellos servirá como base al diseño del modem prototipo que se pretende diseñar.

Analizando ambas tablas, se puede observar lo siguiente: (a) la tecnología usada en todos los CI's es CMOS, lo cual hace que todos ellos posean las cualidades que otorga este tipo de fabricación; (b) el tipo de modulación usada es F.S.K., lo que logrará que en términos generales sean económicos; (c) el modo de operación para la mayoría de los casos es Half y Full-Duplex; (d) se puede afirmar que todos cumplen con la norma V.21 ó V.23 de la C.C.I.T.T.; (e) pero existen dos diferencias primordiales entre ellos, la primera es que varían en cuanto velocidad de transmisión y recepción y la segunda es su diferencia en precio.

Además el hardware de apoyo para el buen funcionamiento de los C.I.'s, en especial del TCM3105, es muy simple y se puede encontrar en el mercado nacional a precios razonables.

Por estas razones el circuito de Texas (el TCM3105) sobresale entre todos, ya que las demás características que poseen los circuitos más caros no son razón de peso como para elevar su costo, aunado al hecho de que sólo necesita de un voltaje de polarización de +5 v., lo que implica conectarle una fuente de poder muy sencilla. Además cumple muy bien con los requerimientos de diseño del capítulo anterior.

Hay que reconocer que los demás circuitos cumplen con los requerimientos para el prototipo. Pero debido a su versatilidad de velocidades y bajo costo el circuito de Texas Instruments, el TCM3105, es el que mejores cualidades presenta para el desarrollo del presente trabajo.

Se dejan las presentes tablas para futuros trabajos, o simples consultas. Se ha pretendido mostrar en esta tabla una variedad de modems capaces de solucionar un problema de comunicación. Sin embargo, y como ya se había mencionado antes, no son todos y se sabe que en la actualidad existen modems integrados tan complejos y sofisticados, desarrollados por otros fabricantes, pero que no están a nuestro alcance.

El análisis de estas tablas ha dado pie para que el diseño del modem prototipo tenga como parte central el circuito TCM3105, por lo que a continuación se revisara su manejo y funcionamiento con el fin de entender y aprovechar mejor sus cualidades.

MODEM	ESPECIFICACION	TIPO DE MOD.	MODO OPERACION	VELOCIDAD Tx, Rx	TECNOLOGIA	COSTO APROX.	OBSERVACIONES
NATIONAL MP74HC12	BELL 103	F.S.K.	Half y full Dóplex (origen y respuesta)	Tx: 300 bauds Rx: 300 bauds	CMOS	\$50,000.00 c/u	<ul style="list-style-type: none"> * Filtro para la Tx y Rx. * Ajuste del detector de portador. * Compatible con T.T.L. y CMOS. * Entradas protegidas contra daño estático. * Bajo consumo de potencia. * Entrada para prueba de loopback * Polarización : + 5 v. y - 5 v.
NATIONAL MP74HC14	BELL 202 CCITT V.23	F.S.K.	full Dóplex (origen y respuesta)	Tx: 300 bauds Rx: 300 bauds	CMOS	\$60,000.00 c/u	<ul style="list-style-type: none"> * Filtros para la Tx y Rx. * Ajuste del detector de portador. * Bajo consumo de potencia. * Maneja carga de 600 ohms a -900 * Compatible con T.T.L. y CMOS. * Autoprueba de un loopback analógico. * Todas las entradas estan protegidas contra daños estáticos. * Polarización : + 5 v. y - 5 v.
NATIONAL TP 3320	BELL 202 CCITT V.23	F.S.K.	Half Dóplex (en 2 hilos) y full Dóplex (en 4 hilos)	Tx: 600 ó 1200 bauds Rx: 600 ó 1200 bauds	CMOS	\$70,000.00 c/u	<ul style="list-style-type: none"> * Filtros para la Tx y Rx. * Ajuste del detector de portador. * Bajo consumo de potencia. (Típico 80 mW) * Señales de protocolo tipo RS232 * Compatible con T.T.L. y CMOS. * Autoprueba de un loopback analógico. * Interfase óptimo para UART. * Usa un Xtal burst de T.V. de color de 3.5735 Mhz. * Polarización : + 5 v. y - 5 v.

Tabla 9.1. Tipos de Modems integrados en un solo chip (parte I).

MARKA	ESPECIFICACION	TIPO DE MOD.	MODO OPERACION	VELOCIDAD Tx, Rx	TECNOLOGIA	COSTO APROX.	OBSERVACIONES
TEARS INSTRUMENTS TCPC3185	BELL 202 CCITT V.23	F.S.K.	Half y Full Dúplex	Tx: 75,150,600 y 1200 bauds Rx: 50,75,150 600 y 1200 bauds.	CMOS	\$40,000.00 c/u	<ul style="list-style-type: none"> • Filtros para la Tx y Rx. • Ajuste del detector de portadora. • Bajo consumo de potencia. • Polarización : + 5 v.
MOTOROLA MC145442 MC145443	BELL 103 (MC145442) CCITT V.24 (MC145443)	F.S.K.	Simplex, Half y Full Dúplex	Tx: 300 bauds Rx: 300 bauds	CMOS	\$20,000.00 c/u	<ul style="list-style-type: none"> • Filtros para la Tx y Rx. • Ajuste del detector de portadora. • Bajo consumo de potencia. • Maneja cargas a -90Ohm. • Modos de operación: origen, respuesta. • Autoprueba de (loopback analógico). • Ajustable el nivel de Tx y temporización de retardo. • Utiliza cristal oscilador de 3.579 Mc(Burst de T.V.) • Polarización : + 5 v.
MOTOROLA MC145445	BELL 103 CCITT V.24	F.S.K.	Half y Full Dúplex	Tx: 300 bauds Rx: 300 bauds	CMOS	\$20,000.00 c/u	<ul style="list-style-type: none"> • Modos de operación origen y respuesta. • Retardo seleccionable: RTS & CTS • Detector de portadora. • Compatible con T.T.L. • Polarización : + 5 v.
MOTOROLA MC145450	BELL 202 CCITT V.23	F.S.K.	Half y Full Dúplex	Tx: 75,150,1200 Rx: 75,150,1200	CMOS	\$40,000.00 c/u	<ul style="list-style-type: none"> • Modos de operación origen y respuesta. • Retardo seleccionable. • Detector de portadora. • Compatible con T.T.L. • Polarización : + 5 v.

Tabla 9.2. Tipos de Modems integrados en un solo chip (parte II).

PRINCIPIOS BASICOS DE OPERACION DEL MODEM

En terminos generales un modem es un dispositivo que habilita dos sistemas electronicos digitales para comunicarse a traves de una red telefonica. Para ello, las señales digitales deben ser convertidas a señales analogicas, debido a que los pulsos cortos usados por el equipo digital contienen componentes de alta frecuencia que no son soportados por el limitado ancho de banda de la red telefonica (300 Hz.- 3400 Hz.).

Existen dos esquemas importantes de modulación usados en modems para la red telefonica. Estos son F.S.K. (Frequency Shift Keying) y P.S.K. (Phase Shift Keying). Cuando se modula en F.S.K. un "uno logico" es representado por una onda senoidal de cierta frecuencia, mientras que un "cero logico" es representado por otra onda senoidal de distinta frecuencia a la anterior. En F.S.K., las transiciones del flujo de datos digital son representados por corrimientos en el ángulo de fase de la frecuencia portadora.

Dos caminos separados de comunicacion son necesitados por los sistemas digitales para entablar la comunicacion. Cada sistema debe tener la capacidad de transmitir y recibir. Esta interfase es dada por el modem. En la operacion Full-Duplex la transmision y la recepcion es simultanea al traves de un solo par de hilos. Un convertidor de 2 a 4 hilos, o hibrido como es llamado en la industria de las telecomunicaciones, es requerido (ver fig. 9.3). Este dispositivo quita o remueve el dato transmitido del recibido para que el dato transmitido no interfiera con el dato valido recibido.

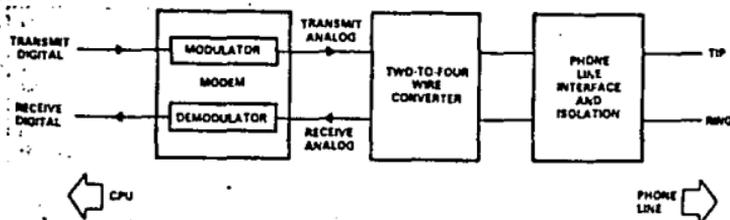


Fig 9.3 Configuración típica de un modem.

El convertidor de 2 a 4 hilos requiere compatibilizar los rangos de impedancia de la red telefónica con la circuitería del modem. La impedancia de la red telefónica varía de línea a línea debido a las tolerancias en el proceso de manufactura e instalación del hardware de comunicaciones. Esto dificulta producir piezas en masa que obtengan una buena calidad en sus características.

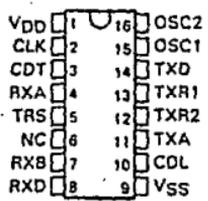
Cuatro frecuencias separadas, 2 para transmitir y 2 para recibir, son usados para balancear apropiadamente el convertidor de 2 a 4 hilos, con el fin de asegurarse que el dato transmitido no interfiera con el dato recibido.

EL CHIP TCM3105

El TCM3105 provee la mayoría de las funciones requeridas para un modem F.S.K. de velocidad media, el cual está encapsulado en un chip de 16 pines de doble hilera (dual in line). El dispositivo está hecho usando la tecnología CMOS (MOS complementario). Entra las características del TCM3105 está el operar a +5 V. y consumir aproximadamente 40 mW. Esto hace que este dispositivo sea ideal para usarse en equipos que operan con baterías, como sucede en las aplicaciones militares. La disposición física de los pines del TCM3105 se muestran en la fig 9.4 y la descripción y significado de cada uno de los pines se listan en la tabla 9.5.

El TCM3105 es caracterizado por operar en el rango de 0 °C hasta 70 °C (cuando el sufijo es JL), así como en el rango de temperaturas ambiente de -40 °C hasta 85 °C (cuando el sufijo es JE).

J DUAL-IN-LINE PACKAGE
(TOP VIEW)



NC—No internal connection

Fig. 9.4 Disposición física de los pines del TCM3105.

NOMBRE	PIN	E/S	DESCRIPCION
VDD	1	-	Positive Supply Voltage (Suministro de Voltaje Positivo). +5 volts nominales.
CLK	2	S	Clock (Reloj). Señal continua de reloj 16 veces mayor que la velocidad de transferencia de información (bauds) en transmisión ó en recepción.
CDT	3	S	Carrier Detect (Detector de Portadora). Un nivel de salida lógico alto indica la presencia de señal portadora en el pin RXR.
RXA	4	E	Receive Analog (Recepción Analógica). Esta entrada es referenciada a un voltaje interno y debe estar acoplada en a.c.
TRS	5	E	Transmit/Receive Standard Select Input (Entrada para Seleccionar Transmisión y Recepción Estándar). Este pin junto con TRR1 y TRR2 selecciona el modo de operación usado por el TCM3105.
NC	6	-	No Conexión (No Conectado).
RXD	7	E	Receive Bias Adjust (Ajuste de Polarización del Receptor). Esta entrada determina el nivel de umbral del divisor que permite que la distorsión del bias en el pin RXD sea minimizado.
RXD	8	S	Receive Digital Output (Receptor de Salida Digital). Salida demodulada del dato recibido en 10-positiva (una "marca" es indicado en un nivel alto y un "espacio" es indicado por un nivel bajo) La salida del pin RXD permanecerá alta si no hay entrada analógica en el pin RXA.
VSS	9	-	Negative Supply Voltage (Voltaje de Alimentación Negativa). Normalmente conectado a tierra.
CDL	10	E	Carrier Detect Level (Detector de Nivel de Portadora). Determina el nivel de umbral para detectar la portadora.
TRR	11	S	Analog Transmision Output (Salida de Transmisión Analógica). Es la señal de salida modulada la cual debe estar acoplada en a.c. a través de un capacitor.
TRR1	12	E	Transmit Rate 1 & 2 (Rápidez de Transmisión 1 y 2). Estas señales en conjunción con TRS define el modo de operación estándar a ser usado por el TCM3105.
TRR2	13	E	
TXD	14	E	Transmit Digital (Transmisión Digital). Entrada digital al modulador en lógica positiva (una "marca" es indicada por un nivel alto y un "espacio" por un nivel bajo). El dato puede ser aceptado con cualquier rapidez desde 0 hasta la velocidad seleccionada y puede ser totalmente asincrono.
OSC1	15	-	Oscillator 1 & 2 (Oscilador 1 y 2). Conexiones de entrada para cristal externo de 4.4336 MHz. Si una entrada de reloj externo es dado, entonces el pin OSC1 es abierto y el reloj es conectado al pin OSC2.
OSC2	16	-	

Tabla 9.5. Descripción de pines del circuito integrado TCM3105.

Modos de operación del TCM3105

Se define como modos de operación del TCM3105 a las diferentes configuraciones de frecuencias que presenta la señal portadora y que puede utilizar dicho circuito para transmisión y recepción de datos.

El TCM3105 es un modem cuya forma de modulación es del tipo F.S.K. el cual está diseñado para cumplir con los estándares Bell 202 y C.C.I.T.T. V.23, que define las frecuencias que tendrá la señal portadora modulada para un "cero" y un "uno" lógicos, y la máxima rapidez de datos a ser transmitidos. Esto se da en forma grafica en la Fig 9.6.

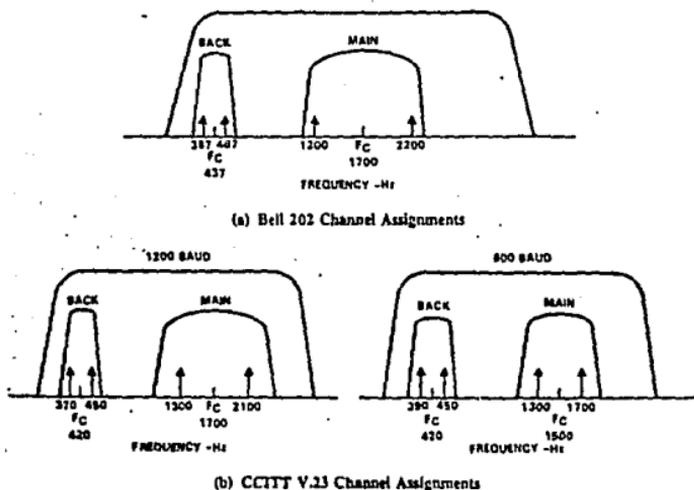


Fig. 9.6 Asignación del canal para la Bell 202 y la C.C.I.T.T. V.23.

EL TCM3105 funcionará en un modo de operación dado, aplicando las señales apropiadas a TRS (Transmit/Receive Status) y los pines de entrada TXR1 y TXR2 (Transmit Rates 1 and 2). Los modos de operación son resumidos en la tabla 9.7. La señal de reloj (CLK) opera a una frecuencia 16 veces mayor que la más alta velocidad de dato recibido o transmitido seleccionado, para poder tener una mayor confiabilidad en la sincronización de los datos, cuando el modo de operación sea sincrónico.

Standard	TRS	TXR1	TXR2	Transmit Bit Rate (Bits/s)	Receive Bit Rate (Bits/s)	Transmit Freq (Hz)	Receive Freq (Hz)	Clock (kHz)
CCITT V.23	0	0	0	1200	1200	M 1300 S 2100	M 1300 S 2100	19.11
	1	0	0	1200	75	M 1300 S 2100	M 390 S 450	19.11
	0	0	1	600	75	M 1300 S 1700	M 390 S 450	9.56
	1	0	1	600	600	M 1300 S 1700	M 1300 S 1700	9.56
	0	1	0	75	1200	M 390 S 450	M 1300 S 2100	19.11
	1	1	0	75	600	M 390 S 450	M 1300 S 1700	9.56
	0	1	1	75	75	M 390 S 450	M 390 S 450	1.19
BELL 202	CLK	0	0	1200	1200	M 1200 S 2200	M 1200 S 2200	19.11
	CLK-B	0	1	1200	150	M 1200 S 2200	M 387 S 487	19.11
	CLK-B	0	1	1200	5	M 1200 S 2200	M 387 S 0	19.11
	CLK	1	0	150	1200	M 387 S 487	M 1200 S 2200	19.11
	CLK	1	1	150	150	M 387 S 487	M 387 S 487	2.39
	*	1	*	5	1200	M 387 S 0	M 1200 S 2200	19.11
	1	1	1	Transmit Disabled	1200	Transmit Disabled	M 1200 S 2200	19.11

*In this mode, the modulation is controlled by the TRS and TXR2 inputs, TXD is set to 1.

M TRS = CLK & TXR2 = 0, then TXA = 367 Hz

if TRS = 1 & TXR2 = 1, then TXA = 0 Hz

Tabla 9.7. Modos de operacion del circuito integrado TCMS105.

DIAGRAMA A BLOQUES DEL MODEM POR DISEÑAR.

En esta sección se muestra al lector un diagrama a bloques del modem que satisface todos los requerimientos anteriormente planteados en la sección de limitantes de diseño. Esta basado en el chip TCM3105, ver figura 9.8, esperando que con ello se tenga una idea formal de las etapas que posee el modem a diseñar, que llevará desde éste momento el nombre de L² MODEM.

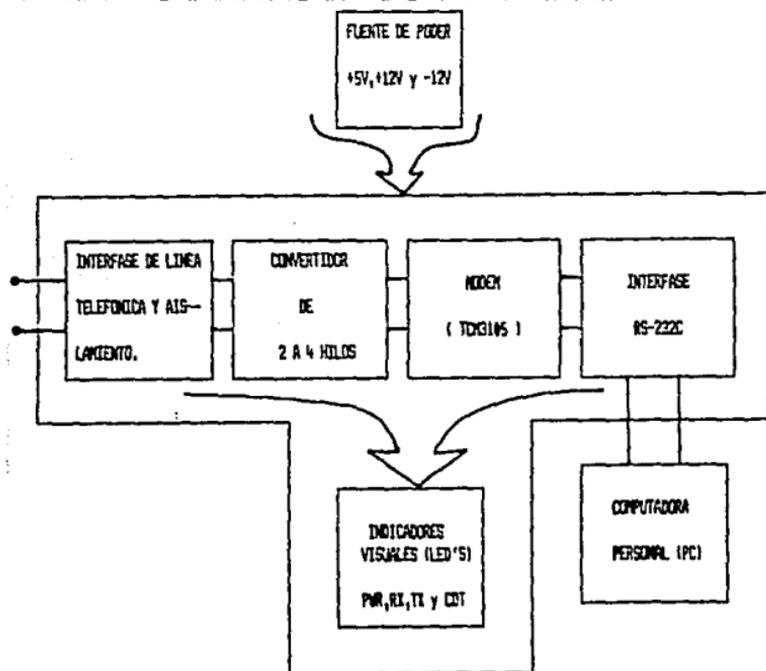


Fig. 9.8 Diagrama a bloques general del L² MODEM.

En el diagrama de la fig. 9.8 se distinguen 6 etapas, las cuales son :

- La primera etapa se le llamó interfase de la línea telefónica y aislamiento, y será la encargada de acoplar la entrada/salida del modem a la línea telefónica.
- La segunda etapa es llamada convertidor de 2 a 4 hilos y, como su nombre lo indica, separa las señales de recepción y transmisión originalmente en dos hilos a cuatro (dos para la recepción y dos para la transmisión).
- El tercer bloque es la parte central del modem (el circuito in-

tegrado TCM(105) y se explica más detalladamente en secciones posteriores.

- La cuarta etapa es la interfase RS-232C cuya función primordial es la de llevar el protocolo de señalización con el computador o el equipo terminal de datos.

- La quinta parte es la de indicadores visuales, que en general sirven para observar el correcto funcionamiento del modem.

- La última etapa en este diseño, es la fuente de poder, su función es la de suministrar los voltajes y corrientes adecuados, para la polarización y buen funcionamiento de los circuitos integrados que integran al modem.

Interfase de la línea telefónica y aislamiento.

En los Estados Unidos de América existe una comisión encargada de regular las comunicaciones, llamada FCC (Federal Communications Commission) y que restringe al equipo terminal de datos -incluyendo modems- para cumplir con ciertas características técnicas a fin de que esos dispositivos puedan conectarse a la línea telefónica. El apartado 68 del FCC documenta estos requerimientos, entre los cuales se tienen: fuga de corriente, riesgo de sobrevoltaje, potencia de la señal y la impedancia de entrada. Cualquier dispositivo conectado a la línea telefónica debe cumplir estos requerimientos y tener un número asignado por la FCC. Las propiedades básicas que deberá cumplir el diseño del modem es el de no inducir voltaje de riesgo o pico a la línea telefónica y limitar las corrientes de fuga en ella. La forma más práctica de cumplir con los requerimientos de la FCC es el de aislar eléctricamente a el modem de la línea telefónica a través de un transformador. Este es el método más aceptado para conectar directamente modems a la línea telefónica.

Existen dispositivos que se pueden conectar directamente a la línea telefónica ya que cumplen con los requerimientos dados por la FCC.

Estos equipos son conectados como interfase entre la línea y el modem, los cuales están reconocidos por la FCC y presentan una serie de características tales como: potencia de la línea, detección de llamada y regulación del ciclo de corriente.

El FCC exige un registro que no se requiere si el modem esta acoplado acústicamente a la línea telefónica. Sin embargo, este método presenta serios problemas de retorno de señal porque el teléfono tiene la cualidad de poseer una respuesta en frecuencia diferente, lo cual hace más difícil calcular y delimitar los filtros necesarios con el fin de aislar el ruido que pudiese afectar el buen funcionamiento del modem.

Por lo anterior se aconseja diseñar esta etapa con base un transformador de aislamiento a fin de evitar este tipo de problemas, ya que indudablemente esos requerimientos también son aplicables en México.

Así, podemos concluir que la finalidad de la etapa de interfase y aislamiento de la línea telefónica es la de mantener y asegurar el contacto con la línea telefónica, además de aislar del resto del circuito el potencial presentado en la línea.

Para poder aislar el modem de la línea telefónica se usa un transformador con una relación uno a uno y una impedancia de 600 ohms. Se utiliza una señal proveniente de la interfase RS-232C (DTR) para manipular un transistor que controla un relevador para abrir o cerrar la línea telefónica. Véase diagrama 9.9

Como se puede apreciar en el diagrama 9.9 esta primera etapa además se compone de un circuito que tiene la característica de poder sentir el momento en que llega una llamada y proporcionar una señal de aviso. Esta señal de magnitud variable es transferida a niveles TTL a través de un optoacoplador que da origen directamente a la señal Ring Indicator para avisarle al computador o equipo terminal de datos que le están llamando. Se puede notar que el circuito está siempre conectado a la línea telefónica y el optoacoplador adecua la señal de aviso a niveles TTL (+5 v.) para luego salir por la interfase RS-232C a través de un circuito integrado manejador de línea.

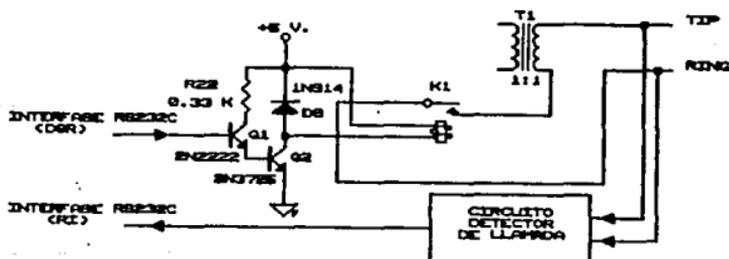
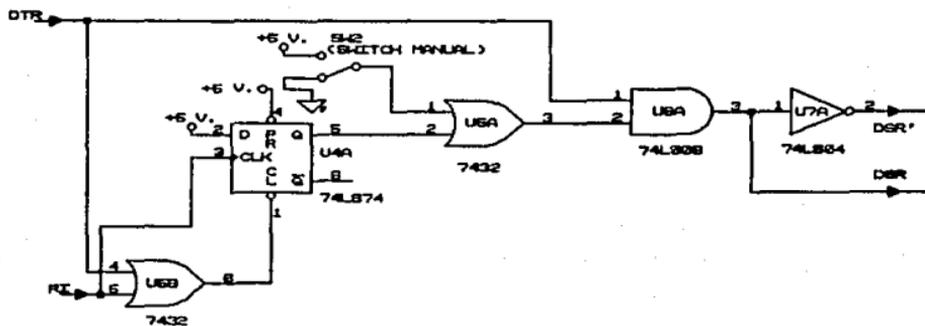


Fig. 9.9 Diagrama de la interfase de la línea telefonica y aislamiento.

Operación del Convertidor de 2 a 4 hilos.

El convertidor de 2 a 4 hilos es parte típica de la interfase de la línea telefónica. Este circuito es necesario para separar los dos canales digitales (Transmisión y Recepción) para acoplar la información al par de hilos de la línea telefónica. Un convertidor sencillo de 2 a 4 hilos se muestra en el diagrama de la fig. 9.10. Esta es una de las posibles soluciones que existen.

Para comprender como opera el convertidor, la señal es muestreada desde la entrada del pin de transmisión a la salida del pin de recepción. Una señal entrando por el nodo de transmisión es guardado por un C.I. operacional UIA y la señal de salida es colocada a través de una carga efectiva de:

$$Z_t + Z_L \text{ en paralelo con } Z_t' + Z_L'$$

donde Z_t es : la impedancia de carga del transformador de la línea.
y Z_L es : la impedancia de carga del circuito.

La señal a través de Z_L es transmitida a la red telefónica via del transformador. Una señal que esta siendo recibida de la red telefónica es guardada por el segundo C.I.operacional UIB y colocada en el nodo de recepción. Para reducir la cantidad de señal transmitida que aparece en el nodo de recepción, UIB es usada en modo diferencial para cancelar dos señales transmitidas que están 180° fuera de fase una de otra. Las 2 señales transmitidas que aparecen en UIB deben ser de niveles comparables.

Para adecuar el acoplamiento de impedancias la selección de Z_t' y Z_L' deberá ser tal que, las señales transmitidas en UIB deben ser aproximadamente del mismo nivel. Z_t' y Z_L' deberían ser seleccionadas para satisfacer la siguiente ecuación :

$$Z_t / Z_L = Z_t' / Z_L'$$

Nota : La ecuación mostrada anteriormente no tiene restricción en lo absoluto en cuanto a la magnitud de Z_t' y Z_L' se refiere, sino solamente en la razón de las dos. Por lo tanto, existen versiones escaladas de terminación y líneas de impedancia. Este escalamiento permite pequeñas capacitancias y grandes resistencias para ser incorporadas a la red.

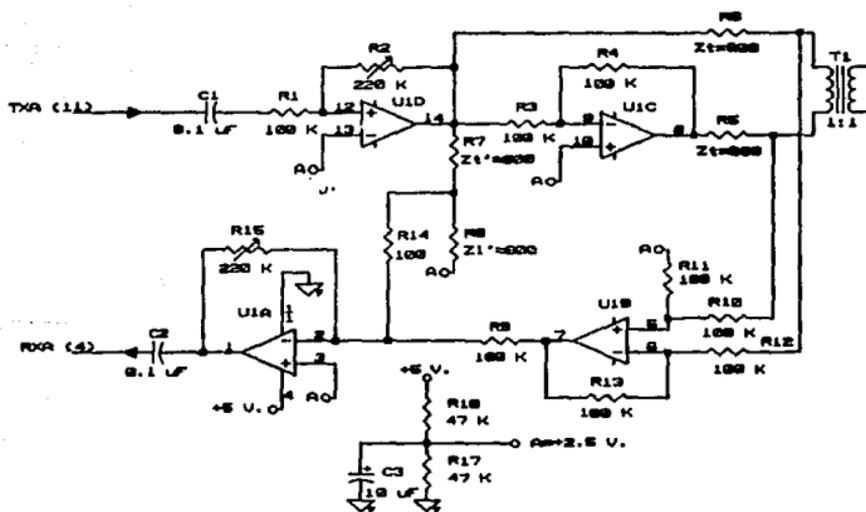
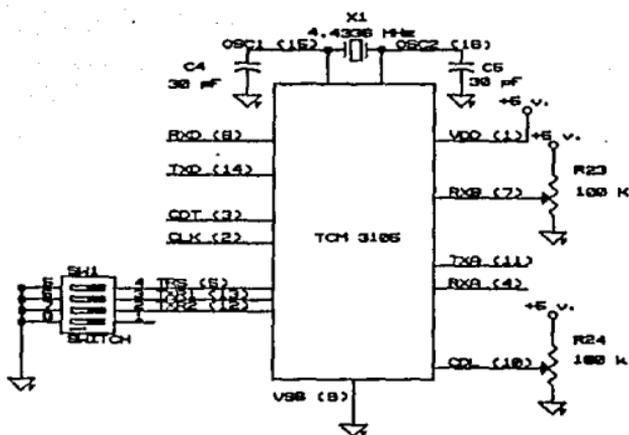


Fig. 9.10 Diagrama del convertidor de dos a cuatro hilos.

Arquitectura del TCM3105.

El modem tiene 4 bloques principales funcionales : un transmisor, un receptor, un detector de portadora, y finalmente la temporizacion y control. Ver fig. 9.11.

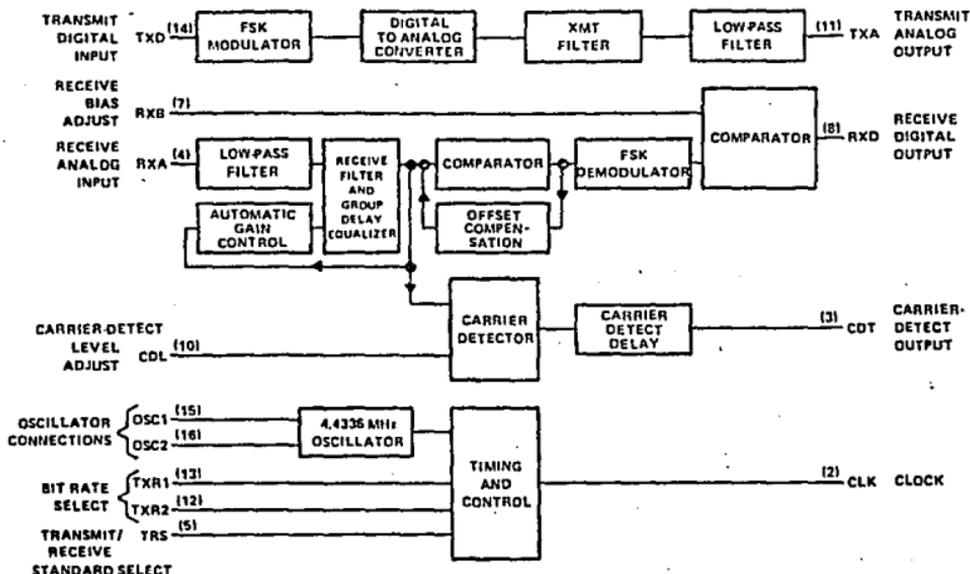


Fig. 9.11 Diagrama funcional a bloques del TCM3105.

Transmisor

El transmisor consiste de un modulador de fase F.S.K. con un filtro de transmisión y un amplificador de transmisión. El modulador es un sintetizador de frecuencias programable que obtiene la salida requerida de frecuencias para el modem, dividiendo la frecuencia del reloj maestro, cuyo valor es de 4.4336 MHz.

El cociente de la división es fijado por los estados de TXD (Transmit Digital), TXR1, TXR2 y TRS (ver tabla 10.6). El filtro de transmisión consiste de dos etapas: un filtro de capacitor switchado y de un filtro continuo en el tiempo. El

filtro de capacitor switchheado muestrea a una cierta velocidad que depende de la frecuencia de transmisión seleccionada. Este arreglo ofrece el óptimo rechazo de frecuencias fuera de banda, sin depender de la frecuencia de transmisión. El filtro continuo en el dominio del tiempo es un filtro Bessel, con una función de segundo orden que rechaza al reloj realimentado de el filtro de capacitor switchheado. La salida analógica (TXA) del modem está polarizado con corriente directa a aproximadamente el 50% del voltaje de alimentación y puede ser acoplado al convertidor de 2 a 4 hilos. Toda la ganancia transmitida es ajustable dentro del convertidor de 2 a 4 hilos.

Receptor

El receptor consiste de un prefiltro de entrada, un amplificador receptor, un filtro receptor, un ecualizador de línea, un limitador, un demodulador, un filtro de post-demodulación, y un divisor.

El prefiltro de entrada es un filtro paso bajas que previene aleaciones de altas frecuencias de otros componentes y fija los límites del ancho de banda de la señal de entrada.

El amplificador receptor es parte del filtro receptor. El filtro receptor es un diseño de un filtro de capacitor switchheado elíptico, compuesto de tres secciones. La primera sección es un filtro que tiene una alta discriminación contra las frecuencias transmitidas. La segunda sección es un filtro paso-bandas que incluye una función automática de ganancia para regular la amplitud de la señal a el divisor. La última sección es un filtro paso bajas que atenúa la interferencia de las altas frecuencias. Sobre todo, el filtro receptor atenúa la interferencia que hubiera en el ancho de banda permisible y remueve fuera de la banda de paso la energía que podría interferir con la demodulación.

El ecualizador de línea es un ecualizador de capacitor switchheado que compensa la distorsión por retardo del filtro receptor y la red telefónica. La salida del ecualizador es convertida a una onda cuadrada utilizando un limitador.

El demodulador es un multivibrador monoestable convencional configurado para dispararse en los flancos de subida y de bajada de la salida del limitador. La salida del demodulador es un tren de pulsos de longitud fija en una frecuencia igual a dos veces la frecuencia de la señal analógica recibida. Entonces la componente de corriente directa de esta señal es proporcional a la frecuencia de la señal recibida.

El filtro post-demodulador es un filtro paso bajas de capacitor switchheado que extrae la componente de d.c. de la salida de el demodulador.

La etapa final del receptor es un divisor que tiene un voltaje de referencia externo aplicado al pin RXB(Receive Bias). El voltaje de referencia a RXB es necesario para compensar los offsets introducidos en el circuito de capacitor switchhead. La salida del divisor es la pin RXD(Receive Digital). El voltaje de referencia de RXB no necesita ser reajustado cuando cambian los modos de operación, es así como el modem se compensa internamente.

Detector de Portadora.

La sección detector de portadora consiste de un detector de energía en banda y una etapa retardadora de tiempo digital. El detector de energía mide el nivel de energía total a la salida del filtro de recepción y compara este nivel a un nivel de polarización que está presente a la salida de la señal CDL (Carrier Detect Level). La señal CDT (Carrier Detect) tiene un "1" lógico en presencia de una portadora.

Un grado de protección contra alguna salida falsa, debido a señales de corta duración, está presente. El detector de energía es retenido por un pequeño instante de tiempo cuantizado antes de que la señal detectora de portadora sea enviada a través del pin CDT. En suma, el detector exhibe aproximadamente 4 dB de histéresis para prevenir la oscilación de la salida.

Temporización y Control.

El tiempo es controlado por un oscilador externo de cristal a 4.436 MHz.. De esta frecuencia maestra, la sección de generación de tiempo genera todas las señales de control y suministra la salida de la señal de reloj.

INTERFASE RS232-C

De la interfase RS232-C se ha hablado en capítulos anteriores, en los cuales se indicaba que la función primordial de esta interfase es la de conectar el equipo terminal de datos (computador) con el equipo terminal de comunicaciones (modem).

Para lograr lo anterior, en esta etapa del diseño se discutirá un enlace entre dos computadores usando dos modems, basándose en la fig. 9.12. Esta figura utiliza señales conocidas de la interfase RS232-C, si existe alguna duda acerca del significado de ellas el lector puede referirse al apéndice C para su aclaración.

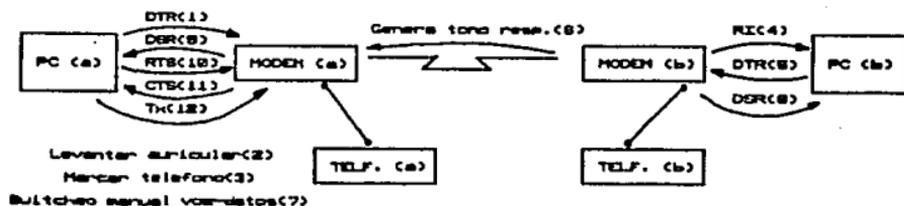


Fig. 9.12 Enlace entre dos computadores.

A continuación se explican los distintos pasos a seguir para lograr una comunicación manualmente vía telefónica entre dos computadores.

- 1.- La computadora A (computadora local) activa la señal DTR (Data Terminal Ready) para prevenir al modem A (modem local) que se desea transmitir un mensaje.
- 2.- Se levanta el auricular del teléfono para cerciorarse que existe tono en la línea telefónica.
- 3.- Se marca manualmente el número telefónico de la computadora B (computadora remota) y se espera respuesta.

4.- Cuando suena el teléfono en B, el modem B (modem remoto) genera la señal RI (Ring Indicator) para avisarle al computador B que le están llamando.

5.- El computador B activa el DTR (Data Terminal Ready) al modem B, lo cual activa circuitos de autorespuesta en el modem B.

6.- Se genera señal de respuesta (tono audible) al modem A por parte de modem B.

7.- El operador de A escucha tono de respuesta de B y switchea al modem de voz a datos con el fin de poder recibir datos; es decir, conecta el modem A a la línea telefónica.

8.- Se genera en el modem B la señal DSR (Data Set Ready).

9.- El modem A en ese momento genera DSR (Data Set Ready) para avisarle al computador A que está conectado a línea telefónica.

10.- El computador A hace una petición al modem A para transmitir a través de la señal RTS (Request To Send).

11.- Si la ocurrencia de los eventos sucede sin errores, el modem A responde con un "adelante" a través de la señal CTS (Clear To Send) para limpiar búfer de datos.

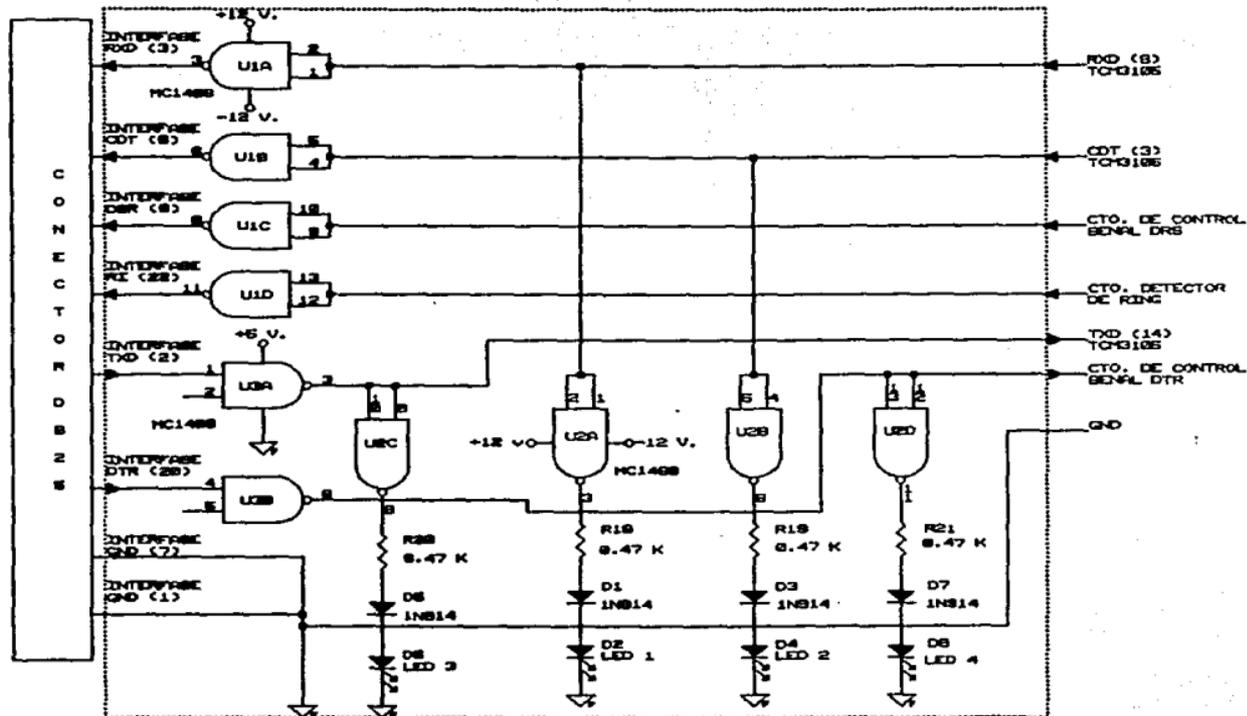
12.- A continuación se inicia propiamente la transmisión de A a B.

Los puntos mencionados arriba describen en cierta forma lo que podría ser un enlace entre dos computadores; cabe decir que para el diseño del modem que se propone, este esquema servirá de base y se apegará a él.

El diagrama del diseño de esta etapa se muestra en la fig. 9.13, el cual resulta ser muy sencillo, además de barato.

Hay que observar que las señales que van directamente al computador trabajan con un nivel de voltaje de +12 v. y/o -12 v.. Esto se logra convirtiendo los niveles TTL del modem a los niveles de voltaje mencionados arriba a través de los circuitos MC1488 y MC1489, que son circuitos manejadores de interfase de línea.

Fig. 9.13 Diagrama de la interfase RS232-C.



INDICADORES VISUALES

El presente diseño cuenta con una serie de LED's que nos ayudan a verificar el buen funcionamiento del modem, en la siguientes líneas se describen las señales monitoreadas mediante LED's.

- 1.- Led de Encendido (Power) : Se ilumina todo el tiempo desde el momento en que se enciende el modem. Monitorea el voltaje de +5 V., si éste fallará el equipo no funcionará.
- 2.- Led de Recepción (Rx) : Visualiza en qué momento se recibe información, está directamente conectada a la salida de la interfase RS-232C del modem.
- 3.- Led de Transmisión (Tx) : Visualiza en que momento se transmite información, está directamente conectado a la entrada de la interfase RS-232C del modem.
- 4.- Led Detector de portadora (DCD) : Este led nos dice si se está recibiendo señal portadora a la entrada del modem, y se encuentra conectado directamente a la interfase RS-232C del modem.

Para mayor referencia se recomienda consultar la fig. 9.13. dada en la página anterior.

FUENTE DE ALIMENTACION

Como última etapa se incluye la fuente de alimentación cuya función es la de transformar la corriente alterna en corriente directa que proporcione la polarización de los circuitos integrados en forma adecuada. Esta fuente de alimentación otorga los voltajes de +5v., +12 v., -12 v. y tierra. Y esta se encuentra dentro del mismo chasis del modem.

El diagrama típico utilizado, se muestra en el diagrama de la fig. 9.14.

Hay que agregar que esta fuente proporciona como máximo 1 Amp. de salida en cualquiera de sus voltajes proporcionados por los reguladores 7805, 7812 y 7912. Los componentes que la integran son : un transformador, un puente rectificador de onda completa, capacitores (filtros) y los propios reguladores. Cabe mencionar que la fuente es regulada con un 10% de tolerancia en sus voltajes nominales y tiene protecciones contra corto circuito básicas, proporcionadas por los reguladores.

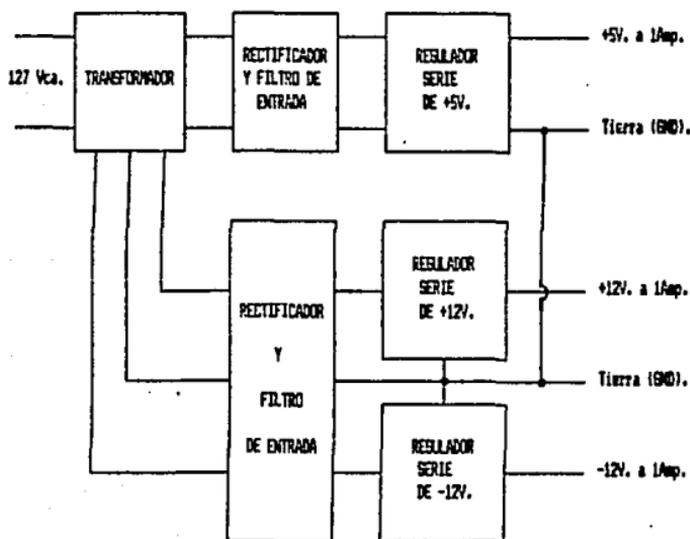


Fig. 9.14 Diagrama de la fuente de alimentación.

COSTO TOTAL

Es importante dar una idea del costo aproximado del modem L₂ fabricado en México ya que en un principio, éste es uno de los objetivos de esta tesis. Ya que no solo se considera importante proporcionar un diseño sencillo capaz de funcionar adecuadamente bajo las condiciones telefónicas en este país sino que además tenga un bajo costo. Hay que tomar en cuenta que las cifras anotadas abajo fueron ponderadas básicamente siguiendo un criterio sencillo, tratando de calcular esos costos si el modem fuese producido en escala. Se considera importante que no se tome como real el costo total del modem dada la situación cambiante en la economía del país y aunado al hecho de que no se realizó por expertos en la materia.

En la lista se enumeran los componentes, así como los costos relativos de cada uno de ellos (en pesos mexicanos).

DESCRIPCION	COSTO
TCM3105	\$ 40,000.00
CIRCUITO INTERFASE TELEFONICO	\$ 40,000.00
LM324	\$ 10,000.00
CRISTAL	\$ 20,000.00
TRANSFORMADOR TELEFONICO	\$ 15,000.00
OPTOACOPLADOR	\$ 15,000.00
RELEVADOR TELEFONICO	\$ 20,000.00
FUENTE DE PODER	\$ 50,000.00
MANO DE OBRA	\$ 50,000.00
INFRAESTRUCTURA	\$ 50,000.00
OTROS	\$ 30,000.00
<hr style="width: 20%; margin: 10px auto;"/>	
TOTAL =	\$ 340,000.00

Así, hasta la fecha (Noviembre del 90), se observa que el costo total del L₂ MODEM es menor que el que tienen los modems comerciales del mismo tipo. Este el costo actual, pero no se niega que en el futuro cambie, y la razón de esta imprecisión es la fluctuación del mercado ya que estos circuitos están sometidos a

la devaluación del peso frente al dolar y varios componentes quizás se puedan disparar. (Además cuando se hizo el diseño algunos componentes se consiguieron más baratos dadas las condiciones del mercado).

Conclusión.

EL modem TCM3105 es una solución simple para sistemas de comunicaciones de datos de mediana velocidad. En un simple circuito integrado, hay un modulador-demodulador FSK con la equalización y filtros necesarios para proveer una operación totalmente asíncrona hasta de 1200 bauds. Una solución completa en comunicaciones de datos con el TCM3105 puede ser implementado con un mínimo esfuerzo de diseño y bajo costo. El bajo consumo de potencia (40 mW típico) y el rango extendido de temperaturas de operación (- 40 °C a 85 °C para el sufijo JE) hacen del TCM3105 ideal para operar con el equipo de baterías que deberá resistir un medio ambiente hostil.

CAPITULO 10



Ajustes y Pruebas al Modem Prototipo

AJUSTES Y PRUEBAS EFECTUADAS AL MODEM PROTOTIPO (L²MODEM)

AJUSTES

De manera general se observa que, cualquier equipo electrónico que se conozca requiere de algunos ajustes preliminares a la puesta en funcionamiento del mismo. Estos ajustes son necesarios ya que el equipo electrónico necesita "afinar" ciertos parámetros característicos con la finalidad de equilibrar las tolerancias existentes en todos y cada uno de los elementos que lo componen y lograr con ello el correcto funcionamiento del mismo.

El modem prototipo (L²MODEM) no es la excepción a esta "regla". Debido al diseño y a las características de construcción que el modem prototipo posee, se hace imprescindible ajustar 4 parámetros básicos. Estos parámetros son:

- El ajuste del umbral de recepción del modem.
- El ajuste del bias del modem, es decir, la polarización adecuada del chip principal del modem (TCM3105).
- El ajuste del nivel de transmisión del modem prototipo.
- El ajuste del nivel de recepción del prototipo.

Un parámetro adicional, aunque no básico, será la medición del "jitter" que el modem prototipo posee.

A continuación se hace la descripción detallada, con los valores característicos que debe tener cada uno, de los ajustes mencionados anteriormente.

Descripción del ajuste del Detector de Portadora. (Umbral de Recepción)

El nivel de umbral del detector de portadora del modem prototipo es ajustado por un voltaje de polarización externa en el pin CDL. El mínimo nivel detectado se encuentra entre los -55 dBm y los -35 dBm. Un diagrama del umbral contra la polarización en el pin CDL es mostrado en la figura 10.1. El procedimiento para ajustar CDL es el siguiente :

1. Aplique 4 volts al pin CDL.
2. Coloque las entradas correctas a los pines TXR1, TXR2 y TRS para que el TCM3105 trabaje en el modo deseado. Referirse a la tabla 9.7 , página 104, del capítulo 9 del presente trabajo.
3. Aplique una señal senoidal al pin RXA a una frecuencia comprendida entre el "cero" y el "uno" logicos, para el modo

seleccionado. La amplitud de esta señal es puesta a un nivel tan bajo como el deseado para su detección. Un nivel de señal nominal es -44 dBm (aproximadamente 4.87 mV.).

4. El pin CDT deberá tener un estado bajo.

5. Decremente el voltaje en el pin CDL hasta que el voltaje en el pin CDT llegue a ser alto.

Nota: El TCM3105 tiene un retardo de tiempo del detector de portadora entre 20 mseg. y 80 mseg. dependiendo de la velocidad de recepción seleccionada. Por lo que, se requiere de un cierto tiempo para que la salida del pin CDT sea monitoreada.

6. De esta forma queda ajustado el nivel del detector de portadora del L=MODEM.

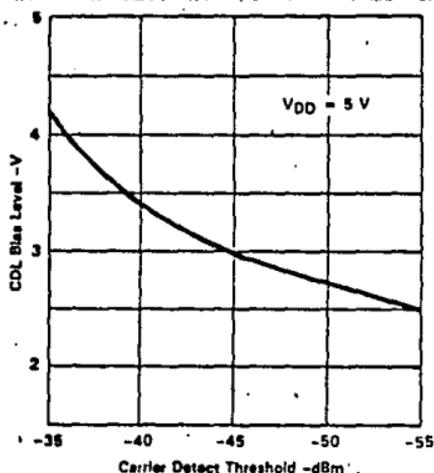


Fig. 10.1 Diagrama del nivel de polarización del pin CDL versus umbral del detector de portadora.

Descripción del ajuste de Polarización del Receptor (Bías del Modem)

Un ajuste del voltaje de polarización en el pin RXB se requiere para minimizar la distorsión de la demodulación de la señal recibida en el pin RXD. Una gráfica de la distorsión del bias de la señal RXD contra el nivel de polarización en el pin RXB es mostrada en la figura 10.2. El receptor puede ser ajustado utilizando uno de los dos métodos siguientes:

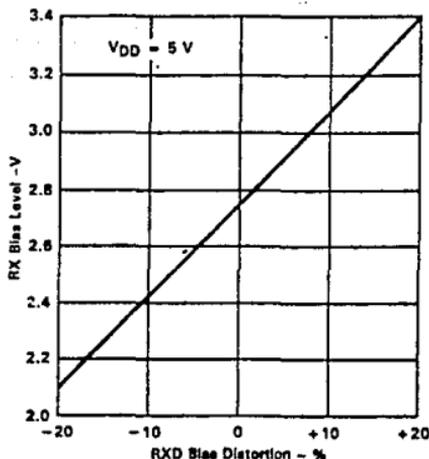


Fig. 10.2 Diagrama del nivel de polarización del pin RXB versus porcentaje de distorsión de polarización del pin RXD.

Método 1:

1. Aplique las señales deseadas a los pines TXR1, TXR2, y TRS para fijar el modem a 1200 bauds tanto para recepción como para transmisión en modo half-dúplex (para los estándares CCITT V.23 o Bell 202).

2. Haga funcionar el modem en modo realimentado (como se muestra en la fig. 10.3). Asegúrese que el atenuador de la señal analógica que va desde el pin TXA al pin RXA entregue un voltaje menor o igual a 0.78 v. pico a pico.

3. Aplique una señal cuadrada de 600 Hz. al pin TXD.

4. Monitoree el pin RXD con un osciloscopio y ajuste el voltaje del pin RXB hasta que la señal de salida en el pin RXD tenga un ciclo de trabajo del 50%.

Método 2:

1. Aplique las señales deseadas a los pines TXR1, TXR2 y TRS para hacer funcionar al TCM3105 en cualquier modo propio.

2. Aplique una señal con una amplitud menor que 0.78 volts pico a pico al pin RXA. La frecuencia de la señal de entrada deberá ser exactamente el punto medio de las frecuencias que corresponden al

Ajuste del nivel de Transmisión del L²MODEM

El ajuste del nivel de transmisión del modem prototipo es necesario, ya que de eso depende que la señal portadora (y la información que lleva en sí) sea eficientemente acoplada y enviada a través del canal telefónico, y evitar con esto sea confundida con el "ruido" existente en él.

El ajuste de este parámetro importante se hace con relativa sencillez. Para ello sólo se hace necesario disponer de un osciloscopio.

El procedimiento de ajuste es el siguiente:

1. Desconectar el L²MODEM de la línea telefónica.
2. Colocar el switch del L²MODEM en la posición DATOS, con ello se habilita al relevador para cerrar el circuito del transformador de aislamiento.
3. Colocar la punta del osciloscopio a la terminal marcada como Tip; las tierras deberán estar conectadas a un punto común.
4. Variar el valor del preset del convertidor de 2 a 4 hilos marcado como TX, hasta lograr obtener una lectura de 5 volts pico a pico en la carátula del osciloscopio.
Nota: La señal que apareciera en la carátula del osciloscopio es del tipo senoidal.
5. De esta manera queda ajustado el nivel de transmisión del modem prototipo.

Ajuste del nivel de Recepción del L²MODEM

Se hace necesario ajustar el nivel de recepción del L²MODEM, debido a la atenuación de señal y al "ruido" que existe en el canal telefónico.

Además, si el nivel de recepción del modem prototipo es demasiado "bajo", la señal proveniente del canal telefónico no será pasada al convertidor de 2 a 4 hilos y por ende no llegará al pin RXA del chip TCM3105. Esto a su vez, hará que el pin RXD no tenga información que enviar a la interfase RS-232C y que, finalmente, la señal de información no sea recibida por la PC o terminal que esté conectado a él.

Por el contrario, si existe un nivel demasiado "alto" de recepción del modem prototipo, esto afectará a la transmisión de información, ya que cualquier carácter que se envíe también será recibido por el propio modem.

Esto es un problema que se observa en el monitor de la PC, ya que cualquier caracter que se teclee, sera duplicado en la pantalla del mismo. Este es un problema que no altera la información manejada, pero si dificulta su lectura.

Por lo anterior, se hace necesario ajustar el nivel de recepción del L²MODEM. El procedimiento de ajuste es el siguiente:

1. Conectar la punta del osciloscopio al capacitor de acoplamiento de recepción de información, marcado como C2. Como en el caso anterior, las tierras deberán estar unidas a un punto común.

2. La forma de señal obtenida en la caratula del osciloscopio será del tipo senoidal.

3. Variar el valor del preset del convertidor de 2 a 4 hilos marcado como RX, hasta obtener una señal senoidal de aproximadamente 5 volts pico a pico.

Nota: Es importante lograr que la forma de la señal senoidal sea lo más perfecta posible, sin que se altere su valor pico a pico.

4. Es así como queda concluido el ajuste del nivel de recepción del L²MODEM.

Medición de salida del "jitter".

Para medir el "jitter" del dato recibido en el pin RXD, es necesario poner al modem en el modo loopback (ver figura 10.3 en la página 128). Aplique las señales propias a los pines TRS, TXR1 y TXR2 para poner al modem en el modo de 1200 bauds de transmisión y 1200 bauds de recepción del tipo half-dúplex (para la CCITT V.23 o la Bell 202). Aplique una onda cuadrada de 600 Hz. al pin TXD.

Con un osciloscopio (puesto para medir el primer flanco de disparo) ver la señal en el pin RXD. Aparecerá como el ilustrado en la fig. 10.4. La diferencia de salida entre t_{max} y t_{min} es el valor del "jitter" medido. A medida que esta diferencia sea menor y estable, mejor será la respuesta del modem.

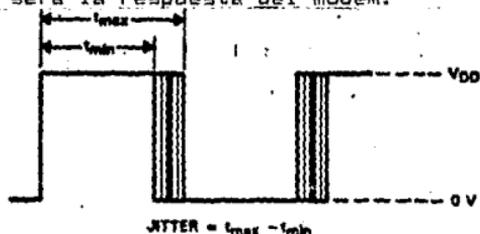


Fig. 10.4 Diagrama de tiempo para medir el "jitter".

PRUEBAS

Una vez que se han realizado los ajustes previos a la operación del L²MODEM, el siguiente paso del proceso es detallar las pruebas que son efectuadas a cualquier tipo de modem, para verificar su correcto funcionamiento.

Con el fin de determinar si un modem está o no defectuoso, 4 pruebas están disponibles: enlace analógico, enlace digital, enlace digital remoto y autoprueba. Estas pruebas son generalmente activadas al presionar los botones existentes en el panel de los mismos. A continuación se hace una descripción de cada una de estas pruebas.

a) Enlace Analógico (ANALOG LOOPBACK): Cuando esta función es activada, el transmisor está enlazado al receptor y es desconectado de la línea telefónica (no en un sentido físico sino funcional). Ver figura 10.5.

Cualquier cosa transmitida por el modem será inmediatamente repetida por el receptor. Esto permite probar las funciones de entrada y salida en el lado analógico del modem.

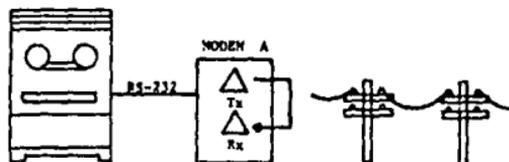


Fig. 10.5 Enlace Analógico.

b) Enlace Digital (DIGITAL LOOPBACK): El receptor está enlazado a el transmisor en el lado del RS-232C, cualquier cosa que es recibida por el modem A desde el extremo lejano (modem B) será retransmitido al modem B. Esto permite probar las funciones de entrada y salida de ambos modem's y las condiciones del canal de comunicación (la línea telefónica). Ver figura 10.6.

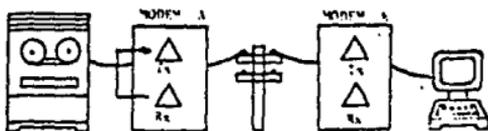


Fig. 10.6 Enlace Digital

c) **Enlace Digital Remoto:** Al activar esta función la necesidad del enlace digital del módem en el extremo lejano es eliminado.

Quando esta función es activada en el módem A, una señal es pasada al módem B la cual causa automáticamente que el módem B cambie al modo de enlace digital, evitando con ello el desplazamiento de la persona que se encuentra haciendo la prueba hasta donde se encuentra el módem remoto (módem B).

d) **Autoprueba:** Esta función releva al operador de la terminal o computadora de los requerimientos de generación de un patrón de prueba, ya que el patrón de prueba es generado por el propio módem, el cual detectará los errores automáticamente.

Explicados ya los tipos de prueba que se efectúan a cualquier tipo de módem comercial, a continuación se procede a detallar las pruebas que le fueron practicadas al módem prototipo (L²MODEM).

Las pruebas realizadas al L²MODEM fueron de 2 tipos:

- Prueba Local y,
- Prueba en Línea.

Nota: Para mostrar la compatibilidad del módem prototipo con los módems comerciales, se utilizó para hacer las pruebas un módem marca Fenril de modelo 1800 DED.

Prueba del L²MODEM en forma Local

El switch manual del módem prototipo se colocó en la posición de VOZ. Esto hace que el L²MODEM sea desconectado de la línea

telefónica (en un sentido funcional), y por lo tanto la prueba sea realizada en forma local.

A continuación se "carga" el programa de comunicaciones en la Computadora Personal (PC). Una vez que se efectuó la comunicación entre la PC y el L²MODEM, se procedió a generar caracteres conocidos desde el teclado.

Los caracteres enviados desde el teclado eran recibidos por el L²MODEM y retransmitidos a la PC, los cuales eran desplegados en el monitor de la computadora.

Esta prueba es similar al enlace analógico, el cual fue explicado con anterioridad en este capítulo.

La prueba local del L²MODEM revisa el correcto funcionamiento de la interfase RS-232C, el chip modem (TCM3105), el convertidor analógico de 2 a 4 hilos y parte de la circuitería de control.

El resultado de la prueba al L²MODEM en forma local fué exitosa.

Prueba del L²MODEM en Línea

El switch manual del modem prototipo se colocó en la posición DATOS. Esto hace que el L²MODEM sea conectado a la línea telefónica, en espera de una llamada por parte de una computadora o terminal remota.

La forma en que se realizó la prueba al modem prototipo es la siguiente:

- Cuando el modem local desea enlazarse con el modem remoto.

- El usuario del modem local marca el teléfono del usuario remoto, en forma manual. Con esto se establece un enlace de voz normal entre los usuarios al través de la línea telefónica.

- Tanto en el modem remoto (Penril) como en el modem local (L²MODEM) se "carga" el paquete de comunicaciones en la PC, con el fin de lograr que el modem se encuentre listo para enlazarse con la línea de TELMEX.

Para nuestro caso el paquete de comunicaciones utilizado es el MTE.

- El usuario del modem remoto coloca el switch en la posición "normal", con ello se logra que el modem remoto quede conectado a la línea de TELMEX, es decir, quede conectado en línea.

- Una vez que se "oye" la conexión del modem remoto, se coloca el switch del L²MODEM en la posición DATOS, lográndose con ello la conexión del modem prototipo al canal telefónico.

- Una vez enlazados los modem's, cualquiera de ellos puede enviar o recibir información (mensajes o archivos completos).

- Los datos recibidos pueden ser desplegados únicamente en el monitor y/o escritos y guardados en un archivo, previamente nombrado.

* Cuando el modem remoto desea enlazarse con el modem local.

- El usuario del modem remoto (Fénril) marca el número telefónico del modem local (L²MODEM).

- Tanto en el modem remoto (Fénril) como en el modem local (L²MODEM) se "carga" el paquete de comunicaciones en la PC, con el fin de lograr que el modem se encuentre listo para enlazarse con la línea de TELMEX.

Para nuestro caso el paquete de comunicaciones utilizado es el MTE.

-Al recibir los pulsos de llamada, el modem local automáticamente genera la señal RING INDICATOR (detector de llamada). Esta señal es convertida a señal TTL y enviada tanto a la interfase RS-232C como a la circuitería de control del L²MODEM.

- La PC contesta activando la señal DTR, con lo cual se coloca el modem local en línea con el canal telefónico.

- El usuario remoto "oye" la conexión del modem local al canal telefónico. A continuación coloca el switch del modem remoto en la posición "normal". De esta forma se logra, finalmente, la conexión de ambos modem's a la línea telefónica.

- Una vez enlazados los modem's, cualquiera de ellos pueden enviar o recibir información. Los datos pueden ser desplegados en el monitor y/o guardados en un archivo previamente definido.

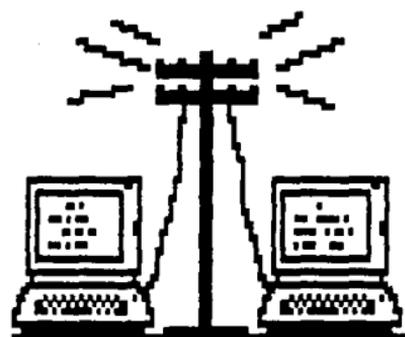
Ambas pruebas del Enlace en Línea, son similares al enlace digital, el cual fue explicado con anterioridad en este capítulo.

La prueba en línea del L²MODEM revisa el correcto funcionamiento de la interfase RS-232C, el chip modem (TCM3105), el convertidor analógico de 2 a 4 hilos y la interfase de línea telefónica y aislamiento.

Esta última etapa consiste del circuito "detector de llamada" y el transformador de aislamiento, además de la circuitería que controla al relevador cuya función es la de conectar al modem a la línea telefónica.

Al igual que la prueba local, las pruebas en línea del L²MODEM fueron exitosas, aunque se tuvo serios problemas en la recepción del L²MODEM debido a excesivo "ruido" del canal telefónico.

CAPITULO 11



Conclusiones y Comentarios Globales

CONCLUSIONES Y COMENTARIOS ACERCA DEL L²MODEM

El estudio, diseño y construcción del modem prototipo (L²MODEM) fue un éxito, ya que se logró alcanzar el objetivo fijado en este trabajo: el diseño y construcción de un modem compatible con los modems comerciales y a un precio razonable.

Las características logradas en el L²MODEM, como son: velocidad media de 1200 bps., impedancia característica de entrada-salida de 600 ohms., operación tipo half o full duplex, tipo de modulación FSK, contestación semiautomática de llamada e indicadores de estado del modem (LED's) hacen de este un equipo confiable y de gran aplicación a pequeños sistemas de cómputo. Si añadimos a esto el bajo costo obtenido y la sencillez del diseño se logra obtener un prototipo que cumple con la mayoría de los requerimientos actuales en México, en cuanto a modems se refiere.

Lograr que las normas de TELMEX y organismos internacionales imponen acerca de las características técnicas que debe cumplir un equipo que será conectado a la línea telefónica es un reto, pero con estudio, paciencia y pruebas se puede lograr.

El gran problema que surgió al efectuarse las pruebas del L²MODEM es el alto "ruido" existente en el canal telefónico en México, ya que se utilizó para ello una línea "switchada" o pública.

Si la línea telefónica ofrecida por TELMEX es dedicada o privada, el problema de "ruido" se reduce a un mínimo y tanto la transmisión como la recepción se logran sin problemas.

Las pruebas efectuadas al L²MODEM en modo local como en línea tuvieron éxito, siempre y cuando el canal telefónico usado fuese del tipo privado.

Es así como se da por concluido el presente trabajo, y se deja como referencia para futuros desarrollos del mismo, o consulta de temas afines a él.

APENDICE



APENDICE A

IEEE 488-HPIB

El bus consta de 16 señales, divididas en tres grupos :

Bus de datos : Es un conjunto de 8 líneas que permiten transmitir de byte en byte la información. La denominación de las líneas es :

DIO 1 (Data Input-Output 1): Dato de entrada-salida 1

⋮

DIO 8 (Data Input-Output 8): Dato de entrada-salida 8

Bus de control de transferencia de datos : Consta de 3 señales, usadas para efectuar la transferencia de cada byte entre el transmisor y el receptor. El nombre y la descripción de estas señales es la siguiente :

DAV (Data Valid): Dato válido. Es emitida por el transmisor en la transferencia de información, e indica que los datos puestos en el bus DIO 1-8 están estables en el bus.

NRFD (Not Redy For Data): No está listo para el dato. Es emitido por el receptor en la transferencia de información, e indica que aún no está listo para recibir nuevos datos.

NDAC (Not Data Accepted): Dato no aceptado. Es emitida por el receptor, e indica al transmisor que debe mantenerse los datos en el bus, porque aun no han sido almacenados.

Bus para el control general de la interconexión: Comprende 5 señales, que son empleadas para mantener un flujo ordenado de información a través del bus. Son las siguientes :

ATN (Attention): Atención. Es empleada por el dispositivo que hace las funciones de controlador del bus e indica a todas las demás que está enviando un mensaje de interés general.

IFC (Interface Clear): Limpiar la interconexión. El controlador indica al resto de los dispositivos que deben volver al estado inicial (reset).

SRQ (Service Request): Peticion de servicio. Los dis-

positivos no controladores usan esta línea para indicar al controlador sus deseos de utilizar el bus para efectuar una transferencia de datos.

REN (Remote Enable): Control remoto valido. El controlador indica a los dispositivos direccionados que deben ignorar el control local, panel frontal o similar, para obedecer al control remoto recibido a través del bus.

EOI (End Or Identify): Fin o identificación. Puede ser activada por el dispositivo transmisor o por el controlador. En el primer caso indica el fin de la transferencia de un bloque de datos. En el segundo, el controlador indica a los dispositivos que han pedido servicio se identifiquen.

En la fig.A.1 se muestra un diagrama a bloques de la interfase IEEE 488-HPID.

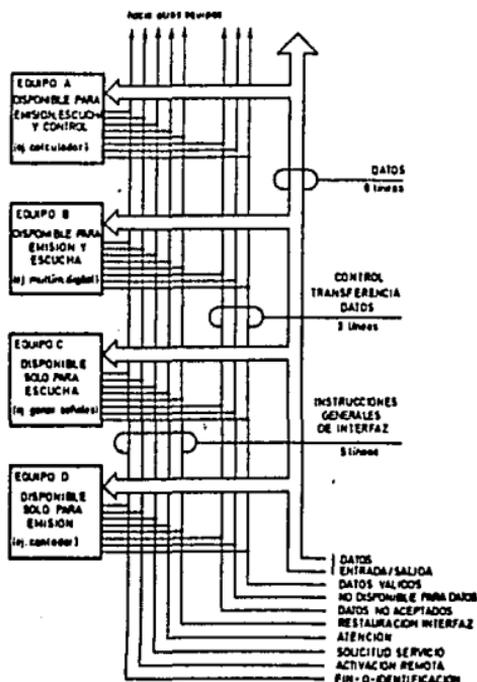


Fig.A.1 Diagrama funcional a bloques del bus de interfase de propósito general IEEE 488-HPID.

El tipo de conector recomendado en la norma es el de la fig.A.2. Es un conector trapezoidal de 24 pines ó terminales (contactos) conocido como conector Centronics.

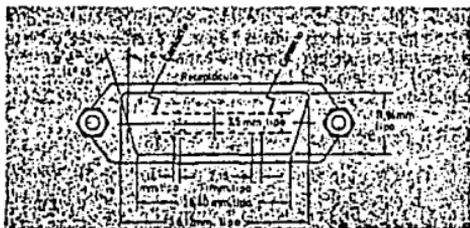


Fig. A.2 Tipo de conector normalizado para el bus IEEE 488. Corresponde a los tipos MICRORIBBON (Serie 57 de Amphenol ó Cinch) ó CHAMP (Amp.).

La distribución de las señales es de la forma siguiente, ver tabla A :

Contacto	Señal de la línea	Contacto	Señal de la línea
1	DIO 1	13	DIO 5
2	UIDO 2	14	DIO 6
3	DIO 3	15	DIO 7
4	DIO 4	16	DIO 8
5	EOI	17	REN
6	DAV	18	Gnd. (8)
7	NRFD	19	Gnd. (7)
8	NDAC	20	Gnd. (8)
9	IFC	21	Gnd. (8)
10	SRQ	22	Gnd. (10)
11	ATN	23	Gnd. (11)
12	SHIELD	24	Gnd. LOGIC

Tabla A. Asignación de las líneas del bus. Gnd (n) se refiere a la señal de retorno del contacto n.

Todas las señales se transmiten por el bus con lógica negativa (1=BAJOS 0.8v; 0=ALTOs 2.0v).

APENDICE B

PUERTO DE ENTRADA-SALIDA PARALELO

Los buses que maneja son:

Bus de datos : Consta de 8 líneas que llevan la información del procesador al impresor, de byte en byte. La denominación de las señales es :

DATA 0 : Dato 0. Representa al bit menos significativo del byte.

DATA 7 : Dato 7. Representa al bit más significativo del byte.

Bus de control de transferencia de datos : Son 3 líneas que regulan la transmisión de cada byte entre el transmisor y el receptor. Las señales son :

*** STROBE :** Habilidad o disparo. Esta señal es enviada por el procesador a la impresora para indicarle que en el bus de datos, hay un byte válido.

BUSY : Ocupado. Esta señal es enviada del impresor al procesador para indicarle que no le mande datos ya que está realizando otra tarea.

***ACK (Acknowledge) :** Confirmación de datos. Esta señal es enviada por el impresor al procesador, para avisarle a éste último que recibió el dato adecuadamente. Esta señal está en combinación con BUSY.

Bus para el control general de la interfase : Es un conjunto de 6 señales cuya finalidad es la de mantener un flujo de información ordenado entre el procesador y el impresor. Estas son:

PE (Paper Empty) : Sin papel. Esta señal es enviada al CPU por el impresor para indicarle que pare el proceso de transferencia de información ya que no tiene papel en donde imprimir.

SLCD (Select) : Selección. La señal es dada por el impresor para indicarle al CPU que el enlace se ha establecido entre ambos y de manera adecuada.

*AUTO FEED XT (Auto feed) : Cambio automatico. Esta señal es enviada por el procesador para indicarle al impresor, que cada vez que retorne el carro a su posición inicial, avanzará una línea.

*ERROR (Error) : Error. La señal es enviada por el impresor para indicarle al CPU que pare la transferencia de información ya que una condición de error ha ocurrido.

*INIT (Initialize printer) : Inicializar la impresora. Esta señal es dada por el procesador con el fin de indicarle al impresor que deberá inicializar todas sus funciones (reset).

*SLCT IN (Select Input) : Seleccionar entrada. La señal es enviada por el CPU, cuya finalidad es la de solicitar el puerto de entrada-salida de la impresora.

NOTA .- El (*) nos indica que la señal es activa en nivel bajo.

Por último existen 8 líneas que son tierra de señal. Estas líneas son retornos de las señales descritas anteriormente; y formarán pares combinados con ellas. Además, como todas las señales son niveles TTL, esto no permite que la longitud del cable de interfase entre el microcomputador y el impresor sea mayor de 2 m. Los niveles de voltaje TTL son :

NIVEL ALTO: de +2.4 a +5.0 v.

NIVEL BAJO: de +0.0 a +0.4 v.

El tipo de conector usado es un DB25, que es un conector en forma trapezoidal con 25 pines, el cual se muestra a continuación :

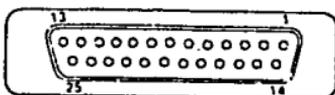


Fig. B.1 Conector usado en el puerto paralelo de la microcomputadora DB25-macho.

A continuación se resume en la tabla B, la distribución de los pines del conector, nombre de la señal, si la señal es de entrada ó salida y el tipo de bus al que pertenece, para el puerto de la microcomputadora.

Tabla B

No. Pin	Nombre de la señal	E/S	BUS
1	*STROBE	S	CTD
2	DATA 0	S	DATOS
3	DATA 1	S	DATOS
4	DATA 2	S	DATOS
5	DATA 3	S	DATOS
6	DATA 4	S	DATOS
7	DATA 5	S	DATOS
8	DATA 6	S	DATOS
9	DATA 7	S	DATOS
10	*ACK	E	CTD
11	BUSY	E	CTD
12	PE	E	CG
13	SLCT	E	CG
14	*AUTO FD	S	CG
15	*ERROR	E	CG
16	*INIT	S	CG
17	*SLCT IN	S	CG
18-25	TIERRAS	--	--

CTD .- Control de transferencia de datos.

CG .- Control general.

APENDICE C

RS-232-C

Señales de datos :

BA. Transmisión de datos. Es la señal usada para transmisión de los datos entre el DTE y el DCE. Las restricciones que debe cumplir esta señal son las siguientes :

a) DTE deberá poner esta señal a nivel de marca entre la transmisión de caracteres ó palabras y cuando se transmitan datos.

b) Para que el DTE transmita datos se deberá cumplir que las señales CB,CC,CD y CA estén en estado abierto. Normalmente en los conectores comerciales se reconoce esta señal como TXD (Transmitted Data : Datos transmitidos).

BB. Recepción de datos. Esta es la señal usada para la transmisión de datos entre el DCE y DTE. Deberá estar en la condición de marca mientras la señal CF este en el estado de cerrado. En un sistema Half-Dúplex: deberá estar en la condición de marca cuando la señal CA este en el estado de abierto. En los conectores comerciales se reconoce esta señal como RXD (Received Data : Recepción de datos).

SBA. Transmisión de datos para el canal de reserva. Es equivalente a BA pero para el canal de reserva, este canal trabaja a velocidades inferiores al canal principal.

SBB. Recepción de datos para el canal de reserva. Equivale a BB pero para el canal secundario.

Señales de control.

CA. Petición de transmitir. Esta señal es enviada desde el DTE hacia al DCE para indicarle, cuando cambia a estado de abierto, que quiere realizar un transmisión. En un sistema Half-Dúplex, el estado de abierto inhibe la recepción. Cuando se realiza sobre esta señal el cambio de cerrado a abierto, el DCE responde cambiando la señal CB a estado abierto. Los datos a transmitir pueden ser enviados solamente después de que el DTE detecte este cambio a estado abierto de CB. Si la señal CA es cambiada a cerrado no podrá ser cambiada de nuevo a estado abierto hasta que el DCE responda cambiando la señal CB a cerrado. La señal CA es conocida normalmente como RTS (Request to send : Petición para transmitir).

CB. Preparado para transmitir. La señal es enviada del DCE hacia el DTE. El estado de esta señal indica si el DCE está o no preparado para transmitir datos por el canal. El estado cerrado indica que el DCE está en condiciones de transmitir datos por el canal y el estado abierto lo contrario. Normalmente se conoce a esta señal como CTS (Clear To Send).

CC. Conjunto de datos preparados. La señal es enviada por el DCE hacia el DTE. La señal nos indica si el DCE está o no preparado para funcionar. El estado es abierto sólo si el DCE ha intentado establecer una comunicación por el canal después de haber cumplido con todas las temporizaciones necesarias y generado los tonos de respuesta. El estado de abierto no indica que exista un canal de comunicación entre el DCE y otro DCE remoto, sino sólo el estado del DCE local. Normalmente se conoce como DSR (Data Set Ready).

CD. Terminal de datos preparado. Esta señal es enviada desde el DTE hacia el DCE. El estado abierto es necesario para mantener la comunicación entre el DCE local y el DCE remoto. Su estado cerrado indica al DCE que deberá suspender la comunicación con el DCE remoto al final de la transmisión que se está ejecutando en ese momento. Se le conoce como DTR (Data Terminal Ready).

CE. Indicador de llamada. Se envía desde el DCE al DTE. Esta señal nos indica si el DCE está o no recibiendo una llamada. El estado abierto nos dice que el DCE está recibiendo una llamada. La señal se cambia a cerrado en el intervalo entre llamadas. Para que esta señal se ponga a estado de abierto, la señal CD (DTR) deberá estar en abierto. Se le denomina como RI (Ring Indicator)

CF. Detector de señales de línea recibidas por el canal de datos. Enviada por el DCE al DTE, nos indica si las señales de línea recibidas por el canal de datos están o no dentro de los límites especificados en la recomendación pertinente para el DCE. Si el estado es abierto nos dice que la señal recibida cumple con las especificaciones requeridas. Recibe el nombre de DCD (Data Carry Detector : Detección de portadora de datos).

CG. Detector de la calidad en la señal de datos. Esta señal va desde el DCE hacia el DTE. El estado de la señal nos indica si existe o no cierta probabilidad de error en los datos recibidos por el canal de datos. La calidad de la señal indicada se ajusta a la recomendación pertinente sobre el DCE. El estado cerrado indica que no hay motivos para creer que se ha producido un error, y el abierto nos indicará que existe cierta probabilidad de error.

CH. Selector de velocidad. Esta señal se origina en el DTE y va hacia el DCE. Sirve para seleccionar una de las dos velocidades binarias de un DCE síncrono o una de las dos gamas de

velocidades binarias en un DCE asíncrono. El estado cerrado nos selecciona las velocidades binarias más elevadas y el abierto las más bajas. En una conexión dada, sólo existirá una de las dos señales anteriores. Se le llama comúnmente como SS (Speed Select).

CI. Selector de velocidad. Va desde el DCE hacia el DTE. Nos sirve para seleccionar la velocidad binaria en el DTE en función de la velocidad binaria utilizada en un DCE síncrono o en un DCE asíncrono. El estado cerrado nos selecciona la gama de velocidades más alta mientras que el abierto la más baja. En una conexión dada, sólo existirá una de las dos señales anteriores.

SCA. Petición para transmitir por el canal de reserva. Se origina en DTE y se dirige hacia DCE. Su función es equivalente a la señal CA, pero para el canal de reserva.

SCB. Preparado el canal de reserva para transmitir. Va desde DCE hacia DTE. Su función equivale a la señal CB, pero para el canal de reserva.

SCF. Detector de señales de línea recibidas por el canal de reserva de datos. La señal viaja desde el DCE hacia el DTE. La función es la misma que la señal CF, pero para el canal de reserva.

Señales de Temporización.

DA. Temporización, para los elementos de señal, en la transmisión. Es una señal que va desde el DTE hacia el DCE. El cambio de estado abierto a cerrado le indica al DCE el centro de cada bit a transmitir.

DB. Temporización, para los elementos de señal, en la transmisión. La señal va desde el DCE hacia el DTE. El DTE deberá cambiar el estado de la línea BA cuando se produzca una transición de estado cerrado a abierto. en esta señal DB. Esta señal se le conoce como Transmit Signal Element Timing (TSET).

DD. Temporización, para los elementos de señal, en la recepción. Va desde el DCE hacia el DTE. La transición del estado abierto a cerrado indica al DTE el centro de cada bit en la línea BB. Esta señal será usada en el DTE para muestrear los datos recibidos. Se le conoce como RSET (Received Signal Element Timing).

Señales de Tierra.

AA. Tierra física. A través de ésta señal se conectan las tierras generales del DTE y el DCE. Se le llama PG (Protective Ground).

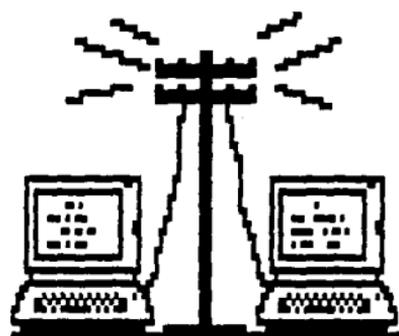
AB. Tierra de señal. Es la señal de retorno común de forma que provee el potencial de referencia para todas las señales RS-232-C (excepto para la AA).

A continuación se resume en la tabla C, las características de la norma de RS-232.

Tabla C

Num de señal	Nemónica	Dirección	Breve descripción
1	AA	--	Señal de tierra
2	BA	Hacia ETCD	Transmisión de datos
3	BB	Hacia ETD	Recepción de datos
4	CA	Hacia ETCD	Peticion de transmitir
5	CB	Hacia ETD	Preparado para transmitir
6	CC	Hacia ETD	Aparato de datos preparado
7	AB	--	Masa común de las señales
8	CF	Hacia ETD	Detector de señales de líneas recibidas por el canal de datos
9	--	--	Reservada para la comprobación de los datos
10	--	--	Reservada para la comprobación de los datos
11	--	--	Sin asignación
12	SCF	Hacia ETD	Detector de señales de líneas recibidas por el canal de reserva de datos
13	SCB	Hacia ETD	Preparado el canal de reserva para transmitir
14	SBA	Hacia ETCD	Transmisión de datos por el canal de reserva
15	DB	Hacia ETD	Temporización para los elementos de señal en la transmisión
16	GBB	Hacia ETD	Recepción de datos por el canal de reserva
17	DD	Hacia ETD	Temporización para los elementos de señal en la recepción
18	--	--	Sin asignación
19	SCA	Hacia ETCD	Peticion para transmitir por el canal de reserva
20	CD	Hacia ETCD	Terminal de datos preparado
21	CG	Hacia ETDD	Detector de la calidad de las señales de datos
22	CE	Hacia ETD	Indicador de llamada
23	CH/Ci	Ambas	Selector de velocidad binaria con origen ETD (H) u origen ETCD (Ci)
24	DA	Hacia ETCD	Temporización para los elementos de señal en la transmisión
25	--	--	Sin asignación

BIBLIOGRAFIA



B I B L I O G R A F I A

- * Fundamentos de Telefonía (Ingeniería Telefónica)
Ing. Enrique Herrera Pérez
Ed. LIMUSA
- * Unión Internacional de Telecomunicaciones C.C.I.T.T.
Comité Consultivo Internacional Telegráfico y Telefónico
Libro Rojo : Tomo VIII-Fasc.VIII
Comunicación de Datos por la Red Telefónica
Recomendaciones de la Serie V
- * (1) Redes Eléctricas I
Ing. Jacinto Viqueira Landa
Ed. Representaciones y Servicios de Ingeniería, S.A.
- * (2) Interconexión de Periféricos a Microprocesadores
Serie Mundo Electrónico
Ed. Marcombo S.A.
- * (3) Transmisión de Información, Modulación y Ruido
Mischa Schwartz
Ed. Mc Graw-Hill
- * (4) Sistemas de Comunicación
B. F. Lathi
Ed. Mc Graw-Hill
- * Apuntes de Microprocesadores y Sistemas Digitales
Ing. Juan B. Martínez
Fac. de Ingeniería
- * Manual para Ingenieros y Técnicos en Electrónica
Kaufman Seidman
Ed. Mc Graw-Hill
- * Sistemas de Comunicación
A. Bruce Carlson
Ed. Mc Graw-Hill
- * Telecommunications Circuits
Data Book 1988-1989
Ed. Texas Instruments
- * Logic Data Book Vol. I-II
Data Book 1984
Ed. National Semiconductors Corporation
- * Taller de Circuitos Vol. IV
Steve Ciarcia
Ed. Mc Graw-Hill

- * **Construya su Microcomputadora Basado en el Z-80**
 Steve Ciarcia
 Ed. Mc Graw-Hill
- * **Apuntes de Comunicaciones Vía Satélite**
 Autor : Varios
 Ed. Educación Continua de la Facultad de Ingeniería
- * **Apuntes de Comunicaciones Vía Fibra Óptica**
 Autor : Varios
 Ed. Educación Continua de la Facultad de Ingeniería
- * **Linear Data Book**
 Data Book 1980
 Ed. National Semiconductors Corporation
- * **Motorola Semiconductor Master Selection Guide**
 Data Book 1989
 Ed. Motorola Inc.
- * **Microprocessor And Peripheral Handbook Vol. 1-11**
 Data Book 1989
 Ed. Intel Corporation
- * **Amplificadores Operacionales (Diseño y Aplicación)**
 Tobey-Graeme-Huelsman
 Ed. Diana
- * **Technical Reference de IBM XT**
 Autor : Varios
 Ed. IBM Corp.