

P R O L O G O

La presencia actual de las computadoras ha acelerado y transformado la estructura social a base de aplicaciones, que van desde la comunicación diaria hasta las bases productivas de la economía, creando nuevas fuentes de trabajo y automatizando otras, generando a su vez oportunidades y retos a los cuales la sociedad debe responder.

Esta tesis pretende introducir al lector al conocimiento de los conceptos, que permiten definir la transmisión de información entre computadoras.

El material se desarrolla siguiendo tres ideas principales: La Transmisión de Información, La Computadora Personal (PC) (como fuente de información) y El Modem como dispositivo de enlace entre la PC y la línea telefónica (como canal de datos).

Es conveniente, que el lector tenga bien definido el concepto de cada una de las ideas expuestas anteriormente; por lo que, es necesario la lectura cuidadosa de los primeros capítulos; además al final de esta tesis, se tiene un breve glosario que ayudará al lector a familiarizarse mas pronto con el tema.

En el primer capítulo se presenta brevemente los antecedentes históricos de las computadoras, la arquitectura de la computadora personal (PC), de tal manera, que el lector pueda entender el objetivo de esta tesis.

En el Segundo capítulo se definen los conceptos generales de la transmisión de información; con el objetivo de que el lector pueda comprender la capacidad de la computadora en el campo de la comunicación de datos.



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.

El Tercer capítulo trata de la línea telefónica, cubriendo sus características básicas, tipos y medios de comunicación para la transmisión de datos. El lector comprenderá la importancia de las normas técnicas para la transmisión de información, por la línea telefónica entre computadoras.

El cuarto capítulo trata del equipo terminal de línea para transmisión de datos: E L M O D E M. Iniciando con definiciones, las partes constitutivas de un modem básico, tipos de MODEMS de acuerdo a las normas técnicas. Así el lector podrá darse cuenta que es un dispositivo esencial para la comunicación de datos.

En el quinto capítulo se detalla los pasos del diseño del MODEM (GERMODEM). Teniendo como objetivo el diseño de una tarjeta similar como las que posee una computadora personal y forme parte de la misma; es decir, resida internamente en ella; por lo que, es necesario que el lector tenga bien claro los capítulos anteriores.

En el sexto capítulo brevemente trato las especificaciones técnicas de GERMODEM y la descripción de pruebas de la tarjeta

Al final de esta tesis se cuenta con conclusiones generales, un breve glosario, apéndice y bibliografía de los temas tratados.

O B J E T I V O

Se pretende en esta tesis diseñar una tarjeta de comunicación de datos para computadora personal, cumpliendo con las normas técnicas establecidas para la transmisión de datos y así poder enlazarse con otras computadoras personales a través de la red pública conmutada.

Entiendo adecuar el enlace entre PC-MÓDEM y MÓDEM-LÍNEA TELEFÓNICA de la tarjeta de comunicaciones, para poder considerarla como parte de la PC con el empleo de circuitos de alta escala de integración.

Se eligió una computadora personal compatible/XT por ser la de mayor uso en esta Universidad y por los múltiples usos que ofrece la misma en sus ranuras de expansión (SLOTS).

Cabe aclarar, que no se excluyen las computadoras tipo AT por el hecho de emplear otro tipo de -micro-: sino porque estas computadoras, en sus ranuras de expansión, trabajan básicamente con las mismas finalidades que una compatible, por lo tanto, no es necesario incluirlas en esta tesis.

JUSTIFICACIONES

Desde hace tiempo empresas públicas y privadas, centros de investigación, etc., tienen la necesidad de almacenar grandes cantidades de información; pero debido a los alcances de la tecnología tarda un poco para satisfacer esta necesidad. Ahora el problema estriba en el envío oportuno de la información a sitios distantes, que solo con un módem es posible hacerlo, para evitar retrasos en la actualización de información; además el acceso a bancos de información es un problema para el usuario de PC, ya que todavía no es muy común para este caso, el empleo de un módem; por lo que, solo las empresas e instituciones pueden adquirirlo.

Actualmente existe la necesidad de crear redes de comunicación entre computadoras para satisfacer la demanda de información de las secretarías de estado, centros de investigación, institutos de educación superior y empresas privadas. Así también en esta Universidad donde el usuario de PC ha crecido conjuntamente con la población del mismo, obligando a los centros de información y centros de cálculo a extender sus servicios; pero cada vez con menor eficiencia debido a la alta complejidad del mismo.

A L C A N C E S

Esta tarjeta tratará de cumplir las normas de comunicación de la C.C.I.T.T. (Comité Consultivo Internacional Telegráfico y telefónico) o de SYSTEM BELL, para el empleo en redes de cualquier tipo. Cabe señalar que ambas normas anteriores son los únicos conjuntos de recomendaciones más importantes en el mundo; aunque en la actualidad en nuestro país, sólo se emplee las recomendaciones de la C.C.I.T.T. de la VIII asamblea plenaria, que tuvo lugar en Malaga-torremolinos del 8-19 de octubre de 1964, y las revisiones de 1982-1988. En México se está proponiendo la construcción de algunas redes BELL, ya que ambas recomendaciones difieren en el incremento de 200 Hz en las frecuencias de transmisión y recepción de información.

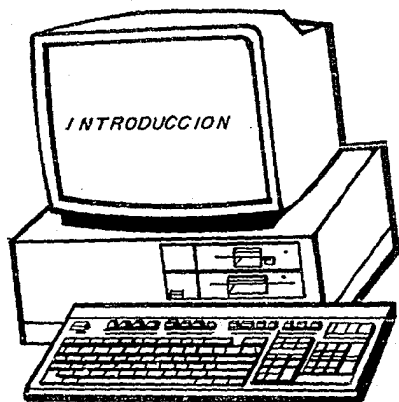
Cabe aclarar, que es posible que en la actualidad se tengan a prueba nuevas características en la comunicación de datos; pero que aún no han sido adoptadas como norma para un empleo general; como el caso de la C.C.I.T.T. en la que cada cuatro años se reúnen los países miembros para intercambiar experiencias, mejorar y adicionar características de los equipos.

C O N T E N I D O

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

I	LA COMPUTADORA PERSONAL	
1.1	Antecedentes	05
1.2	La computadora personal (PC)	07
1.3	Arquitectura de la PC	09
1.4	Bus de la tarjeta madre	29
1.5	Mapa de memoria y puertos de la PC	26
1.6	El manejo de las interrupciones	33
II	Conceptos generales de la transmisión de datos	
2.1	Introducción	38
2.2	Comunicación de datos	39
2.3	Transmisión de datos serie y paralelo	41
2.4	Modos de Transmisión	42
2.5	Modos de Operación	44
2.6	Capacidad de un canal	46
III	LA RED TELEFONICA EN LA COMUNICACION DE DATOS	
3.1	Características	49
3.2	Parámetros	54
3.3	Medios de transmisión	57
3.4	Características de los medios de transmisión	66
3.5	Tipos de medios de transmisión	62
IV	EQUIPO TERMINAL DE LINEA PARA TRANSMISION DE DATOS	
4.1	El modem	65
4.2	Partes constitutivas	67
4.3	Tipos de módems	90
4.4	Técnicas de modulación	93

4.5	Normalización de modems	107
4.6	Características de la normalización	108
4.7	Interfaces de circuitos de datos	113
V DISEÑO DE GERMODEM		
5.1	Introducción	123
5.2	Interfaz digital	125
5.2.1	Características	131
5.2.2	Decodificación	137
5.2.3	Generación de interrupción	141
5.2.4	Etapas de iniciación	144
5.3	El modulador/demodulador	147
5.3.1	Fundamentos de operación	148
5.3.2	Características de operación	154
5.4	Requerimientos de los filtros	156
5.4.1	Discusión de filtros	158
5.4.2	Diseño del filtro	160
5.4.3	Filtros en circuitos integrados	172
5.5	Circuitos de soporte	175
5.6	Interfaz a la red telefónica	179
VI CARACTERÍSTICAS Y PRUEBAS DE GERMODEM		
6.1	Especificaciones técnicas	187
6.2	Realización de pruebas	189
6.3	Diagrama de GERMODEM	194
CONCLUSIONES GENERALES		197
APENDICE		
BIBLIOGRAFIA		



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

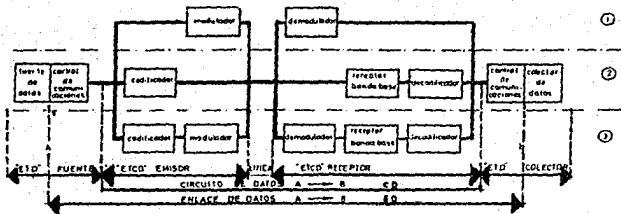
Debido a la creciente utilización de los computadores en la mayoría de las actividades, que se desarrollan en nuestra vida cotidiana y teniendo presente que su uso ya no es aislado, pues muchas computadoras se encuentran entrelazadas con otras formando redes de comunicación, se ha obtenido un ahorro considerable en el tiempo y manejo de bases de datos: por lo que se ha convertido, en una herramienta fundamental en cualquier evento de información.

Las técnicas y medios empleados para llevar a cabo esta transmisión de la información varía en función de la distancia, existiendo una clara frontera cuando ésta supera algunas decenas de metros: es decir, cuando se traspasa los límites de un centro de cálculo es necesario recurrir a medios de telecomunicación públicos o privados.

Con el desarrollo de las computadoras y equipos digitales, surgió la necesidad de su intercomunicación vía remota y la forma más sencilla (transmisión de banda base) era también la más costosa, por requerirse instalación de líneas especiales de punto a punto. Por el contrario la infraestructura telefónica ya existente, hacía factible la intercomunicación entre cualquier punto. Aunque las líneas telefónicas originalmente no fueron diseñadas para la transmisión digital, ofrecían las mejores ventajas para su empleo; entonces se logró el diseño de un acoplador de equipo digital con la línea telefónica, un **modem**.

La palabra *modem* proviene de la abreviatura de los procesos de *modulación* y *demodulación*, mas adelante aclaro la evolución de este concepto.

Este es el caso que me ocupa tratar en esta Tesis y la desarrollo de acuerdo a la siguiente figura como una idea básica :



ELEMENTOS DE UN SISTEMA DE TRANSMISION DE DATOS.

De la anterior figura se muestra un sistema de transmisión de datos entre dos puntos, estos elementos son :

ETD : Equipo Terminal de Datos. Cumple con las funciones de ser fuente o destino de datos y controlar el proceso de comunicación. Este puede ser una terminal inteligente o una computadora.

ETCD : Equipo Terminal de Circuito de Datos. Algunas veces se le nombra como Equipo Terminal de Línea de Datos. Es un elemento de capital importancia, cuya misión consiste en transformar las señales portadoras de la información a transmitir, empleadas por los ETD, en otras que contienen la misma información más alguna adicional de uso exclusivo entre los ETCD's, siendo más susceptibles de ser enviadas hasta el ETD distante, mediante los medios de comunicaciones.

LINEA: Conjunto de medios de transmisión, que une los dos ETCD's cuya constitución dependerá de la distancia, velocidad, etc. y que debe cumplir unas determinadas especificaciones de acuerdo a la infraestructura.

ED : Enlace de Datos. Es la unión entre fuente y destino de datos, formado por los controladores de comunicación, ETCD's y LINEA.

CD : Circuitos de Datos. Conjunto formado por ETCD's y la LINEA, cuyo objetivo es el de entregar en la interfaz con el ETD destino, las señales bajo la misma forma y con idéntica información que se recibió en el interfaz con el ETCD fuente.



CAPITULO I LA COMPUTADORA PERSONAL

1.1 ANTECEDENTES HISTORICOS DE LAS COMPUTADORAS

Las personas de cualquier época, siempre han tenido la necesidad de almacenar datos y realizar cálculos para obtener información. El proceso para alcanzar el concepto de computador, se realizó por varios siglos, aunque los mayores avances tecnológicos son muy recientes.

Las computadoras que han surgido desde entonces, se clasifican en generaciones, dependiendo del tipo de elementos empleados en su construcción y operación.

a) Primera Generación

Comprende la década de 1948-1958. Los elementos típicos se componen de : un cuarto lleno de bulbos, condensadores, resistencias y cables. Debido a la disipación de calor y a las dimensiones mecánicas, se tenían limitaciones en la operación.

b) Segunda Generación

Comienza en 1959. Se le conoce como la del microsegundo, significando un progreso en la industria de computadoras por dos razones: se sustituye el bulbo por el transistor e implantación de memorias de ferrita.

Redujo entonces un gran número de problemas entre los más importantes son : volumen y consumo de energía.

Obteniendo además la mayor eficiencia, capacidad y un incremento de complejidad de las computadoras.

c) Tercera Generación

Comienza alrededor de 1964. Se caracteriza por el empleo de circuitos integrados (chips), que sustituyen al transistor, logrando un consumo mínimo de energía, un menor espacio y un aumento considerable en la velocidad de proceso del orden de nanosegundos.

En la actualidad se vive la cuarta generación, pues se han realizado cambios considerables como: circuitos integrados a muy alta escala de integración, reducción de costo, optimización de producción y tamaño, ya que, las aplicaciones actuales son cada vez más complejas, por ejemplo, en : ingeniería, educación, investigación, control de operaciones, correo, simulación, etc..

GENERACION	HARDWARE	SOFTWARE
PRIMERA	BULBOS DE VACIO	PROGRAMACION ALAMBRADA
SEGUNDA	TRANSISTORES	LENGUAJE ENSAMBLADOR
TERCERA	CIRCUITOS INTEGRADOS	LENGUAJE ALTO NIVEL
CUARTA	CIRCUITOS INT. VLSI	LENGUAJE DE 4ta. Gen.

Hoy en día se tiene como tema de investigación la inteligencia artificial en países altamente desarrollados, específicamente en Japón. Donde a establecido estrategias de investigación y desarrollo de sistemas con el objetivo de contar con máquinas capaces de razonar y relacionar la información, como una visión al futuro de la quinta generación en la década de los 90's.



1.1 LA COMPUTADORA

1.2 LA COMPUTADORA PERSONAL (PC)

A fines de 1970 aparecieron en el mercado las primeras computadoras personales diseñadas, de tal manera que su empleo fuera de lo más sencillo para resolver cualquier problema de aplicación, logrando una aceptación paulatina del público usuario.

La PC no es un juguete, es también una computadora provista de casi todas las características que poseen los sistemas mayores. Ella es capaz de realizar tareas de contabilidad y control de inventarios en la mayor parte de los negocios de la pequeña empresa, realiza cálculos científicos y de ingeniería además puede coordinar la economía familiar y proporcionar programas de entretenimiento.

Cuando se introdujo por vez primera en 1978 el microprocesador 8086 de INTEL CORPORATION no existia "SOFTWARE" ni "HARDWARE" que no fuera temas de investigación y desarrollo, ya que no se tenia una aplicación bien definida; más tarde de la familia del microprocesador 8086 se desarrolló otro microprocesador y "software" estándar para emplearlo en sistemas de INTEL CORPORATION. Así a partir de estos dispositivos se dio la primera aplicación en 1981, por la compañía I B M, quien fue la que introdujo al mercado una computadora personal basada en el microprocesador 8088.

Esta computadora personal revolucionó el mercado, ya que ésta era compatible con gran parte del "software" para computadoras de ocho bits existentes, contando además con mayor capacidad de operación por encima de otras : APPLE , RADIO SHACK , etc.



FIG. 1.2 LA COMPUTADORA PERSONAL

Los componentes básicos de una computadora personal son:

La Unidad del Sistema

En ella reside la unidad central de proceso (CPU), que es el microprocesador 8088 de INTEL CORPORATION, memorias tipo RAM y EPROM, los circuitos de soporte, fuente de poder, unidades de disco flexible y disco duro, etc.. Ella es el alma de todo el sistema, más adelante se detallará cada una de sus partes.

El Teclado

Es un teclado muy similar al de una maquina de escribir y cuenta adicionalmente con teclas de funciones especiales. Esta va conectada hacia la unidad del sistema permitiendo la comunicacion con el usuario.

El Monitor

Es el dispositivo que permite visualizar los procesos de la PC y existen varios tipos: monocromatico, cromatico y TV. Este ultimo debe emplear un adaptador especial para conectarse a la PC.

La Impresora

En la actualidad existen varios tipos, tales como : impresora de matriz de puntos, impresora de Margarita y de rayo laser.

Existen computadoras que cuentan con varias caracteristicas estandares, que pueden ser opcionales en otras computadoras compatibles, tales como, IBM PC y PC XT. IBM fue la primera en dar caracteristicas compatibles bajo el empleo de perifericos; cada uno enlazado con la PC por medio de una tarjeta de extension, que va insertada en una ranura de expansion (slot) de su interior.

Dentro de las tarjetas de extension de perifericos mas comunes, se tienen :

- Tarjeta Controladora para Unidad de Disco

Puede ser para disco flexible (floppy) o para disco duro (Winchester), de cada uno de ellos existen varios tipos, en cuanto a capacidad.

- Tarjeta de puerto paralelo

Esta tarjeta se emplea para la conexión de la mayoría de las impresoras que existen en el mercado.

- Tarjeta de puerto serie

Es una tarjeta para comunicación en serie asíncrona con diversos dispositivos de comunicación.

- tarjeta adaptadora para control de juegos

Permite la conexión de palancas de juego (joystick).

- Tarjeta adaptadora para monitor de gráficas/color

Esta tarjeta permite la conexión de cualquier tipo de monitor (monocromático y cromático) de formato texto y gráficas. Esta tarjeta si está capacitada para programas muy complejos.

- Tarjeta Expansión de Memoria

Esta permite aumentar más la capacidad de almacenamiento de memoria RAM, siempre y cuando se tenga ya inicialmente 640 KB.

- Tarjeta Adaptadora S.D.L.C. (Synchronous Data Line Control)

Es una tarjeta de comunicaciones serie síncrona, para la conexión con otro equipo de datos por vía telefónica; es decir, es una tarjeta que emplea protocolos especiales para modems.

- Tarjeta de extensión para prototipos

Esta tarjeta permite nuevos diseños y en lo posible mejoras a las tarjetas ya existentes. Esta es muy similar a las empleadas en los laboratorios de electrónica, una de estas es empleada para la construcción del prototipo de esta tesis.

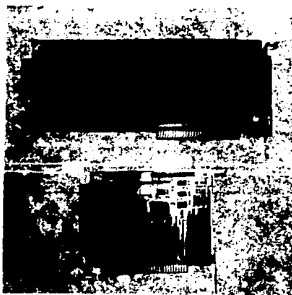
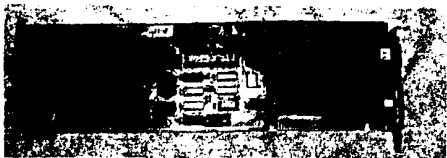


FIG. 1.3 TARJETAS DE EXPANSION.

En el mercado hay una infinidad de tarjetas de expansión para ampliar la capacidad de una PC, aparte de las anteriormente señaladas, tales como :

- Tarjeta adaptadora para puerto paralelo y adaptador para monitor monocromático
- Tarjeta de Multifunciones
- Tarjeta para programador de memorias EPROM
- Tarjeta para comunicaciones con redes de computadoras
- Tarjeta para uso de "mouse"
- Tarjeta para adquisición de datos
- tarjeta para monitores cromáticos de alta resolución,etc..

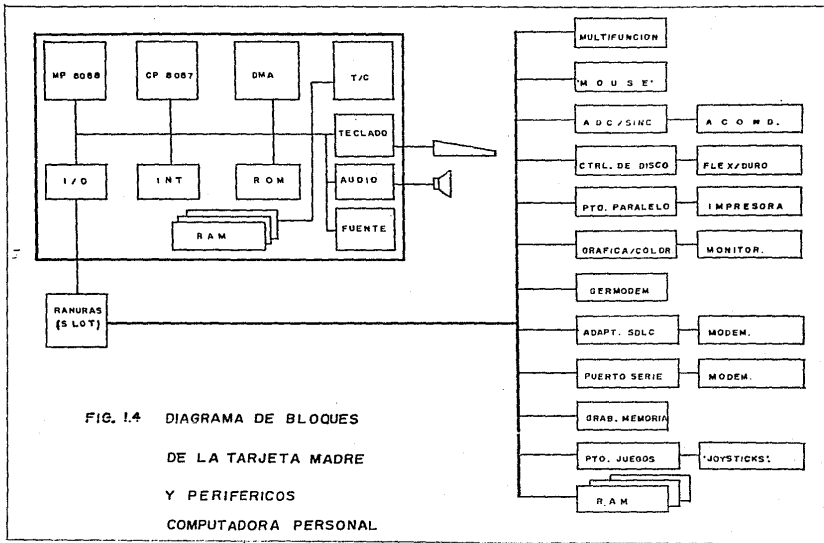


FIG. 1.4 DIAGRAMA DE BLOQUES
 DE LA TARJETA MADRE
 Y PERIFERICOS
 COMPUTADORA PERSONAL

De la figura 1.4 se observa un diagrama de bloques de una computadora personal y sus periféricos con sus respectivas tarjetas de extensión. Ahora toca describir el interior de la unidad del sistema, que como señalé anteriormente es donde se lleva el proceso de datos, no en balde se le conoce también como "C P U": entonces, es conveniente comprender su operación para no tener problemas de compatibilidad y de "interfaceamiento".

El corazón del "C P U" es una tarjeta, que se encuentra en posición horizontal y en ella reside toda la electrónica capaz de llevar acabo la función de una computadora. A esta tarjeta se le conoce comúnmente como "Tarjeta Madre" o "Mother Board".

Basándonos en la figura anterior, la tarjeta madre se encuentra básicamente constituida por los siguientes bloques funcionales :

- Unidad de suministro de Energía Eléctrica
- El Microprocesador
- El Coprocesador
- Acceso Directo a Memoria
- Controlador Programable de Frecuencias
- Sistema de Interrupciones
- Memoria EPROM
- Unidad de Memoria RAM
- Adaptadores para teclado y bocina
- Bus de la Tarjeta Madre (SLOTS)

Brevemente hago una descripción de como están interconectados, pues no es necesario entrar en detalles, para mayor información el lector debe referirse a la bibliografía de esta tesis.

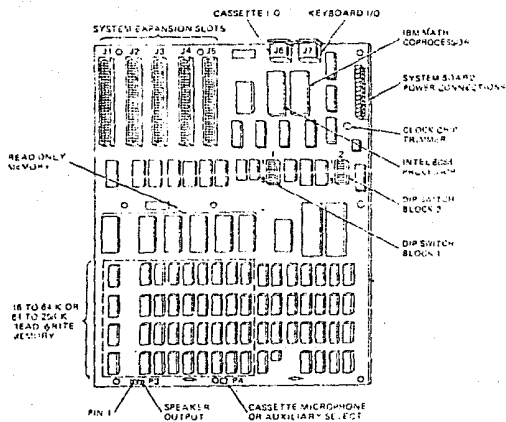


FIG. 1.5 LA TARJETA MADRE.

El Microprocesador

Es el dispositivo que se encarga de coordinar todos los pasos de la tarjeta madre. Este es el -MICRO- 8088, pertenece a la familia del -micro- 8086 de INTEL CORPORATION.

La característica principal es : el bus de direcciones de 16 bits y el bus de datos es de 8 bits, permitiendo ser compatible con otros sistemas, además puede manejar datos de 16 bits.

Este -micro- soporta función de interrupciones y acceso directo a memoria indispensables en el "interfaceamiento" de PC.

El Coprocesador

Es un procesador matemático, 8087 de INTEL, que puede trabajar con el 8088, con el objeto de tener una mayor precisión en procesos de cálculo y dejar libre al -micro- de rutinas de este tipo, es opcional en la computadora.

El Circuito de Reloj

Para que el -micro- opere debe tener una base de tiempos y esto es posible con un circuito de reloj, que a partir de un cristal de 14.31818 MHz suministra típicamente 4.77 MHz.

Actualmente existe una gran cantidad de máquinas compatibles que además operan a frecuencias de : 7.15 MHz, 8 MHz, 9.54 MHz y 10 MHz denominado modo turbo. Este es el 8284A.

La mayoría de los dispositivos funcionales están conectados al -micro-, por un sistema de buses, compuesto por : bus de control, bus de datos y bus de direcciones; además de contar con : líneas de sincronización, de sistema de interrupciones y de sistema de acceso directo a memoria.

El inicio del bus comienza en los pin's del "micro", ya que tiene circuitos de decodificación y multiplexaje. Este bus se le conoce como bus local, ya que en éste, se tiene conexión al coprocesador matemático, al controlador de interrupciones de (8259) y el controlador de bus de (8288).

Apartir de este controlador de bus, decodificación del bus local y circuitos "buffers" de corriente se forman las señales básicas del bus de la tarjeta madre, en ella se encuentran interconectados :

Lógica de Decodificación para Memorias y Puertos

Memoria EPROM

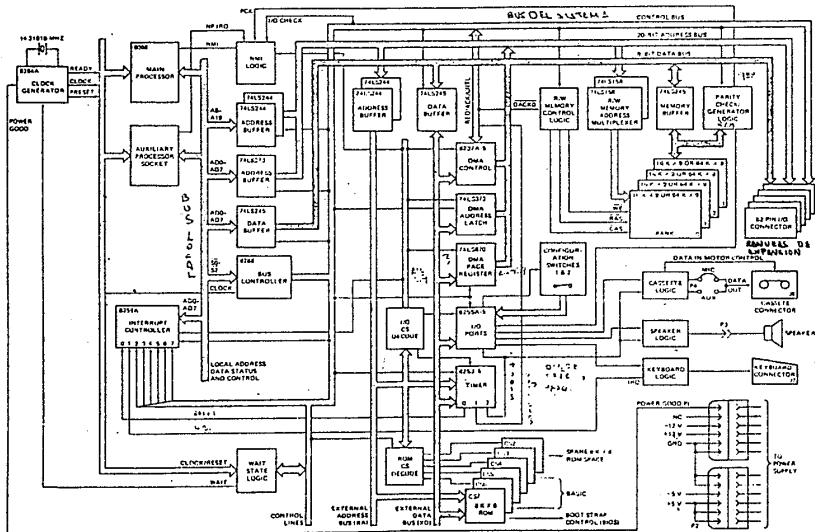
Unidad de Memoria RAM

Controlador Programable de Frecuencias

Unidad de Acceso Directo a Memoria

Adaptadores Integrados de entrada y salida

Ranuras de Expansión conocidos comunmente como SLOTS



1.6 DIAGRAMA DE LA TARJETA MADRE

La Memoria ROM (memoria de sólo lectura)

La tarjeta madre puede emplear memoria de sólo lectura. En ella se tiene un espacio en mapa de memoria de 64 KB; pero sólo se usa 40 KB. Esta área de memoria se encuentra direccionada en la parte superior del mapa de memoria del micro.

En los 40 KB se tiene una memoria que contiene las funciones indispensables en una PC y son las siguientes :

- * Iniciación del sistema.
- * Diagnóstico del sistema de alimentación y del sistema.
- * Iniciación de los dispositivos de entrada/salida comúnmente conocido como BIOS.
- * Cargador de "BOOTSTRAP" de las unidades de disco.
- * Patrones de BII para los primeros 128 caracteres de los 256 caracteres que maneja la PC.

Aproximadamente todo esto ocupa un espacio de 8 KB de memoria ROM. Estas funciones se encuentran listadas en la mayoría de los manuales técnicos de una PC. El resto del área de memoria ROM, 32 KB, puede contener el intérprete BASIC.

Memoria RAM (memoria de lectura/escritura)

Esta tarjeta puede manejar memorias RAM dinámicas y residentes se tienen 256 KB, para expandir un máximo de 640 KB sobre la tarjeta. En ellas se aloja todo el "software" del usuario y datos, que la propia tarjeta madre emplea para una tarea específica : programas, datos, parámetros del sistema operativo e incluso lo que se ve en pantalla.

Controlador Programable de Frecuencias (8253-5)

Este se encarga de la sincronización y generación de tonos de frecuencia en la tarjeta madre, a su vez este es sincronizada por la unidad de reloj de la tarjeta madre.

El circuito consta de tres canales interconectados de la siguiente manera :

Canal 0 : Se emplea para el suministro de una base de tiempo de propósito general para el reloj del sistema y fechador; además también para las rutinas de entrada/salida del sistema, conectado al nivel de interrupción 0 que interrumpe 18 veces cada segundo.

Canal 1 : Se emplea para generar solicitud de canal 0 de DMA. En este se tiene el ciclo de refresco de la unidad de memoria RAM dinámica por cada 72 ciclos de reloj.

Canal 2 : Se emplea para la generación de tonos para el sistema de audio.

Unidad de Acceso Directo a Memoria (8237-5)

La tarjeta madre permite que los datos se transmitan directamente entre los dispositivos de entrada/salida y la unidad de memoria RAM, sin que el -micro- intervenga, ya que estas transmiten más rápido los datos. Esto es posible con el empleo del circuito controlador de DMA, que consta de cuatro canales :

El canal 0 lo emplea la tarjeta madre para efectuar el ciclo de refresco de memoria RAM dinámica. Con el apoyo del canal 1 del controlador programable de frecuencias, que periódicamente pide una transferencia de DMA nula. Los tres restantes se habilitan en el bus del sistema para realizar transferencia de datos a alta velocidad entre los dispositivos de entrada/salida y la unidad de memoria RAM.

Unidad de Sistema de Interrupciones (8259-A)

El microprocesador soporta dos fuentes de interrupción, que son: mascarable y nomascarable.

Para interrupción mascarable es posible expandir esta entrada a 8 niveles de interrupción adicionales, por medio de un dispositivo llamado Controlador Programable de Niveles de Interrupción.

La tarjeta madre emplea las dos interrupciones de mayor nivel, que son:

Nivel 0: Es empleado para interrupciones del canal 0 del controlador programable de frecuencias (Unidad de reloj del sistema y fechador).

Nivel 1: Empleado para interrupciones del teclado: es decir, recibe una interrupción por cada tecla que se oprima.

Las restantes son suministradas al bus del sistema para las ranuras de expansión (slots).

La interrupción no mascarable (NMI) del "micro" es empleado para errores de paridad en la memoria.

Existen otros dispositivos que forman parte del soporte del "micro", dentro de la arquitectura de la computadora personal, teniendo entonces circuitos específicos para cada labor; por lo que, el correcto funcionamiento de todos depende la confiabilidad del sistema.

Una de las ventajas de la PC es su arquitectura abierta, pues, permite al usuario hacer uso de cada una de sus partes funcionales, teniendo a su disposición las señales del bus de la tarjeta madre y los medios necesarios de "software".

1.4 BUS DE LA TARJETA MADRE

El bus de la tarjeta madre esta constituido por 62 señales y en su mayoría son nivel TTL, excepto aquellas del suministro de energía eléctrica. En total son 62 señales y son distribuidos por igual en cada ranura de expansión (slot); para que, cualquier tarjeta de expansión de un periférico pueda ser conectada a la computadora.

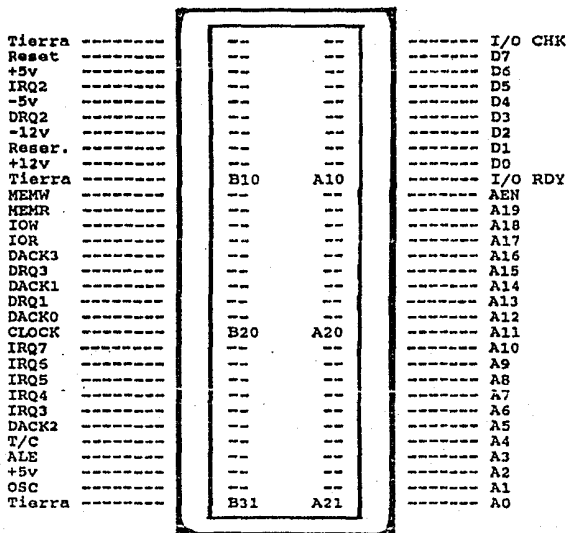


FIG. 1.7 BUS DE LA TARJEATA MADRE.

En forma breve describe cada una de las señales del Bus de La Tarjeta Madre (recordando que para mayor profundidad de esto el lector debe consultar la bibliografía).

OSC: Se refiere a la frecuencia de oscilación del cristal, que es de 14.318 MHz. Es la señal de más alta frecuencia en la computadora y a partir de esta se derivan todas las señales de sincronización en la tarjeta Madre.

CLK: Esta señal se deriva de la anterior. se divide por tres, obteniendo una señal de aproximadamente 4.77 MHz. Esta es la que sincroniza al microprocesador 8088 para el control de lectura y escritura a memoria; además puede emplearse para generación de estados de espera.

RESET: En la computadora es una secuencia de encendido. En donde todas las señales alcanzan sus niveles normales de operación, hasta que esta señal se encuentre activa. Así todos los dispositivos que conforman el sistema de bus están en un estado inicial.

A0-A19: Forman el bus de direcciones del micro con una capacidad de direccionamiento de 1 megabyte.

D0-D7: Son 8 líneas bidireccionales. Ellos forman el bus de datos para el micro, memoria y periféricos.

ALE: Esta señal se origina en el controlador de bus y se emplea para indicar que en el bus de direcciones existe una dirección, durante el tiempo que esté activa en el inicio de un ciclo de bus.

I/O CHCK: Indica que existe un error de paridad. Informa del chequeo de paridad en memoria o en puerto. Esta señal genera una interrupción no mascarable al micro.

I/O CHRDY: Empleado para alargar la longitud de un ciclo de bus para aquellos dispositivos de memoria o puerto, que son lentos a un ciclo de bus normal.

Esta señal debe ser cuidadosamente controlada para suministrar los estados de espera requeridos.

IRQ2-IRQ7: Estas señales generan una solicitud de interrupción al micro. Estas van directamente al controlador de interrupciones de la tarjeta madre. IRQ2 es el de mayor prioridad, mientras que el de menor prioridad es IRQ7.

IOR: Es una señal del controlador de bus e indica, que el presente ciclo de bus a iniciar es un ciclo de lectura a puerto y la dirección presente en el bus es una dirección de puerto.

IOW: Es una señal del controlador de bus e indica, que el presente ciclo de bus a iniciar es un ciclo de escritura a puerto y la dirección presente en el bus es una dirección de puerto.

MEMW: Esta señal es empleada para escribir del bus de datos a memoria. El controlador de bus se activa en un inicio por la micro, indicando que el bus de direcciones contiene localidades de memoria disponibles al bus de datos y se proceda a un ciclo de escritura a memoria.

MEMR: Esta señal es empleada para leer de memoria al bus de datos. El controlador de bus se activa en un inicio por la micro, indicando que el bus de direcciones contiene localidades de memoria disponibles al bus de datos y se procede al ciclo de lectura a memoria.

DRQ1-DRQ3: Estas señales se emplean para la solicitud de un ciclo de acceso directo a memoria; para transferir datos de un periférico a memoria, sin que intervenga la micro.

DR01 es el de mayor prioridad y DR03 es el menor. DR00 sólo está disponible en la tarjeta madre.

DACK0-DACK3: Son originadas por el controlador de acceso directo a memoria y éstas indican que el correspondiente DR0 ha sido aceptado para proceder a un ciclo DMA.

AEN: Esta señal es originada por el controlador DMA para indicar que un ciclo de DMA se lleva a cabo en la tarjeta madre.

TC: Esta señal se origina en el controlador de DMA e indica que uno de los canales de DMA ha alcanzado su número programado de ciclo de transferencia. Típicamente es cuando se termina un bloque de transferencia de datos.

Bus de Energía: Se tiene en el bus de la tarjeta madre terminales de voltaje de : +/- 5V. +/- 12V.

1.5 MAPA DE MEMORIA Y MAPA DE PUERTOS DE LA PC

M A P A D E M E M O R I A

ra que la Computadora Personal compatible trabaja básicamente con el microprocesador 8088 de INTEL C₁, se cuenta con un espacio de direccionamiento de un "megabyte" (1 MB); pero el diseño de la PC especifica el uso de ciertas porciones de este espacio.

La arquitectura de la PC tiene contempladas básicamente dos áreas de memoria: de solo lectura (ROM) y la de lectura/escritura (RAM).

Para la memoria RAM se encuentra dividida la PC de la siguiente forma :

00000H	640 K BYTES RAM		
A0000H	RESERVADO		V I D E O
B0000H	VIDEO MONOCROMATICO	MONO- CROMATICO/ GRAFICAS	
B4000H	RESERVADO		
B8000H	VIDEO COLOR C G A		
BC000H	RESERVADO		
C0000H	RESERVADO	EGA ROM	E G A

El área de memoria ROM se encuentra asignada de la forma siguiente :

C0000H	RESERVADO.
C8000H	CONTROLADOR DE DISCO DURO WDL.
CC000H	192 K PARA EXPANSION DE ROM .
F0000H	ESPACIO PARA ROM DE USUARIO.
FE000H	AREA DEL BIOS Y BASIC .
FFFFFH	

Como se ve, el área aprovechable para los programas del usuario, así como para el sistema operativo, se limita hasta la dirección 9FFFFH; es decir hasta 640 KBYTES de memoria, ya que el resto es usado por las tarjetas de video y el área de memoria ROM. La limitación de memoria se puede evitar usando tarjetas de expansión que se direccionan como bancos, y no como memoria continua, que es similar al manejo de memoria expandida de las marcas comerciales.

En el área de memoria ROM se encuentra contenido el programa que controla el funcionamiento básico de la PC; es decir, aquí se encuentra el programa de iniciación, cuya función básica es la de: Realizar diagnósticos a los circuitos principales, detectar que equipo periférico tiene conectado la PC, programar todos los circuitos de soporte como son: Controlador de DMA, el controlador de interrupciones, el controlador programable de frecuencias, etc., y finalmente cargar el sistema operativo.

El diseño de la P.C. ha reservado ciertas áreas del sistema de memoria para mejoras futuras.

M A P A D E P U E R T O S

El microprocesador 8088 se comunica y controla la mayor parte de la PC por medio del uso de los puertos de entrada/salida.

Estos son vías, por las cuales, la información pasa en su camino hacia o desde un dispositivo de entrada/salida, como por ejemplo, un teclado o un controlador de disco flexible. La mayor parte de los circuitos de soporte descritos anteriormente, usan

estos puertos de entrada/salida; de hecho, cada circuito puede usar varios de éstos para diferentes propósitos.

Cada puerto se identifica con una dirección específica de 16 bits; es decir, que podemos manejar hasta 65536 diferentes puertos dentro de la PC.

Al igual que acceso a memoria, el micro emplea los buses de datos y de direcciones como conductos para la comunicación con los puertos. Para acceder un puerto, el micro envía una señal, por el bus de control, que notifica a todos los puertos que la dirección que se envía corresponde a un puerto, y envía la dirección. Esta dirección se maneja de forma similar a una localidad de memoria. De hecho, algunas tarjetas de expansión hacen uso tanto de puertos como de algunas áreas de memoria, como por ejemplo las tarjetas de video.

RANGO (HEX)	F U N C I O N
000 - 00F	DMA CHIP 8237A - 5
020 - 021	INTERRUPTIONES 8259A
040 - 043	CONTROL. PROG. FREC. 8253 - 5
060 - 063	PPI 8255A - 5
080 - 083	REGS DE PAGINA DEL DMA
0A0	REG. DE MASCARA DE NMI
0C0 - 0C3	RELOJ DE TIEMPO REAL
0F0 - 0F3	RLECTURA DE BANCO DE MEM. RAM
100 - 1FF	NO CODIFICADO
200 - 20F	CONTROL DE JUEGOS
210 - 217	UNIDAD DE EXPANSION
220 - 24F	RESERVADO
278 - 27F	RESERVADO
2C0 - 2C3	R T C 1 P R O T O T I P O S
2E8 - 2EF	C O M 4
2F0 - 2F7	RESERVADO
2F8 - 2FF	C O M 2
300 - 303	R T C 0 P R O T O T I P O S
320 - 32F	CONTROL. DISCO DURO WDC.
378 - 37F	IMPRESORA
380 - 38C	COMUNICACIONES SDLC
380 - 389	COMUNICACIONES DSC (2 ⁺)
3A0 - 3A9	COMUNICACIONES BSC (1 ⁺)
3B0 - 3BF	PUERTO PARALELO TJTA. MONOCRO.
3C0 - 3C7	TARJETA VIDEO E G A

RANGO (HEX)	F U N C I O N
3D0 - 3DF	TARJETA COLOR / GRAFICAS
3E8 - 3EF	COM 3
3F0 - 3F7	CONTROL. DISCO FLEXIBLE
3F8 - 3FF	C O M 1
400000	NO EMPLEADO EN LA PC (64KB)

Un mapa verdadero en uso de estas decodificaciones es imposible mantener. Si tu configuración del sistema no emplea algunos de estos dispositivos e inclusive otros mas recientes se puede usar la dirección para algún prototipo en especial.

1.6 EL MANEJO DE INTERRUPCIONES

La forma correcta en que el micro pueda comunicarse con los periféricos, es por medio de interrupciones. En cualquier momento que un dispositivo necesita la asistencia de éste, envía una señal o instrucción de interrupción, identificando la tarea que se desea ejecutar. Cuando el micro recibe esta señal de interrupción, detiene sus actividades e inicia la ejecución de una subrutina almacenada en memoria, ya sea en RAM o ROM.

Un buen ejemplo del uso de interrupción es el de teclado, ya que cada teclado genera al menos una interrupción en la PC.

Si la micro ejecuta un programa de teclado en la espera de que el usuario pulse una tecla, entonces, nunca se ejecutaría el programa hasta que se acabe de pulsar el teclado. Una solución, sería el de tener un programa que se ejecute periódicamente para que cheque el teclado si es que se pulsó una tecla; sin embargo el programa de aplicación debe conocer cuando chequear y que tan frecuente debe hacerlo, de otro modo, la mayoría del tiempo de procesamiento sería un chequeo no productivo.

La función de interrupción en la PC resuelve el problema, ya que, automáticamente para el programa que se ejecute en la PC en algún punto conveniente; es decir, en el límite de la próxima instrucción, el micro dirige su atención al programa de teclado, cada vez que una tecla es pulsada; posteriormente en forma automática el control regresa al programa que se estaba ejecutando.

La función de interrupción es frecuentemente empleada en aplicaciones de interfazamiento, en la que los programas requieren

sincronización con eventos externos o donde el error de condición de estatus pueden surgir y requieren entonces la atención del procesador o del programa.

La PC suministra nueve niveles de interrupción. Estas están listas. Para que, en múltiples solicitudes se activen al mismo tiempo y se atiendan en un orden secuencial preestablecido.

Se tiene tres categorías de interrupciones que son :

Las interrupciones generadas por la circuitería de la PC como respuesta a la solicitud del periférico a ser atendido.

Las interrupciones generadas por errores imprevistos en las aplicaciones como: la división entre cero.

Estas dos categorías son las denominadas interrupciones por "hardware" y se clasifican de la siguiente forma :

NIVEL INTERRUPCION	F U N C I O N
N M I	ERROR DE PARIDAD
0	CONTROL. PROG. FREC. CANAL 0
1	TECLADO
2	R T C
3	SDLC O BSC SEC, PTO. SERIE
4	SDLC O BSC PRIM, PTO. SERIE
5	DISCO DURO WDC
6	DISCO FLEXIBLE FDC
7	I M P R E S O R A

La tercera categoría son aquellas generadas deliberadamente por los programas de aplicación, como una manera de llamar subrutinas lejanas y de uso constante, que se encuentran en RAM o en ROM. Estas rutinas son usualmente parte del BIOS (BASIC INPUT OUTPUT SYSTEM) o de MS-DOS (MICROSOFT DATA OPERATIVE SYSTEM). Estas pueden ser modificadas e incluso crear algunas nuevas para usos particulares.

De cualquier manera que una interrupción sea generada, el dispositivo que la genera no necesita saber donde está el dispositivo que le dará servicio; lo único que necesita conocer es el número de interrupción. Este número sirve como referencia de la tabla anterior almacenada en RAM, en las localidades más bajas, en donde se encuentra la dirección segmentada del inicio del dispositivo que dará servicio. A esta dirección se le llama vector de servicio de interrupción. Una interrupción guarda automáticamente la dirección del programa, que se este ejecutando, así al terminar el servicio de interrupción la micro sabe a donde regresar.

Por último para terminar este capítulo de la computadora personal, falta indicar la relación que hay entre: Un programa de usuario, las rutinas de DOS y las rutinas del BIOS.

Es obvio que los tres ejecutan instrucciones del CPU. sin embargo, ese no es el objetivo principal de las rutinas de DOS y de BIOS más bien el objetivo principal es, que un programa de usuario ejecute instrucciones de la micro, mientras que las

rutinas del BIOS tienen la misión de acceder los periféricos externos a la P.C. y las rutinas de DOS tienen por objetivo servir de enlace entre el programa del usuario y las rutinas de BIOS, para mayor información consulte la bibliografía.

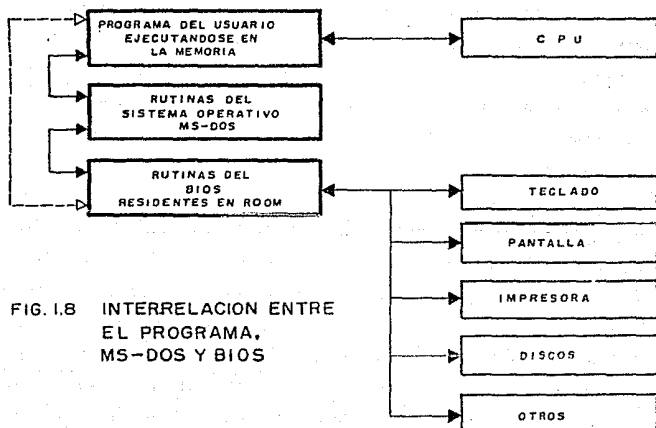
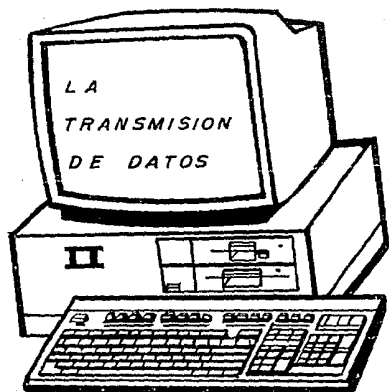


FIG. 1.8 INTERRELACION ENTRE EL PROGRAMA, MS-DOS Y BIOS



CAPITULO II CONCEPTOS GENERALES SOBRE TRANSMISION DE DATOS

2.1 INTRODUCCION

Los sistemas de telecomunicación que se emplean como soporte para la transmisión de datos tiene una función progresiva, cada vez más importante en los sistemas de procesos de datos.

Dentro de la definición de transmisión de datos entendemos la que ocurre a distancias superiores, a las asociadas usualmente con las unidades de entrada/salida de los sistemas de procesos de datos.

Desde un punto de vista práctico, a distancias inferiores a cierto límite (que depende del tipo de señal que se emplee, velocidad, soporte físico, etc.) no se precisa ningún dispositivo especial para que la información se pueda transportar de un equipo a otro; mientras que para distancias superiores a este límite (desde cientos de metros hasta miles de kilómetros), las señales degenerarían y no podríamos asegurar su correcta transferencia.

Estos dispositivos, que permiten la transmisión de la información, corresponden a una numerosa gama de equipos adecuados a las diferentes características de la información, distancias empleadas, soporte de transmisión.

No debemos de olvidar, que en la implantación de un sistema de comunicación de datos existe una estrecha relación entre : usuario, equipo de comunicación de datos, sistema de cómputo y el canal de transmisión. Es por ello, que el responsable de un sistema de comunicación de datos debe de tener los conocimientos necesarios para asegurar un buen funcionamiento del sistema.

2.2 COMUNICACION DE DATOS

Velocidad de Modulación.

Esta permite fijar las características de la línea de transmisión. Puede definirse como número máximo de veces por segundo que puede cambiar el estado de señalización en la línea. Su unidad es el baud y puede también considerarse como la duración del intervalo mínimo significativo de estado, medido en segundos.

$$V_m = \frac{1}{t} \text{ baudios} \quad t = \text{duración en seg. del intervalo mínimo significativo}$$

Concluyendo que la razón de bauds debe de asociarse siempre a la línea de transmisión y no al equipo de datos.

Velocidad de transmisión serie.

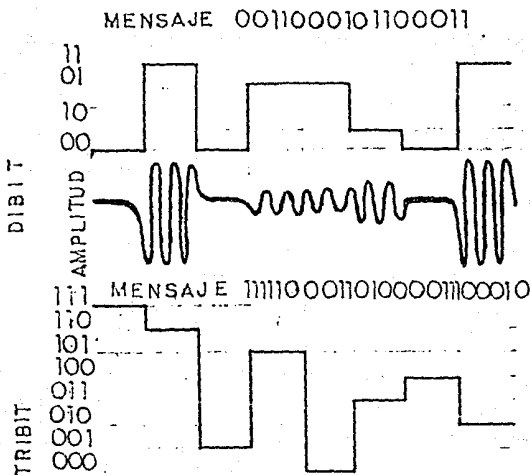
Se define como el número máximo de elementos binarios (bits) que se pueden transmitir por un equipo de datos en un segundo. La unidad es bits/seg (bps) y debe de asociarse siempre esta velocidad al equipo de transmisión de datos, ya que, algunas ocasiones se confunden estos dos conceptos anteriores.

En general, si el número de estados de señalización de la modulación es "n", a cada estado corresponderán $-\text{LOG}_2 "n"$ bits de información. Entonces la velocidad de transmisión será :

$$V_T = \frac{1}{t} \text{ LOG}_2 "n" = V_m \text{ LOG}_2 "n" \text{ (bps)}$$

Cuando el tipo de modulación es tal, que a cada estado significativo en línea se le hace corresponder un bit de información, el número de bps (bits por segundo) coincide con

el número de bauds. Así mismo cuando a cada estado de la señal represente más de un bit, bauds y bps son conceptos diferentes. Si son cuatro estados, la condición de la línea debe representarse mediante -dibits- si son ocho, la condición de línea se representa por -tribits-.



Por último la velocidad en una línea de transmisión depende del equipo de datos, la calidad de la línea y del modem. Las velocidades más usadas son: 300, 600, 1200, 2400, 4800 y 9600 BPs. Existen líneas en que trabajan a velocidades superiores de 19200 BPs.

El problema que aparece al aumentar el número de estados de la señal es que se incrementa la susceptibilidad al ruido; debido a que el circuito detector debe localizar variaciones cada vez más pequeñas, por lo que, estos datos no ser exactos cometerían errores fácilmente.

2.3 TRANSMISION DE DATOS EN SERIE Y EN PARALELO

Transmisión de datos en serie.

Los datos se transmiten bit por bit usando un solo canal. Son independientes del código y del tipo de transmisión. Es la forma de transmitir datos a largas distancias.

Transmisión de datos en paralelo.

Se transmiten simultáneamente todos los bits de un carácter, lo que implica un medio de transmisión con varios canales como bits contenga el elemento base. Ello lleva a una mayor complejidad del medio y redundancia en una mayor velocidad de transmisión. Sólo es usado en distancias cortas, como un centro de cálculo.

2.4 MODOS DE TRANSMISION

a) Transmisión asincrónica (start/stop).

Cada carácter es enviado uno despues del otro con un control en cada caracter. Este control consiste de un bit de inicio y un bit de terminación para informar al equipo de datos cuando inicia un dato y cuando termina; además también incluye un bit de paridad para el chequeo de error de un bit.

Este tipo de transmisión se basa en la existencia dentro del receptor de un reloj teóricamente igual a la que existe en el transmisor.

Las ventajas que se tienen son : Cada carácter se sincroniza individualmente, se tienen flujos irregulares de caracteres, para el empleo de dispositivos que no cuenten con "buffer" como un teclado, es empleado para bajas velocidades de 110 a 1200 BPS. El inconveniente que se presenta es que su rendimiento es bajo.

ASINCRONO (START-STOP) (SERIAL BIT/SERIAL CARACTER)

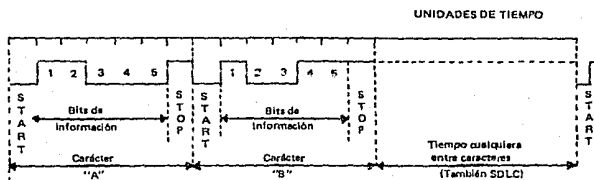


FIG. 2.2 TRANSMISION ASINCRONA.

b) Transmisión sincrónica.

Los caracteres son transmitidos en bloques continuos de información, pueden ser de diferentes tamaños dependiendo de la velocidad de transmisión. Generalmente el receptor y el transmisor resincronizan sus relojes pocos segundos después del inicio de la comunicación, para mantener un determinado grado de seguridad.

En el extremo receptor se reconstruye la señal de reloj de origen a partir de la señal recibida, para realizar la sincronización de la información: otra forma es por el envío de combinaciones especiales de bits (caracteres SYN). Al recibirse estas combinaciones cada "n" bits consecutivos forman un carácter.

Las ventajas que presenta son las siguientes : Su rendimiento es elevado, permite mayores velocidades de 2400 BPS en adelante y en ocasiones se emplean en velocidades de 600 y 1200 BPS, cuenta con patrones de chequeo de errores.

Sus inconvenientes son los siguientes : Necesita caracteres de relleno, flujos regulares, si existe pérdida de sincronismo se puede perder información considerable además emplea complicados equipos.

SINCRONO (BSC ó STR) (SERIAL BIT/SERIAL CHARACTER)

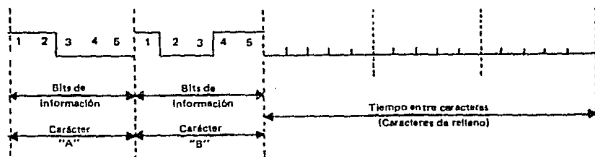


FIG. 2.3 TRANSMISION SINCRONA.

2.5 MODOS DE OPERACION

La transmisión se puede lograr de tres modos diferentes :

Operación simultánea de modo duplex completo (FULL DUPLEX), éstos transmiten y reciben simultáneamente un equipo, que utilice dos direcciones separadas y se presentan dos casos :

Esto se hace de dos maneras :

Full Duplex 2 Hilos.

Este modo de transmisión y recepción se hace sobre el mismo canal con el empleo de frecuencias distintas al mismo tiempo. Esto emplea filtros, que aseguran la separación de dichas frecuencias así como la no interferencia entre éstos.

Full Duplex 4 Hilos.

Aquí la transmisión se hace por un canal y la recepción en otro, no importa que frecuencias se empleen.

Un ejemplo común de FULL DUPLEX es el sistema de telefonía.

Semiduplex (HALF DUPLEX). Se lleva en un solo sentido en un cierto instante y en otro en sentido inverso, teniendo una eficiencia baja, como ejemplo los radios CB.

Simplex. La transmisión se realiza solamente en un sentido, sin posibilidad de hacerlo en el sentido inverso, sólo se usa en telemetría.

2.6 CAPACIDAD DE UN CANAL

La capacidad máxima de un canal puede describirse como la proporción máxima, que puede enviarse información por su conducto sin errores y para fines de transmisión de datos puede medirse en bits por segundo.

Un problema que generalmente se encuentra en la práctica es el de determinar, dadas las características de una línea telefónica (características de frecuencia y fase, así como los niveles de ruido), la máxima velocidad de transferencia de datos, que puede haber en un equipo de comunicación.

Esta velocidad depende esencialmente de los siguientes factores :

W = Ancho de banda.

S/N = Relación señal/ruido en el receptor.

L = Número de diferentes niveles que adopta la señal que se transmite.

M = tipo de modulación.

Para línea ideal con ancho de banda W y sin ruido (NYQUIST) :

En general pueden enviarse n bits en cualquier momento, usando 2^n niveles de señales posibles y capaces de distinguirse, a una proporción de señales de $2nW$ BPS en un canal.

Si L es el número de niveles de señal : $L = 2^n$

luego $n = \log_2 L$

Así la capacidad C del canal, sin ruido, se obtiene con :

$$C = 2W \log_2 L$$

De acuerdo con esto, la capacidad de un canal podría

ampliarse indefinidamente, aumentando el valor de n .

Desgraciadamente esto no es posible pues :

En la práctica no existe canales completamente libres de ruido y otras imperfecciones.

El número de estados de señalización es limitado por la potencia máxima de la señal, problemas de codificación, sensibilidad del receptor, etc..

Línea real con ancho de banda W y con ruido (SHANNON) :

SHANNON probó que si se envían señales con una energía S , por un canal con ruido blanco, fluctuaciones aleatorias-gaussiana de energía N , la capacidad del canal en bits por segundo será de : $C = W \text{ LOG}_2 (1 + (S/N))$

Esto significa, que por una línea con ancho de banda $W = 3100 \text{ Hz}$ y una relación señal/ruido de 30dB (es decir la potencia de la señal 1000 veces superior a la del ruido), que son condiciones normales :

$$C = 3100 \text{ LOG}_2 (1 + 1000) = 31,000 \text{ BPS}$$

La fórmula de SHANNON ha sido desarrollada, considerando solamente ruido blanco. No siendo adecuada para el caso de ruido impulsivo producido, por ejemplo, por los equipos de conmutación de una central que se supone ilimitado.

La fórmula de SHANNON sirve, sin embargo, para determinar cual es el límite teórico máximo para transmisión en un circuito.

Entonces, mejorando la tecnología del equipo terminal de línea (MODEM) se pueden alcanzar altas velocidades.



3.1 CARACTERISTICAS

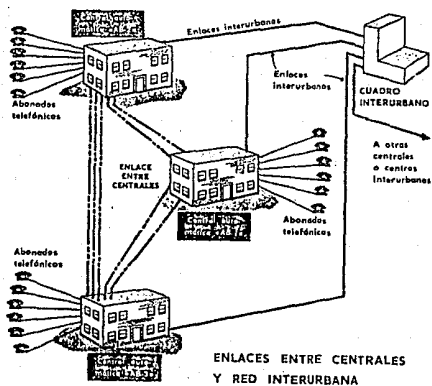


FIG. 3.1 EL SISTEMA TELEFONICO.

El sistema telefónico es algo que todo mundo emplea sin pensar en su complejidad. Estamos tan acostumbrados a marcar el número de teléfono de una amiga a un lugar distante, que no nos damos cuenta del gran número de aparatos, equipo de conmutación de centrales, líneas aéreas, cables y circuitos de radio, que

intervienen en nuestras conversaciones.

En general un sistema telefónico puede ser dividido en cuatro elementos :

- a) Centrales telefónicas.
- b) Centrales Interurbanas.
- c) Red telefónica.
- d) Aparato Telefónico.

La conexión entre las centrales y los teléfonos se establece a través de hilos y cables aéreos o subterráneos multicable.

Normalmente, la central telefónica se sitúa en el centro de la superficie de mayor densidad de teléfonos, lo que permite la distribución más económica de líneas aéreas y subterráneas. A su vez las centrales están situadas en un área local conectadas entre sí por circuitos de enlace bifilares (son conductores de cable de mayor sección que los de una área de teléfonos). Cada central telefónica está conectada, por otra parte, a su central interurbana asociada, denominada centro interurbano de la región en particular. La interconexión de estas centrales y los cuadros interurbanos asociados de poblaciones o ciudades distantes se denomina red de enlace interurbana o red interurbana. Para estas interconexiones se emplean cables subterráneos y enlaces de radio de microondas.

El teléfono tiene por objeto enviar la voz, en forma de impulsos eléctricos; por lo que, es bueno comprender como funciona la voz humana para entender los requisitos de un sistema telefónico. En la aplicación de la voz al teléfono, sus principales características son el tono y la intensidad o nivel.

El Tono corresponde a la frecuencia de vibración de una voz humana. La mayor parte de los sonidos de una conversación están formados por formas de onda compleja, con cierto número de componentes, cuyas frecuencias se relacionan armónicamente. Estas armónicas determinan la calidad de la conversación.

En la voz humana el tono varía con el individuo y se sitúa entre 125 y 250 Hz.

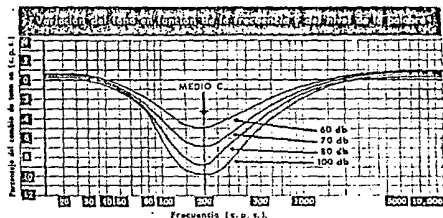


FIG. 3.2 VARIACION DEL TONO VS FRECUENCIA/NIVEL VOZ.

La intensidad depende de la amplitud de la onda sonora, se puede expresar como la relación entre la energía de la onda sonora y la energía contenida en un sonido audible más débil a la misma frecuencia.

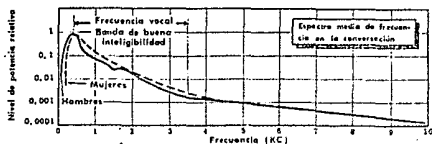


FIG. 3.3 ESPECTRO DE FRECUENCIA VS POTENCIA DE LA VOZ

Observese que las frecuencias cubren un margen comprendido entre 100 Hz y 8000 Hz, estando concentrada la mayor parte de la energía en las frecuencias más bajas, entre 250 Hz a 500 Hz. La intensidad voz es determinada, principalmente, por estas frecuencias, es decir, la mayor parte de la potencia o energía voz se concentra en estas frecuencias.

El oído es el órgano encargado de recibir las ondas sonoras, y por tanto, sus características tienen especial importancia en la transmisión telefónica.

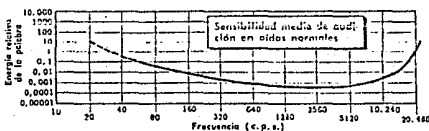


FIG. 3.4 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL OÍDO.

Esta curva representa la sensibilidad del oído normal en función de la frecuencia y la amplitud de los sonidos; como es de

verse la mayor sensibilidad es en las frecuencias comprendidas entre 1000 Hz y 3000 Hz.

Como sabemos la banda de frecuencias vocales comprende el margen de 100 Hz a 8000 Hz, sin embargo, no es necesario transmitir todo este margen de frecuencias para una buena inteligibilidad. Se obtienen resultados satisfactorios mediante la transmisión a través de los circuitos telefónicos, de la banda de frecuencias entre 200 Hz y 3200 Hz. A este propósito es esencial, que la amplitud o intensidad de la voz se mantenga en un nivel conveniente para una buena comunicación. Si algunos de los componentes de frecuencia de la voz se atenúan más que otras, la forma de onda recibida y oída resultará distorsionada y, por lo tanto, la conversación será ininteligible.

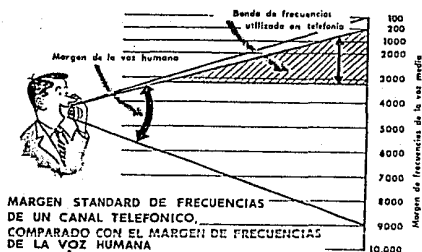


FIG. 3.5 ANCHO DE BANDA DE LA VOZ HUMANA VS RED TELEFONICA.

3.2 LOS PARAMETROS DE LA RED TELEFONICA

La transmisión adecuada de las señales telefónicas dependen básicamente de una serie de parámetros del propio cable, los cuales deberán tener cierta gama de valores, que cumplan los requisitos que se pretenden. Dichos parámetros aquí se explican brevemente.

a) PARAMETROS PRIMARIOS

Se conocen como parámetros primarios de una línea :

Resistencia óhmica R (ohm/Km). Es la resistencia de los conductores. Representa la imperfección del material conductor de línea.

Inductancia L (mH/Km). Es la inductancia tanto interna como externa de los conductores.

Conductancia G (mhos/Km). Esta representa las fugas de energía por imperfecciones del aislamiento entre los conductores.

Capacidad C (nF/Km). Representa las cargas eléctricas a lo largo de los conductores, debido a la diferencia de voltaje entre los dos conductores y al efecto capacitivo del aislamiento.

Estos parámetros son distribuidos y dependen básicamente de las constantes físicas del circuito, son función de la frecuencia y varían, más o menos, con la temperatura y la humedad.

b) PARAMETROS SECUNDARIOS

Se conocen como parámetros secundarios de una línea de transmisión: La impedancia característica (Z_0) y la constante de

propagación (α). los cuales se expresan mediante las siguientes ecuaciones:

$$\text{IMPEDANCIA CARACTERISTICA } Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Donde Z es la impedancia y Y es la admitancia por unidad de longitud de la línea, por tanto, Z_0 es independiente de la longitud de la línea.

Debido a que la resistencia en las líneas es muy variable con la frecuencia se tendrán valores de impedancia característica conforme sea variada la frecuencia; por lo que para diseño de aparatos, que se conecten a la línea telefónica, se toma generalmente el valor de 600 ohms; pues con este valor se obtiene un buen acoplamiento de impedancias para una frecuencia de audio tomada al azar. Con objeto de lograr menor pérdida de potencia, evitar la reflexión, minimizar la distorsión inductiva (crosstalk) y la nula distorsión de frecuencia, que resulta de la resonancia de la línea.

$$\text{CONSTANTE DE PROPAGACION } \alpha = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$$

En donde la parte real se conoce como constante de atenuación (α) y la parte compleja se conoce como constante de fase (β): $\alpha = \alpha + j\beta$

La constante de atenuación es el debilitamiento, que se produce en las señales a medida que se propagan en la línea (se miden en dB/Km ó N/Km); es función creciente de la frecuencia y de la distancia, circunstancias que limitan el empleo de este

tipo de circuitos hasta donde sea posible reconocer debidamente las señales.

Desde un punto de vista teórico la línea ideal sería, en la que los parámetros primarios cumplirían con la relación :

$$R C = L G$$

Así la atenuación sería mínima e independiente de la frecuencia ($\alpha = \sqrt{R G}$), en tanto lo sea R y G. En la práctica ocurre siempre que $R C > L G$.

Existen métodos para mejorar la desigualdad y es a base de aumentar L en los conductores, se le conoce como "carga de cables". Entre ellos destaca la carga por "pupinización", que consiste en adicionar a los conductores inductancias a determinadas distancias (cada N metros, siendo N la longitud de la sección de carga).

Entonces al hablar de "par cargados" o de un "cable cargado", se tienen efectos inmediatos como: La reducción de atenuación, independencia de la frecuencia, etc.; pero se paga un precio, que es la limitación de la banda de frecuencias transmisibles por dicho circuito.

La constante de fase nos proporciona la facilidad de calcular la velocidad de propagación o velocidad de fase definida como : $v = \omega / \beta$ (m/s), se mide en radianes por longitud.

3.3 MEDIOS DE TRANSMISION

Entendemos por medio de transmision cualquier material, elemento o dispositivo capaz de trasladar señales eléctricas de un punto a otro.

Para la telefonía, la comunicación de datos y otras formas de comunicación, se emplean varios tipos generales de medios de transmisión :

- * aéreos (por fachada, sobre postes, etc.).
- * canalizados (conducto individual o múltiple).
- * subterráneos (con protección).
- * hercianos (con antenas).
- * submarinos.

La línea aérea fue de los primeros medios de transmisión alámbricos, que se emplearon para las comunicaciones tanto telegráficas como telefónicas. Tales como el conjunto de hilos de cobre (raramente bronce o hierro), que se mantienen aislados y paralelos (con rotaciones) al apoyarse sobre unos soportes, que van en las crucetas, sujetas a los postes. Cada dos hilos constituyen un circuito físico. Hoy en día el uso de las líneas aéreas está limitado a determinadas zonas rurales de muy escaso tráfico y servicio de extraordinario; debido a lo costoso de su instalación, a la baja capacidad de comunicación y a otra clase de problemas inherentes a este tipo de línea como es : crosstalk, diafonía, susceptibilidad a los cambios de temperatura, etc..

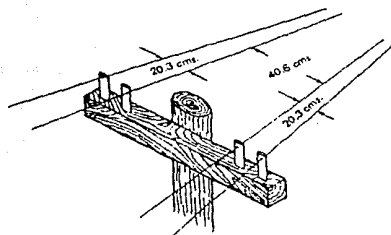


FIG. 3.6 L I N E A A E R E A

Los cables múltiples, que vinieron a sustituir a las líneas aéreas, se forman con un tubo generalmente de plomo dentro del cual se instala, adecuadamente, cierto número de conductores para proporcionar trayectorias de comunicación de dos o de cuatro conductores. Los primeros cables que se construyeron contenían conductores con aislamiento de papel. En la actualidad es reemplazado por plástico, obteniéndose aproximadamente las mismas características.

Existe gran tendencia a instalar en forma subterránea estos cables, permitiendo una mayor protección contra daños físicos y contra variaciones en sus características eléctricas por efectos ambientales. En la práctica el calibre más pequeño que se emplea para construir cables es el 26; esto permite, por ejemplo, la instalación de 4 242 conductores ó 2 121 pares en un tubo de diámetro exterior de 2 5/8 pulgadas.

Los cables pueden dividirse en dos tipos principales :

Cables para centrales urbanas, emplean dos conductores (un par)

siendo la comunicación bidireccional y cables para centrales interurbanas que emplean cuatro conductores (dos pares). Estos van torcidos entre sí para formar lo que se conoce como cuadrante; un par transmite en una dirección y el otro en la dirección contraria.

Las características físicas tanto de los cables interurbanos como urbanos que afectan al diseño y operación de los sistemas de onda portadora incluyen :

La no uniformidad en el espaciamiento de los conductores y en la distancia entre circuitos. Calibre pequeño de los conductores. Espaciamiento pequeño entre conductores individuales y entre pares. Cambios grandes en algunas de las características del cable con cambios normales de temperatura.

Estas características físicas tienden a producir alta atenuación, variaciones muy grandes no uniformes de dicha atenuación con la frecuencia y con la temperatura; así como variaciones en la impedancia, también tienden a incrementar la dificultad de controlar problemas de ruido y diafonía.

La alta atenuación en altas frecuencias de los cables múltiples, es debido al pequeño calibre de los conductores y del espacio reducido entre ellos, que hace aumentar la capacidad; Sin embargo, en los cables de larga distancia existe la necesidad de emplear pequeños calibres de conductores, con el objeto de introducir el mayor número de conductores posibles dentro del cable. Esto establece un compromiso entre calibres, que proporcionan baja atenuación y calibres lo suficientemente pequeños, que forman cables compactos y ligeros.

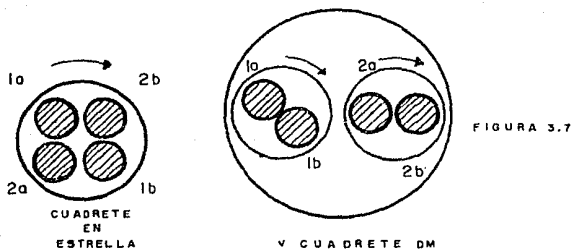


FIG 3.7 CABLES MULTIPLES

Cables coaxiales. Los cables anteriores se limitan a unos centenares de kilohertz en transmisiones analógicas o pocos mbits por segundo en transmisiones digitales; lo que traducido a canales telefónicos representa unas cuantas decenas de los mismos y difícilmente podría cubrirse con estos medios, las necesidades masivas de comunicaciones existentes hoy en día. Los cables coaxiales empleados como portadores de sistemas multiplex de gran número de canales telefónicos, superan esta limitación al operar a frecuencias altas (HF ó VHF).

Un cable coaxial consiste de un cilindro conductor (de cobre) encerrando un simple alambre conductor que forman los dos polos del cable.

El espacio entre el cilindro y el conductor interno se llena con un material aislante, el cual, puede ser plástico ó aire, contando con algunos soportes, que separan al cilindro del

conductor y que normalmente se separan cerca de una pulgada.

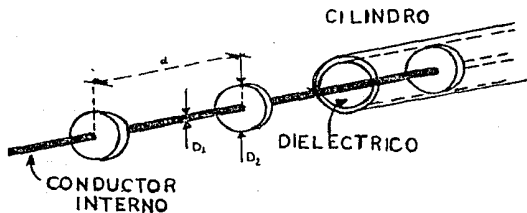


FIG.3.8 PARTES DE UN CABLE COAXIAL.

En la tabla siguiente se indican los aislamientos más comunes :

- * Papel impregnado
- * Cambray barnizado
- * Termoplástico
 - { Cloruro de polivinil PVC
 - { Polietileno (alta o baja densidad)
 - { Hule natural
- * Termofijos
 - { Hules sintéticos
 - { Estreno butadieno
 - { Neopreno
 - { Butilo
 - { Etileno propileno
 - { Polietileno sulfodorado o vulcanizado

La construcción de un cable coaxial permite mayor área de conducción que la de un cable múltiple; por lo tanto, presenta

menores pérdidas por resistencia a frecuencias superiores.

Esta es una de las razones principales; por la que, un cable coaxial es más útil para comunicaciones; además la propagación de la energía electromagnética está confinada dentro del tubo y aislada de interferencias externas. En este caso, el efecto superficial consistente en, que la densidad de corriente se acentúa en la periferia de los conductores a medida, que aumenta la frecuencia, esto es una ventaja, ya que provoca mayor conducción de energía dentro del tubo.

Los discos aislantes que soportan al conductor central del cable coaxial representan una carga capacitiva en paralelo; por lo tanto, bajan su impedancia característica y su velocidad de propagación.

Con el objeto de aumentar la capacidad de transmisión de la información se ha construido el cable coaxial múltiple, el cual, se conoce simplemente como cable coaxial. Consiste de un cierto número de líneas coaxiales

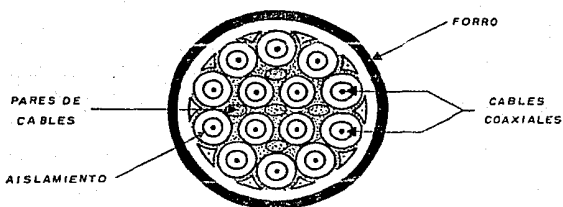


FIG.3.9 CABLE COAXIAL PARA COMUNICACIONES

Cada línea coaxial es un medio de transmisión, en una dirección, para un gran número de canales de voz o para una señal de TV. Dentro de la misma cubierta del cable coaxial se instalan conductores intersticiales: así como un núcleo cilíndrico, que contiene lo que se conoce como pares de servicio. Alrededor de las líneas coaxiales existe una capa fuertemente aislante y a continuación la envoltura exterior. Los conductores intersticiales comúnmente se emplean para el envío de ordenes a frecuencia de voz entre estaciones repetidoras atendidas; así como para las funciones de monitoreo y control de las estaciones automáticas. Los pares de servicio se proporcionan generalmente como circuitos físicos a frecuencia vocal.

En el campo de las telecomunicaciones se han normalizado, por el CCITT, los diámetros D1 y D2 de los conductores coaxiales, las bandas de frecuencias utilizables, número de canales según tipo de sistema, separación entre conductores, etc..

DI / D2 mm	BANDA DE FREC.	VELOCIDAD MBITS/S	SECCION REPET.	Nº CANALES
1.2 / 4.4	60 KHz a 4 MHz	—	4 Km	960
	300 KHz a 12 MHz	—	2 Km	2700
	—	34	4 Km	480
	—	140	2 Km	1920
	—	560	1 Km	7680
2.6 / 9.5	60 KHz a 4 MHz	—	9.0 Km	960
	300 KHz a 12 MHz	—	4.5 Km	2700
	4 MHz a 60 MHz	—	1.5 Km	10800
	—	140	4.5 Km	1920
	—	560	1.5 Km	7680
3.7/13.5	4 MHz a 60 MHz	—	2.0 Km	10800

Por último dentro de los cables coaxiales están los cables submarinos, diseñados para cubrir grandes distancias a través de mares y océanos. En esencia consistente en un solo tubo coaxial con gran robustez mecánica a base de un alma de acero recubierta de una cinta de cobre que hace las veces de conductor central, un dieléctrico continuo de material plástico muy resistente, un conductor exterior muy ligero y varios flejes de acero, más la cubierta.

La diferencia respecto a los coaxiales terrestres es que al existir un solo tubo, las dos direcciones de transmisión se separan mediante la utilización de distintas bandas de frecuencia; lo que implica, que para un mismo número de canales y separación entre repetidores han de utilizarse tubos de mayor diámetro que aquellos.

Las guías de onda formadas por un tubo de sección rectangular o circular. Confinan las ondas electromagnéticas y provocan una atenuación muy inferior a la que se tendría con la propagación en el espacio libre, por lo que, se usan como medio de transmisión a distancias considerables.

Los circuitos por radio de punto a punto, que emplean el espacio atmosférico como medio de transmisión, pueden explotarse en bandas de muy alta frecuencia (VHF) o aún a frecuencias muy superiores (microondas).

En la actualidad se emplean comúnmente los satélites artificiales, como es el caso de México con Morelos I y II, para

tener una mayor cobertura nacional en el campo de las telecomunicaciones y apoyar los otros medios de transmisión que se encuentran ya saturados.

Las fibras ópticas con el empleo del rayo láser es otro medio en el campo de las telecomunicaciones; pero su uso todavía no es muy común en todo el mundo. Su característica principal es que posee una gran capacidad de transmisión de información dado su ancho de banda de 10 GBITS/seg/km en la transmisión digital.

3.4 CARACTERISTICAS DE LOS MEDIOS DE TRANSMISION

Una vez visto la estructura de la línea telefónica, en la que se apoya íntegramente la transmisión de datos, es posible analizar las características específicas de las líneas de transmisión como elemento fundamental de un circuito de datos desde un punto de vista de las normas CCITT y SYSTEM BELL.

Existe una variedad de normas, que cubren los diversos aspectos relevantes de la organización y funcionamiento de este servicio. De estas normas se van a analizar solamente las que se refieren a la transmisión de datos y que son de interés particular de esta tesis.

Respecto a las normas de transmisión de datos se pueden separar en las que se refieren a la calidad de la señal transmitida y las que se refieren al canal.

Por otra parte la transmisión de voz difiere de la transmisión de datos en dos modos fundamentales :

Primero: la transmisión de voz sometido a un nivel de ruido, o alguna otra falla, impide tener una conversación clara; pero se puede adivinar una palabra o bien pedir al que habla que la repita en voz alta. Esto no es similar cuando una máquina habla con otra, por lo que, se idearon procedimientos de control que sean seguros.

Segundo: la información por voz se hace a una velocidad mucho menor que emplean las máquinas. La proporción normal de la voz equivale a 40 bits por segundo de palabra escrita; por lo general podemos darnos cuenta del significado de lo que nos dicen si sólo escuchamos la mitad de las palabras; mientras que la

transmisión de datos se puede llevar a más de 9600 bits por segundo.

Entonces tenemos que debido a la baja proporción de la información de la voz y a la adaptabilidad del oído humano: las distorsiones y niveles de ruido que son perjudiciales en la transmisión de datos, han resultado muy aceptables en el diseño de equipos que emplean las líneas telefónicas.

Así esta sección se dedica a esas distorsiones, que podemos clasificar en dos tipos: fortuitos y sistemáticos.

La distorsión fortuita es algo que ocurre en forma aleatoria y que, por lo tanto, no puede predecirse, excepto en términos de probabilidad. Es posible sólo aminorar su efecto si se toman las medidas adecuadas, para evitar que provoque ocasionalmente un estallido de ruido (un impulso demasiado grande), que puede destruir o crear uno o más bits de datos en forma aleatoria, son:

Ruido Blanco. Este existe inevitablemente en toda línea de transmisión y está presente en cualquier frecuencia. Es el zumbido aleatorio que constituye el fondo de todas las señales. No se puede remover; por lo tanto, fija un máximo teórico en cualquier equipo de comunicación; así como en los diversos métodos de modulación. Se debe mantener la amplitud de la señal después de la atenuación lo suficiente arriba del fondo del ruido blanco, para impedir un zumbido excesivo en la línea o exceso de errores en la transmisión de datos.

Ruido Impulsivo. Se manifiesta por pulsos, originados por fuertes inducciones, que se presentan en la línea a consecuencia de las

conmutaciones electromecánicas de cualquier tipo (motores, conmutadores, interruptores), que se realice en su alrededor y puede definirse como "picos de ruido" de muy poca duración.

Este es la causa principal de errores de datos; ya que remueve o añade bits de datos adyacentes, son de amplitudes de arriba de cien milivoltz y pueden ocurrir en ciertos puntos donde la energía de la señal es muy baja (pueden durar hasta varios centenares de milisegundos). Actualmente existen conmutadores electrónicos; por lo que es probable que esta clase de ruido se disminuya.

Hay muchos medios que pueden aminorar los efectos del ruido impulsivo, algunos de estos son :

Blindajes y buen planteamiento de rutas para aminorar la inducción.

Los sistemas de multiplexaje se diseñaron de manera que aminore la diafonía y los picos de sobre carga.

Los amplificadores, filtros, repetidores, igualadores y cualquier equipo de la línea se diseñan para disminuir los efectos del ruido para la transmisión de voz y un mejoramiento adicional de igualación para la transmisión de datos.

Una buena elección del método de modulación para influir en la exactitud de la transmisión.

Diafonía. Se interpreta cuando una línea recoge una parte de la señal, que se mueve en otra línea paralela. Esto ocurre entre pares de cables, así como en sistemas multiplex en los que se transmiten varios canales por la misma instalación.

A menudo la mayor causa de diafonía es la inducción entre las líneas. Si las líneas están muy prolongadas para quedar paralelas entre sí tendrán un acoplamiento diafónico a menos, que estén perfectamente equilibradas, lo que ocurre en la práctica. Siempre se tendrán picos momentáneos, que interfieren en la transmisión de datos; pero como se conoce el nivel de diafonía, se puede tratar como ruido blanco para fines de selección de los parámetros de la transmisión de modo, que normalmente no haya interferencia con los datos.

Ruido de intermodulación. Existen ciertos tipos de señales de datos indeseables que pueden causar una grave diafonía. En un canal de multiplexaje se amplifican muchas señales distintas y siempre hay ligeras desviaciones de linealidad del equipo, que producen ruido de intermodulación. Las señales de dos canales independientes se intermodulan mutuamente para formar un producto, que queda en una banda separada de frecuencias; del mismo modo que dos ondas sonoras pueden "armonizarse" para producir una oscilación sonora de distinta frecuencia. El resultado puede quedar en una banda de frecuencias reservada para otra señal. Esos productos causados por un gran número de pares de canales, se combinan para producir un murmullo de baja amplitud, que se suma al ruido de fondo de otros canales; sin embargo, si una señal fuera de una sola frecuencia al modular una señal de voz, en otro canal podrá oírse claramente un tercer canal independiente; razón por la cual, las centrales telefónicas tratan de restringir la energía de cualquier señal de una sola frecuencia a un nivel bajo.

Esa frecuencia se debe a la transmisión de datos de esta manera :

Una clave repetida de una señal de datos podría producir ese efecto, a menos que el modem lo tenga ya especificado para enviarlo como control de línea.

Si el mismo modem no está diseñado para evitarlo, podría transmitir una sola frecuencia cuando no transmite datos. A menudo se puede escuchar esto cuando se llama en disco a una computadora. Cuando se establece la conexión, el aparato en el otro extremo enviará un tono de una sola frecuencia para avisar que se ha establecido la conexión. En algunos modems, siempre habrá esa frecuencia cuando no haya datos. Esas técnicas pueden causar una grave diafonía de intermodulación, a menos que se restrinja la energía de la señal, en cuyo caso se reducirá efectivamente la capacidad del canal.

El problema puede resolverse con un modem que cuando no hay datos, éste no debe transmitir un tono de frecuencia fija, a menos que sea de muy baja amplitud; además, habrá que poner los datos en forma aleatoria, a fin de que los patrones repetidos de datos no se conviertan en una señal en la que domine una sola frecuencia. Actualmente existen estos tipos de modems, que no imponen ninguna restricción al usuario. Cuando se usen, puede permitirse que envíen señales de alta energía por la línea, por que no causan diafonía indeseable de intermodulación.

Eco. En las líneas de transmisión, los ecos son semejantes a la diafonía en sus efectos en la transmisión de datos. Cuando hay un cambio de impedancia de la línea de transmisión, una señal se

reflejará, de tal modo, que regresará por la línea con amplitud reducida y formará un eco. La proporción de energía de señal a eco ocasionalmente puede ser menor de 15 decibeles, aunque rara vez baja a 10 decibeles, sin embargo, pueda ser mayor que el ruido blanco o la difonía.

Estos son los más importantes, ya que entre otros están: cambios repentinos de nivel, paralizaciones de la línea, etc..

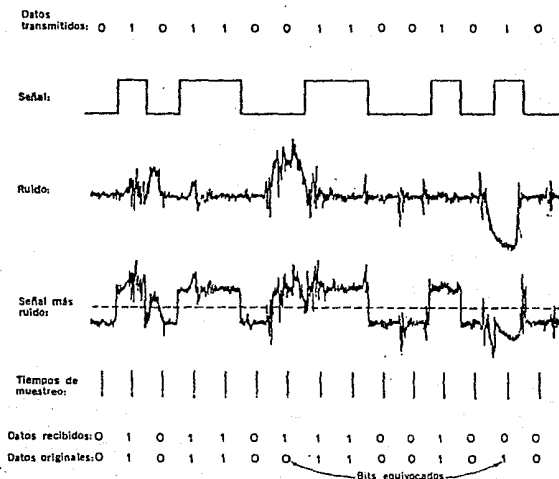


FIG. 3.10 TRANSMISION CON RUIDO EXCESIVO.

La distorsión sistemática. Es la que ocurre siempre que transmitimos una señal por un canal determinado. Si conocemos el canal es posible predecir, lo que ocurrirá para compensarlo adecuadamente a fin de determinar sus efectos.

En general a medida que aumenta la velocidad a la que transmitimos los datos, aumenta la necesidad de uniformidad en las características de la transmisión. Cuando se marca un número con el teléfono no puede asegurarse que ruta tomara la llamada y es posible, que haya ciertas conexiones en donde la red tenga mayor distorsión, tales como :

Atenuación. La línea sufre inevitablemente una pérdida de potencia al propagarse una señal, evaluada mediante una relación logarítmica medida en decibeles.

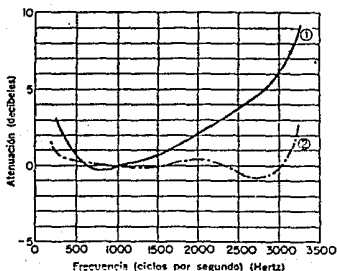
$$N \text{ (dB)} = 10 \text{ LOG } \frac{\text{POTENCIA TRANSMITIDA}}{10 \text{ POTENCIA RECIBIDA}}$$

La atenuación se mide a una frecuencia, llamada de referencia y que normalmente se toma de 800 Hz. En líneas constituidas, sólo por conductores físicos su atenuación es la misma en ambos sentidos; sólo cuando intervengan elementos amplificadores se debe ajustar la señal, para que corresponda con la de origen.

Distorsión de amplitud. Toda señal compleja es una superposición de una serie, en teoría infinita de frecuencias puras. Por constitución interna de las líneas telefónicas presentan una atenuación distinta a cada frecuencia; por lo que, a consecuencia la señal reproducida en recepción no corresponde a la original al haberse alterado valores de sus componentes de frecuencia puras.

Para compensar esa variación de amplitud y para disminuir la atenuación es necesario aproximarse a una línea ideal.

En la práctica se tiene que $R < C < L < G$, lo que implica que, para llegar a la condición de una línea sin distorsión es necesario disminuir R o C , o bien, aumentar G o L . En cables de buena calidad, G es muy pequeña y aumentar su valor resulta contraproducente por el efecto directo, que tiene sobre la atenuación del cable. R y C no pueden reducirse lo suficiente debido a las limitaciones económicas y de espacio; sin embargo es posible aumentar la inductancia L para acercarnos a la condición deseada. Esta adición de inductancia se hace artificialmente y se le da el nombre de pupinización.



- ① Es una curva típica de atenuación con frecuencia para una línea telefónica arrendada (con igualador). Con los modems actuales, esa línea se usaría típicamente para transmisiones a razón de 600 a 1,200 bits por segundo.
- ② Es para la misma línea con igualadores. Esa línea podría usarse para transmisiones a velocidades hasta de 4,800 bits por segundo. Ver también la figura 12.5.

FIG. 3.11 VARIACION DE LA ATENUACION VS FRECUENCIA en L.T..

De la figura anterior se muestra la curva de frecuencia y atenuación de una línea telefónica típica. Observe la atenuación con respecto a 1 KHz, es muy común como en este caso que el nivel de atenuación no varíe más de 10 decibelios entre 400 Hz y 3 KHz. Probablemente esa línea sería satisfactoria para 300 a 1200 bps; sin embargo, si se quisiera transmitir datos por la línea a velocidades mayores, 2400 ó 4800 bps, tal vez se necesitará una respuesta plana adicional de la curva de atenuación y frecuencia; para ello podría usarse un igualador en cada extremo de la línea. El igualador daría una atenuación general ligeramente mayor, pero con una respuesta plana.

Distorsión de frecuencia y fase. Por la misma razón de que las líneas de transmisión presentan una atenuación dependiente de la frecuencia, tienen un tiempo de propagación variable con la frecuencia; es decir, las distintas armónicas de una señal se propagan a velocidades distintas, que en consecuencia se tiene distorsión en la señal recibida, denominada distorsión de frecuencia y fase.

Se tiene como referencia la frecuencia que presenta propagación a mayor velocidad y cuyo valor depende del tipo de línea. Esto no importa en telefonía y no se toma en cuenta. En la transmisión de datos es un factor importante y mucho más en altas velocidades.

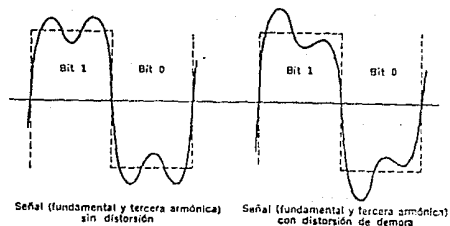
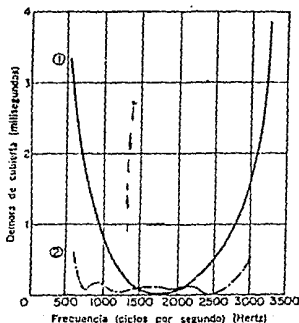


FIG. 3.12 DISTORSION DE FRECUENCIA Y FASE.

La figura anterior muestra el efecto de la distorsión de frecuencia y fase en la transmisión de un pulso, como un pulso cuadrado está compuesto por muchas frecuencias; por lo tanto, las orillas comienzan a deformarse a medida que la onda se mueve a lo largo de la línea; sin embargo, el principal efecto de la distorsión de retardo de grupo ocurre en las formas más complicadas de modulación. Esta distorsión debe mantenerse abajo de cierto nivel, para que los tipos más rápidos y eficientes de modems puedan trabajar correctamente.



- ① Es una curva típica de demora de cubierta en una línea telefónica arrondada (sin igualación). Con los modems actuales, esta línea se usaría típicamente para transmisiones de 600 a 1,200 bits por segundo.
- ② Es para la misma línea con igualación de fases. Esta línea podría usarse para transmisiones a velocidades hasta de 4,800 bits por segundo. Ver también la figura 12.5.

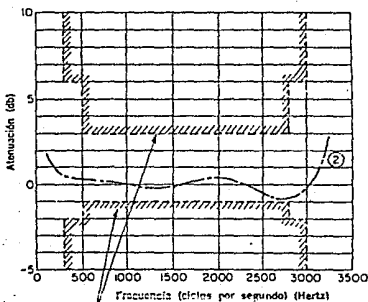
FIG. 3.13 DISTORSION DE FRECUENCIA Y FASE EN LINEA TELEFONICA

En esta figura la distorsión se representa con la curva sólida; en donde tienen que ver varias frecuencias en msec con respecto a la de 1.8 KHz, que es la primera en llegar en este caso. Esta figura es de una línea telefónica arrondada (sin compensación), del mismo modo que se usan igualadores para compensar la distorsión de amplitud, puede añadirse una forma de igualador a la línea para compensar tal distorsión. De este modo se aminora la velocidad de la señal de 1.8 KHz para llegar a las frecuencias exteriores. la curva punteada es representativa de tal compensación.

Perfiles normales para distorsión de líneas.

El CCITT recomienda que ciertos tipos de líneas deberán tener características de distorsión de frecuencia y fase, y de amplitud para quedar dentro de ciertos perfiles dados. En la mayoría de los países aceptan estas recomendaciones para su infraestructura de comunicaciones y tratan de diseñar sus líneas de acuerdo con esas especificaciones.

Las figuras 3.14 y 3.15 dan los perfiles de la Comisión Federal de Comunicaciones con respecto a la máxima distorsión tolerable en líneas con acondicionamiento de tipo C2 en los EEUU. Observe que las curvas 3.11 y 3.13 con compensación se redibujan en respectivas figuras. Se observa que ambas quedan dentro de los límites fijados. Las curvas no igualadas de las figuras 3.11 y 3.13, atravesarían los perfiles de la FCC; por lo tanto, no cumplen por completo los requerimientos de acondicionamiento.



FCC límite de líneas con acondicionamiento tipo C2 (líneas del plan 4B). La curva (2) de la figura 3.11 se dibuja arriba. Se verá que se ajusta a la norma de la FCC, mientras que la línea sin igualación de la figura 3.11 no la satisface.

FIG. 3.14 LÍMITES NORMALIZADOS DE VARIACION DE ATENUACION EN UNA LINEA DE ALTA CALIDAD.

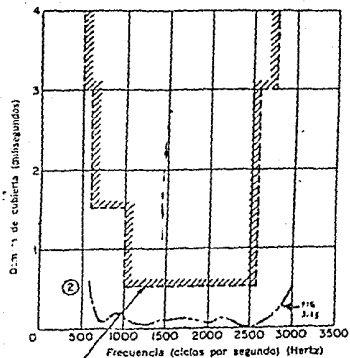


FIG. 3.15 LÍMITES NORMALIZADOS DE DISTORSIÓN DE RETARDO DE GRUPO EN UNA LÍNEA DE ALTA CALIDAD.

Por parte del ECITT, están definidas de tal manera que se consiga el mismo objetivo como :

Las líneas de calidad normal (M-1040) son del tipo de línea estándar para transmisión de datos. Las especificaciones y exigencias de estas líneas, incluidas en la recomendación son :

transmitir datos a velocidades de hasta 1200 bps. utilizando conversores de señales, con probabilidades de error menores de 5×10^{-5} .

La línea cumple sus especificaciones, empleando única y exclusivamente medios de transmisión ordinarios de los usados en las comunicaciones telefónicas. Sin necesidad de incorporar ningún elemento adicional, siendo preciso únicamente, en algunos casos, seleccionar aquellos pares de cables o canales de sistemas múltiples de mejores características.

Las líneas de calidad normal se constituyen a dos o a cuatro hilos, según el modo de utilización.

Las líneas de calidad especial (M-1020) son necesarias para velocidades de los 2400 bps. Básicamente es igual que una línea de calidad normal, ya que los medios de transmisión son los mismos en ambos casos. No obstante, las especificaciones de una línea de calidad especial contenidas en la recomendación M-1020, son más rigurosas y para obtenerlas en la mayoría de los casos, es preciso instalar en la línea elementos correctores de distorsiones (igualadores); así como seleccionar con mucho cuidado los medios de transmisión a emplear.

Estas circunstancias obligan a que estas líneas deban pasar siempre por determinadas centrales. Donde se ubican las posiciones de control y prueba, en las cuales se instalan aquellos elementos correctores conocidos como amplificadores de nivel, igualadores de amplitud, igualadores de retardo, etc..

Actualmente existen varios tipos de modems, que incorporan los citados igualadores siendo entonces en la propia estación terminal donde se efectúa la igualación pertinente posible.

Dada la alta velocidad y el modo de empleo a que se destinan estas líneas, se instalan siempre a cuatro hilos; por lo que trae como consecuencia, que las igualaciones y ajustes son totalmente independientes para cada sentido de transmisión.

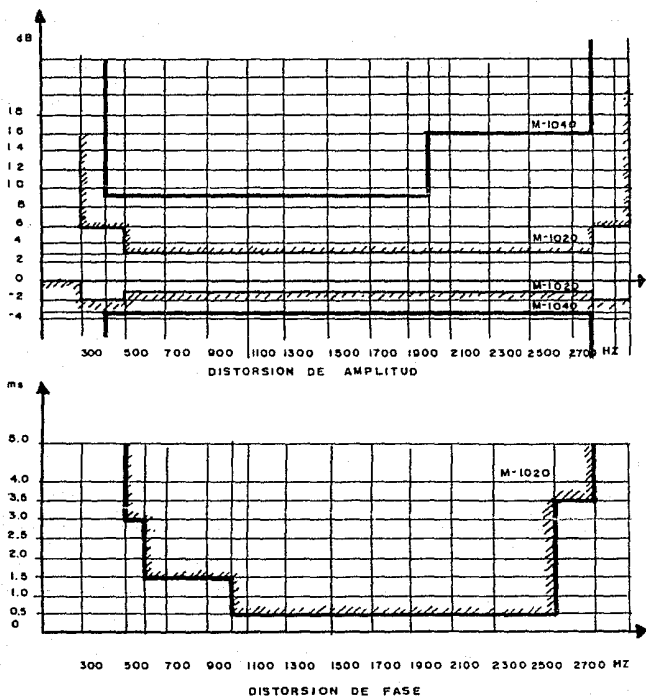


FIG. 3.16 LIMITES DE DISTORSION DE LINEA DE CALIDAD NORMAL (M-1040) Y DE CALIDAD ESPECIAL (M-1020)

Como vemos las líneas de transmisión de datos cuentan ya con una infraestructura determinada, basada en un conjunto de normas, que determinan el modo de empleo y el equipo adecuado. En nuestro país la estructura de comunicaciones está en proceso de modernización, de líneas telefónicas: públicas y privadas; por lo que hace difícil encontrar información de las líneas empleadas; así como de la información más actualizada con respecto a las normas CCITT y SYSTEM BELL. Posiblemente el lector se preguntará que esta sección podría ser más profunda, pero en verdad considero, que es lo suficientemente adecuado. Ya que esta tesis se enfoca para transmitir datos por la línea pública conmutada, razón, por la cual, el lector deberá de referirse a la bibliografía para profundizar más en el tema.

Por último queda que en la sección siguiente hago una comparación entre los dos tipos de línea telefónica, de tal manera, que se pueda tener una idea de las ventajas y desventajas que ambas presentan.

3.5 TIPOS DE MEDIOS DE TRANSMISION.

Al momento de entablar una conversación telefónica lo hacemos mediante conmutadores públicos. Esa línea, que se llama pública o "conmutada", podría usarse también para la transmisión de datos. Alternativamente se cuenta con una línea "privada" o "arrendada", que se conecta en forma permanente o semipermanente entre los equipos de comunicación.

La línea privada puede conectarse por conducto de la oficina conmutadora local, en México sería TELMEX; pero no se conectaría al equipo de conmutación, ni a los mecanismos de señales de TELMEX; razón por la cual, es posible obtener una mayor proporción de transmisión de datos con una línea privada; otra razón es que las líneas privadas pueden equilibrarse cuidadosamente para dar la alta calidad, que permita la transmisión de datos a mayores velocidades.

Las líneas privadas tienen ciertas ventajas para la transmisión de datos, que no tienen las líneas conmutadas:

Si el empleo de una línea privada es muy frecuente, resultará más costeable, que el empleo de una línea conmutada.

Las líneas privadas pueden recibir un tratamiento o acondicionamiento especial para compensar la distorsión, con el objeto de obtener una proporción de transmisión más elevada.

Una línea conmutada no es posible compensarla del mismo modo, por que se desconoce la ruta que tome la línea.

Las líneas conmutadas transmiten señales dentro de la banda, que se usaría para datos y los equipos de transmisión de datos deben de diseñarse de manera, que al enviar los datos no interfieran con las señales de la portadora en común.

Esto hace, que en algunos equipos su capacidad disponible para la transmisión de datos sea un poco menor, que la que se obtiene con una línea privada.

Existe una proporción común con una línea conmutada que es de 2 400 bps mientras, que una velocidad de 9 600 bps es muy común en una línea arrendada, acondicionada especialmente; sin embargo debido al avance tecnológico en modems se tienen ya de 19 200 bps.

En la actualidad se esta trabajando en modems, que operen arriba de esta velocidad mientras, que para líneas conmutadas se trabaja para 4 800 bps.

Las líneas arrendadas pueden sufrir menos perturbaciones de ruido y de distorsión, que las conmutadas; pues el equipo de conmutación causa mucho ruido de impulso, que producen errores en datos. Este es un factor que contribuyen a que haya una menor proporción de errores para una velocidad de transmisión en las líneas privadas.



4.1 EL MODEM

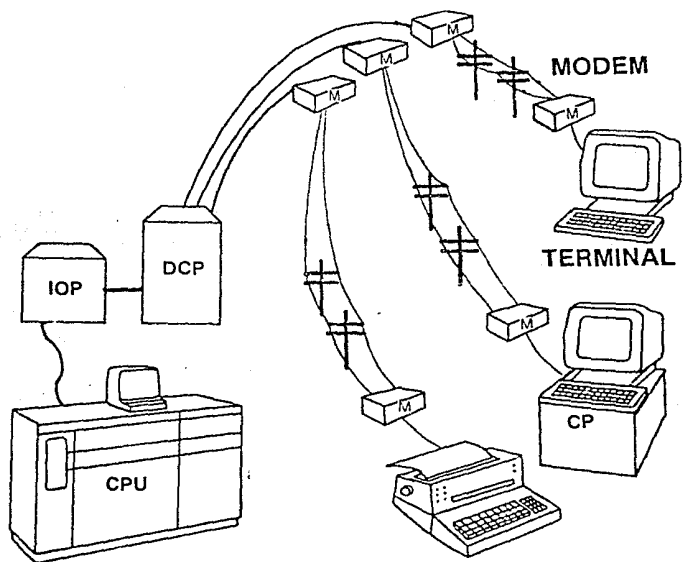


FIG. 4.1 EL MODEM EN LAS CAMUNICACIONES.

Remitiéndonos nuevamente al esquema general de un sistema de transmisión de datos vemos, que en la línea de comunicación se unen en ambos extremos dos equipos terminal de línea conocidos como modem ó data set.

En terminos generales este equipo realiza las siguientes funciones basicas :

Dialoga con el equipo terminal de datos (computadora) en el establecimiento, mantenimiento y terminación de una transmisión de datos.

Transformación del mensaje de datos, que recibe de la computadora en una señal compatible con la línea de transmisión.

Reconversión de las señales recibidas de la línea de transmisión en un mensaje de datos compatible con la computadora.

La inserción del -modem- se hace por interfaces, que están perfectamente definidas por normas internacionales (CCITT & BELL), complementadas a veces con otras de carácter local :

Interface ETD/ETL. donde se realiza la función de dialogo ya señalada, en base al intercambio de una serie de señales.

Interface ETL/LINEA. Con unas características que vienen impuestas por las propias líneas de transmisión, que anteriormente ya señalé.

Aunque actualmente ya se están utilizando redes digitales se emplea la red telefónica conmutada o privada en México para la transmisión de datos de un punto a otro, por lo tanto, el -modem- sigue siendo uno de los equipos básicos de transmisión.

Tomando en cuenta, que existe escasa información en nuestro país acerca de las condiciones técnicas, bajo las cuales, se efectúa la transmisión de datos, pretendo con esta tesis ilustrar, en su generalidad, este dispositivo y despejar algunas incógnitas al respecto.

4.2 PARTES BASICAS DE UN MODEM

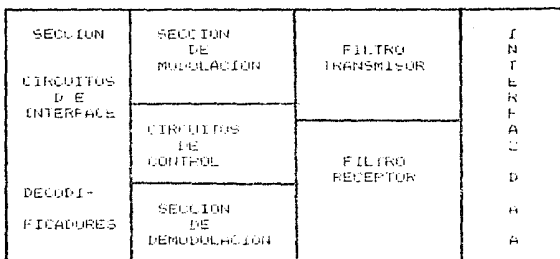


FIG. 4.2 PARTES BASICAS DEL MODEM.

La función de transformación de señales en la transmisión de datos por modem se realiza mediante dos procesos básicos de los que según el caso concreto, que se trate, puede utilizarse uno u otro o ambos :

En la etapa de transmisión el -modem- recibe como señal de entrada información digital, que procede de la computadora y ésta es sometida a :

Codificación : El tren de datos de la computadora, cuya sucesión de símbolos dependerá de la información a transmitir y de su codificación, se transforma en otro atendiendo a criterios de transmisión propiamente dicha (componente de corriente continua, distribución espectral de potencia, interferencia entre símbolos, ruido, etc.).

En transmisiones sincronicas a velocidades altas (a partir de 4 800 BPS), este proceso recibe el nombre de "aleatorización" y

precede a la modulación. En transmisiones asincrónicas a baja velocidad, no se emplea. Este es el único proceso que se lleva a cabo en el -modem- en los circuitos diseñados para transmisión en banda base.

Modulación : Proceso por el cual el tren de datos, que entra genera una señal analógica compatible con la línea de transmisión; a base de modificar en función de la señal de entrada alguno de los parámetros que definen una onda senoidal pura (portadora) de la forma $A \cos(2\pi f t - \theta)$, lo que da lugar a tres sistemas básicos de modulación :

a) De amplitud o ASK (amplitud-shift-keying).

A cada valor de la señal de entrada, se hace corresponder otro de la amplitud "A" de la portadora.

b) De frecuencia o FSK (frequency-shift-keying).

Consiste en variar la frecuencia de la portadora (f) en función de la señal de entrada.

c) De fase o PSK (phase-shift-keying).

Provocan saltos bruscos y predeterminados en la fase θ de la portadora, de acuerdo con la señal de entrada.

Estos tipos de modulación, descritos en forma muy elemental, tienen en la práctica matices más complejos. sobre todo, cuando se utilizan varios niveles o se producen modulaciones de tipo mixto. En la sección precedente se tratará esto con más detalle.

El filtro transmisor : Este dispositivo realiza la función de limitar en banda el canal transmisor y filtrar todo tipo de componentes de alta frecuencia, que acompañe a la señal con

objeto de evitar, lo que se conoce como efecto de transmisión local.

El circuito de acceso de datos (DAA) : Este es un dispositivo que me permite acoplar todo el modem a la línea y pueda transmitir, así como recibir la información adecuadamente, cumpliendo con los requisitos de línea.

En la etapa de recepción, la reconversión de las señales procedentes de la línea se realiza en el -modem- mismo, mediante uno o varios de los siguientes procesos :

Filtro receptor : Este nos ayuda a filtrar la señal de recepción de todo tipo, ajena a esta; además ajusta su ancho de banda al canal de recepción. Una vez filtrada se procede a amplificarla para ajustarla a los niveles de recepción estandarizados en transmisión de datos por línea telefónica.

Demodulación : Es el proceso inverso a la modulación, y como tal, consiste en reconstruir la señal recibida de la línea, el tren de datos que la originó. El problema consiste en que el -modem- debe decidir en que instante se produce la transición de un estado a otro en base a una señal (la recibida), que no es exactamente igual a la del otro -modem- distante; pues ha sufrido los efectos nocivos de la transmisión (distorsiones).

El error que se produzca en esta decisión respecto al instante real, determinará el grado de distorsión de la señal de datos reconstruida e influirá en la probabilidad de error para el reconocimiento final de la misma.

Recepción en banda base : En este proceso, la señal de datos distorsionada, que procede del demodulador se transforma en una sucesión de símbolos con los instantes significativos estimados,

pero bien definidos.

Decodificación : Finalmente se ha de producir una operación inversa a la codificación, que se realizó en el transmisor, para obtener el tren de datos original.

4.3 TIPOS DE MODEMS

El término modem y data-set son frecuentemente referidos como a aquellos dispositivos, que llevan acabo la conversión de señales entre equipos terminal de datos y canales de comunicación; es decir, fue originalmente derivado de la contracción de las palabras modulador-demodulador. El término ahora es aplicable prácticamente a todo dispositivo empleado para preparar una comunicación a distancia y es frecuentemente clasificado por el tipo de canal empleado :

Los -modems- son capaces de manejar velocidades muy extremas desde 50 BPS para -líneas de grado de subvoz- hasta 1 GBPS para algunos sistemas de comunicación por satélite.

En seguida hago una breve clasificación para servir como introducción a las variadas clasificaciones, que se tienen acerca de este dispositivo, recalcando que no es la única en su tipo e inclusive sea ya obsoleta, por el avance tan rápido de la tecnología.

Modem de Grado de Voz (línea telefónica).

Estos operan en la red pública, casi el 92 % de la mayoría de los -modems- son de este tipo. Su ancho de banda abarca desde 300 Hz a los 3 100 Hz. Considerando su velocidad pueden trabajar a

velocidades de hasta 9 600 BPS.

A su vez se divide en tres subgrupos :

De baja velocidad, que operan hasta 600 BPS y reciben el nombre de sub-grado de voz.

De media velocidad, que operan en la banda de grado de voz a velocidades de 1 200 a 9 600 BPS.

De banda ancha, que operan a velocidades superiores de 9 600 BPS.

Modem de Banda Ancha.

soportan velocidades de datos síncronos arriba de 230 400 BPS sobre canales de comunicaciones con ancho de banda más grande, que aquellos requeridos por las líneas de voz. Es una línea especial denominada "grupo canal", que tiene un grupo de modems.

Un grupo canal consiste de 12 canales de voz y puede soportar velocidades de datos de hasta 50 KBPS. Un agrupamiento mayor referido como un supergrupo que consiste de 5 grupos canal (60 canales de voz) que soportan 230.4 KBPS. Se tienen velocidades de datos muy elevados aproximadamente de 1GBPS; pero no están disponibles para el usuario.

Modem de Distancia Limitada (Short Haul Modem).

Se les conoce mejor como : line drivers, base board modems.

Estos operan a menos de 16 Km. para línea privada para enlaces locales; solo operan a altas velocidades : 9 600 ó 19.2 KBPS a un costo relativamente bajo, su medio de transmisión son los cables de par trenzado. La técnica que algunos emplean son la modulación por pulso codificado (PCM) o la señalización de banda base; es decir, los datos no son modulados si no que se

transmiten, así como están (este caso es digital). Frecuentemente son considerados como dispositivos digitales, aun cuando operen en líneas de transmisión de señales analógicas. La naturaleza digital de estos requieren, que los canales de comunicación empleados sean líneas "no cargadas" y no empleen ningún multiplexor de división de frecuencia. Algunos requieren nivel de dc del canal de comunicaciones; por lo que la mayoría de estas líneas emplean algún tipo de multiplexaje. Este puede ser instalado por el usuario o por la compañía de teléfonos como una línea privada "no cargada".

Aunque las velocidades más comunes sean 9 600 ó 19.2 KBPS, se pueden lograr velocidades de 56 000 BPS a distancias menores de 16 Km .

Existen más como: eliminadores de modems, convertidores de interface, acopladores acústicos; etc, que no tienen caso describirlos.

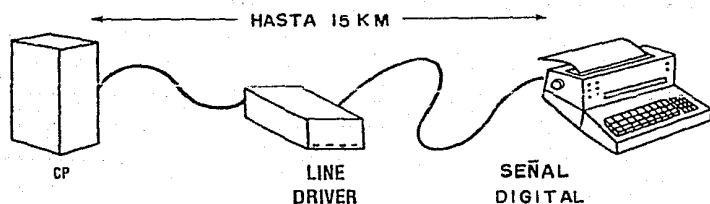


FIG. 4.3 TRANSMISION DE DATOS SIN MODEM.

4.4 TÉCNICAS DE MODULACIÓN

Modulación en frecuencia (FSK).

Cuando se perfeccionó la modulación de frecuencia se usó para reemplazar la modulación de amplitud, que necesitaba una mejor actuación en presencia de ruidos de impulso y de cambios de voltaje. La señal se transmite a una amplitud constante, por lo tanto, es resistente a los cambios de amplitud; sin embargo, se necesita mayor anchura de banda. Aunque las técnicas de modulación de amplitud se siguen usando con la combinación de modulación en fase (PSK) para un mejor aprovechamiento en la comunicación con -modems-.

La modulación en frecuencia binaria es la forma común, en donde la simplicidad y la economía son más importantes que la eficiencia en ancho de banda. Típicamente el desvío de frecuencia es de la mitad a tres cuartos de la velocidad máxima de bit y el ancho de banda, es casi igual a dos veces a la velocidad del bit.

Este permite la recuperación de la onda banda base sin una perturbación excesiva de las transiciones y el sistema puede ser operado asincrónicamente. Con el uso de códigos del tipo "start-stop", por debajo de la capacidad máxima, hasta 1800 BPS han sido factibles en líneas privadas acondicionadas.

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

$$f_c(t) = A \cos \omega t \quad \dots\dots\dots(a)$$

$$f_c(t) = A \cos 2\pi t, \quad - T/2 - t - 1/2 \dots\dots\dots(b)$$

Un "1" corresponde a la frecuencia f_1 (ω_1)

Un "0" corresponde a la frecuencia f_2 (ω_2)

(generalmente, f_1 y $f_2 > 1/T$. En algunos sistemas, particularmente sobre líneas telefónicas f_1 y $f_2 = 1/T$).

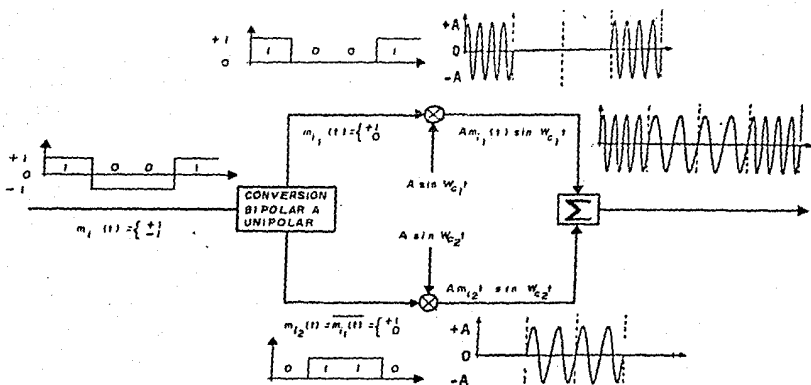


FIG. 4.4 MODULACION - FSK

Modulación en Fase (PSK).

Así como la modulación de frecuencia reemplazó en gran parte a la modulación de amplitud para la transmisión de datos, debido a su mayor inmunidad al ruido, ahora la modulación de fase reemplazó ambas.

La modulación en fase se efectúa mediante desvíos en

fase de la onda portadora : Hacia adelante y hacia atrás.

En una modulación de dos fases, son desviadas 180 grados una de la otra o también 90 grados: pues lo que contiene la información digital, es la desviación de fase sin importar el punto en que ocurra.

$$f_c(t) = \text{sen } \omega_c t \quad -1/2 < t < T/2 \quad \dots\dots\dots(c)$$

Se ha supuesto una forma rectangular para los puzos. Aquí, un "1" de un flujo binario de banda base corresponde a una fase positiva y un "0" a una fase negativa. La señal de PSK corresponde entonces esencialmente a una señal polar NRZ trasladada a frecuencia. Las transiciones discontinuas de fase al comienzo y al final de cada intervalo de bit, cada vez que tiene lugar una transición entre "1" y "0" ó entre "0" y "1", se suavizan realmente durante la transmisión gracias a la forma que se ha usado :

$$m_i(t) = +/- 1 \quad \dots\dots\dots(d)$$

$$\begin{aligned} \text{Acos}(\omega_c t - m_i(t) \pi/2) &= \text{Acos } \omega_c t * \cos(m_i(t) \pi/2) + \\ &\quad \text{Asen } \omega_c t * \text{sen}(m_i(t) \pi/2) \\ &= A m_i(t) \text{sen } \omega_c t \quad \dots\dots\dots(e) \end{aligned}$$

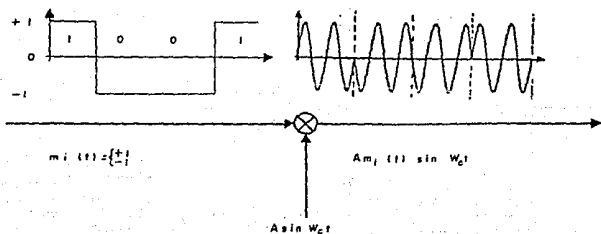


FIG. 4.5 MODULACION-PSK

En el receptor debe realizarse el proceso inverso o -demodulación- de señal para la recuperación de la señal binaria original. A este proceso se le denomina -detección- y presenta dos métodos: detección coherente o sincrónica y detección no coherente.

Detección Coherente FSK y PSK.

Este consiste en la multiplicación de la señal, que llega por la portadora receptora y a continuación la señal resultante se hace pasar por un filtro para obtener la información.

Para FSK se requieren dos ondas senoidales, una para cada frecuencia transmitida. Este procedimiento es justamente el inverso del proceso de modulación que se efectúa en el transmisor.

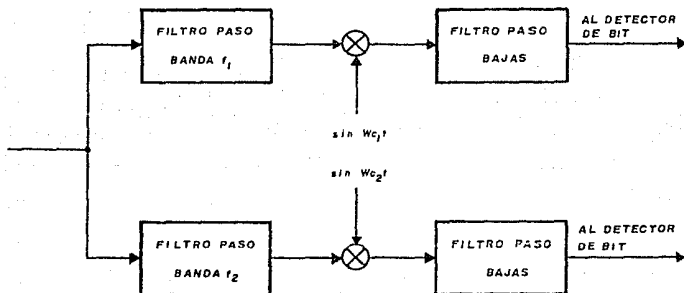


FIG. 4.6 DETECCION COHERENTE-FSK

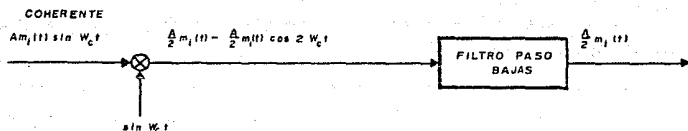


FIG. 4.7 DETECCION - PSK

Para demostrar el método sincrónico supongamos que la señal modulada recibida, para recobrar la señal digital original, es de la forma $f_c(t) = f(t) \sin \omega_c t$ (si $f(t) = \pm 1$ para PSK).

Si se multiplica esta señal por la portadora local $K \sin \omega_c t$ (K es una constante), se obtiene:

$$(K/2) f(t) (1 - \cos 2\omega_c t) \dots \dots \dots (f)$$

Pero el término $f(t) \cos 2\omega_c t$ representa la función $f(t)$ trasladada hasta la frecuencia $2\omega_c$, segunda armónica de la frecuencia portadora $f_c(t)$. Esta es rechazada por el filtro paso bajas y la salida es: $(K/2) f(t)$, justamente la señal de banda base; 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 coswt esta exactamente a la misma frecuencia de la portadora de recepci3n; es decir que se encuentran en fase. Esto es muy diflcil de obtener, particularmente, si la transmisi3n se realiza a grandes distancias: pues el reloj del receptor, que proporciona la sincronizaci3n debe encadenarse al reloj del transmisor en una fracci3n del ciclo de la portadora.

Existen varios m3todos disponibles para obtener la sincronia de la transmisi3n :

Puede transmitirse una portadora piloto superpuesta a los datos digitales, la cual, puede extraerse en el receptor y utilizarse para sincronizar el oscilador local. Esto es similar si se usa pulsos de marca o temporizaci3n, que se transmiten con los datos digitales de banda base para mantener los intervalos entre palabras, bits y la sincronia de la estructura.

Se puede enviar un tono separado de una banda muy estrecha fuera de la banda de datos. Relacionada arm3nicamente con la frecuencia de la portadora de tal modo, que pueda contener informaci3n sobre la fase de la banda de datos.

Detección No Coherente FSK.

La señal con modulación de frecuencia se transmite a una amplitud constante. Ocasionalmente, el ruido que encuentre cambiará su frecuencia, pero con más frecuencia tendrá efectos demodulación de amplitud sin provocar problemas de importancia.

Para esto sólo se usa una banda angosta de la amplitud, centrada alrededor de una amplitud cero. Sería ideal que sólo se usara el instante en que la onda recibida cruce el punto cero, en el proceso de detección. Un dispositivo llamado "limitador", convierte esos cruces de cero en una onda cuadrada, que evitará cualquier distorsión de amplitud.

La salida del limitador se dirige a la etapa demoduladora para producir el patrón original de bits. Puede usarse un circuito sensible a la frecuencia para producir una variación de amplitud proporcional a la frecuencia instantánea. Alternativamente, pueden generarse pulsos que correspondan a cada cruce de cero y pueden pasarse por un filtro paso bajas para producir una onda con una variación de amplitud equivalente al patrón de bits transmitido.

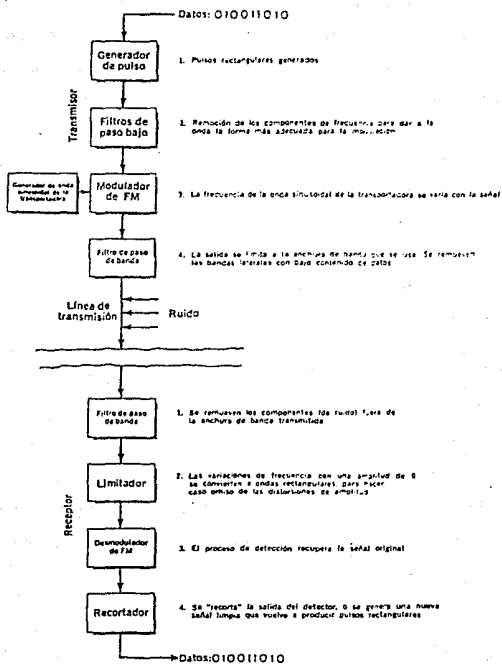


FIG. 4.9 DETECCIÓN NO COHERENTE F S K.

Detección Coherente Diferencial PSK.

Este tipo de detección evita el uso de una señal de referencia, al comparar la señal en cada intervalo de tiempo con la del intervalo anterior; es decir, se hace comparación directa entre las fases de símbolos adyacentes. Una forma de hacer esto, es retrasando la señal en un intervalo de símbolo y usar esto como referencia para medir la fase del símbolo inmediato. Este está sometido a distorsiones por ruido, obteniendo una pérdida en la relación de señal a ruido.

Un "1" lógico puede ser representado como un cambio de +90 grados de la fase de la señal y un "0" lógico como un cambio de -90 grados.

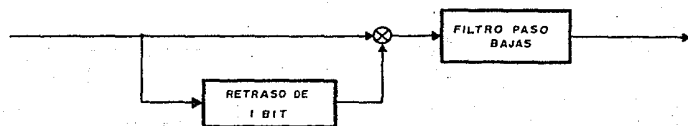


FIG. 4.9 DETECCION COHERENTE DIFERENCIAL

Modulación de Cuatro Fases (QPSK)

Otro tipo de modulación de fase es la que genera cuatro fases. La transmisión de este tipo se denomina a menudo "transmisión en cuadratura" o también modulación PSK "Cuaternaria"

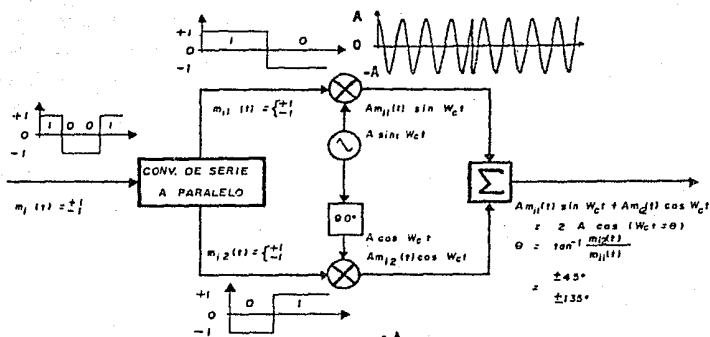


FIG. 4.10A MODULACION-QPSK

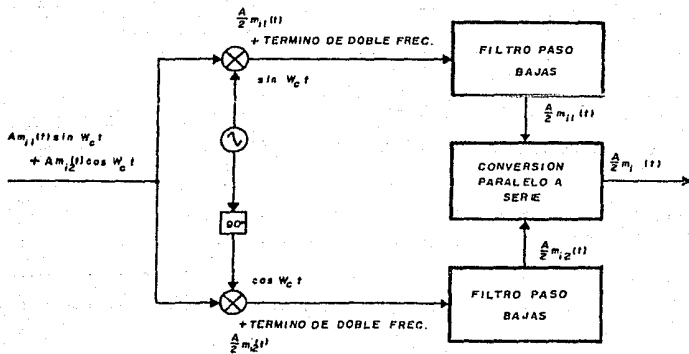


FIG. 4.10B DETECCION COHERENTE-QPSK

(QPSK): ya que consiste en modular dos portadoras en cuadratura de fase (entre $\cos\omega_c t$ y $\sin\omega_c t$), que se transmiten simultáneamente por el mismo canal. Los datos se dividen en pares de bits (dibits), donde el primer bit modula la portadora senoidal y el segundo bit se emplea para modular la portadora en cuadratura de fase. Observe la figura 4.10 con su tabla de fases.

Modulación de Ocho Fases (OCT-PSK).

Otra extensión de PSK es la modulación de ocho fases, conocida mejor como **8-PSK**, en este caso los datos se agrupan en tribits (tres bits) para formar un símbolo de información. Estos provocan las ocho fases, producto de la combinación de modulación en amplitud y modulación en fase. En figura 4.11 se ilustra un modulador de ocho fases en donde se agrupan por tribits; por lo tanto los dos primeros se usan para generar cuatro niveles (un convertidor de dos a cuatro niveles de señal polar de banda base) y el tercer bit determina el nivel máximo o mínimo en cada convertidor, entonces, a partir de estos niveles se modula en amplitud las dos portadoras en cuadratura.

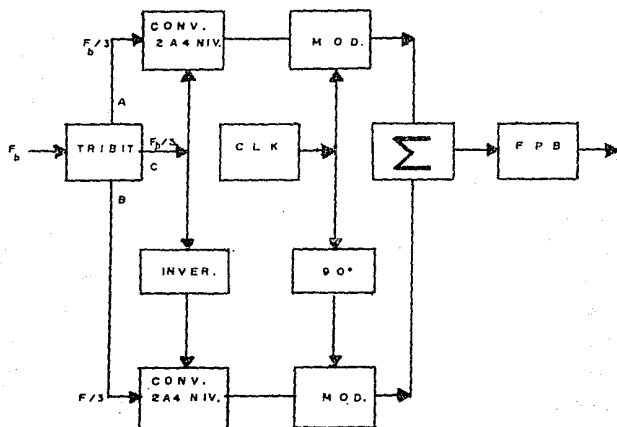


FIG. 4.11 MODULADOR PSK DE OCHO FASES.

Modulación en Amplitud de Cuadratura (QAM).

Es la combinación de modulación en fase y en amplitud. Esta depende de las características de la señal que se modula y de la velocidad. Si dos señales similares de cuatro niveles de cuadratura en AM se combinan, forman 16 estados de símbolo, los cuales son un total de 12 valores de fase y 4 valores de amplitud. De la misma forma, cualquier combinación de fase y amplitud, puede ser resuelta en un par equivalente de componentes de cuadratura en AM.

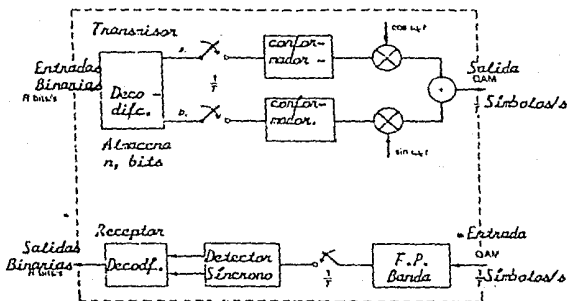


FIG. 4.12 DIAGRAMA SIMPLIFICADO DE UN MODEM QAM.

Es muy útil representar las señales de QPSK, OQPSK y QAM en un diagrama dimensional, para situar los puntos correspondientes (a_i, b_i) .

El eje vertical donde se localiza b_i , se llama el eje en cuadratura y el eje horizontal correspondiente a la ubicación de a_i se llama el eje en fase. En conjunto se le hace llamar constelación de la señal, que es de mucha importancia para un análisis exhaustivo de -modems- que empleen estas técnicas.

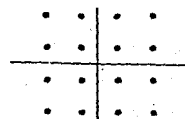
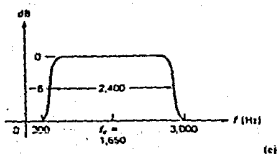
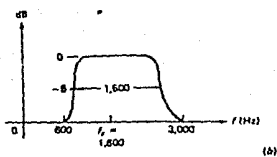
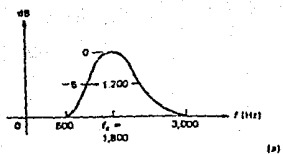


FIG. 4.13 ESPECTROS Y CONSTELACIONES DE MODEMS DE ALTA VELOCIDAD.

4.5 NORMALIZACION DE MODEMS

Desde un punto de vista puramente técnico o cara a la solución de un problema concreto, existe una infinidad de soluciones a la hora de diseñar un modem; sin embargo, a fin de facilitar la instalación de circuitos internacionales y evitar la proliferación innecesaria y antieconómica de soluciones particulares; el CCITT ha normalizado una serie de modems que cubren prácticamente la totalidad de las necesidades presentadas hasta hoy.

Esta normalización define y fija para cada tipo de modem una serie de características de tal forma, que puedan conectarse entre sí modems de diferentes constructores, que han resuelto el problema por diferencia de tecnologías.

Cabe aclarar que esta información se basa en el libro rojo del CCITT tomo VIII Fascículo VIII.1, titulado "comunicación de datos por la red telefónica" para recomendaciones de la serie V de la VIII Asamblea Plenaria celebrada en Málaga - Torremolinos, del 8 al 19 de octubre de 1984.

A continuación presento una tabla que muestra un conjunto de modems normalizados de acuerdo a la velocidad y tipo de línea, de acuerdo a las recomendaciones V.5 y V.6. El lector encontrará en el apéndice estas recomendaciones del libro rojo.

MODO DE TRANSMISION		ASINCRONA		ASINC./SINCR.		SINCRONA				
VELOCIDAD BITS/S		<200	<300	<600	<1.200	2.400	4.800	9.600	19.200	48.000 72.000
TIPO DE LINEA										
RED AUTOMATICA CONMUTADA (2H)			V-20	V-22 V-23						
			V-21		V-26 bit		V-27 bit			
LINEA P. a P. CALIDAD M-1040	2H		V-21	V-22 V-23			V-27 bit			
	4H			V-23			V-27 bit			
LIN. MULTIPUNTO CALIDAD (AH)	M-1040			V-23						
	M-1020						V-27 bit			
LINEA P. a P. CALIDAD M-1020 (4H)						V-26	V-27			
						V-27 bit		V-29		
GRUPO PRIMARIO										V-36
LINEA TELEGRAFICA		Adaptador impulsos telegráficos								
PARES METALICOS		MODEMS EN BANDA BASE (NO NORMALIZADOS)								

TABLA DE ETL (MODEMS) EMPLEADOS SEGUN VELOCIDAD Y TIPO DE LINEA

4.6 CARACTERISTICAS FUNDAMENTALES NORMALIZADAS

Ahora, me limitará a enumerar, de forma muy resumida las características de las siguientes recomendaciones, con el objeto de ver la importancia de estas normas en la comunicación de modems.

a) MODEM RECOMENDACION V.21.

Las principales características de estos modems son:

Velocidad de transmisión : 300 BPS.

Modo de transmisión: Asíncrona.

Modo de operación: Full duplex.

tipo de línea: Red conmutada (2 hilos).

técnica de modulación: FSK.

Interface lógica con la terminal: Según recomendaciones V.24 y V.28.

Las características más significativas de este tipo de modems es el hecho de permitir el empleo del modo de transmisión full duplex en línea a dos hilos.

Esto es posible porque, al trabajar a velocidades bajas, no se precisa toda la banda de frecuencias transmisibles por la línea, con lo que aquella se divide en dos partes, cada una de las cuales constituye un canal independiente cuyas portadoras son 1080 Hz (canal inferior) y 1750 (canal superior), sobre los que se produce desplazamientos de 100 Hz hacia abajo para el bit "1" y hacia arriba para el bit "0".

Mediante un circuito de la interface lógica (126) puede elegirse para transmitir el canal superior o el inferior, quedando el otro para recibir, lo que puede hacerse simultáneamente.

Por convención internacional, cuando se utilice red conmutada como línea de transmisión, el modem del extremo, que llama debe elegir para transmitir el canal inferior.

b) MODEM RECOMENDACION V.23.

Este tipo de modem es uno de los de uso cotidiano en la transmisión de datos, ya que cubre un amplio campo de posibilidades en cuanto a tipo de líneas, tipo de transmisión, velocidad, etc.

Sus principales características son:

Velocidad de transmisión: 600, 1200 BPS.

Modos de transmisión: Asíncrona o síncrona.

Líneas de transmisión: Red conmutada de 2 ó 4 hilos, calidad normal (punto a punto o multipunto).

Modos de operación: Half duplex a 2 hilos, full duplex a 4 hilos.

Técnica de modulación: F S K.

Canal de retorno: Opcionalmente puede estar dotado de un canal auxiliar de baja velocidad (75 bd) utilizable simultáneamente con el canal principal para enviar señales de control de retorno.

Interface lógica con la terminal: según recomendaciones V.24 y V.26.

Frecuencias típicas:

		600 BPS	1200 BPS	Retorno
Portadora	F ₀ (Hz)	1500	1700	420
Marca	F ₁ (Hz)	1300	1300	390
Espacio	F ₂ (Hz)	1700	2100	450

Nivel de recepción: -43 dBm.

Señal de sincronismo en transmisión: Sólo por modem.

C) MODEM RECOMENDACION V.26.

En la actualidad es muy empleado en nuestro país, viene definido por las características siguientes:

Velocidad de transmisión: 2400 BPS

Modo de transmisión: Síncrona

Líneas de transmisión: Red conmutada, 4 hilos. calidad especial

Modo de operación: Full duplex y half duplex

Técnica de modulación: QPSK (diferencial)

Canal de retorno: Opcional e idéntico al de V.23

Interface lógica con la terminal: Según recomendación V.24 y V.28

Portadora F_0 (Hz) 1800 +/- 1 Hz

Funcionamiento: El tren de datos en serie al transmitir se va agrupando en pares de bits consecutivos (dibits), cada uno de los cuales provoca un cambio de fase en la portadora, respecto a la que tenía en el intervalo anterior

Nivel de recepción: -26 dBm.

System Bell, es otra normalización de modems. empleada principalmente en los E.E.U.U. con los mismos objetivos; además existe correspondencia entre ambas normas con algunas diferencias. En el apéndice el lector encontrará la recomendación V.21 y 103 de SYSTEM BELL para que pueda comparar.

Para completar lo anterior, presento en seguida una tabla resumen de las Características principales de las recomendaciones

de la serie V del libro rojo; con el objeto de que el lector tenga un panorama general de la normalización de los modems en la comunicación de datos en nuestro país.

CARACTERÍSTICA	V.20	V.21	V.73	V.26	V.26 bis	V.27	V.27 bis	V.27 ter	V.29	V.36
Velocidad de Trans. en bits	<240	<300	<600/1.200	2.400	1.200/2.400	4.800	2.400/4.800	2.400/4.800	9.600/7.200	48.000
Tipo de transmisión	Asínc. paralelo	Asínc. SD o DI	Sínc/asínc. S/línea	Síncrona						
Modo de explotación	SD	SD o DI	S/línea	SD o DI	SD	SD o DI	s/línea	SD	SD o DI	DI
Tipos de líneas utilizables	R.C.	R.C. P.P.2H	R.C. P.P.2/4H	P.P.4H	P.P.2H	P.P.4H.	P.P.2H P.P.4H	RC	P.P.4H	Grupo 1* 60-108 kHz
Cantidad mínima de líneas	—	N	N	E	N	E	N/E	—	E	—
Canal de retorno a 75 bps	—	—	opcional				—	—	—	—
Interfaces con ETO	V.30/V.31	—				V.24 y V.28	—			
Origen señal sínc. en Trans.	—	—	ETCD	ETD ó ETCD						
Tipo de modulación	Multifrec	FSK	FSK	DPSK-4	DPSK 2/4	DPSK-8	DPSK 4/8	DPSK 4/8	DPSK-ASK	ASK-BLU
Frecuencias portadoras. Hz	920 ± 80n	1 080/1.750/1.500/1.700	—	—	1.800	—	—	—	1.700	100 kHz
Frecuencia canal retorno. Hz	—	—	420				—	—	—	—
Igualador de aten y fase	—	—	—	—	fijo	manual	autom	autom	autom.	—
Seudofrecuenciador	—	—	—	—	—	1 + x ⁻⁴ + x ⁻¹			1 + x ⁻¹⁸ + x ⁻²³	Compl.
Nº de bits por baudios	≤ 8	1	1	2	1/2	3	2/3	2/3	4/3	—
Velocidad de modulación: bd	<40	<300	<600/1.200	1.200	1.200	1.600	1.200/1.600	1.200/1.600	2.400	—
Variaciones de frecuencia o de fase por estado	2 de 8	—	f _s ± 200	A: n.90°	+90°	n.45°	—	—	n. 45°	—
	3 de 12	f _s ± 100	f _s ± 400	8.45 ± n.50°	+270°	D	(n=0...7)	V.26/V.27	V.26/V.27	(n=0...7)
Amplitudes relativas	—	—	—	—	—	—	—	—	—	3.5√2.3/√2
Sensibilidad señales línea	-49 dBm	-43	-43	-26	-43	-26	-26/-43	-43	-26	—

TABLA RESUMEN DE CARACTERÍSTICAS DE MODEMS NORMALIZADOS

Es preciso aclarar que este conjunto de normas consecutivamente se van actualizando, en cuanto a su estructura principal, una adición de nuevas características o recomendación de circuitos para determinada aplicación; por lo tanto, los cambios que se tengan en las recomendaciones no son drásticos, ya que la revisión más actual de la CCIIT es de 1988.

4.7 INTERFACES DEL CIRCUITO DE DATOS.

Los elementos descritos hasta ahora, debidamente relacionados, permiten el establecimiento de un circuito de datos de las características deseadas y, como tal, servirá para transportar de un punto a otro la información que se le entregue.

Para cumplir el cometido ha de insertarse dentro de sistemas mas o menos complejos de transmisión de datos; que se realiza siempre a través de las correspondientes interfaces de unión con los equipos terminales de datos: los que pueden ser de diversas características, tipos y construcciones al estar aquellas perfectamente normalizadas por el CCITT.

Cabe resaltar dos aspectos importantes de esta interfaz:

Su relativa complejidad, debida al hecho de que debe contemplar y resolver gran variedad de casos en cuanto al modo de empleo del circuito de datos: establecimiento manual o automático de la comunicación; modems síncrono o asíncrono, modo half duplex o full duplex; existencia de canal de retorno, posible selección de velocidades, etc..

Su gran importancia dentro del sistema de transmisión de datos, ya que es la frontera entre la transmisión y el tratamiento de aquellos aspectos de distintos responsables del funcionamiento.

La normalización de la que se habla, comprende tres niveles fundamentales: mecánico, eléctrico y lógico :

a) Nivel mecánico: La unión modem/equipo terminal de datos se realiza en un conector tipo cannon (DB 25), alojandose en el modem la parte "hembra" de aquel. Al conector tipo

"macho" se conecta de forma rígida un cable (cada uno de los conductores constituye un circuito de enlace), que lo une al equipo terminal de datos del que se considera formando parte.

La asignación de contactos del conector a los distintos circuitos de enlace, se refleja en el cuadro general de definición.

b) Nivel eléctrico: Las características puramente eléctricas de los circuitos del enlace modem/equipo terminal de datos están definidas con todo detalle en las recomendaciones del libro rojo del CCITT.

V.10. Circuitos de enlace asimétricos para uso con equipos que emplean tecnología de circuitos integrados y que funcionan a velocidades altas de 20 a 100 KBPS.

V.11. Circuitos de enlace asimétricos para uso con equipos, que emplean tecnología de circuitos integrados y funcionan a velocidades muy altas de hasta 10 MBPS.

V.28. Circuitos de enlace asimétricos para uso con equipos que emplean tecnología de componentes discretos y funcionan a velocidades inferiores a 20 KBPS.

Hoy en día la totalidad de los modems se adaptan a esta recomendación, cuyo contenido, muy resumido, es como sigue:

En la figura 4.14 representa el circuito de enlace equivalente. En este circuito, el generador representa el origen de la señal (equipo terminal de datos o modem) y el receptor es el destino de la misma.

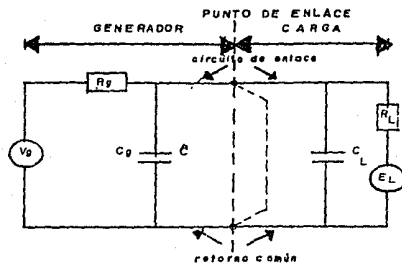


FIG 4.14 CIRCUITO DE ENLACE EQUIVALENTE

Las tensiones V_0 y V_L son tensiones en circuito abierto. Los capacitores C_0 y C_L son los efectivos de generador y carga, medidos en el punto de enlace. V_L es la tensión en el punto de enlace respecto a la tierra.

Las limitaciones impuestas a estos valores son:

Impedancia entrada receptor :	$3000 < R_L < 7000$ ohms
Capacidad de carga :	$C_L < 2.500$ pF
Tensión del generador en circuito abierto :	$V_0 < 25$ V
Corriente de cortó circuito :	$I_{cc} = 0.5$ A
Velocidad de señalizacion max. :	$dv/dt < 30$ V/s
Transición de -3V a +3V :	$t < 3\%$ de T bit
marca = - 3v	t
espacio = + 3v	
Polarización máxima :	$V_L < V_L$

Observaciones:

El generador de un circuito de enlace ha de poder soportar el circuito abierto o el cortocircuito entre él y cualquier otro circuito de enlace (generadores y cargas inclusivos), sin que el mismo o el equipo asociado sufra daños importantes.

La capacidad efectiva de los conductores en el cable de interfase es del orden de 100 pF/m, de ahí la limitación a 15 m en la longitud de dicho cable.

A veces se hace referencia a la norma americana RS-232-C del E.I.A. confundiéndola con las recomendaciones V.23 y V.24 del CCITT. Es de señalar que existen algunas diferencias, aunque no esenciales, entre ambas.

c) Nivel lógico: Finalmente los circuitos de enlace, que se precizan para establecer el diálogo modem - equipo terminal de datos, definen la recomendación V.24, y se refiere al intercambio de señales entre ellos.

Cada circuito de enlace se designa con un número de tres cifras. El conjunto de ellos se clasifica en dos categorías:

Serie de 100 (circuitos numerados 100) que comprende los circuitos de empleo general, en número de 39.

Serie de 200 (numerados 200) que se refiere a 13 circuitos utilizados exclusivamente en la llamada automática vía red conmutada.

En la práctica, solamente se emplea una parte pequeña de estos circuitos para cada aplicación en concreto. En la tabla adjunta se definen los circuitos de uso más general de la serie

100 de circuitos de enlaces por categorías de la recomendación V.24. Indicando origen de las señales y contacto del conector cannon (DE 25) :

Recom V.24 CCITT # de Cto.	Conector cannon DB25	Definición del circuito
102	7	tierra de señaliz. o terreno común
103	2	transmisión de datos
104	3	recepción de datos
105	4	petición de transmisión
106	5	listo para transmitir
107	6	modem listo
108/1	20	conectar modem a línea
108/2	20	listo terminal de datos
109	8	detector de portadora en línea
110	21	detector calidad de señal de línea
111	23	selector de velocidad
113	24	sincronismo en transmisión por EFD
114	15	sincronismo en transmisión por ETCB
115	17	sincronismo en recepción
125	22	detector de campana
126	11	selector de canal de transmisión

Ahora en la presente tabla se hace referencia entre V.24 del CCITT y su equivalente americano RS 232 C de EIA.

V.24 CCITT	RS 232 C EQUIV.	PIN CONECTOR DB 25	ORIGEN ETD ETCD	
102	AB	7	-	-
103	BA	2	X	-
104	BB	3	X	-
105	CA	4	X	-
106	CB	5	-	X
107	CC	6	-	X
108/1	--	20	X	-
108/2	CD	20	X	-
109	CF	8	-	X
110	CG	21	-	X
111	CH	23	X	-
113	DA	24	X	-
114	DS	15	-	X
115	DD	17	-	X
125	CE	22	-	X
126	CY	11	X	-



FIG. 4.15 CONECTOR DB 25 TIPO CANNON.

Todos estos circuitos pueden agruparse y describirse, desde un punto de vista funcional de la forma siguiente:

1. Establecimiento y corte de la comunicación:

La señal de llamada procedente del extremo distante, activa el circuito 125; es decir, es detectado por el equipo terminal que corresponde, si es que está preparado; entonces activa el circuito 108/1, que ordena la conexión del modem a la línea de transmisión, o bien produce este mismo efecto inmediatamente si la terminal de equipo tenía previamente activado el circuito 108/2. De cualquier forma, el modem se conecta a la línea e informa de ello al equipo terminal activando el circuito 107.

La desactivación del circuito 108/1 o 108/2 provoca la desconexión del modem y fin de la comunicación.

Lógicamente estas operaciones y circuitos no tienen objeto en el caso de circuitos dedicados permanentemente.

2. Iniciación de la transmisión de datos:

El equipo terminal de datos indica que desea transmitir, activando el circuito 105 (solicitud para enviar). El modem entonces se prepara y avisa a su extremo (envía portadora, secuencia de sincronización, secuencia de igualación automática que depende del tipo de modem).

Cuando el modem en cuestión y su extremo están listos, se activa el circuito 106 (listo para transmitir), con lo que el equipo terminal de datos puede iniciar el envío de datos.

El retardo entre la activación del 105 y del 106 se regula según el tipo de modem, modo de operación, etc. pudiendo variar entre menos de 1ms y algunas décimas de segundo.

3. Transmisión propiamente hecha:

El equipo terminal de datos envía los datos en serie hacia el modem por el circuito 103. El equipo terminal distante se entera que le van llegar datos, por la activación del circuito 109 (detección de portadora en la línea), preparándose a recibirlos.

Los datos recibidos pasan por el modem al equipo terminal por el circuito 104. Si se trata de una transmisión sincrónica, equipo terminal y modem deben compartir el mismo reloj, que en transmisión puede ser suministrado por el equipo terminal de datos, enviándolo al modem por el circuito 113, o bien ser facilitado por éste al equipo terminal, a través del 114. En recepción el reloj es facilitado "siempre" por el modem y se envía por el circuito 115.

Por otra parte, en modems de alta velocidad, se incluye el circuito 110 (detector calidad de señales de datos) que permanece cerrado en tanto no exista motivos para suponer que pueden producirse errores en línea.

Finalmente existen otros circuitos que no encajan exactamente en ninguno de los grupos descritos :

El circuito 102 (tierra), que establece de forma permanente la referencia y sirve de retorno común a todos los demás circuitos. En el modem puede o no estar unido a la tierra de protección. El circuito 111 cuyo estado "cerrado" selecciona a la velocidad. El 126 que al activarse, sólo en modems V.21, determina que se use para transmitir el canal de frecuencias más altas.

Por último, en aquellos modems que incluyen canal de retorno, la explotación de este precisa circuitos equivalentes a los 103, 104, 105, 106 y 109, función cumplida respectivamente por los circuitos 118, 119, 120, 121 y 122.



CAPITULO V DISEÑO DE GERMODEM

5.1 INTRODUCCION

En la siguiente hoja se muestra el diagrama general a bloques del diseño, dividiéndolo en partes funcionales. Estas serán explicadas posteriormente con más detalle. Al final de esta tesis se encuentran los diagramas de alambrado que conforman GERMODEM y en el apéndice las hojas de datos de los circuitos.

Para llevar a cabo la construcción del prototipo me fue necesario hacer un análisis exhaustivo de cada bloque funcional, encontrando que existían diversas soluciones. Para llevar a cabo mis objetivos; pero las mejores soluciones presentaban inconvenientes como : el factor económico y el tiempo de espera de las muestras; además este tema de tesis abarca tres grandes campos, que son : la realización de una interfaz para computadora personal, la operación de un modem comercial y la transmisión de datos por vía telefónica; temas que eran desconocidos, por la falta de información y el poco interés en proyectos de este tipo, hasta hace poco. Por lo anterior, en este capítulo sólo presento un breve resumen de como llevé a cabo el análisis de cada bloque, de manera tal, que el lector tenga una idea básica, para que sea capaz de realizar algo similar.

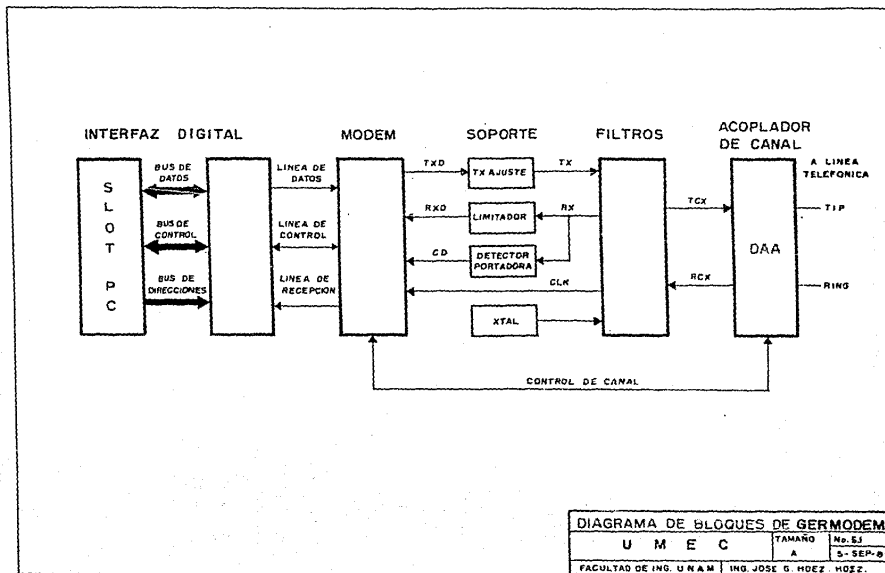


DIAGRAMA DE BLOQUES DE GERMODEM

U M E C	TAMAÑO A	No. 53
FACULTAD DE ING. UNAM	ING. JOSE G. HOEZ HOEZ.	

5.2 INTERFAZ DIGITAL

La transferencia de información entre dos sistemas digitales, por ejemplo entre dos computadoras, se realiza generalmente carácter por carácter utilizando códigos binarios (ASCII, EBCDIC, BAUDOT, etc.); por lo que comúnmente la transmisión de la información se hace en serie.

Los microprocesadores pueden ser programados para realizar operaciones de transmisión en serie, sincronización de carácter o bloque, generación y detección de paridad, generación y detección de los caracteres de control de errores de bloques. Si bien éste es el sistema más económico para realizar las operaciones de comunicación serie, presenta varios inconvenientes:

No permite alcanzar velocidades de transmisión superiores. Consume todo el tiempo de proceso del microprocesador, impidiéndole la realización de otras tareas.

El empleo de circuitos integrados LSI permite superar lo anterior con un costo muy reducido, en este caso son dispositivos que transmiten y reciben en serie.

Ellos son los encargados de convertir la información de paralelo a serie y viceversa, de acuerdo con algún sistema estándar de codificación, ya que presentan por un lado líneas en paralelo y por el otro una línea en serie.

El UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter) para comunicaciones en modo asíncrono; el USART (Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/transmitter) para comunicaciones programables que puede trabajar en modo síncrono y asíncrono; el controlador de Comunicaciones (DLC), que ofrece diversos formatos de

protocolos (control de caracteres de mensajes).

Todos ellos tienen su organización interna similar; por lo que, en la figura 5.2 se muestra el diagrama de bloques en la que se observa la existencia de dos secciones independientes capaces de operar en paralelo.

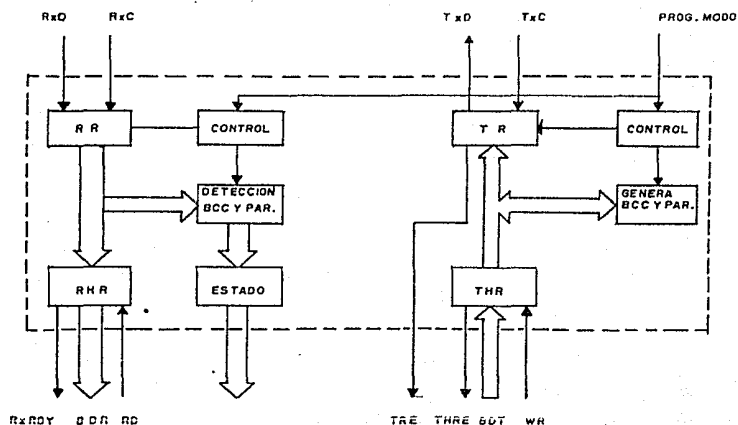


FIG. 5.2 DIAGRAMA DE BLOQUES T/R

El transmisor está compuesto por :

a) Registro de soporte para transmisión (THR, transmitter Holding register). Se emplea para el almacenamiento de caracteres en espera de ser transmitidos. En algunos dispositivos, este registro

puede contener varios caracteres formando una cola de espera. Este registro cuenta con líneas de dato (BD) y una línea de control (WR) de escritura.

b) Registro de transmisión (TR). Encargado de la conversión en serie, genera la señal de salida Td con la sincronización de la señal de reloj de transmisión Tck.

Asociados a los registros anteriores existen unas señales. THRE y TRE, que indican el estado de los mismos. THRE indica que el registro de soporte para transmisión está vacío; por lo que el microprocesador puede enviarle nuevos datos en la línea y emitir una señal WR. TRE indica que el registro de transmisión está vacío.

c) Circuito de control de transmisión. Este circuito de acuerdo con señales del exterior, se encarga de reconfigurar la estructura del registro de transmisión, para que actúe según el modo y formato de transmisión programado: Así controla si se desea incluir, bits de START y de STOP, el número de bits por palabra, el tipo de bit de paridad. En determinados casos, calcula el BCC (carácter de control de error de bloque) de los datos transmitidos y permite cargar los caracteres BCC en el registro de transmisión para su transmisión al exterior.

El receptor está compuesto por :

a) Registro de recepción (RR). Realiza la conversión de la señal serie recibida por RxD en un dato paralelo.

b) Registro de soporte para recepción (RHR). Almacena los datos recibidos, que aún no han sido leídos por el microprocesador. En algunos dispositivos, este registro puede almacenar varios

caracteres en una cola y luego sean leídos a través de la línea de datos de recepción.

La señal $RDRDY$ es un indicador de estado de recepción: es decir, indica la presencia de algún carácter en el registro de soporte de recepción; por lo que, el microprocesador la emplea para generar una interrupción. De cualquier forma el microprocesador responde leyendo la línea de datos con la señal RD para desactivar $RDRDY$ y permite, que el registro de soporte de recepción se encuentre listo para recibir más datos.

Si el registro de recepción recibe un nuevo carácter y el registro de soporte de recepción está ocupado, por que el microprocesador no ha activado la señal RI , se provoca una condición de error $OVERRUN$ (esta condición de error se graba normalmente en el registro de estado).

c) Circuito de control de recepción. Interpreta las señales del exterior, que definen el modo y formato de recepción para configurar los circuitos de recepción. Por otra parte realiza el cálculo y comprobación del bit de paridad de cada palabra, o el carácter de control BCC del bloque y genera la palabra de estado con las informaciones de error, resultado de la comprobación del BCC o de la paridad; para el modo asíncrono, el error de bit de $STOP$ (framing error) indica error en la estructura del carácter recibido, ya que, del último bit del carácter debe detectarse un nivel alto (bit $STOP$).

Las dos secciones por estar incluidas dentro del mismo circuito integrado pueden ser totalmente independientes o bien compartir algún circuito; por ejemplo, los elementos de control que

definen el modo y formato de trabajo, los circuitos de generación y cálculo de ECC y de paridad, etc..

En la tabla siguiente se muestran las características de algunos existentes.

MARCA	MODELO	Vt (BPS)	TECNOLOGIA	NOTAS
FAIRCHILD	F3846 SPC0	1 M	N M O S	INTERFAZ CON BUS DE 8 & 16 BITS.
I N T E L	8 2 5 1	56K (SINCR.)	N M O S	CON INTERFAZ PARA MODEM, USART.
INTERSIL	8 1 0 2 3	250 K	C M O S	VERSION CMOS ESTANDAR.
MOTOROLA	6850 ACIA	500 K	N M O S	UART CON INTERFAZ PARA MODEM.
NATIONAL	8250 AC	56 K	N M O S	INCLUYE GENERADOR DE BAUD, UART.
Z I L O G	S I O	550 K	N M O S	MANEJA PROTOCOLOS BSC, HDLC y SDLC.
ROCKWELL	10930 SDC	250 K	P M O S	ENTRADA/SALIDA RS-232C.
T. I.	9903	500 K	N M O S	USART, INTERFAZ PARA EL CRU 9900

Hubo varias opciones que eran adecuadas, tales fueron :
6850 ACIA de Motorola, **8251 USART** de Intel y el **8250 UART** de National por las siguientes razones:

Un mínimo en "hardware".

Facil programación.

Líneas de Control para empleo de modem.

Compatibilidad con el "hardware" de la PC.

Bajo costo.

Como vera el lector, existe una gran cantidad de dispositivos para poder interconectar dos sistemas digitales; pero dependiendo de la necesidad se podrá elegir el óptimo de acuerdo a los parámetros del dispositivo digital. Ahora enfocando que el sistema digital a emplear es una computadora personal. Es conveniente que se tenga un conocimiento profundo de la arquitectura de la misma, para poder valorar los alcances de la PI en el campo de las comunicaciones.

Como la PC nos proporciona versatilidad tanto en "hardware" como en "software" con el empleo de las rutinas de interrupción, selecciones, en mi caso, el UART INS8250; así aseguro de no interferir en ningún momento con alguna función primordial de la PC.

5.2.1 CARACTERÍSTICAS

Con un "software" adecuado que se determina en la PC y el "hardware" preciso, permite configurar la funcionalidad del uart como interfaz entre la tarjeta de comunicación (GERMODEM) y la computadora personal.

Sus características principales son :

Facilidad de conexión con microprocesadores.

Programación del formato de comunicación.

Retiene y desplaza sus registros, eliminando la necesidad de precisión en la sincronización entre la PC y la información.

Control independiente de transmisión, recepción, estado de línea e interrupción.

Generador de "baudaje" interno programable.

Independiente entrada de reloj de receptor.

Funciones de control de modem.

Programación de caracteres.

Detección de bits de falso inicio.

Capacidad de manejo triestado TTL para bus bidireccional de datos y control de bus.

Detección y ruptura de línea.

Sistema de interrupciones.

Capacidad de diagnóstico interno.

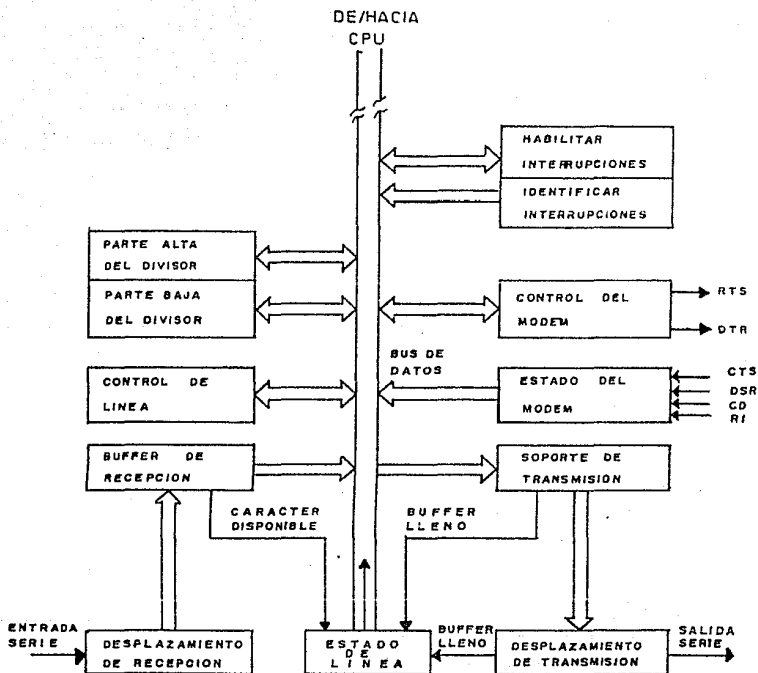


FIGURA 5.4 LOS REGISTROS DEL UART INS 8250.

La transmisión de datos requiere que el microprocesador compruebe el registro de estado de la línea (line status register) para ver si el uart está preparado para aceptar nuevos datos; si lo está, el microprocesador escribe el siguiente byte en el registro de soporte de transmisión (transmitter holding register).

La recepción de datos inicia en el registro de estado de la línea; si un byte de datos está listo, el microprocesador lee el byte recién llegado del registro buffer de recepción (receiver buffer register). Observe la figura 5.4.

El uart genera la salida serie de la siguiente manera :

Los datos salientes se almacenan en el registro de corrimiento de transmisión (transmitter shift register). El bit menos significativo de ese registro está unido a la línea serie de salida y el registro desplaza a la derecha un bit cada vez según la razón de baudo, como se muestra en la figura 5.5A, los bits de start y de stop se añaden según se precisen.

Los datos que entran son desplazados en el registro de corrimiento de recepción (receive shift register), hasta que se acumulan los ocho bits, y entonces el byte es llevado al registro buffer de recepción. El proceso comienza por el borde inicial del bit de start, como se muestra en la figura 5.5B. El uart espera medio bit y entonces procede a muestrear la entrada a intervalos de un bit. Si el primer muestreo no corresponde a un espacio (0 lógico), se trata de un falso comienzo y él espera al siguiente bit de start. Si el décimo muestreo no corresponde a una marca (1 lógico) bit de STOP, él da cuenta de un error de

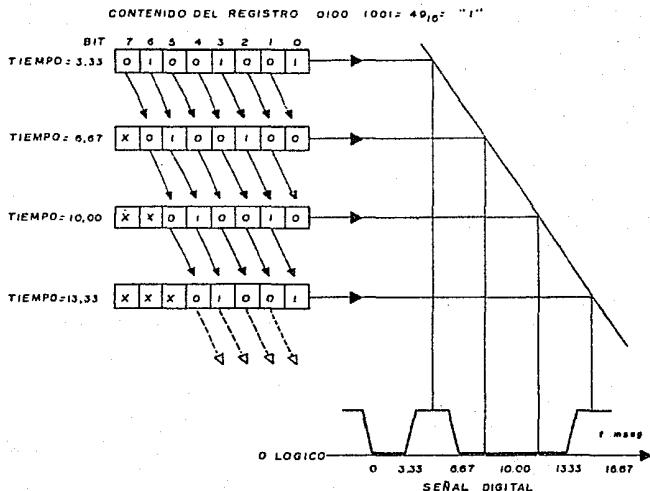


FIG.5.5 A REG. DE TRANSMISION DEL INS-8250

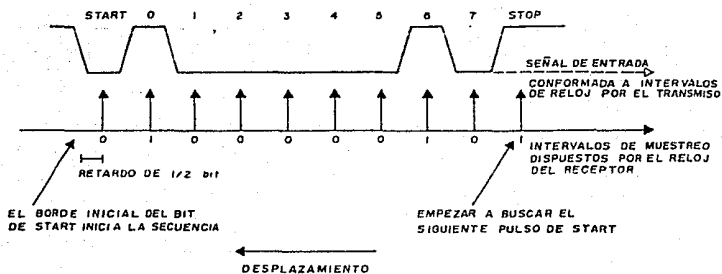


FIG.5.5 B CONVERSION DE SERIE A PARALELO

estructura. Una vez que un bit de stop ha sido detectado, el uart puede buscar el borde inicial del siguiente bit de start.

El uart está constituido por un conjunto de registros de propósitos específicos, que conforman la operación de éste. Apoyados con la figura 5.4, brevemente explico el papel de cada uno de estos registros :

Registro de control de línea (LCR). Este especifica el formato del carácter y controla el acceso a otros registros, como: longitud de palabra, bit de stop, generación y chequeo de bit de paridad, ruptura momentánea de transmisión y acceso al divisor de baud.

Latch del divisor (DLL). Este contiene ocho bits menos significativos del divisor de razón de bauds, empleado para configurar el generador de razón de bauds. El byte más significativo está en la siguiente dirección. Juntos forman el equivalente hexadecimal del divisor prefijado para generar la razón de bauds deseada.

Latch del divisor (DLM). Este contiene el byte más significativo del divisor de razón de bauds, acompletando el divisor con el valor apropiado. Para acceder a éstos, el registro DLAB del LCR debe verificarse en "1".

Registro de estado de línea (LSR). Este nos indica el estado de la transferencia de datos y de las condiciones de error asociadas. Las condiciones de los bits 0-5 producen una interrupción, suponiendo que las interrupciones están habilitadas. Estos son :

dato listo a recepción, error de sobreflujo, error de paridad, error de estructura, ruptura de interrupción, vacío el registro de soporte de transmisión y vacío el registro de cumplimiento de transmisión.

Registro de control de modem (MCR). Controla la interfaz del modem, es decir: loop (diagnóstico de loopback), salidas de usuario: out1 y out2, DTR y RTS.

Registro de estado de modem (MSR). Proporciona el estado actual de las señales de control del modem. Si el bit 2 ó 3 se verifica en "1", se genera una interrupción de estado de modem, ellos son: DCTS, CTS, DMSR, DSR, TER1, RI, DCD y DDCD.

Registro buffer de recepción (RBR). Este contiene el carácter que se recibe. Primero se recibe el bit menos significativo (bit 0).

Registro de soporte de transmisión (THR). Este contiene el siguiente carácter a transmitir en serie. El bit menos significativo (bit 0) es el primero en transmitir.

Registro habilitador de interrupciones (IER). Este capacita las fuentes de interrupción para que puedan activar las señales de interrupción correspondiente; con la siguiente prioridad de interrupción: estado de recepción de línea, habilitación de recepción de bit de dato (DR), del THRE y del estado del modem.

Registro de identificación de interrupción (IIR). Guarda la información, que indica si una interrupción con cierto nivel de prioridad está pendiente por atender.

5.2.2. DECODIFICACION

El microprocesador 8086 tiene la capacidad de direccionar 65.536 puertos(I/O): sin embargo, por la forma en que está implantada la PC, sólo utiliza 1k de direcciones de puertos (I/O), los cuales van de 000H a 0FFFH (deca-decimal). Estas direcciones son accesibles a usuario, por lo que en el caso, me facilitó seguir con mis objetivos.

Generalmente un periférico emplea más de un puerto (I/O), tal vez uno para entrada, uno para salida y otro para describir su estado (estatus). Cabe aclarar, que un puerto (I/O) no es similar a un puerto serie: ya que un puerto (I/O) es una ventana de ocho bits (byte) y un puerto serie realiza una conversión de paralelo a serie, con el empleo de puertos (I/O), para comunicación al exterior.

Ahora se necesita saber que direcciones de puerto (I/O) se pueden emplear; ya que la PC tiene definidas algunas direcciones de estos puertos para funciones específicas. Las primeras 256 localidades (00H-FFH) están reservadas para la tarjeta madre. El resto es empleado para propósito general, es decir, para las diversas tarjetas controladoras de los periféricos. Entonces es conveniente, que se tenga un mapa de puerto de PC para ocupar direcciones marcadas como reservadas, pues éstas no son empleadas por algún periférico si no hasta un futuro próximo.

Tomando en cuenta lo anterior es conveniente saber las direcciones internas de los registros del uart, que en seguida expongo.

REGISTRO DLAB	A2	A1	A0	REGISTRO
0	0	0	0	BUFFER RECEPTOR (READ) SOPORTE DE COMUNICACIONES (WRITE)
0	0	0	1	HABILITADOR DE INTERRUPCION
X	0	1	0	IDENTIFICADOR DE INTERRUPCION (R)
X	0	1	1	CONTROL DE LINEA
X	1	0	0	CONTROL DEL MODEM
X	1	0	1	LINEA DE ESTADO
X	1	1	0	ESTADO DEL MODEM
1	0	0	0	DIVISOR DE BAUD (BAJO)
1	0	0	1	DIVISOR DE BAUD (ALTO)

TABLA DE DIRECCIONES DE LOS REGISTROS EN EL U A R T.

Esto permite obtener la interfaz digital en base al uart. INS8250, con circuitos que decodifiquen, controlen y coordinen las señales, que permiten el intercambio de información entre la tarjeta y la computadora personal. Esta interfaz realiza una lógica de señales, que tiene como entradas el bus de direcciones (A0-A9), el bus de datos (B0-B9) y ciertas líneas del bus de control (IOW, IOR, MR, etc.). La descripción se basa en la figura II de la serie de diagramas de alambrado del final de esta tesis.

El inicio de la operación se lleva a cabo, cuando en el bus de direcciones de la PC aparecen las direcciones programadas, que correspondan a la interfaz. Este acceso se hace a través de un circuito decodificador (74LS138) de direcciones y compuertas nand (74LS00), y con los switches Sa, Sb, Sc y Sd se programan otras direcciones deseadas. La señal resultante habilitará al uart y

un transceptor de datos (74LS245) controlará el bus de datos de la PC al uart. Todo esto se lleva a cabo con las señales de IOR, IOW, y AEN, para indicar que la PC está accediendo a la interfaz, ya sea en un ciclo de lectura o de escritura a puerto.

El circuito decodificador tendrá que tomar las primeras 10 direcciones del bus de la tarjeta madre para poder tener acceso a las direcciones de los registros del uart.

A9 A8 A7 A6 A5 A4 A3 A2 A1 A0
 (-----circuito decodificador-----) "A2" "A1" "A0"

Ya que generalmente un dispositivo emplea más de un puerto (I/O): este emplea siete de estos, para acceder a diez localidades de registros; por lo que, del mapa de puertos (I/O) de la PC elegi 7 de estos, de tal manera, que ella no los empleara en sus funciones primordiales.

En la tabla siguiente se detallan las posibles direcciones relativas asignables a la interfaz.

DIRECCION RELATIVA	REGISTRO
08 H	Ix BUFFER (IBR).
08 H	Rx BUFFER (RBR).
08 H	DIVISOR LATCH (DLL).
09 H	DIVISOR LATCH (DLM).
09 H	HABILITADOR DE INT. (IER).
0A H	IDENTIFICADOR DE INT. (IIR).
0B H	CONTROL DE LINEA (LCR).
0C H	CONTROL DE MODEM (MCR).
0D H	REGISTRO ESTADO DE LINEA (LSR).
0E H	REGISTRO DE ESTADO DE MODEM (MSR).

Por lo anterior solo queda definir bien, que señales de las ranuras de expansión (SLOTs) emplee :

Señales de polarización : GND, +5 Volts.

Bus de datos : D7 - D0.

Bus de direcciones : A9 - A0.

La señal de habilitador de direcciones (DMA) : AEN.

La señal de solicitud de interrupción : IRQ3.

La señal de selección de tarjeta prototipo : CARD SLCTD.

Las señales de lectura/escritura para puerto : IOR/IOW.

La señal de reinicialización del sistema : RST.

Para la generación de interrupción se emplea un F/F tipo D que es activado por la salida OUT1 del uart para activar la señal de entrada IRQ2 que interrumpe al microprocesador de la PC; cuando se atiende esta solicitud de interrupción, la rutina de servicio debe de deshabilitar IRQ2 para estar listo para otra.

5.2.3 GENERACION DE INTERRUPCIONES

La función de interrupción es frecuentemente empleado en aplicaciones de ciertos programas, que requieren sincronización con eventos externos, que necesiten la atención del "micro".

Las interrupciones enmascarables son manejadas por el controlador de interrupciones (8259A). Este dispone de ocho niveles. El controlador es inicializado por el sistema operativo de la PC; sin embargo su forma de operar es modificable por medio de tres palabras de control; de estas las dos primeras se utilizan para enmascarar y habilitar interrupciones.

El sistema de interrupciones de la PC asigna un número de identificación a cada interrupción. El número asignado permite mediante un "mapeo" adecuado, determinar la dirección de memoria donde se localiza la rutina de atención de interrupción. En el caso de las interrupciones: IRQ2 el número asignado es 0Ah y para IRQ3 es 0Bh. De las líneas de petición de interrupción (IRQ0-IRQ7), la tarjeta ocupa solo una de las que estén libres.

Para atender una solicitud de interrupción: el controlador deshabilita los demás niveles de interrupción y el microprocesador de la PC, por su parte, asigna un cero a la bandera IF del registro de banderas para deshabilitar las interrupciones.

La rutina de atención debe indicar al controlador, que otros niveles son habilitados. Enviando una palabra de control, que desenmascare las interrupciones; aunque, las interrupciones, que lleguen al controlador no sean atendidas; entonces, adicionalmente deberá asignar un "1" lógico al registro IF, para que las

interrupciones, que lleguen al controlador puedan ser atendidas por el micro-.

Cuando ocurre una solicitud de interrupción en el sistema, una secuencia se lleva a cabo a solicitud de un programa propio, necesario para el servicio de la solicitud específica. Antes de que pueda ocurrir esta secuencia de eventos, es necesaria una iniciación del sistema; por lo que, las solicitudes son propiamente manipuladas cuando ocurren.

A continuación describo la secuencia de eventos, que ocurren cuando una interrupción es activada. La secuencia de iniciación de interrupción ha sido hecha y la solicitud de interrupción no ha sido desactivada. La descripción se basa en la figura 5.6 :

- 1 La lógica de la interfaz hace una solicitud de interrupción, que se presenta en el bus de la tarjeta madre.
- 2 El controlador de interrupciones recibe la solicitud y compara su prioridad con otras peticiones, que puedan llegar o estén pendientes.
- 3 Si la solicitud es única o le corresponde el nivel superior siguiente al nivel de la interrupción, que se esté atendiendo. Al terminar la atención a la rutina de mayor nivel, se hace una solicitud de interrupción de nuevo al microprocesador.
- 4 El microprocesador envía dos pulsos INTA (reconocimiento de interrupción) de respuesta al controlador de interrupciones. El primero fija la prioridad y carga los niveles en el registro de

servicio del controlador. El segundo INTA solicita el valor de un apuntador de ocho bits.

5 El microprocesador recibe el valor del apuntador de ocho bits. Este se usa para dirigirse a una tabla en la parte baja de la memoria, la cual, contiene al IP (apuntador de interrupciones) y al valor del desplazamiento (offset) de la rutina de servicio de interrupción para el nivel específico que se va atender.

6 El microprocesador ajusta el valor del apuntador de instrucción (IP) y del segmento de código (CS) guardando en stack el valor actual de IP de CS y de las banderas; entonces se obtiene un nuevo valor de IP y de CS, para que el programa de servicio comience su ejecución.

Para una mayor información el lector debe consultar bibliografía.

5.2.4 INICIACION.

Para que la PC de acceso al uart debe realizar tres funciones: iniciación, emisión de datos y recepción de datos. La iniciación establece la razón de datos y otros parámetros de comunicación incluyendo el estado de línea.

En la tabla siguiente expongo un sumario de los registros del uart; para que, el lector observe como están dispuestos y poder llevar a cabo su iniciación.

REGISTRO HABILITADOR DE INTERRUPCIONES (IER) :

BIT	7	6	5	4	3	2	1	0	
.	1 = SE HABILITA EL DATO RECIBIDO.
.	1 = HABILITA EL REGISTRO THRE.
.	1 = ACTIVA EL ESTADO DE LINEA DE RECEPCION.
.	1 = ACTIVA ESTADO DEL MODEM
.	0
.	0
.	0
.	0

REGISTRO DE CONTROL DEL MODEM (MCR) :

BIT	7	6	5	4	3	2	1	0	
.	LISTO TERMINAL DE DATOS DTR.
.	SOLICITUD PARA ENVIO RTS.
.	OUT 1
.	OUT 2
.	LOOP
.	0
.	0
.	0

REGISTRO DE ESTADO DE LINEA (RSLR) :

RSLR	7	6	5	4	3	2	1	0	
.	LISTO DATOS RECIBIDOS RD.
.	ERROR DE SOBREFLUJO DF.
.	ERROR DE PARIDAD FE.
.	ERROR DE FORMATO FL.
.	RUPTURA DE INTERUPCION BI.
.	F H S E
.	F S R E
.	0

REGISTRO ESTADO DEL MODEM (RSMR) :

RSMR	7	6	5	4	3	2	1	0	
.	CAMBIO DE ESTADO DE CTS (DCTS)
.	CAMBIO DE ESTADO DE DSR (DDSR)
.	CAMBIO DE IND. DE CAMPANA (TERI).
.	CAMBIO DE ESTADO DE DCD (DDCD)
.	CTS.
.	DSR.
.	RI.
.	DCD.

TABLA DE RESUMEN PARA INICIACION DE LOS REGISTROS DEL UART.

5.3 EL MODULADOR/DEMULADOR.

El mercado en México cuenta con circuitos integrados (chips) que realizan cada función por separado como los de EMAR; pero estos no cuentan con ciertas características que otros circuitos brinden del mercado de los Estados Unidos.

Encontré que en este mercado existe una ininidad de dispositivos, que se adecuaban a mis intereses; más por el alto grado de integración, en un chip es posible encontrar la mayoría de los bloques funcionales del prototipo; sin embargo era posible encontrar un chip por bloque funcional.

De los que a mi juicio consideré óptimos fueron :

XR14412;	FSK mod/demod.	103 / V.21
XR2123;	FSK mod/demod.	212A, 201, V.22, V.26
XR2130;	FSK/PSK modem.	103, 212A, V.22.
MC6860;	FSK modem.	103.
TCM3105;	FSK modem.	202, V.23
TSG7515;	FSK/DPSK modem.	103, 212A, V. 22A/B.
MT3530;	FSK modem.	103/113.

Con la idea de que el prototipo se asemejará a las características de los modems Comerciales, el que más se adecuaba y posibilidad de adquirirlo, fue el MC6860.

Es conveniente aclarar, que con este dispositivo es posible realizar el prototipo; ya que, permite cumplir con las normas técnicas de modems, compatibilidad con la interfaz digital e interfaz telefónica; además de tener versatilidad de operación para llevar a cabo un enlace de comunicación.

Aunque este dispositivo no cumple con la norma técnica CCITT, comúnmente empleada en México, cumple con la norma técnica BELL. La mayoría de los modems comerciales son diseñados para trabajar con ambas normas, por lo que pueden operar en cualquier lugar. tomando en cuenta este detalle es posible, que el MC6860 sea óptimo para el prototipo; ya que mi intención es (una vez aclarado lo anterior), que el prototipo opere con modems comerciales para tener una seguridad de su operación y confiabilidad.

5.3.1 FUNDAMENTOS DE OPERACION.

Un modem completa la necesidad en la red de comunicaciones al suministrar la interface entre la línea telefónica, que lleva la información analógica, y un sistema digital.

Básicamente, un modem convierte un nivel lógico a tonos de frecuencia analógicos. Estos tonos tienen frecuencias específicas como se ve en la siguiente figura 5.7 para el modem MC6860.

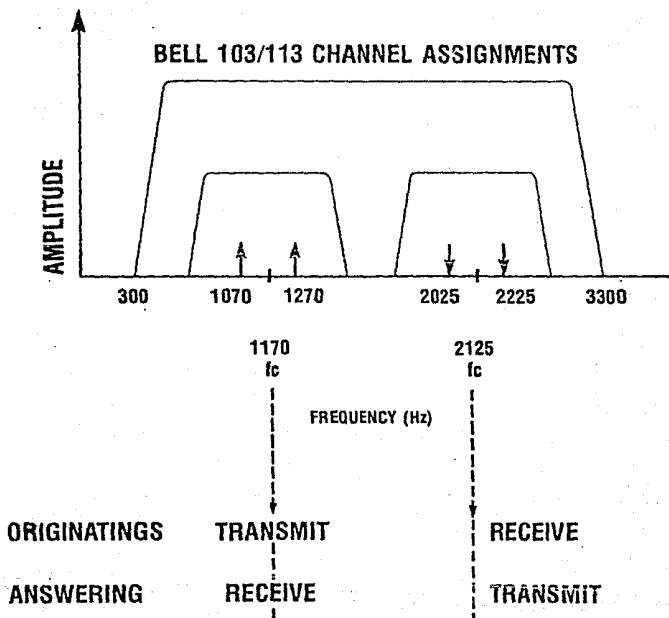


FIG. 5.7

Los tonos varían según quien inicia la comunicación y quien la contesta: se dedican dos pares de tonos por asignados para cada modem, uno para la transmisión y otro para la recepción; por lo que se tienen dos caminos de comunicación (full duplex) en la línea telefónica.

La computadora con el modem, que inicia una llamada para llevar a cabo una comunicación se le denomina "modem origen"; cualquier computadora con un modem que contesta la llamada se le denomina "modem respuesta".

A) EL MODULADOR

El proceso de modulación digital en el modem se a partir de una frecuencia maestra de 1 MHz. Este realiza una división por contadores para obtener las frecuencias de transmisión deseada para la modulación. Las salidas de la cadena de contadores son aplicadas a una red escalera de resistencias (convertidor D/A), que junto con un decodificador se usan para generar una señal analógica de varios niveles de forma senoidal.

La onda senoidal compuesta por los diferentes niveles se diseña para proporcionar un máximo aumento de señal de energía de la frecuencia fundamental. La frecuencia maestra debe ser precisa; por lo que el modem emplea un cristal o un oscilador para tal fin.

Las segundas armónicas producidas por la modulación digital son bajas; entonces, se reducen las señales de interferencia que causan problemas en la operación full-duplex.

B) EL DEMODULADOR

La demodulación digital puede realizarse en la siguiente forma: La señal analógica con la información digital recibida se ajusta primero dentro de una onda cuadrada, por medio de un circuito limitador simétrico. A la onda cuadrada resultante se le mide su periodo de medio ciclo y con esta información se puede determinar, si se recibe una señal con frecuencia marca o frecuencia espacio.

Por ejemplo, las frecuencias de 1070 Hz y 1270 Hz tienen periodo de medio ciclo de 467 ms y 393 ms respectivamente. El periodo óptimo para discriminar entre una frecuencia marca (1270 Hz) o un espacio (1070 Hz) es la mitad de estos dos periodos de medio ciclo (429 ms).

El uso de esta técnica de medio ciclo da como resultado un error de cuantización. Esto es cuando se produce una transición entre marca y espacio en un intervalo de medio ciclo, en particular, depende de la fase del medio ciclo, en el cual ocurre el cambio de frecuencia para detectar el cambio.

Un punto de discriminación existente en el intervalo de medio ciclo (por ejemplo 429 ms) es utilizado; tal que la nueva información (esto es cambio de espacio a marca o viceversa) se detecta en el fin de este intervalo, si el cambio de frecuencia ocurre antes del punto de discriminación; Si el cambio ocurre después del punto de discriminación, la información no se detecta hasta el fin del siguiente intervalo. Tiempo en el que esta medición del intervalo de medio ciclo será totalmente determinada por el nuevo periodo de frecuencia.

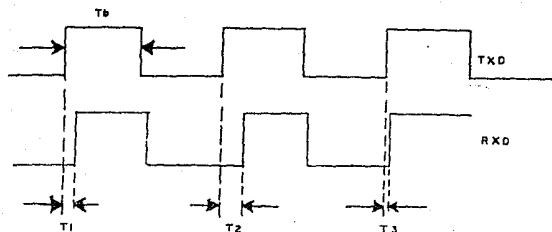


FIG. 5.8 EL ERROR DE CUANTIZACION "JITTER"

El error de cuantización asociado con esta técnica de medio ciclo lleva a una condición de salida distorsionada llamada "Jitter". Que según la Asociación de Industriales en Electrónica (EIA) se define como una medida del tiempo de desplazamiento de las transiciones detectadas entre estados de señales de sus instantes ideales. Esto es expresado normalmente como un porcentaje de la unidad del intervalo de bit.

En el 6860 el porcentaje de "Jitter" se expresa como :

$$OJ \% = \frac{\text{VELOCIDAD DEL BIT (BPS)}}{4 \text{ FRECUENCIA DE ESPACIO (HZ)}} \times 100$$

Otra forma de expresarlo es :

$$OJ \% = \frac{T_{\text{máximo}} - T_{\text{mínimo}}}{\text{DURACION del bit (Tb)}} \times 100$$

En la tabla siguiente están unos valores de Jitter que se pueden esperar a la salida del demodulador del 6860 :

VELOCIDAD DE DATOS	MODO RESPUESTA	MODO ORIGEN
300 BPS	7.0 %	3.7 %
200 BPS	4.7 %	3.5 %
150 BPS	3.5 %	1.8 %
110 BPS	2.6 %	1.4 %

Además de esta distorsión se observa también la llamada distorsión de Polarización: que consiste en el efecto que produce la modulación de dos condiciones. Pónde las condiciones marca o espacio son más grandes o más cortas en su duración, con lo que respecta a la duración teórica de éstas. Esta es una distorsión de tipo repetitivo y se divide en dos tipos :

La distorsión de polarización de marca. Este es el alargamiento de la duración de las marcas, a costa de la duración de los espacios.
 La distorsión de polarización de espacio. Este es el alargamiento de duración de los espacios a costa de la duración de las marcas.

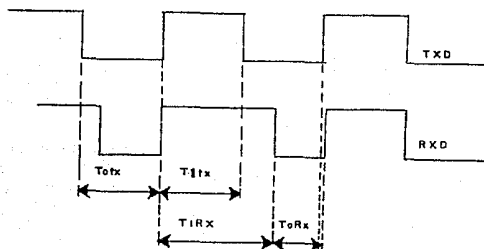


FIG 5.10 LA DISTORSION DE POLARIZACION.

5.3.2 CARACTERISTICAS DE OPERACION

El Muestro M05 LSI es un circuito integrado modem que cuenta con : modulador, demodulador y una unidad de control. Este permite seleccionar diferentes tipos de configuración de filtros y algunos circuitos de soporte. lo que hace posible configurar la tarjeta (PROTOTIPO) como :

Modem modo origen, que consiste en que el prototipo sea capaz de iniciar una comunicación, por línea telefónica, con otro modem modo respuesta.

Modem modo respuesta, se refiere que el prototipo pueda contestar una llamada telefónica hecha por un modem modo origen.

Modem modo autorespuesta/modo origen, es capaz el prototipo de operar en ambos modos.

a) EL MODULADOR

Esta sección convierte datos digitales serie en frecuencias analógicas para transmisión por línea telefónica. La información digital presentada a la entrada del modulador es convertida en una señal FSK: es decir, sale del modulador como una onda senoidal sintetizada derivada de un proceso de modulación digital, teniendo cuatro posibles frecuencias según la tabla siguiente.

	MODO ORIGEN		MODO RESPUESTA	
	TRANSMITE	RECIBE	TRANSMITE	RECIBE
M A R C A	1270 HZ	2225 HZ	2225 HZ	1270 HZ
E S P A C I O	1070 HZ	2025 HZ	2025 HZ	1070 HZ

Se observa que un "0" lógico (espacio) es la frecuencia más baja y un "1" lógico (marca) es la frecuencia más alta.

El nivel de la señal analógica de salida es típicamente de 350 mV (RMS) a una carga de 100 Ω ohms. Esta señal tiene ocho niveles de amplitud por ciclo. Cada escalón se optimiza de manera que la onda compuesta tenga un máximo de amplitud de portadora.

La impedancia de salida es típicamente 2k ohms, dato del fabricante; por lo que requiere un amplificador de acopio de impedancia a la interfaz de la línea telefónica (600 ohms) con el propósito de evitar distorsión armónica.

b) EL DEMODULADOR

Este recibe uno u otro par de tonos de frecuencias (modem origen o respuesta) y por la técnica de demodulación digital de medio ciclo determina la presencia de una frecuencia marca o espacio; entonces la información marca /espacio se cuantifica a incrementos de medio ciclo de la portadora de recepción. A la salida se tendrá un nivel "1" ó "0" lógico para pasar a la interfaz digital.

La señal analógica que se recibe de la línea debe ser de banda limitada (filtrada) y limitada en amplitud antes de llegar a la entrada del demodulador, para remover señales de interferencia y ruido. La señal limitada en la entrada del demodulador debe estar a 50% del ciclo de trabajo (+/- 4%) arriba del rango dinámico de la señal completa de entrada y estar a un nivel compatible, TTL, a fin de mantener baja la razón BIT/ERROR de funcionamiento.

5.4 REQUERIMIENTOS DE LOS FILTROS DEL MODEM

Los filtros son la parte más crítica dentro del modem. Un bloque de filtro es empleado para recibir la señal portadora, que corresponde a la recepción y otro bloque nos sirve para la portadora de transmisión.

El filtro transmisor es típicamente un paso bajas o paso banda; empleado para limitar en banda la portadora modulada, puede ser de bajo orden. La complejidad es definida por el espectro de frecuencia generado por el modulador y como este transmite la señal a la línea telefónica, el ancho de banda está por debajo de 3 KHz. Mientras que el filtro receptor tiene dos funciones, que son : el dar inmunidad de ruido a la señal de recepción y el de bloquear la señal de modulación local, a causa de la mezcla con la señal de transmisión.

a) FILTRO DE RECEPCION MODO RESPUESTA

El filtro de recepción debe tener suficiente rechazo al canal adyacente, en la operación modo respuesta, full duplex. Estas frecuencias son de 1070 y 1270 Hz para rechazar las frecuencias transmitidas del canal local adyacente, que son de 2025 y 2225 Hz. La atenuación debe ser de 35 dB.

b) FILTRO RECEPCION MODO ORIGEN

Durante la operación modo origen, full duplex, la señal transmitida local contiene una segunda armónica (2140 Hz), que se encuentra dentro de la banda de paso del filtro de recepción. Para reducir el efecto de esta componente de frecuencia en la banda de paso del filtro receptor se coloca un filtro transmisor.

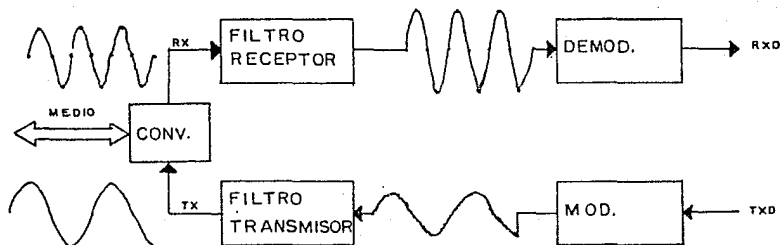


FIG. 5.12 FILTROS DEL MODEM.

En este, mi caso particular, escogí un diseño de filtro del tipo chevyshev en base a los requerimientos que expuse al principio de este tema. Este suministrará un alto grado de atenuación dentro del límite de banda, excepto con una disminución de la linealidad de fase que un Butterworth o Bessel. La linealidad de fase o retardo de grupo en un paso de banda, es una consideración importante en diseño de filtros de modem. Los resultados de error y distorsión en el demodulador son llevados a cabo por una desigualdad de retraso de frecuencias de datos dentro del filtro; por lo que es importante suministrar filtros que tengan un grado de linealidad de fase en la banda de paso.

5.4.1 DISCUSION DE FILTROS

Un filtro paso banda tipo chebyshev emplea una configuración de filtro paso banda denominada de realimentación múltiple de ganancia infinita (estructura de Salleny-key).

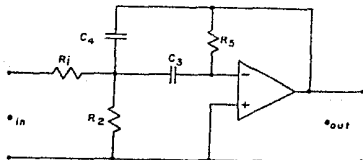


FIG. 5.13 FILTRO PASO BANDA DE REALIMENTACION MULTIPLE.

Hay que observar que esta configuración no es estable con respecto a la temperatura y pequeñas variaciones de valor en los componentes: ya que, con cualquier cambio se provocan variaciones bruscas en la frecuencia central, el ancho de banda y la selectividad del filtro, complicando así su sintonización; entonces es conveniente emplearlo cuando la selectividad del filtro sea baja (menor a diez).

Existe otra alternativa que permite mayor estabilidad, una mayor facilidad de sintonización y una mayor selectividad de filtro. Esto es posible con la configuración de filtro Bicuadrático. La desventaja es que la señal de entrada debe ser muy pequeña, por su ganancia grande, y el empleo de tres amplificadores operacionales para uno de orden dos (similar al

Filtro de Variables de Estado; entonces si el filtro de recepción es de orden mayor a dos, el espacio será mayor; entonces no conviene a mis intereses, si estar restringido en espacio y consumo de energía; ya que el prototipo será una tarjeta más dentro del conjunto de periféricos que emplea la PC.

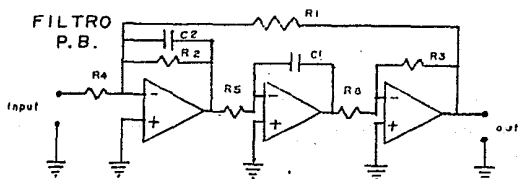


FIG. 5.14 EL FILTRO BICUADRÁTICO.

Resumiendo : solo el filtro Chebyshev es el más aceptable a pesar de la desventaja que presenta. Aunque la única forma de poder compensar, al máximo, es el empleo de un adecuado amplificador operacional, elementos pasivos de precisión, que en conjunto puedan minimizar los problemas de estabilidad y me permitan realizar pruebas preliminares mientras obtengo otra solución que sea más óptima.

En el mercado americano existe una infinidad de chips, que permiten armar filtros de orden mayor a dos, sin problema alguno, y obtener filtros del tipo : Butterworth, Chebyshev, etc.; por lo que, hasta ahora se puede afirmar, que ésta es la solución más adecuada; ya que, se tiene en un menor espacio filtros de

orden mayor a dos, asegurando el problema de estabilidad y el mínimo consumo de energía; así también cumplir con los requerimientos de filtros de recepción y transmisión para un modem.

Considerando por de interés general el incluir el diseño de los filtros de recepción y a su vez los de transmisión con el objeto de visualizar, de alguna manera, las posibles ventajas y desventajas, que trae consigo el trabajar con ellos, y así poder comparar con los ya integrados y evaluar la operación de GERMUDEN en forma general.

5.4.2 DISEÑO DEL FILTRO CHEBYSHEV

La figura siguiente muestra el espectro en frecuencia del filtro Chebyshev de recepción modo respuesta.

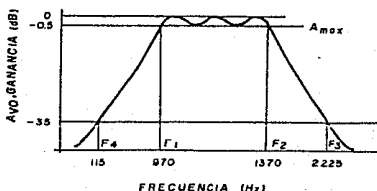


FIG. 5.15 ESPECTRO DE FRECUENCIA FILTRO RECEPTOR.

Se determina : $F_1 = 970$ Hz $F_2 = 1370$ Hz $F_3 = 115$ Hz $F_4 = 2225$ Hz
 $A_{max} = -0.5$ dB, amplitud máxima $A_{min} = -35$ dB, amplitud mínima
Rizo de 0.5 dB, en la banda de paso

Calculando el factor de forma : $k = \frac{F4 - F3}{F2 - F1} = 5.239$

Con el factor de forma, amplitud máxima y mínima entramos al nomograma, tabla A, para determinar el orden del filtro, el procedimiento es :

Dibujar una línea de A_{max} a través de A_{min} hasta el lado izquierdo de la tabla, en este punto, dibujemos una línea horizontal hasta interceptar la línea vertical, la cual estará dibujada en el valor de k (factor de forma).

La complejidad mínima u orden del filtro, está determinado por el número de curvas, que pasen a través o sobre esta intersección. En mi caso el número de curvas es tres, lo que significa que el filtro paso bajas tendrá tres polos y consecuentemente el filtro paso banda será de tres pares de polos.

TABLE 1 - Complexity Nomogram for Chebyshev Filters (Zeros)

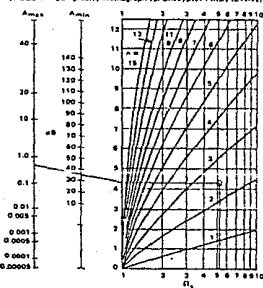


TABLE 2 - Pole Locations and Quadratic Factors for Chebyshev 0.5 dB Ripple Filter

Order	0.5 dB Ripple		
	Poles	q_0	a_1
2	-0.71281 ± j 1.00404	1.81670	1.42862
3	-0.21223 ± j 0.21193	1.16288	0.62666
	-0.82048		
4	-0.17935 ± j 0.16726	1.06382	0.25011
	-0.42224 ± j 0.42095	0.25641	0.84848
5	-0.11196 ± j 0.11156	1.02678	0.22293
	-0.29212 ± j 0.29218	0.47877	0.88826
	-0.74227		
6	-0.07765 ± j 0.08048	1.02302	0.15520
	-0.24214 ± j 0.23824	0.89091	0.42429
	-0.28278 ± j 0.27022	0.16700	0.57958
7	-0.05700 ± j 0.06841	1.01811	0.11401
	-0.18972 ± j 0.180708	0.87888	0.21964
	-0.22880 ± j 0.44788	0.23288	0.61800
	-0.39617		
8	-0.04282 ± j 0.05000	1.01193	0.08724
	-0.12622 ± j 0.168200	0.76122	0.26864
	-0.18581 ± j 0.169278	0.25265	0.27182
	-0.21929 ± j 0.19591	0.09805	0.42859
9	-0.03465 ± j 0.04000	1.00521	0.06891
	-0.09122 ± j 0.12821	0.73718	0.19841
	-0.15159 ± j 0.15532	0.48254	0.30287
	-0.18844 ± j 0.24869	0.19424	0.37268
	-0.18661		
10	-0.02790 ± j 0.03237	1.00724	0.05880
	-0.08097 ± j 0.10503	0.82970	0.16182
	-0.12511 ± j 0.11878	0.52181	0.26372
	-0.15881 ± j 0.148115	0.22781	0.21781
	-0.17615 ± j 0.15890	0.05626	0.38220

TABLA A) MONOGRAMA, B) TABLA DE POLOS Y FACTORES CUADRATICOS.

De la tabla B obtenemos la localización de los polos y el factor cuadrático en función del orden del filtro. Los valores obtenidos son :

$$\text{ecuación : } s^2 + a_1 s + a_0 = Hs$$

- 0.31323 +/- j 1.02193 ----- polo conjugado complejo

- 0.62646 + j 0 ----- polo real

$a_0 = 1.14245$ ----- término independiente

$a_1 = 0.62646$ ----- término de s

Empleando las siguientes relaciones, se puede encontrar la frecuencia natural (ω) y el factor de amortiguamiento (ξ).

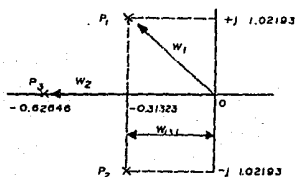


FIG. 5.16 LOCALIZACIÓN DE POLOS.

$$\text{Para } P_1 \text{ y } P_2 : \quad W_1^2 = (-0.31323)^2 + (1.02193)^2$$

$$W_1 = 1.069$$

$$\text{Luego : } W_1 \xi_1 = 0.31323 \quad \xi_1 = 0.293$$

$$\text{Para } P_3 : \quad W_2^2 = (0)^2 + (-0.62646)^2$$

$$W_2 = 0.62646$$

$$\text{Luego : } W_2 \xi_2 = 0.62646 \quad \xi_2 = 1$$

Ahora el polo complejo conjugado del filtro paso bajas es transformado en un par de polos complejos conjugados para el paso banda, y el polo real del filtro paso bajas es convertido en un par de polos conjugados para el paso banda de la forma que ilustra la figura siguiente :

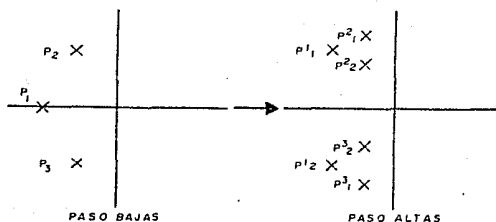


FIG.5.17 TRANSFORMACION.

Ahora centrándome únicamente en el filtro paso banda, este será de sexto orden formado por tres secciones de filtros paso banda de segundo orden de realimentación múltiple de ganancia infinita.

Cada etapa tendrá su frecuencia central y selectividad, que se determinan por los factores de amortiguamiento y frecuencia natural.

Entonces a partir de los cálculos anteriores :

$$\omega_1 = 1.069 \quad \xi_1 = 0.293 \quad F_1 = 970 \text{ Hz} \quad F_2 = 1470 \text{ Hz}$$

$$\text{Frecuencia geométrica} \quad F_0 = \sqrt{F_1 \cdot F_2} = 1152.78 \text{ Hz}$$

$$\text{factor de calidad (selectividad)} \quad Q_0 = \frac{F_0}{F_2 - F_1} = 2.8819$$

Tenemos que la selectividad para cada etapa esta dada por :

$$Q_1 = \left[\frac{\left[\left(\frac{W_1}{Q_0} \right)^2 + 2 \right] + \sqrt{\left[\left(\frac{W_1}{Q_0} \right)^2 + 2 \right]^2 - 4 \left(\frac{28W_1}{Q_0} \right)^2 + 2}}{2 \left(\frac{28W_1}{Q_0} \right)^2} \right]^{1/2}$$

Para la primera etapa

Sustituyendo en Q_1 para Q_0 , tenemos $Q_1 = 9.322$

La segunda etapa, es el polo complejo conjugado por lo que son una imagen, tenemos :

$$Q_2 = 9.322$$

Para la tercera sección (polo real convertido en polo complejo).

$$Q_3 = \frac{Q_0}{W_2 \cdot 2.2} = \frac{2.8819}{(1)(0.62646)} = 4.57 \quad Q_3 = 4.57$$

Calculando ahora las frecuencias centrales

Para la primera etapa :

$$F_1 = n F_0 \quad n = \frac{81 W_1 Q_1}{Q_0} \sqrt{\frac{81 W_1 Q_1}{Q_0} - 1}$$

Sustituyendo $n = 1.16$

$$F_1 = (1.16) (1132.78) = 1336.06 \text{ Hz}$$

Para la segunda etapa :

Por ser imagen $F2 = F0M$

Sustituyendo $F2 = 1152.78/1.16 = 993.16$ Hz

Para la tercera etapa :

La frecuencia central, es la frecuencia central de toda la banda

$$F3 = F0 = 1152.78 \text{ Hz}$$

La ganancia producida por los elementos activos del filtro en la banda de paso, pueden superar la pérdida debido al escalonamiento de las etapas: cada sección excepto la sección central tienen una pérdida representada por :

$$A_v(j\omega)_{dB} = 20 \text{ LOG} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + \frac{\omega^4}{\omega_0^4} + \frac{\omega^6}{\omega_0^6} + \frac{\omega^8}{\omega_0^8} + \frac{\omega^{10}}{\omega_0^{10}}}}$$

Para determinar la pérdida de la frecuencia central de cada sección. Se requiere de la frecuencia central del filtro ω_0 , la selectividad ω_n y en la sección central la frecuencia angular ω_n . La pérdida total del filtro en cascada será la suma de las tres secciones.

$$\omega_0 = 2 \pi \sqrt{F1 + F2}$$

$$\omega_n = 2 \pi F_n$$

Primera etapa :

$$\omega_n = 1 \quad \omega_0 = 9.322$$

Sustituyendo valores

$$\omega_0 = 7.2431 \text{ (rad/s)}$$

$$\omega_1 = 8.350 \text{ (rad/s)}$$

$$/ A_{v01} / = -10.74 \text{ dB}$$

segunda etapa :

$$n = 2 \quad \omega_2 = 9.322$$

Sustituyendo valores

$$\omega_0 = 7.2431 \text{ (rad/s)} \quad \omega_2 = 6.236 \text{ (rad/s)}$$

$$/ A_{vo2} / = -10.74 \text{ dB}$$

tercera etapa :

$$n = 3 \quad \omega_3 = 4.97$$

Sustituyendo valores

$$\omega_0 = 7.243 \text{ (rad/s)} \quad \omega_3 = 7.243 \text{ (rad/s)}$$

$$/ A_{vo3} / = 0 \text{ dB}$$

La pérdida de la frecuencia central del filtro es igual a la suma de las pérdidas de etapa.

$$/Av_{\text{total}} / F = -10.7 - 10.7 + \dots = -21.4 \text{ dB}$$

Para encontrar la ganancia, que debe proporcionar cada etapa consideremos al LM311. Este parte de dar una ganancia de 40dB, según dato del fabricante, mantiene un nivel de salida limitado para tener menos de $\pm 25\%$ de un 50% de ciclo de trabajo con un nivel de entrada de -25 dBm . Considerando la atenuación en la línea telefónica es conveniente una ganancia de banda de 17 dB.

Si la ganancia de la banda de paso le sumamos la pérdida total en el filtro para contrarrestar su efecto, tenemos:

$$/Av_{\text{total}} / = /Av_{\text{total}} (\text{ banda de paso }) / + /Av_{\text{total}} (\text{ pérdida de frecuencia central del filtro }) /$$

$$/Av_{\text{total}} / = 17 \text{ dB} + 21.4 \text{ dB} = 38.4 \text{ dB}$$

Por lo que la ganancia de cada etapa del filtro es:

$$Av_{\text{total}} = Av_{\text{total}} / 3 = 12.8 \text{ dB} \quad (4.4 \text{ volts/volt})$$

Se podrá mantener una probabilidad de error (P_e) menor a 10^{-5} . Si se mantiene una razón de señal-ruido (S/N) mayor a 12.8 dB. En la bibliografía se encuentra más detallado al respecto.

Así estoy forzando, que el filtro cumpla con los requerimientos del MC6860 determinados por el fabricante con respecto a la probabilidad de error.

Ahora conociendo la ganancia de cada etapa, frecuencia central y la selectividad de Q_n se puede calcular los valores de los componentes del filtro de recepción modo respuesta.

Por facilitar los cálculos se fijan los valores de los capacitores a un mismo valor, 0.01 microfarradios, y con las relaciones siguientes, haciendo referencia a la figura 5.15 :

Primera etapa :

$$F_1 = 1336.36 \text{ Hz} \quad \omega_1 = 8450 \text{ rad/s} \quad Q_1 = 9.322 \quad H_o = 4.41$$

$$L_3 = C_4 = C = 0.01 \text{ microf.}$$

$$R_5 = \frac{2 Q_1}{\omega_1 C} \quad R_1 = \frac{R_5}{2 H_o} \quad R_2 = (R_1 R_5) \left(\frac{2}{4Q_1 R_1 - R_5} \right)$$

Sustituyendo valores nos da :

$$R_5 = 223.850 \text{ ohms} \quad R_1 = 25.680 \text{ ohms} \quad R_2 = 659.242 \text{ ohms}$$

segunda etapa :

$$F_2 = 993.1 \text{ Hz} \quad \omega_2 = 6236 \text{ rad/s} \quad Q_2 = 9.322 \quad H_o = 4.4$$

$$L_3 = C_4 = C = 0.01 \text{ microf.}$$

Sustituyendo tenemos :

$$R_5 = 303.820 \text{ ohms} \quad R_1 = 34.560 \text{ ohms} \quad R_2 = 901 \text{ ohms}$$

Tercera etapa :

$$F_3 = 1152.7 \text{ Hz} \quad \omega_3 = 7243 \text{ rad/s} \quad Q_3 = 4.57 \quad H_o = 4.4$$

$$C_3 = C_4 = C = 0.01 \text{ microf.}$$

Sustituyendo tenemos :

$$R_5 = 125.620 \text{ ohms} \quad R_1 = 14.260 \text{ ohms} \quad R_2 = 1876.9 \text{ ohms}$$

Después de obtener los valores de los componentes, es conveniente, seleccionar las tolerancias muy pequeñas para que la sintonización no se complique; por lo que la tolerancia de los

capacitores sean de +/- 5% y de las resistencias de +/- 2%. Es conveniente saber, al sintonizar un filtro, cual es la sensibilidad de los componentes con respecto a ω_0 y Q_0 por etapa.

Solo me concretare a exponer la formulas ya deducidas, en la bibliografia se encuentra más informacion al respecto.

$$S_{\frac{\omega_0}{R_5}} = -1/2 \quad \text{Sensibilidad de } \omega_0 \text{ respecto a } R_5$$

$$S_{\frac{\omega_0}{R_1}} = \frac{-1}{2 [1 + (R_1/R_2)]} \quad \text{Sensibilidad de } \omega_0 \text{ respecto a } R_1$$

$$S_{\frac{\omega_0}{R_2}} = \frac{-1}{2 R_5 [1/R_1 + 1/R_2]} \quad \text{Sensibilidad de } \omega_0 \text{ respecto a } R_2$$

$$S_{\frac{Q}{R_5}} = 1/2 \quad \text{Sensibilidad de } Q \text{ respecto a } R_5$$

$$S_{\frac{Q}{R_1}} = \frac{R_1}{2 [R_1 + R_2]} - (1/2) \quad \text{Sensibilidad de } Q \text{ respecto a } R_1$$

$$S_{\frac{Q}{R_2}} = \frac{R_2}{2 [R_1 + R_2]} - (1/2) \quad \text{Sensibilidad de } Q \text{ respecto a } R_2$$

En la práctica $R_1 \gg R_2$ por lo que :

$$S_{\frac{Q}{R_1}} \rightarrow 0 \quad \text{y} \quad S_{\frac{Q}{R_2}} \rightarrow (-1/2)$$

Estas sensibilidades implican que por cada sección Q , R_2 debe ser ajustado. Si R_2 fue incrementado, un 20% como ejemplo, Q de cada sección decrementará un 10%. Cabe señalar que si la sensibilidad de Q cambia con R_2 , con R_5 cambia de forma igual y en sentido opuesto en magnitud: es decir, que si estas resistencias

son variables en magnitud en forma opuesta. O no cambiará por otro lado si R5 es ajustado, entonces la frecuencia central variará en sentido inverso a R5 por 0.5.

El procedimiento para su sintonización es el siguiente :

Para la frecuencia central (ω_0).

- 1 Incrementar o decrementar R5 , la frecuencia central (ω_0) de cada sección cambiará en forma inversa.
- 2 Incrementar o decrementar R2 y R5 por igual con el mismo porcentaje en cada etapa manteniendo constante Q de cada sección.

Para la sensibilidad (Q).

- 3 Incrementar o decrementar R2 corresponderá a un cambio inverso de Q en cada sección.

Filtro de recepción modo origen

Básicamente el procedimiento del diseño del filtro de recepción modo origen es idéntico al del filtro de recepción modo respuesta. La diferencia es en la disposición de frecuencias, ya que estas estén en 2025 Hz y 2225 Hz. Existe la posibilidad de que la segunda armónica de la transmisión modo origen (1070-1270 Hz) interfiera en este filtro; por lo que, el modem modo origen a diseñar debe contar con un filtro de transmisión para suprimir las armónicas producidas por la portadora de transmisión.

Primera etapa :

$$F1 = 2420.2 \text{ Hz} \quad Q1 = 16.80 \quad H_0 = 4.44$$

$$C3 = C4 = 0.01 \text{ microf.}$$

$$R1 = 24 \ 390 \ \text{ohms} \quad R2 = 210 \ \text{ohms} \quad R5 = 220 \ 343 \ \text{ohms}$$

Segunda etapa :

$F2 = 1.950 \text{ Hz}$ $Q2 = 17.8$ $H_0 = 4.44$

$C3 = C4 = 0.01\mu\text{f}$

$R1 = 33.033 \text{ ohms}$ $R2 = 268.34 \text{ ohms}$ $R5 = 256.654 \text{ ohms}$

Tercera etapa :

$F3 = 2.139 \text{ Hz}$ $Q3 = 8.44$ $H_0 = 4.44$

$R1 = 13.678 \text{ ohms}$ $R2 = 478 \text{ ohms}$ $R5 = 124.089 \text{ ohms}$

Filtros de transmisión.

Como los filtros de recepción son de sexto orden, no es necesario que en la transmisión sean de igual orden, sino de un orden menor para suavizar la portadora de transmisión y eliminar componentes de alta frecuencia que puedan ocasionar ruido en la recepción. Aclarando que el filtro de transmisión es necesario cuando el modem opera en modo origen; pero es conveniente que el modem en modo respuesta tenga su filtro de transmisión por las razones ya expuestas anteriormente.

La construcción de un filtro de orden cuatro es similar a todo lo anterior expuesto, por lo que no viene al caso exponer los cálculos de este.

Ahora entonces, el modem puede recibir y transmitir señales analógicas sin problema alguno hasta ahora; sólo que no he considerado, que para operar en full duplex para un modem modo respuesta/origen es necesario dos filtros por cada modo de operación; es decir, en total cuatro filtros. De acuerdo a mis intereses sería mucho espacio ocupado en la tarjeta, consumo de energía y un costo elevado en los componentes de precisión.

5.4.3 FILTROS EN CIRCUITO INTEGRADO

Considerando lo anterior para modems, que operan en full o half duplex. Los filtros de recepción pueden ser empleados como filtros de transmisión en la banda opuesta. Esto reduce espacio y da versatilidad a los filtros en la operación.

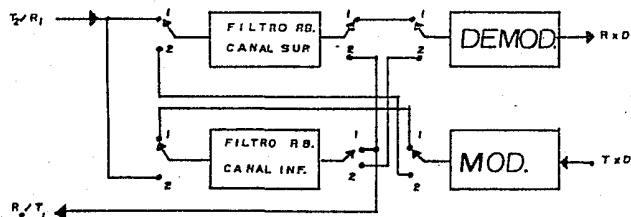


FIG. 5.18 FILTROS DE CONMUTACION

De alguna manera es posible realizarlos; pues en el mercado americano, ya existen estos dispositivos que pueden operar en modo conmutado y con mejores características, tales como :

Operar con una fuente.

Son programables.

Empleo de interruptores internos para operar en modo conmutado.

Proporcionan ganancia, etc.

Algunos de estos dispositivos son :

MF4, filtro paso bajas tipo Butterworth.

MF5, filtro universal.

MF10, doble filtro universal.

XR2120 2103, filtros paso banda.

MC 5440/41, filtro paso banda.

De estos filtros, el seleccionado fue el MC5440 cuyas características son las siguientes de acuerdo al fabricante :

Tecnología CMOS.

Opera con el principio de capacitor conmutado.

Dos filtros paso banda : canal inferior y canal superior de banda de comunicación.

Configuración de diagnóstico de malla cerrada.

Opera con una o dos fuentes.

Compatible con TTL.

FILTRO PASO BANDA CANAL INFERIOR

Voltaje mínimo de entrada	: 2.5 volts pp (+3 dBm0)
Ganancia (1170 Hz), 0 dBm0	: 10.0 dB
Nivel de ruido	: 20.0 dBm0.
Distorsión armónica	: 1.0 %
Rizo de Banda (1070-1270 Hz)	: 2.0 dB P-P
Respuesta de banda 1270 Hz	: 1.5 dB (ref. 1070 Hz, 0dBm0)
Atenuación (2025-2225 Hz)	: -55.0 dB (ref. 1170 Hz)
Retardo de grupo (1070-1270 Hz)	: 600 us

FILTRO PASO BANDA CANAL SUPERIOR

Voltaje mínimo de entrada	:	2.13 volts p-p (+3 dBm0)
Ganancia (2125 Hz), 0 dBm0	:	19.0 dB
Nivel de ruido	:	20.0 dBm0
Distorsión armónica	:	1.0 %
Rizo de Banda (2025-2225 Hz)	:	2.0 dB P-P
Respuesta de banda 2225 Hz	:	1.5 dB (ref. 2025 Hz, 0dBm0)
Atenuación (1070-1270 Hz)	:	-55.0 dB (ref. 2125 Hz)
Retardo de grupo (2025-2225 Hz)	:	600 us

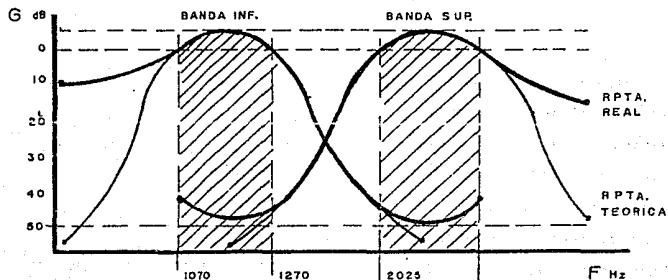


FIG. 5.19 FILTROS DEL MC 5440

5.5 LOS CIRCUITOS DE SOPORTE

Una vez expuesto los dispositivos de operación específica : Interfaz digital, modulador/demodulador y filtros paso banda. Debe idearse la forma para que interactuen en una forma adecuada con dispositivos de propósito general, descritos a continuación.

a) Circuito amplificador de transmisión.

Este se emplea a la salida del modulador. Su función es el de dar una ganancia efectiva de 6dB, acoplar impedancia entre el modulador y la entrada del circuito filtro paso banda.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_f}{R_i} = \frac{200 \text{ K}}{100 \text{ K}} = 2 \quad (6 \text{ dB})$$

impedancia de entrada : $Z_o = 100 \text{ K}$

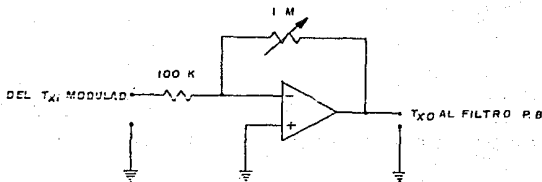


FIG. 5.20 CIRCUITO AMP. DE TRANSMISION

b) Amplificador de recepción sensitiva,

Simplemente es un amplificador operacional inverting que da una ganancia de 5 dB, con el objeto de que el circuito limitador tenga en su entrada una señal de nivel de entrada de 16 dB :

Nivel de entrada al circuito limitador = $6dB\ dB + 6dB\ dB$

$6dB$ = ganancia del filtro paso banda = 10 dB

$6dB$ = ganancia del amplificador de sensibilidad = 5 dB

Con esto se cumple con un mínimo de error de 10 en la demodulación; así como el selector impedancia a la salida del filtro paso banda de recepción. El amplificador operacional a usar es el TL084.

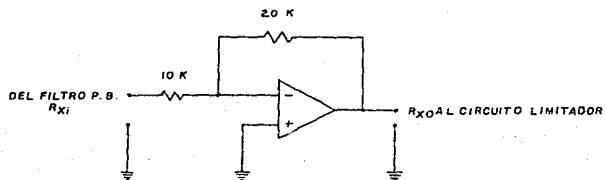


FIG. 6.21 CIRCUITO AMP. DE SENSITIVIDAD_{JAD}.

c) Circuito limitador.

El demodulador en el MCE860 requiere de una limitación simétrica de la señal de recepción. En donde cada medio ciclo es medido en referencia a un tiempo base para determinar, si la señal de recepción es una frecuencia marca o una frecuencia espacio.

Un limitador no simétrico produce errores en el proceso de demodulación, además degrada la efectividad del sistema: por lo que el limitador debe de operar sobre el rango dinámico de las entradas esperadas. En la parte de demodulación y filtros ya lo trate. El circuito que se puede usar es el LM394 o el LM311.

Con este dispositivo la señal de recepción filtrada está apropiadamente centrada respecto al nivel de entrada; además otorga un rango dinámico máximo de entrada de 17 db. Para esto debe considerarse el máximo nivel de entrada y el "offset" de voltaje de entrada en el limitador. A la salida del limitador se tiene una señal unipolar a 15 volts.

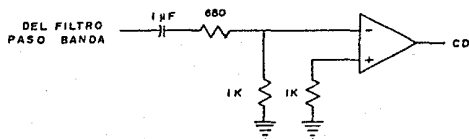


FIG. 5.22. CIRCUITO LIMITADOR

d) El circuito detector de portadora.

Se emplea para determinar si la señal de entrada al limitador está arriba del mínimo detectable - 48 db.

Es una medida de amplitud únicamente, por lo que, el periodo de la señal no es crítico. Es empleado un comparador y éste es conectado al mismo punto del circuito limitador. Se tiene un voltaje de referencia que corresponde a los niveles ya señalados;

de tal manera, que al detectar la señal y ésta exceda al nivel mínimo detectable de referencia se verifique en bajo, para indicar al MC6860 que es aceptable el nivel de la señal de recepción.

En otras palabras nos sirve para asegurar que la señal de recepción reúna las características mínimas permisibles para llevar a cabo el intercambio de información. En caso de que la portadora no sea apropiada el MC6860 no realizará ninguna acción lógica de control, o en caso de que por alguna razón se pierda la portadora por más de un tiempo de 17 segundos (dato del fabricante), este interrumpe comunicación.

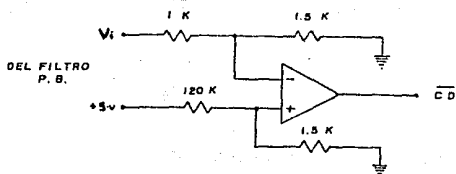


FIG. 5.23 CIRCUITO DETECTOR DE PORTADORA

5.6 LA INTERFAZ A LA LINEA TELEFONICA.

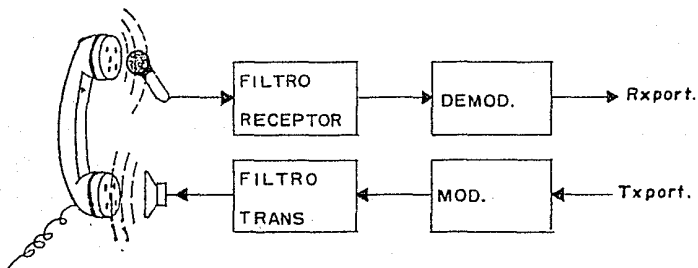


FIG. 5.24 INTERFAZ TELEFONICA

Esta figura nos ilustra un acople acústico en donde el auricular actúa por sí mismo como un convertidor de dos hilos a cuatro hilos. La atenuación de Txport. a Rxport. debería ser infinita; pero la transmisión mecánica o la dispersión puede ocurrir y debe ser considerado. Típicamente el acople acústico era empleado por modems de baja velocidad; Pero tenían serios problemas, debido a que los micrófonos de carbón son malos con respecto a su respuesta en frecuencia.

El avance de la tecnología permitió implantar otro tipo de acoplamiento, conocido como conexión directa DAA (Direct Access Arrangements), sus características son :

- 1 Suministra aislamiento de DC entre la tarjeta prototipo GERMODEM y la línea telefónica.
- 2 suministra protección contra transitorios ocurridos en la

línea conmutada telefónica.

3 Permite el acople de impedancias, para una máxima transmisión de energía entre la tarjeta prototipo y la línea conmutada.

a) Circuito convertidor de cuatro a dos hilos.

Es usado como un circuito de acoplamiento entre la tarjeta y la línea conmutada telefónica.

Ya que el flujo de información en la línea telefónica es bidireccional, éste deja pasar la señal de recepción al filtro paso banda y a la vez permite pasar la señal de transmisión a la línea conmutada sin que este presente efectos de distorsión o interferencia entre las señales.

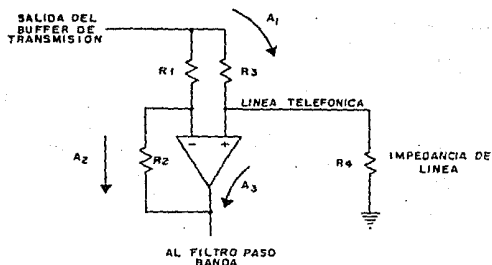


FIG.5.25 CIRCUITO CONVERSOR DE 2 - 4 HILOS

En este dibujo se observan varias ganancias que consisten en: La ganancia de salida del modulador a la línea telefónica es más bien un divisor de voltaje :

Por superposición
$$V = \frac{R_4}{L(R_4 + R_3)} V$$

$$\Rightarrow A_1 = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Donde R_4 es la impedancia de la línea y se considera nominalmente 600 ohms, entonces por acoplamiento :

$$R_3 = R_4 = 600 \text{ ohms} \Rightarrow A_1 = 0.5 \text{ (-6 dB)}$$

La ganancia que existe entre la salida del modulador a la entrada del filtro paso banda :

Por superposición amplificador inversor :
$$V_o = V_i \frac{-R_2}{R_1}$$

amplificador no inversor
$$V_o = V_i \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

entonces la ganancia total es :

$$A_2 = \frac{-R_2}{R_1} + \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

Esta ganancia es conveniente que sea mínima; ya que así el efecto de la interferencia de la transmisión local es nula.

Haciendo cálculos tenemos que :

$$A_2 = 0 = \frac{-R_2}{R_1} + \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \text{ con } R_4 = R_3$$

$$\Rightarrow R_2 = R_1$$

Con esto, la característica de modo común del amplificador operacional es usado para balancear la salida del modulador local a la entrada del filtro paso banda; es decir : $A_2 \rightarrow 0$

Al todas las impedancias excepto la impedancia de línea telefónica pueden ser controladas, el grado de minimizar A_2 viene siendo en función de la impedancia de la línea telefónica.

Como ilustración, si graficamos A_2 del convertidor contra la variación de la impedancia de la línea desde 200 hasta 1000 ohms observamos que se presenta una ranura bien definida cuando la impedancia de la línea telefónica es puramente resistiva, siendo 600 ohms el caso ideal. En la práctica la impedancia de la línea puede tener variaciones de componentes reactivos y resistivos; por lo que, la ganancia A_2 del convertidor tendrá un valor máximo de - 10dB.

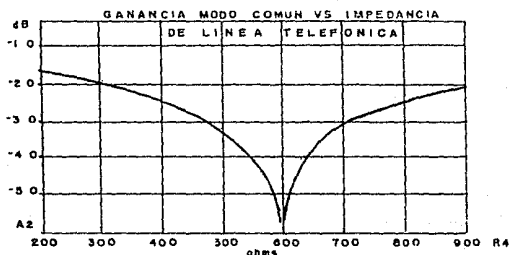


FIG. 5.26 GRAFICA DE GANANCIA A_2 (MODO) VS IMPEDANCIA DE LA LÍNEA.

La ganancia de la línea telefónica a la entrada del filtro paso banda :

$$\text{Por superposición} \quad V_o = V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$A_3 = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad \text{como } R_1 = R_2$$

$$\Rightarrow A_3 = 2 \quad (6 \text{ dB})$$

b) El detector de llamadas

El detector de llamadas se encarga de registrar el tono de llamada de la línea telefónica. Esta es una señal de campana de forma senoidal, que excita un embobinado en el teléfono para accionar una campana; al registrar esta señal, el circuito generará un pulso para iniciar la conmutación de GÉNRUBEM a la línea telefónica.

c) Circuito de conmutación

Como su nombre lo indica, nos sirve para conmutar a GÉNRUBEM a la línea telefónica. Este emplea la señal de campana para activar un circuito lógico que permite dar un retraso de tiempo (dos, tres o campanas) deseado para conmutar a la línea por medio de un relevador.

El relevador no fue fácil elegirlo, ya que solo conocía el convencional y este presentaba desventajas, tales como :

- mayor espacio ocupado.
- condiciones de operación.
- presentan problemas mecánicos.

Así entonces no se adecuaba a mis intereses; pero en el mercado encontré otro tipo de relevador, conocido como : **relevador telefónico**. Este tiene una forma alargada y se caracteriza por disponer de unos elementos mecánicos, que permiten regular los tiempos de conexión y desconexión. Suelen admitir hasta tres debanados independientes para ser actuados por diferentes circuitos; pero su volumen todavía es mayor, así como sus condiciones de operación no son adecuadas, ya que su empleo se enfoca para sistemas de telefonía y tele.

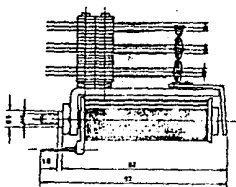


FIG. 5.27 RELEVADOR TELEFÓNICO.

Otro tipo de relevador es el que posee reducidas dimensiones, diseñados especialmente para montarse en circuito impreso; por lo que son empleados en gran diversidad de equipos electrónicos. Uno de los más empleados es el "reed relay", el cual describo a continuación :

Su construcción consta de dos elementos básicos :

- bobina de actuación.
- contactos reed.

La bobina de actuación es convencional, aunque su carrerete-soporte dispone de un orificio longitudinal a lo largo de su eje. En los relevadores convencionales está ocupado por el núcleo metálico, puede disponer de uno o más arrollamientos independientes, a igual del resto de los relevadores.

Los contactos reed poseen la particularidad de estar realizados a base de un material magnético; lo cual permite poderse abrirse o cerrarse al generarse el campo magnético de la bobina, evitando lo

necesidad de elementos mecánicos intermedios de actuación. Los contactos al estar encerrados herméticamente en una capsula, están inmunes al polvo y otros agentes atmosféricos.

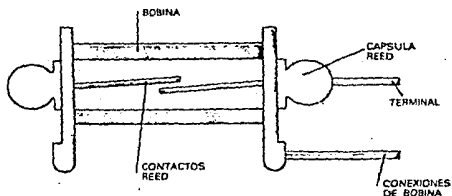


FIG. 5.29 RELEVADORES REED RELAY (ENCAPSULADOS COMO C.I.).

Además esta tarjeta (GERMDEM) permite conectar paralelamente un teléfono, evitando cualquier interferencia al momento de emplear la línea, ya sea para comunicación de voz o comunicación de datos.

Para mayor versatilidad, cuenta con un dispositivo que permite escuchar la señal de campana y los tonos de comunicación (portadoras) en el momento del enlace y desconexión; además permite escuchar la línea telefónica para saber si está disponible.



CAPITULO VI CARACTERISTICAS Y PRUEBAS DE GERMODEM.

En este capítulo me concretaré a las especificaciones generales de operación y a las pruebas que evalúan la operación de GERMODEM. Con el objetivo de que el lector tenga una idea de como se llevan a cabo las pruebas (mínimas necesarias) en un *modem*.



FIG. 6.1 LA TARJETA DE COMUNICACIONES (GERMODEM)

ESPECIFICACIONES TECNICAS :

EQUIPO : Modem interno para computadoras personales modelos
PC/XT/AT o compatibles.

MARCA : U.N.E.C. FACULTAD DE INGENIERIA, U.N.A.M.

MODELO : GM-PC1.

NOMBRE COMERCIAL : GERMODEM.

APLICACION : Transmisión de datos en serie, asíncrona en modo
dúplex.

VELOCIDAD DE DATOS : 300 B P S.

ESQUEMA DE MODULACION : 300 BPS, BELL 103.

INTERFAZ : Para conexión interna en una ranura de expansión.

CONEXION ANALOGICA : Dos conectores RJ-11 (2 hilos), para línea y
para teléfono opcional.

REQUISITOS DE LINEA : Red pública conmutada a dos hilos.

FORMATO DE DATOS : 8 bits sin paridad ; 7 bits con paridad Par
o Impar.

NIVEL DE TRANSMISION : -6 dBm.

UMBRAL DE RECEPCION : -45 dBm.

IMPEDANCIA DE TRANSMISION Y RECEPCION : 600 ohms +/- 10 %

MODOS DE PRUEBA : Analógica y digital.

PRUEBAS DE GERMDEM.

Evidentemente la facilidad de pruebas que pueda ofrecer esta tarjeta, para determinar donde se pueda encontrar alguna falla, estará en función directa de su disponibilidad y operatividad.

Por su papel y localización en la transmisión de datos, el modem ocupa un lugar adecuado; ya que dado el se puede efectuar una serie de diagnósticos, que conducirán a una rápida localización de gran parte de fallos, que puedan presentarse en un sistema de transmisión de datos. Entendiendo todo modem debe ofrecer, como mínimo, una serie de pruebas que realiza GERMDEM :

a) Prueba local.

Consiste en hacer una conexión interna en la parte transmisora del modem con su propia parte receptora y generar un patrón de datos, que deberán ser reconocidos por su propia parte receptora si el modem está en correcto estado.

En esta tarjeta se puede hacer en dos partes :

I Prueba digital.

Que consiste en probar la interfaz digital, anteriormente mencioné que el uart posee esta característica.

II Prueba analógica.

Que consiste en probar la señal modulada sin que esta pase a la interfaz telefónica; para esto el circuito modulador, demodulador cuenta con una salida para tal propósito (16). Esta señal al verificarse en bajo

provocara, que el demodulador opere a la misma frecuencia que el modulador Fsk. El circuito filtro de conmutacion cuenta tambien con su patilla respectiva (4) para hacerlo hasta antes de pasar a la interfaz telefonica.

b) Prueba remota en half duplex.

Se realiza un enlace por via telefonica con otro modem de características similares: sólo que operando en modo half duplex y así determinar si la parte emisora o receptora contienen algún error de operacion.

La siguiente serie de fotografias muestran el equipo empleado :



FIG. 6.2 EFECTUANDO PRUEBAS DE GERMODEM.



FIG. 6.3 EL EQUIPO EMPLEADO PARA PRUEBAS.



FIG. 6.4 GERMODEM EN PRUEBAS.

El procedimiento se realizó de la manera siguiente :

Un modem interno comercial, específicamente de Hamsdata, se colocó en el Centro de Cálculo de F.I. (CECAFI). GERMODEM se instaló en la Unidad de Mantenimiento de Equipo de cómputo de F.I. (U.M.E.L.).

GERMODEM opera como modem respuesta para poder contestar llamadas y fronzdata como modem origen para iniciar comunicación.

El modem respuesta, al recibir la llamada automáticamente se conecta a la línea telefónica y envía una portadora a 2225 Hz. El modem origen espera el tono de 2225 Hz, del modem respuesta, y este responde enviándole una portadora de 1270 Hz. En ese momento se establece la comunicación entre modems para enviar un patrón de datos y poder observar posibles fallas de las que se pueden enumerar son:

- Ruido impulsivo por efecto de la misma red conmutada.
- Interferencia de líneas paralelas.
- Estado de las líneas.

El conjunto de pruebas que llevé a cabo, permitió evaluar el prototipo adecuadamente, que impulsó seguir adelante con las pruebas para llegar al punto óptimo de operación.

La siguiente serie de fotografías muestran las pruebas realizadas : figura 6.5 muestra el equipo empleado; la figura 6.6 muestra en la parte superior ambas portadoras de transmisión y recepción y en la parte inferior la señal de recepción antes de pasar por el filtro receptor; por último la figura 6.7 nos muestra en la parte inferior la señal de recepción limitada en amplitud antes de pasar al demodulador y la parte superior, nos muestra la señal demodulada en forma binaria.

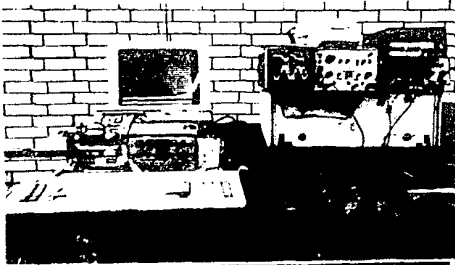


FIG. 6.5

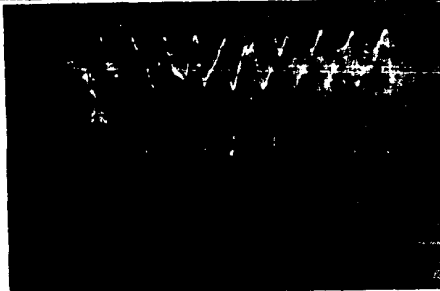


FIG. 6.6

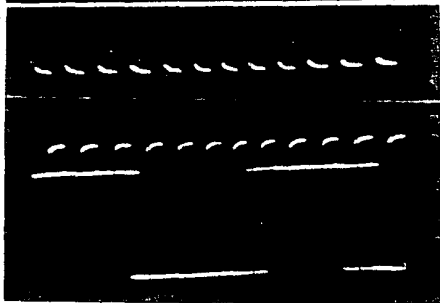
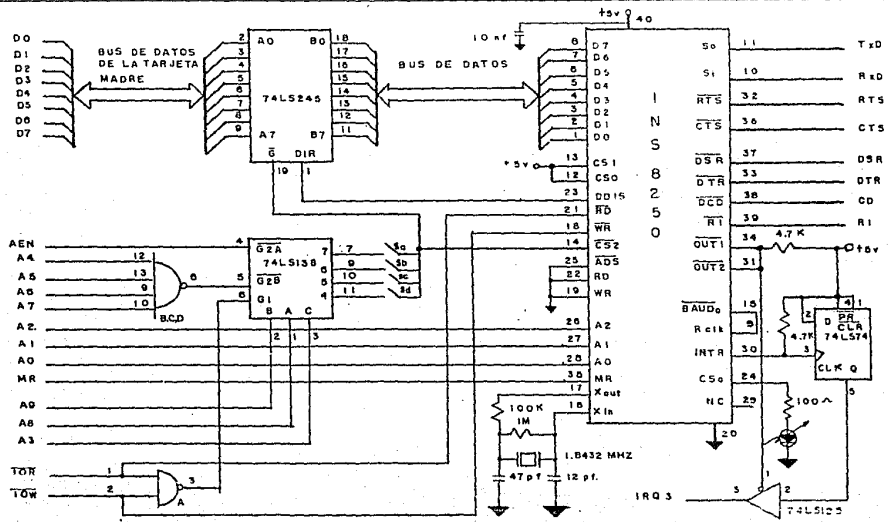
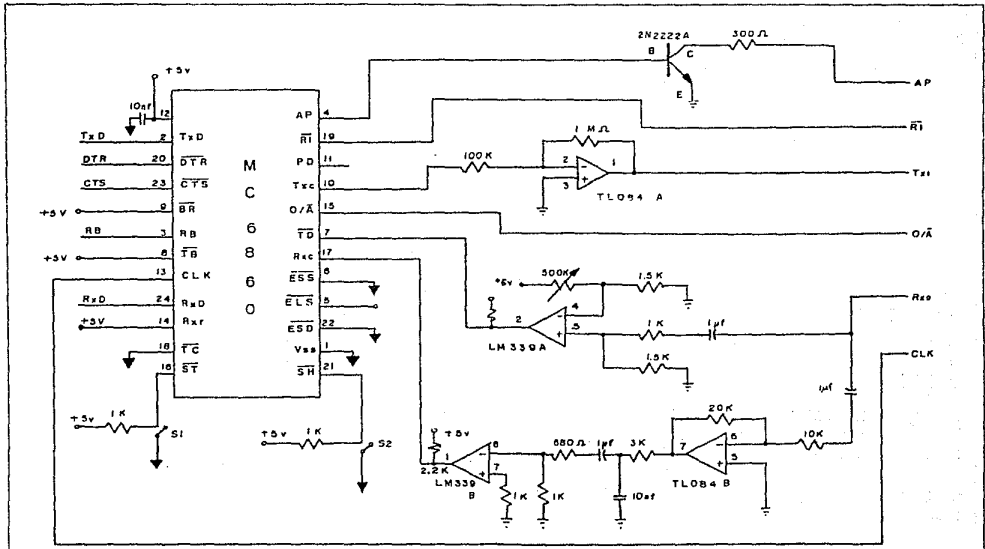


FIG. 6.7

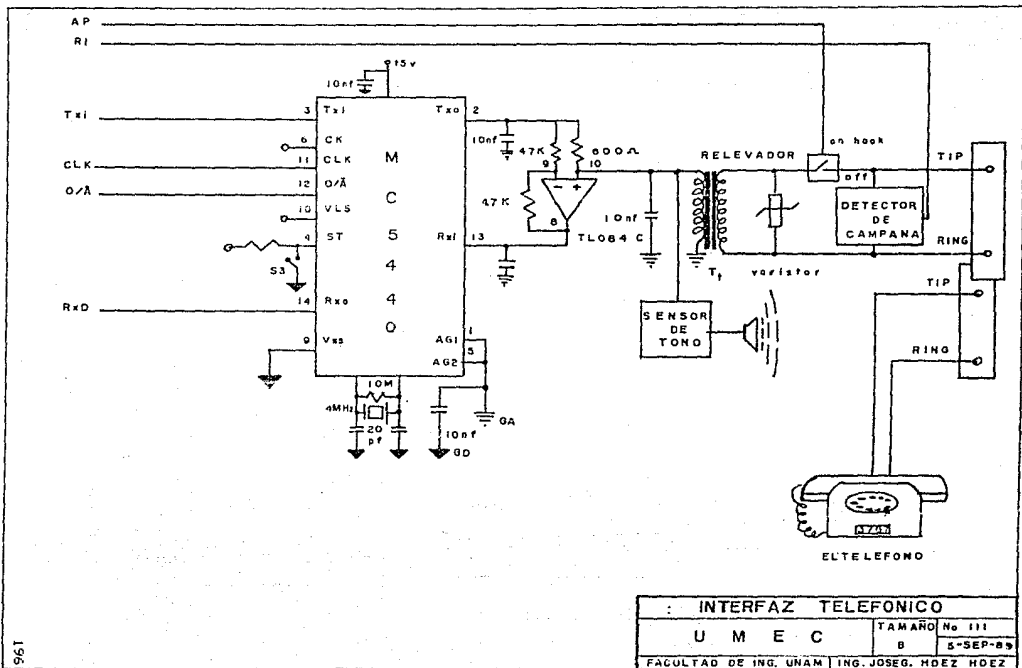


INTERFAZ DIGITAL		
U M E C	TAMAÑO B	Nº 1 3-SEP-80
FACULTAD DE ING. UNAM ING. JOSE G. HDEZ HDEZ		



EL MODULADOR DEMODULADOR

U M E C	TAMAÑO B	No. 11 3-SEP-89
FACULTAD DE ING UNAM ING JOSÉ G. RÓDRIGUEZ		



: INTERFAZ TELEFONICO		
U M E C	TAMAÑO B	No 111 5-SEP-89
FACULTAD DE ING. UNAM ING. JOSEF. HDEZ HDEZ		

CONCLUSIONES GENERALES

- * La gran versatilidad que ofrece la computadora personal, es prácticamente la compatibilidad que debe tener con la mayoría de los circuitos electrónicos y el crecimiento adecuado de su arquitectura.
- * Contar básicamente con una tarjeta de extensión de bus, no necesariamente se debe de comprar, es posible construirla con un grado de confiabilidad aceptable como la que yo construí con procedimientos "caseros" para este prototipo.
- * Este trabajo permite seguir con el prototipo, para perfeccionar su operación; además de tener las bases fundamentales para realizar otro GERMODEM-PC2 de mejores características en un futuro.
- * Se debe hacer una comparación entre un modem externo y uno interno en P.C.; concluyendo que ambos son equivalentes, con la diferencia de que un interno no necesita fuente de alimentación propia, ya que es transportable. Forma parte de los periféricos de la P.C. al residir internamente en ella.
- * El campo de la comunicación de datos es muy extenso e interesante; por lo que este trabajo sólo intenta introducir al lector a los conocimientos básicos, complementado con la descripción del diseño de una tarjeta de comunicaciones.

BIBLIOGRAFIA

- * FUNDAMENTOS DE TELEFONIA (INGENIERIA TELEFONICA).
1966. ENRIQUE HERRERA PEREZ.
EDITORIAL LIMUSA.
- * TECHNICAL ASPECTS OF DATA COMMUNICATION DIGITAL EQUIPMENT.
MC NAMARA JOHN E.
- * DATA COMMUNICATION TECHNOLOGY.
JAMES MARTIN.
- * COMPUTER COMMUNICATIONS.
BEAUCHAMP J.
- * TELECOMUNICACIONES Y LA COMPUTADORA.
JAMES MARTIN.
EDITORIAL DIANA.
- * TRANSMISION DE INFORMACION. MODULACION Y RUIDO.
SCHWARTZ.
MC GRAW HILL.
- * DISEÑO DE UNA RED DE COMPUTADORAS PARA PROCESAMIENTO
DISTRIBUIDO DE DATOS.
YESIS.
- * COMPUTADORAS PERSONALES INTERCOMUNICACION.
TELENETICS.
EXPRESS DATAMODEM.
- * INSIDE THE IBM P.C.
PETER NORTON ROBERT & J. BRADY.
- * SECRETO DEL IBM P.C.
FELLEY JAMES E.
- * SMP/PC . GUIA DEL BPM/PC Y NT.
GRAHAM / FIELD.
MC GRAW HILL OSBORNE.

- * INTERCONEXION DE PERIFERICOS A MICROPROCESADORES.
MUNDO ELECTRONICO.
EDITORIAL MARCOMBO.
- * MICROPROCESSORS AND INTERFACING.
DOUGLASS & HILL.
MC GRAW HILL.
- * INTRODUCTION TO MICROPROCESSOR SYSTEM DESIGN.
GARLAND HARRY.
MC GRAW HILL.
- * UNION INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES.
U.C.I.T.T.
COMITE CONSULTIVO INTERNACIONAL TELEGRAFICO Y TELEFONICO.
LIBRO ROJO : TOMO VII- FASCICULO VIII.1
COMUNICACION DE DATOS POR LA RED TELEFONICA.
RECOMENDACIONES DE LA SERIE V.
VIII ASAMBLER PLENARIA .
MALGA-TORREMOLINS 2-19 OCTUBRE 1984.
GINEBRA 1985.
- * NORMA TECNICA DE OPERACION DE EDIFIOS MODEN PARA LA
TRANSMISION DE DATOS CON VELOCIDAD DE MODULACION DE 600/1200.
STC.
- * ORGANIZACION Y RESULTADOS DE ESTUDIOS DE REDES TELEFONICAS
CON MIRAS A SU APLICACION PARA TRANSMISION DE DATOS.
HECTOR RUEZ VEROZA & SERGIO GOMEZ COBARRUBIAS.
STC.
- * POSIBILIDADES DE TRANSMISION DE DATOS POR TELEFONO DESDE UN
PUNTO DE VISTA DE LAS NORMAS.
FELIPE ROLANDO MENCHACA G. & HECTOR RUEZ VEROZA.
STC.
- * CREATIVE COMPUTING.
VOLUMEN 11. 85 , MAYO 1988.
- * COMMUNICATIONS PRODUCTS.
THOMSON MOSTEK 1987.
- * COMPONENT DATA CATALOG 1987.
INTEL C.

- * MICROCOMPUTER-RELATED HANDBOOK.
INTEL 1987.
- * CMOS CMOS SPECIAL FUNCTIONS DATA.
MOTOROLA 1988.
- * CMOS LOGIC DATA.
MOTOROLA 1988.
- * INTERFACE HANDBOOK.
NATIONAL SEMICONDUCTOR 1986.
- * LINEAR DATA BOOK.
NATIONAL SEMICONDUCTOR 1982.
- * TTL DATA BOOK FOR DESIGN ENGINEERS.
TEXAS INSTRUMENTS 1982.
- * TELECOMMUNICATIONS CIRCUITS DATA BOOK .
TEXAS INSTRUMENTS 1988/1989.
- * RCA SI.
SERIES SOLID STATE REPLACEMENT GUIDE.
1986.
- * PERSONAL COMPUTER HARDWARE REFERENCE LIBRARY
I & II.
- * MANUAL DE REFERENCIAS TECNICAS DE LA COMPUTADORA PERSONAL
PRINTAFORM MODELO ACER 710.
- * MANUAL DE REFERENCIAS TECNICAS DE PC-486.
DENKI CORONA.

G L O S A R I O .

ASCII. Código americano normalizado para el intercambio de información.

BAUD. Bits por segundo. Actualmente, Unidad Binaria de transmisión de información por segundo.

BUS (Barra). Conexiones por donde las señales van desde un origen a un destino.

BYTE. Octeto. Término que representa una porción medible de dígitos binarios consecutivos.

Communications protocolo. Protocolo de comunicaciones. Norma de comunicaciones: un protocolo es un conjunto de características y procedimientos de hardware o de software, que permiten a un sistema intercambiar mensajes con otro en una red de comunicaciones.

DATA SET. Modem, en lo que respecta a las comunicaciones.

DECIBEL (Decibelio). Unidad que se expresa en forma logarítmica las relaciones de voltajes, corrientes o potencias.

DIRECCION. Localidad, posición particular de la memoria o sistema de almacenamiento.

DOS. Sistema operativo en disco. Sistema operativo que integra funciones en fichero de disco.. tales como : archivo simbólico, ubicación de espacio automática , etc.

ECHO. Eco. Señal de conversión de datos que se devuelve desde un punto distante con amplitud y retardo suficientes para indicar al día habie o interrumpir la transición normal de datos.

EIA-RS232C. Interfaz, acoplamiento serie estándar para comunicaciones asincronas entre modem y terminal.

HANDSHAKING. Intercambio de indicativos y señales de sincronización. Técnica de sincronización de comunicaciones entre modems o terminales de datos.

HARDWARE. Circuitos, dispositivos físicos. En la actualidad en lengua española se la conoce también como **MECATRÓNICA.**

I B M. International Business Machines Corporation.

INTERFACE. Interfaz, interconexion. Conexión común a dos sistemas distintos para el intercambio de información electrónica en un orden preestablecido.

INTERRUPT. Interrupción. Señal de atención enviada por un dispositivo de E/S o chip a un procesador que rompe la ejecución actual en proceso para atender al dispositivo E/S.

Mapping. Mapeo. Transferencia de programas o datos a un espacio físico.

Masking. Enmascarar. Empleo de una máscara para control o reconocimiento. Se emplea una máscara de bits o de caracteres para filtrar bits o caracteres seleccionados de una cadena de datos con fines de control o reconocimiento.

MOS. Nota: Unida Semiconductor. semiconductor a base de metal y óxido. Es muy empleado para la integración de circuitos lógicos y de memoria. Existen varios tipos de este, incluyendo PMOS, NMOS y CMOS.

PARITY BIT (Bit de paridad). Bit de verificación o su complemento que se añade a los bits de un bloque de información para controlar la transferencia de dicho bloque entre las unidades del equipo, no tiene valor como información.

PARITY CHECK (verificación de paridad). Comprobación que se lleva a cabo durante la transferencia de datos.

PC COMPAQ. Computadora personal que fue la primera versión de la familia de PC's. , conocida también como P.C. estándar.

PC X T. Computadora personal de alta capacidad, segunda versión de la familia de PC's. Se le adiciona a la PC estándar una unidad de disco de gran capacidad de almacenamiento. "disco duro".

PC A T. Computadora personal que cuenta con una capacidad equivalente a tres PC's XT estándar. La diferencia mayor es el empleo de un procesador de mayor capacidad.

PERIFERICO. Máquina que funciona bajo control de un procesador. El equipo periférico consta de dispositivos de E/S y de almacenamiento.

PORT (vía de acceso). Parte de la arquitectura de un sistema con microprocesador cuyo objetivo es establecer comunicación con el

mundo e tierra.

QUEUE (cola). Grupo de elementos de un sistema que esperan a ser procesados.

RESET (restaurar, poner en inicio). Inicializar un dispositivo para un adecuado funcionamiento.

SOFTWARE (software lógico). Conjunto de programas y procedimientos que se incluyen en un equipo que procesa datos y que hace posible el empleo eficaz del mismo. Suele también denominarse en la lengua española como **PROGRALOGICA**.

Telecommunications. Telecomunicaciones. Transferencia de voz y datos entre dos puntos distantes.

TELEPROCESO. Término registrado por IBM que se emplea para describir sistemas en los que se conectan localidades distantes a una computadora central por medio de circuitos de transmisión de datos.

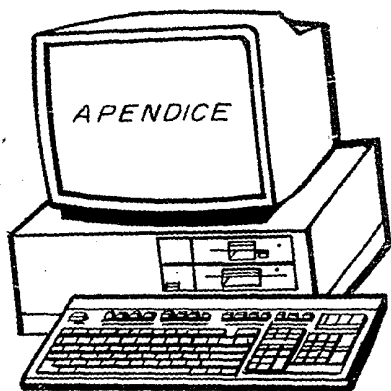
TERMINAL. Dispositivo en el que se pueden introducir y extraer datos de un sistema de comunicación de datos.

VLSI. Muy alta escala de integración en microcircuitos electrónicos.

Voice-grade. Canal de voz. Canal de comunicaciones con ancho de banda limitado. Estos están diseñados para la transmisión de voz.

X-OFF. Transmisor desconectado.

X-ON. Transmisor conectado.



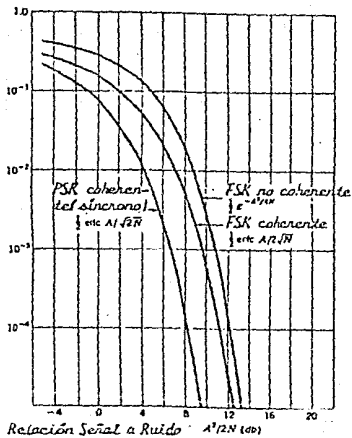
COMPARACION DE DIFERENTES ESQUEMAS DE MODULACION DIGITAL

ESQUEMA	ANCHO DE BANDA	P_e	$\frac{S}{N}$ PARA $P_e=10^{-4}$	COMPLEJIDAD DE EQUIPO
ASK Coherente	2B	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{2\sqrt{2}N}$	14.45	Moderado
ASK Incoherente	2B	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2 T_b}{16nc}\right)$	18.33	Menor
FSK Coherente	>2B	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{2\sqrt{N}}$	10.6	Mayor
FSK Incoherente	>2B	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2}{4N}\right)$	15.33	Menor
PSK Coherente	2B	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{\sqrt{2N}}$	8.45	Mayor
DPSK	2B	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2 T_b}{2nc}\right)$	9.30	Moderado

COMPARACION DE DIFERENTES ESQUEMAS DE MODULACION DIGITAL

ESQUEMA	ANCHO DE BANDA	P_e	$\frac{S}{N}$ PARA $P_c=10^{-4}$	COMPLEJIDAD DE EQUIPO
ASK Coherente	2B	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{2\sqrt{2}N}$	14.45	Moderado
ASK Incoherente	2B	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2 T_b}{16n_0}\right)$	18.33	Menor
FSK Coherente	>2B	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{2\sqrt{N}}$	10.6	Mayor
FSK Incoherente	>2B	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2}{4n}\right)$	15.33	Menor
PSK Coherente	2B	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \frac{A}{\sqrt{2}N}$	8.45	Mayor
DPSK	2B	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2 T_b}{2n_0}\right)$	9.30	Moderado

Probabilidad
de Error P_e



Relación Señal a Ruido $A^2/2N$ (dB)



UNION INTERNACIONAL DE TELECOMUNICACIONES

CCITT

COMITÉ CONSULTIVO
INTERNACIONAL
TELEGRÁFICO Y TELEFÓNICO

LIBRO ROJO

TOMO VIII - FASCÍCULO VIII.1

**COMUNICACIÓN DE DATOS POR LA
RED TELEFÓNICA**

RECOMENDACIONES DE LA SERIE V



**VIII ASAMBLEA PLENARIA
MÁLAGA-TORREMOLINOS, 8-19 DE OCTUBRE DE 1984**

Ginebra 1985

Para determinar la gama permitida, el CCITT ha tenido en cuenta la necesidad de limitar el número de velocidades binarias (y, por ende, el número de tipos de modems necesarios), permitiendo hacer al mismo tiempo el mejor uso posible de los progresos técnicos realizados en el desarrollo de los modems y en el mejoramiento de los equipos telefónicos. Se considera que la base más satisfactoria para el desarrollo consiste en la progresión geométrica de las velocidades normalizadas.

3 Las velocidades binarias no debieran exceder en ningún caso más de $\pm 0,01\%$ de sus valores nominales.

Observación 1 - La aplicación de las transmisiones paralelas de datos se trata en otras Recomendaciones.

Observación 2 - Para los modems para uso en circuitos arrendados de tipo telefónico a estas velocidades binarias, véanse las Recomendaciones V.22, V.22 bis, V.23, V.26, V.26 ter, V.27, V.27 bis, V.29 y V.32.

Observación 3 - Se reconoce que estas velocidades binarias se utilizan para la conexión de ETD a redes públicas de datos con conmutación de circuitos. Se estudia actualmente la adición para este fin de otras velocidades binarias.

Observación 4 - Se están estudiando modems para uso en circuitos arrendados de tipo telefónico a estas velocidades binarias.

Recomendación V.7

DEFINICIONES DE TÉRMINOS RELATIVOS A LA COMUNICACIÓN DE DATOS POR LA RED TELEFÓNICA

(Ginebra, 1980 modificada en Málaga-Torrecolinos, 1984)

Observación - Esta Recomendación no contiene más que definiciones nuevas y revisadas, de términos relativos de datos por la red telefónica, elaboradas por la Comisión de Estudio XVII desde 1977 y aprobadas por la VII y la VIII Asambleas Plenarias.

Cabe señalar que existe igualmente un gran número de definiciones pertinentes y aún en vigor, que se han publicado en el *Repertorio de definiciones de los términos empleados en las telecomunicaciones*, Parte I (incluidos sus dos suplementos), en el Tomo VIII del *Libro Verde* y en el Tomo VIII.2 del *Libro Naranja*.

1 velocidad real de transferencia de datos

E: *effective data transfer rate*

F: *débit effectif du transfert des données*

Número medio de bits, caracteres o bloques transferidos por unidad de tiempo desde una fuente de datos y aceptados como válidos por un sumidero de datos. Se expresa en bits, caracteres o bloques por segundo, minuto u hora.

2 control de errores (protección contra errores)

E: *error control*

F: *contrôle des erreurs*

Parte del protocolo que controla la detección, y posible corrección de errores de transmisión.

3 concentrador de datos

E: *data concentrator*

F: *concentrateur de données*

Equipo que permite dar servicio, a través de un medio de transmisión común, a más fuentes de datos que canales disponibles existen en el medio de transmisión.

10 Juego de caracteres

La presente Recomendación incluye la asignación de frecuencias de transmisión a los circuitos de enlace.

La asignación de circuitos de enlace a las combinaciones de código que hayan de transmitirse, es decir, la definición de un juego de caracteres deberá ajustarse a las condiciones definidas en esta Recomendación y tener en cuenta las condiciones de aplicación y el tipo de entrada empleado (cinta de papel, tarjetas perforadas, teclado, etc.).

Por esta razón, la recomendación de un juego de caracteres incumbe principalmente a la ISO en colaboración con el CCITT.

Observación — En las referencias [1] a [4] figuran ejemplos de alfabetos y métodos de codificación.

Referencias

- [1] *Codificación para la transmisión paralela*, Libro Blanco, Tomo VIII, suplemento N.º 20, UIT, Ginebra, 1969.
- [2] *Proposiciones relativas a la codificación para la transmisión paralela*, Libro Blanco, Tomo VIII, suplemento N.º 21, UIT, Ginebra, 1969.
- [3] *Parallel transmission on switched telephone circuits*, Libro Azul, Tomo VIII, suplemento N.º 56, edición en francés e inglés, UIT, Ginebra, 1964.
- [4] *Low-speed parallel data sets*, Libro Azul, Tomo VIII, suplemento N.º 57, edición en francés e inglés, UIT, Ginebra, 1964.

Recomendación V.21

MODEM DÚPLEX A 300 bits NORMALIZADO PARA USO EN LA RED TELEFÓNICA GENERAL CON CONMUTACIÓN¹¹

(Ginebra, 1964; modificada en Mar del Plata, 1968, en Ginebra, 1972, 1976 y 1980 y en Málaga-Torremolinos, 1984)

Observación — El modem previsto para uso en conexiones establecidas por conmutación a través de la red telefónica general puede, evidentemente, utilizarse en líneas arrendadas.

Es económico un sistema de transmisión de datos de baja velocidad binaria que permita la transmisión de datos por un circuito telefónico explotado alternativamente para conferencias telefónicas y transmisión de datos, y que utilice equipos de entrada/salida simples y métodos sencillos de explotación.

La velocidad binaria debe permitir el empleo de fuentes de datos y de sumideros (colectores) de datos de tipo corriente, y en particular de dispositivos electro mecánicos.

El sistema de transmisión de datos será dúplex, para permitir la transmisión bidireccional de datos, o la transmisión hacia atrás de señales, a efectos de protección contra errores. La transmisión deberá ser tal que pueda efectuarse por circuitos telefónicos normales, tanto en lo que respecta a la anchura de banda disponible como a las restricciones impuestas por la señalización en la red telefónica.

Los dos correspondientes se ponen en contacto mediante una llamada telefónica y el circuito pasa a la posición de transmisión de datos:

- a) manualmente mediante acuerdo entre los operadores, o
- b) automáticamente.

¹¹ Véase la observación del § 2 de esta Recomendación.

Por estas razones, el CCITT

recomienda por unanimidad:

1 En las comunicaciones telefónicas establecidas por conmutación en la red telefónica general (o en los circuitos telefónicos arrendados) podrá procederse a transmisiones de datos de baja velocidad binaria.

2 El circuito de comunicación para la transmisión de datos será un circuito dúplex que permita la transmisión simultánea en ambos sentidos con una velocidad binaria inferior o igual a 300 bit/s.

La modulación será bivalente en serie, obtenida por desplazamiento de frecuencia, que dé como resultado una velocidad de modulación igual a la velocidad binaria.

Observación - Se señala a la atención la posibilidad de que se encuentren en servicio algunos modems conformes a la Recomendación V.21 de tipo antiguo cuya velocidad binaria máxima sea de 200 bit/s.

3 En el canal de transmisión N.º 1, la frecuencia media nominal será de 1080 Hz.

En el canal de transmisión N.º 2, la frecuencia media nominal será de 1750 Hz.

La desviación de frecuencia debe ser de ± 100 Hz; en cada canal, la frecuencia característica más elevada (F_2) debe corresponder a 0 binario.

La diferencia entre los valores de las frecuencias características²⁾ medidos a la salida del modulador y sus valores nominales no deberá ser superior a ± 6 Hz.

Para la línea, se supone una deriva de frecuencia de ± 6 Hz. El demodulador deberá, pues, tolerar derivas de ± 12 Hz entre las frecuencias recibidas y sus valores nominales.

4 La transmisión de datos podrá hacerse según los modos síncrono o asíncrono; en operación síncrona, el modem no tendrá que enviar las señales necesarias para mantener el sincronismo durante los periodos de reposo en la transmisión.

5 Cuando se requiera la neutralización del dispositivo de control de eco, se recomienda seguir el procedimiento especificado en la Recomendación V.25.

6 La potencia máxima introducida en la línea por el modem no deberá exceder de 1 mW.

El nivel de la potencia transmitida por el modem se regulará teniendo en cuenta la atenuación prevista entre el aparato de abonado y la entrada de un circuito internacional, de modo que el nivel nominal correspondiente de la señal a la entrada del circuito internacional no exceda de -13 dBm0 (véase el § 2 de la Recomendación).

7 a) Cuando se utilicen los dos canales para la transmisión bidireccional de datos simultáneamente, el canal N.º 1 servirá para la transmisión de datos del abonado que llama (es decir, de quien ha hecho la llamada telefónica) hacia el abonado llamado, y el canal N.º 2, para la transmisión en el sentido abonado que llama a abonado llamado.

b) Cuando uno de los canales sirva para la transmisión de datos y el otro sólo para la transmisión de señales de control, de servicio, etc., se utilizará también el canal N.º 1 para la transmisión en el sentido abonado que llama a abonado llamado, cualquiera que sea el sentido en que se transmitan los datos.

c) El procedimiento de asignación de canales (descrito en a) y b)) se aplica al caso de un servicio general de transmisión de datos que permita la transmisión bidireccional de datos, de señales de control y de servicio, etc., entre dos abonados cualesquiera. En los casos particulares que no respondan a esta regla, el procedimiento de asignación de canales se determinará por acuerdo entre los correspondientes, habida cuenta de las necesidades de cada servicio.

²⁾ Valores nominales de las frecuencias características:
Canal N.º 1 ($F_1 = 1180$ Hz y $F_2 = 980$ Hz);
Canal N.º 2 ($F_1 = 1850$ Hz y $F_2 = 1650$ Hz).

8 Circuitos de enlace

8.1 Lista de circuitos de enlace esenciales para modems utilizados en la red telefónica general con conmutación, o en circuitos telefónicos arrendados, sin conmutación (véase el cuadro 1/V.21)

Las configuraciones que se indican para los circuitos de enlace son las indispensables para cumplir con las especificaciones relativas a los circuitos de la red con conmutación o a los circuitos arrendados. De haberse previsto en un modem una o más de estas especificaciones, conviene disponer de todos los circuitos de enlace apropiados.

CUADRO 1/V.21

Circuito de enlace		Red telefónica general con conmutación con equipos que funcionen en las condiciones siguientes: llamada manual, respuesta manual, llamada automática, respuesta automática (véase la observación 1)	Circuitos telefónicos arrendados sin conmutación (véase la observación 1)	
Número	Denominación		Punto a punto	Multipunto
102	Tierra de señalización o retorno común	X	X	X
103	Transmisión de datos	X	X	X
104	Recepción de datos	X	X	X
105	Petición de transmitir	-	X (véase la observación 2)	X
106	Preparado para transmitir	X	X	X
107	Aparato de datos preparado	X	X	X
108/1	Conecte el aparato de datos a la línea	X (véase la observación 3)	X	X
108/2	Terminal de datos preparado	X (véase la observación 3)	X (véase la observación 4)	-
109	Detector de señales de línea recibidas por el canal de datos	X	X	X
125	Indicador de llamada	X	-	-
126	Selección de la frecuencia de transmisión	-	-	X

Observación 1 - Todos los circuitos de enlace esenciales y cualesquiera otros que se hayan previsto se ajustarán a los requisitos funcionales y operacionales de la Recomendación V.24. Todos los circuitos de enlace marcados con una X deberán estar convenientemente terminados en el equipo terminal de datos y en el equipo de terminación de circuito de datos de conformidad con la Recomendación apropiada relativa a las características eléctricas (véase el § 9).

Observación 2 - El circuito 105 no es necesario cuando se utilizan alternativamente el servicio telefónico y el servicio de datos en circuitos arrendados punto a punto, sin conmutación.

Observación 3 - Este circuito deberá estar en condiciones de funcionar como circuito 108/1 - Conecte el aparato de datos a la línea, o como circuito 108/2 - Terminal de datos preparado, según como se utilice.

Observación 4 - En el caso de un circuito arrendado punto a punto, puede utilizarse facultativamente un circuito 108/2, cuando se dispone de un servicio arrendado telefónico/datos.

8.2 Tiempos de respuesta de los circuitos 106 y 109

8.2.1 Definiciones

8.2.1.1 El tiempo de respuesta del circuito 109 es el periodo que transcurre entre el instante en que aparece o cesa un tono en los terminales de recepción del modem del lado de la línea, y el instante en que aparece el correspondiente estado CERRADO o ABIERTO en el circuito 109.

- La frecuencia del tono de prueba debe corresponder a la frecuencia característica de la cifra binaria 1; este tono debe ser generado por una fuente de impedancia igual a la impedancia nominal del modem.

debe estar dentro de la gama de niveles comprendida entre 1 dB por encima del umbral real del detector de señales de línea recibidas y el nivel máximo admisible de la señal recibida. En todos los niveles comprendidos en esta gama, los tiempos de respuesta medidos deben estar dentro de los límites especificados.

8.2.1.2 El tiempo de respuesta del circuito 106 es el período que transcurre entre el instante en que aparece el estado CERRADO o ABIERTO:

- en el circuito 105 (cuando exista), y el instante en que aparece el correspondiente estado ABIERTO o CERRADO en el circuito 106;
- en el circuito 109 (cuando no exista el circuito 105), y el instante en que aparece el correspondiente estado CERRADO o ABIERTO en el circuito 106.

8.2.2 *Tiempos de respuesta*

CUADRO 2/V.21

Circuito 106 de ABIERTO a CERRADO de CERRADO a ABIERTO	de 20 a 50 ms (véase la observación 1)	de 400 a 1000 ms (véase la observación 2) < 2 ms
Circuito 109 de ABIERTO a CERRADO de CERRADO a ABIERTO	< 20 ms (véase la observación 1)	de 300 a 700 ms (véase la observación 2) de 20 a 80 ms

Observación 1 - Estos valores se utilizan en los circuitos arrendados punto a punto, sin posibilidad de pasar alternativamente de la telefonía a la transmisión de datos, y en los circuitos arrendados multipunto.

Observación 2 - Estos valores se utilizan para el servicio en la red general con conmutación y en los circuitos arrendados punto a punto, con posibilidad de pasar alternativamente de la telefonía a la transmisión de datos.

8.3 *Umbral del detector de señales de línea recibidas por el canal de datos*

Nivel de la señal de línea recibida en los terminales del modem para todo tipo de conexiones, es decir, circuitos establecidos por la red telefónica general con conmutación y circuitos telefónicos arrendados sin conmutación:

superior a -43 dBm circuito 109 en estado CERRADO
inferior a -48 dBm circuito 109 en estado ABIERTO

No se especifica el estado del circuito 109 para niveles comprendidos entre -43 dBm y -48 dBm, salvo si el detector de señales presenta un efecto de histéresis tal que el nivel correspondiente al paso del estado ABIERTO al CERRADO sea por lo menos superior en 2 dB al nivel correspondiente al paso del estado CERRADO al ABIERTO.

Cuando se conozcan las condiciones de transmisión en circuitos conmutados o arrendados, las Administraciones podrán modificar, al efectuar la instalación del modem, estos niveles de respuesta del detector de señales de línea recibidas a valores inferiores (por ejemplo, -33 dBm y -38 dBm).

8.4 *Condiciones de avería de los circuitos de enlace*

(Véase el § 7 de la Recomendación V.28 en lo que respecta a la asociación de los tipos de detección de averías del receptor.)

8.4.1 El ETD interpretará una condición de avería en el circuito 107 como un estado ABIERTO utilizando el tipo 1 de detección de avería.

8.4.2 El ETD interpretará una condición de avería en los circuitos 105 y 108 como un estado ABIERTO utilizando el tipo 1 de detección de avería.

8.4.3 Todos los demás circuitos a los que no se hace referencia en los puntos precedentes podrán utilizar los tipos 0 ó 1 de detección de avería.



MC6860

0-900 bps DIGITAL MODEM

The MC6860 is a MOS subsystem designed to be integrated into a wide range of applications utilizing serial data communications.

The modem provides the necessary modulation, demodulation and supervisory control functions to implement a serial data communications link over a voice grade channel, utilizing frequency shift keying (FSK) at bit rates up to 900 bps. The MC6860 can be implemented into a wide range of data handling systems, including stand-alone modems, data storage devices, remote data communication terminals and I/O interfaces for minicomputers.

On-chip silicon-gate technology permits the MC6860 to operate using a single-voltage supply and to have TTL bus compatibility.

The modem is compatible with the M6800 microcomputer family, interfacing directly with the Asynchronous Communications Interface Adapter to provide low-cost data communications capability.

- Originate and Answer Mode
- Crystal or External Reference Control
- Modem Self Test
- Terminal Interfaces TTL-Compatible
- Full-Duplex or Half-Duplex Operation
- Automatic Answer and Disconnect
- Compatible Functions for 100 Series Data Sets
- Compatible Functions for 1031A/B Data Couplers

MOS

18-CHANNEL, SILICON GATE

0-900 bps
DIGITAL MODEM

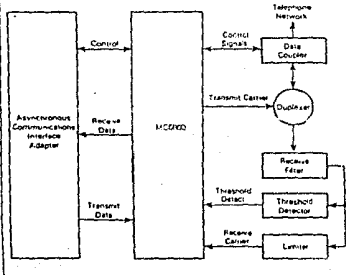


L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 622



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 729

FIGURE 1 - TYPICAL MC6860 SYSTEM CONFIGURATION



PIE ASSIGNMENT

VSS	1	24	Rx Data
Tx Data	2	23	CTS
Rx Bin	3	22	ESD
Rx Ph	4	21	SH
ELSD	5	20	DTR
FSS	6	19	RI
TS	7	18	TSST
Tx Bin	8	17	Rx Car
Bit H	9	16	ST
Tx Car	10	15	Mode
FQI	11	14	Rx Rate
VCC	12	13	Xtal

MC68660

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Limit
Supply Voltage	V _{CC}	-0.3 to +7.0	V
Input Voltage	V _I	-0.5 to +7.0	V
Operating Temperature Range	T _A	0 to 70	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	Value	Unit
Thermal Resistance Junction to Ambient Package	θ _{JA}	65 170	°C/W

The device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields. However, it is advised that normal precautions be taken to avoid accumulation of any voltage higher than maximum rated voltages to the high impedance input.

Reliability of operation is enhanced if unused inputs are tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{CC}).

POWER CONSIDERATIONS

The average chip-junction temperature, T_J, in °C can be obtained from

$$T_J = T_A + (P_{DIP} \theta_{JA})$$

Where

T_A = Ambient Temperature, °C

θ_{JA} = Package Thermal Resistance, Junction to Ambient, °C/W

P_{DIP} = P_{INT} + P_{PORT}

P_{INT} = I_{CC} × V_{CC}, Watts = Chip Internal Power

P_{PORT} = Port Power Dissipation, Watts = User Determined

For most applications P_{PORT} = P_{INT} and can be neglected. P_{PORT} may become significant if the device is configured to drive Darlington bases or sink LED loads.

An approximate relationship between P_{DIP} and T_J if P_{PORT} is neglected is

$$P_{DIP} = K(T_J - 273^\circ\text{C})$$

Solving equations 1 and 2 for K gives

$$K = P_{DIP} / (T_A - 273^\circ\text{C}) + \theta_{JA} \times P_{DIP}^2$$

Where K is a constant pertaining to the particular part. K can be determined from equation 3 by measuring P_{DIP} (at equivalent) for a known T_A. Using this value of K, the values of P_{DIP} and T_J can be obtained by solving equations (1) and (2) iteratively for the value of T_A.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V_{CC} = 5.0 ± 5% Vdc, all voltages referenced to V_{SS} = 0. T_A = T_J to T_A, all outputs loaded as shown in Figure 2 unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Input High Voltage, Above V _I (OH)min	V _{IH}	2.0	—	V _{CC}	V
Input Low Voltage, All Inputs Except Crystal	V _{IL}	V _{CC} × 0.1	—	0.8	V
Crystal Input Voltage (Crystal Input Driven from an External Reference, Input Coupling Capacitor = 200 pF, Duty Cycle = 50% ± 5%)	V _{IN}	1.5	—	2.0	V _{p-p}
Input Current I _{IN} = V _{IN} / R _I	I _{IN}	—	—	-0.2	mA
Input Leakage Current I _{IL} = 2.0 V, V _{CC} = V _{CC} , T _A = 25°C	I _{IL}	—	—	1.0	μA
Output High Voltage, All Outputs Except An Ph and Tx Out (I _{OH} = 0.08 mA, Load A)	V _{O1H}	2.4	—	V _{CC}	V
Output Low Voltage, All Outputs Except An Ph and Tx Out (I _{OL} = 1.0 mA, Load A)	V _{O1L}	V _{CC} × 0.1	—	0.4	V
Output High Current, An Ph I _{OH} (V _{OH}) = 0.8 V, Load B	I _{OH}	0.30	—	—	mA
Output Low Current, An Ph I _{OL} (V _{OL}) = 0.1 V, Load B	I _{OL}	V _{CC} × 0.1	—	0.30	V
Input Capacitance (f = 0.1 MHz, T _A = 25°C)	C _{IN}	—	5.0	—	pF
Output Capacitance (f = 0.1 MHz, T _A = 25°C)	C _{OUT}	—	10	—	pF
Transmit Carrier Output Voltage (Load C)	V _{CC}	0.20	0.70	0.80	V _{RMS}
Receive Carrier Output 2nd Harmonic (Load C)	V _{2H}	—	—	—	μV
Input Transition Times, All Inputs Except Crystal (Operating in the Crystal Input Mode, from 10% to 90% Points)	t _r	—	10 ¹	—	nS
Input Transition Times, Crystal Input (Operating in Internal Input Reference Mode)	t _r	—	30	—	nS
Output Transition Times, All Outputs Except Tx Car (from 10% to 90% Points)	t _r	—	5.0	—	nS
Port Power Dissipation (All Inputs at V _{CC} and All Outputs Driven) (Measured at T _A = T _J)	P _{DIP}	—	—	300	mW

MC6860

Receive Data Rate (Rx Rate)

The demodulator has been optimized for signals to 34 ms performance at 300 bps to 3000 bps. The Receive Data Rate input must be low for 0-600 bps and should be high for 0-300 bps.

Transmit Data (Tx Data)

Transmit Data is the binary information presented to the modem function for modulation with FSK techniques. A high level represents a Mark.

Data Terminal Ready (DTR)

The Data Terminal Ready signal must be low before the modem function will be enabled. To initiate a disconnect, DTR is held high for 34 ms minimum. A disconnect will occur 3 s later.

Break Release (BR R)

After receiving a 150 ms space signal, the standard FSK condition of the Receive Break output can be removed by holding Break Release low for at least 20 μ s.

Transmit Break (Tx BR)

The Break command is used to signal the remote modem to stop sending data.

A Transmit Break (low) greater than 34 ms forces the modem to send a continuous space signal for 233 ms. Transmit Break must be initiated only after DTR has been established. This is a negative edge sense input. Prior to evaluating Tx BR, this input must be held high for a minimum of 34 ms.

Enable Space Disconnect (ESD)

When an ESD is strapped low and DTR is pulled to initiate a disconnect, the modem transmits a space for either 3 s or until a loss of threshold is detected, whichever occurs first. If ESD is strapped high, data instead of a space is transmitted. A disconnect occurs at the end of 3 s.

Enable Short Space Disconnect (ESS)

ESS is a strapping option which, when low, will automatically hang up the phone upon receipt of a continuous space for 0.3 s. ESS and ESD must not be simultaneously strapped low.

Enable Long Space Disconnect (ELS)

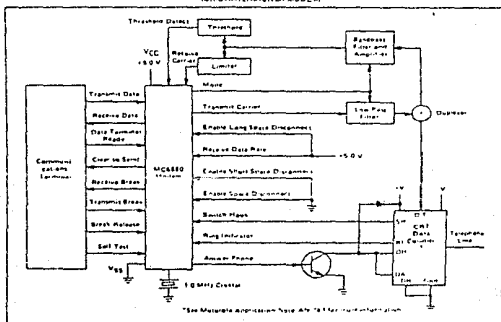
ELS is a strapping option which, when low, will automatically hang up the phone upon receipt of a continuous space for 1.5 s.

Crystal (Xtal)

A 10 MHz crystal with the following parameters is required to utilize the on-chip oscillator. A 10-MHz square wave can also be fed into the input to satisfy the clock requirement.

Mode	Preset
Frequency	10 MHz $\pm 0.1\%$
Series Resistance	750 ohms max
Shunt Capacitance	7.0 pF max
Temperature	0-70°C
Test Level	1.0 mW
Load Capacitance	13 pF

FIGURE 1—10 INTERFACE CONNECTIONS FOR MC6860 (ORIGINATE/ANSWER MODEM)



MC6860

When utilizing the 1.0 MHz crystal, external parasitic capacitance including crystal shunt capacitance, must be ≤ 9 pF at the crystal input. Reliable crystal oscillator start-up requires that the VCC power-on transition time be > 15 microseconds.

Test Clock (ST)

A test signal input is provided to decrease the test time of the chip. In normal operation the input must be strapped low.

Self Test (ST)

When a low voltage level is placed on this input, the demodulator is switched to the modulator frequency and GCK modulates the transmitted FSK signal. Channel establishment, which occurred during the initial handshaking, is not lost during self test. The Mode Control output changes state during Self Test, permitting the receive filters to pass the local Transmitted Carrier.

ST	SH	RI	Mode
H	H	H	H
H	H	L	L
L	H	H	L
L	H	L	H

*Note maximum SH low time in Table 1.

Answer Phone (An Ph)

Upon receipt of Ring Indicator or Switch Hook signal and Data Terminal Ready, the Answer Phone output goes high (ST $\bar{1}$ = RI $\bar{1}$ DT $\bar{1}$). This signal drives the base of a transistor which activates the OH Hook and Data Transmission control lines in the data coupler. Upon call completion, the Answer Phone signal returns to a low level.

Mode

The Mode output indicates the Answer flow or Originate (high) status of the modem. This output changes state when a Self Test command is applied.

Clear-To-Send (CTS)

A low on the CTS output indicates the Transmit Data input has been unclogged from a steady Mark, thus allowing data transmission.

Receive Data (Rx Data)

The Receive Data output is the data resulting from demodulating the Receive Carrier. A Mark is a high level.

Receive Break (Rx Bkt)

Upon receipt of a continuous 150 ms space, the modem automatically clamps the Receive Break output high. This output is also clamped high until Clear-to-Send is established.

Digital Carrier (FO)

A test signal output is provided to decrease the chip test time. The signal is a square wave at the transmit frequency.

Transmit Carrier (Tx Car)

The Transmit Carrier is a digitally-synthesized sine wave (Figure 9) derived from the 1.0 MHz crystal reference. The frequency characteristics are as follows:

Mode	Date	Transm. Frequency	Tolerance*
Originate	Mark	1270 Hz	± 0.15 Hz
Originate	Space	1970 Hz	± 0.20 Hz
Answer	Mark	2275 Hz	± 0.31 Hz
Answer	Space	2025 Hz	± 0.21 Hz

*The reference frequency tolerance is not included.

The proper output frequency is transmitted within 30 ns following a data bit change with no more than 2.0 ns phase discontinuity. The typical output level is 0.95 V (RMS) into 100 Ω ohm load impedance.

The second harmonic is typically 32 dB below the fundamental (see Figure 10).

POWER ON RESET

Power-on reset is provided on chip to insure that when power is first applied the Answer Phone output is in the low (inactive) state. This holds the modem in the inactive or idle mode until a ST or RI signal has been applied. Once power has been applied, a momentary loss of power at a later time may not be of sufficient time to guarantee a chip reset through the power-on reset circuit.

To insure initial power-on reset action, the external parasitic capacitance on RI and SH should be < 30 pF. Capacitance values > 30 pF may require the use of an external pullup resistor to VCC on these inputs in addition to the pullup devices already provided on chip.

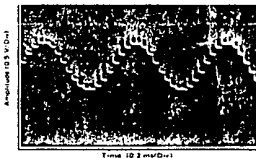


FIGURE 9 — TRANSMIT CARRIER SINE WAVE

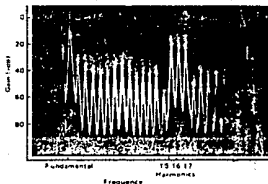
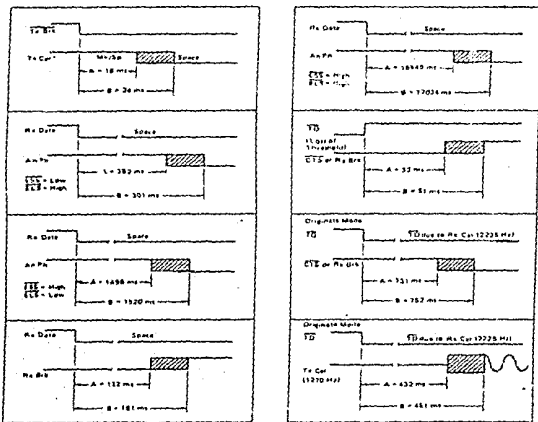


FIGURE 10 — TRANSMIT CARRIER FREQUENCY SPECTRUM

TABLE 1 - OUTPUT DELAY VARIATIONS (continued)



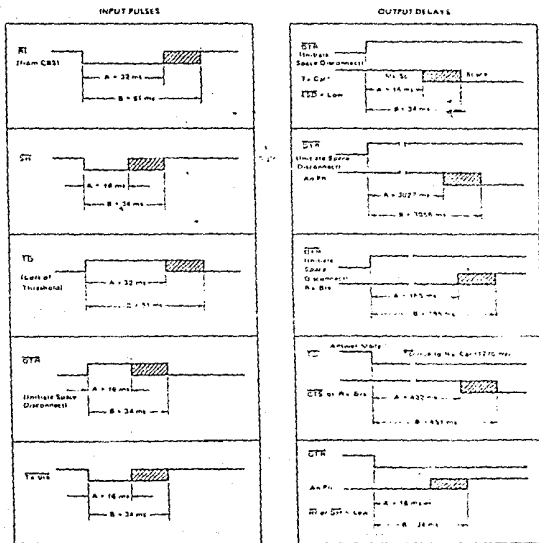
*Digital Measurements

TABLE 2 - TRANSMIT BREAK AND DISCONNECT DELAYS

Function Description	Min	Max	Unit
Tx Bit (Space Duration)	732	735	ms
Space Disconnect (Space Duration) (DTB = High, CTS and TD = Low)	3010	3023	ms
Loss of Carrier Disconnect (Measured from positive edge of CTS to negative edge of An Pb, with RT, SR, and TD = High)	10965	17034	ms
Overdrive Disconnect (Measured from positive edge of RT or SR to negative edge of An Pb, with TD = High)	10918	17101	ms

TABLE 1 - ASYNCHRONOUS INPUT PULSE WIDTH AND OUTPUT DELAY VARIATIONS
 (Time delays specified do not include the 2-bit reference tolerance.)

Due to the asynchronous nature of the input signals in respect to the clock interval of 60 ns, an evaluation of input pulse width requirements must exist. Time delay A is the maximum time required to receive a 7-bit data or 8-bit pulse minimum time required to guarantee an input register input signal width in the state machine register is greater than A but less than B) may or may not be required to valid. But do not allow time A to be the minimum delay before an output will respond. Time B is the maximum delay for an output to respond. Output signal response may or may not occur in the state machine register is greater than A but less than B.



*Digital Representation

Continued

3.0 AC Electrical Characteristics $T_A = 0^\circ\text{C to } +70^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5V \pm 5\%$

Symbol	Parameter	Conditions	INS8250		INS8250-B		Units
			Min	Max	Min	Max	
t_{AD5}	Address Strobe Width		90		120		ns
t_{AH}	Address Hold Time		0		60		ns
t_{AR}	RD/RD Delay from Address	(Note 1)	110		110		ns
t_{AS}	Address Setup Time		110		110		ns
t_{CS}	Chip Select Hold Time		0		60		ns
t_{CS}	Chip Select Setup Time		110		110		ns
t_{CSC}	Chip Select Output Delay from Select	@ 100 pF loading (Note 1)		200		200	ns
t_{CSN}	RD/RD Delay from Chip Select	(Note 1)	110		110		ns
t_{CSS}	Chip Select Output Delay from Strobe		0	150	0	150	ns
t_{CSW}	WR/WR Delay from Select	(Note 1)	160		160		ns
t_{DH}	Data Hold Time		60		100		ns
t_{DS}	Data Setup Time		175		350		ns
t_{FZ}	RD/RD to Floating Data Delay	@ 100 pF loading (Note 3)	0	150	0	150	ns
t_{MR}	Master Reset Pulse Width		10		10		μs
t_{RA}	Address Hold Time from RD/RD	(Note 1)	50		50		ns
t_{RC}	Read Cycle Delay		1735		1735		ns
t_{RCS}	Chip Select Hold Time from RD/RD	(Note 1)	50		50		ns
t_{RD}	RD/RD Strobe Width		175		350		ns
t_{RDA}	Read Strobe Delay		0		0		ns
t_{RDQ}	RD/RD to Driver Disable Delay	@ 100 pF loading (Note 3)		150		250	ns
t_{RDV}	Delay from RD/RD to Data	@ 100 pF loading		250		300	ns
t_{WA}	Address Hold Time from WR/WR	(Note 1)	50		50		ns
t_{WC}	Write Cycle Delay		1785		1785		ns
t_{WCS}	Chip Select Hold Time from WR/WR	(Note 1)	50		50		ns
t_{WDA}	Write Strobe Delay		50		50		ns
t_{WR}	WR/WR Strobe Width		175		350		ns
t_{XH}	Duration of Clock High Pulse	External Clock (3.1 MHz Max.)	140		140		ns
t_{XL}	Duration of Clock Low Pulse	External Clock (3.1 MHz Max.)	140		140		ns
t_{RC}	Read Cycle = $t_{AR} + t_{CS} + t_{RC}$		2000		2000		ns
t_{WC}	Write Cycle = $t_{WA} + t_{CS} + t_{WC}$		2100		2305		ns
Baud Generator							
N	Baud Divisor		1	$2^{16}-1$	1	$2^{16}-1$	
t_{BHD}	Baud Output Positive Edge Delay	100 pF Load		250		250	ns
t_{BLD}	Baud Output Negative Edge Delay	100 pF Load		250		250	ns
t_{BW}	Baud Output Up Time	$I_X = 3 \text{ MHz} - 3, 100 \text{ pF Load}$	330		330		ns
t_{BW}	Baud Output Down Time	$I_X = 2 \text{ MHz} - 2, 100 \text{ pF Load}$	425		425		ns
Receiver							
t_{RINT}	Delay from RD/RD (RD/RD or RD/LSA) to Reset Interrupt	100 pF Load		1000		1000	ns
t_{RCD}	Delay from RCLK to Sample Time			2000		2000	ns
t_{RINT}	Delay from Stop to Set Interrupt			2000		2000	ns

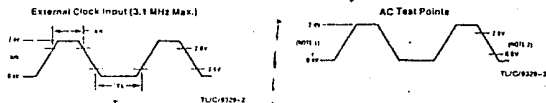
Note 1: Applicable only when ADS is used.

Note 2: Charge and decay to 50% is determined by V_{OH} , V_{OL} and the external loading.

3.0 AC Electrical Characteristics $T_A = 0^{\circ}\text{C}$ to $+70^{\circ}\text{C}$, $V_{CC} = +5V \pm 5\%$ (Continued)

Symbol	Parameter	Conditions	INS4250		INS42C50-B		Units
			Min	Max	Min	Max	
Transmitter							
t_{out}	Delay from WR (WR TRIP) to Reset (Inter-RD)	100 pF Load		1000		1000	ns
t_{in}	Delay from RD (RD TRIP) to Reset Interrupt (THRE)	100 pF Load		1000		1000	ns
t_{dly}	Delay from Initial NR14 Reset to Transmit Start			16		16	BAUDOUT Cycles
t_{51}	Delay from Initial Write to Interrupt			50		50	BAUDOUT Cycles
t_{55}	Delay from Stop to Next Start			1000		1000	ns
t_{57}	Delay from Stop to Interrupt (THRE)			8		8	BAUDOUT Cycles
Modem Control							
t_{M00}	Delay from WR (WR MCR) to Output	100 pF Load		1000		1000	ns
t_{RM}	Delay to Reset Interrupt from RD/RD (RD MSR)	100 pF Load		1000		1000	ns
t_{SM}	Delay to Set Interrupt from MODEM Input	100 pF Load		1000		1000	ns

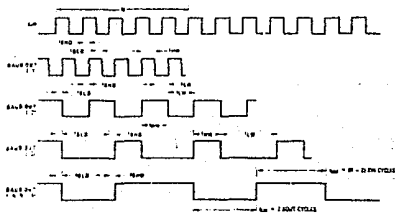
4.0 Timing Waveforms (All timings are referenced to valid 0 and valid 1)



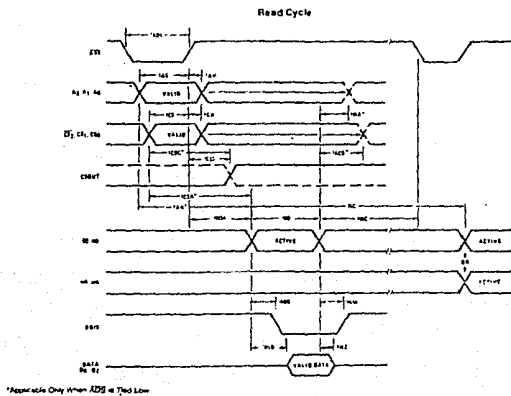
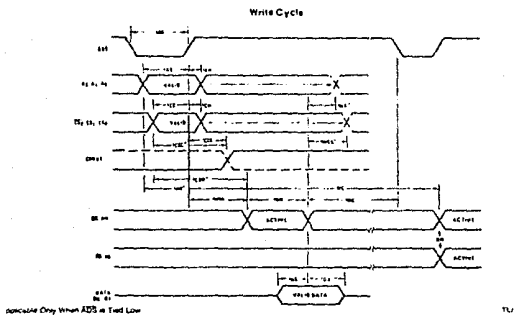
Note 1: The 2.0V and 0.0V levels are the voltages that the inputs are driven to during AC testing.

Note 2: The 2.0V and 0.0V levels are the voltages at which the timing tests are run.

BAUDOUT Timing



4.0 Timing Waveforms [Continued]



TTL
MSI

TYPES SN54LS138, SN54LS139, SN54S138, SN54S139,
SN74LS138, SN74LS139, SN74S138, SN74S139
DECODERS/DEMULTIPLEXERS

BULLETIN NO. DL L181804, DECEMBER 1972, REVISED OCTOBER 1978

- Designed Specifically for High-Speed Memory Decoders Data Transmission Systems
- 'S138 and 'LS138 3-to-8-Line Decoders Incorporate 3 Enable Inputs to Simplify Cascading and/or Data Reception
- 'S139 and 'LS139 Contain Two Fully Independent 2-to-4-Line Decoders/ Demultiplexers
- Schottky Clamped for High Performance

TYPE	TYPICAL PROPAGATION DELAY (3 LEVELS OF LOGIC)	TYPICAL POWER DISSIPATION
'LS138	22 ns	32 mW
'S138	8 ns	245 mW
'LS139	22 ns	34 mW
'S139	7.6 ns	300 mW

description

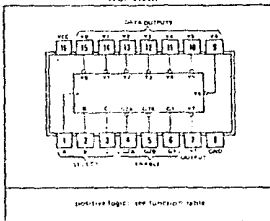
These Schottky-clamped TTL MSI circuits are designed to be used in high-performance memory decoding or data-routing applications requiring very short propagation delay times. In high-performance memory systems these decoders can be used to minimize the effects of system decoding. When employed with high-speed memories utilizing a fast enable circuit the delay times of these decoders and the enable time of the memory are usually less than the typical access time of the memory. This means that the effective system delay introduced by the Schottky-clamped system decoder is negligible.

The 'LS138 and 'S138 decode one of eight lines dependent on the conditions at the three binary select inputs and the three enable inputs. Two active-low and one active-high enable inputs reduce the need for external gates or inverters when expanding. A 24-line decoder can be implemented without external inverters and a 32-line decoder requires only one inverter. An enable input can be used as a data input for demultiplexing applications.

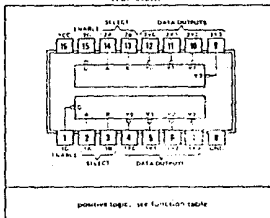
The 'LS139 and 'S139 comprise two individual two-line-to-four-line decoders in a single package. The active-low enable input can be used as a data line in demultiplexing applications.

All of these decoder/demultiplexers feature fully buffered inputs each of which represents only one normalized Series 54LS/74LS load ('LS138, 'LS139) or one normalized Series 54S/74S load ('S138, 'S139) to its driving circuit. All inputs are clamped with high-performance Schottky diodes to suppress line-bouncing and simplify system design. Series 54LS and 54S devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C. Series 74LS and 74S devices are characterized for 0°C to 70°C industrial systems.

SN54LS138, SN54S138 ... J OR W PACKAGE
SN74LS138, SN74S138 ... J OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



SN54LS139, SN54S139 ... J OR W PACKAGE
SN74LS139, SN74S139 ... J OR N PACKAGE
(TOP VIEW)



TYPES SN54LS138, SN64LS139, SN74LS138, SN74LS139, DECODERS/DEMULTIPLEXERS

REVISED DECEMBER 1980

absolute maximum ratings over operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, VCC (see Note 1)	7 V
Input voltage	7 V
Operating free air temperature range: SN54LS138, SN64LS139 Circuits	-55°C to 125°C
SN74LS138, SN74LS139 Circuits	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to reference ground terminal.

recommended operating conditions

	SN54LS138		SN74LS138		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, VCC	4.5	5.5	4.75	5.25	V
High-level output current, IOH		-400		-400	mA
Low-level output current, IOL		4		8	mA
Operating free air temperature, TA	-55	125	0	70	°C

electrical characteristics over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	SN54LS138		SN74LS138		UNIT	
		MIN	TYP‡ MAX	MIN	TYP‡ MAX		
V _{OH} High-level output voltage		2		2		V	
V _{OL} Low-level output voltage			0.7		0.8	V	
V _{IK} Input clamp voltage	V _{CC} - MIN, I _I = 10 mA		-1.5		-1.8	V	
V _{OH} High-level output voltage	V _{CC} - MIN, V _{IH} = 2 V, I _{OH} = I _{OL} max, I _{OH} = -400 µA	2.5	3.4	2.7	3.4	V	
V _{OL} Low-level output voltage	V _{CC} - MIN, V _{IL} = 2 V, I _{OL} = 4 mA		0.25	0.4	0.25	0.4	
	V _{CC} - MIN, V _{IL} = 2 V, I _{OL} = 8 mA			0.35	0.8	V	
I _I Input current at maximum output voltage	V _{CC} - MAX, V _I = 7 V			0.1		mA	
I _{I(H)} High-level input current	V _{CC} - MAX, V _I = 2.7 V			30		µA	
I _{I(L)} Low-level input current	V _{CC} - MAX, V _I = 0.4 V			-0.4		mA	
I _{OS} Short-circuit output current †	V _{CC} - MAX	LS138	-20	-100	-20	-100	mA
		LS139	-8	-40	-8	-42	
I _{OS} Supply current	V _{CC} - MAX, Outputs enabled and open	LS138	6.3	10	6.3	10	mA
		LS139	6.8	11	6.8	11	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions for the applicable device type.

‡ All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

§ Input made logic one output shorted at a time.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C

PARAMETER†	FROM INPUT‡	TO OUTPUT‡	LEVELS OF DELAY	TEST CONDITIONS	SN54LS138			SN64LS138			UNIT
					MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t _{PLH}	Binary Select	Any	2	C _L = 15 pF, R _L = 2 kΩ, See Note 2	13	20		13	20	ns	
t _{PHL}					27	41	22	33	ns		
t _{PLL}					18	27	18	29	ns		
t _{PHL}					26	36	25	38	ns		
t _{PLH}	12	18	16		24	ns					
t _{PHL}	21	32	21		32	ns					
t _{PLH}	Enable	Any	3		17	26		17	26	ns	
t _{PHL}					25	36		25	36	ns	

† t_{PLH} = propagation delay time, low to high-level output; t_{PHL} = propagation delay time, high to low-level output.

NOTE 2: Load circuit and waveforms are shown on page 3-13.

TYPES SN54S138, SN54S139, SN74S138, SN74S139 DECODERS/DEMULTIPLEXERS

absolute maximum ratings over operating free air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V _{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage	5.5 V
Operating free air temperature range: SN54S138, SN54S139 Circuits	-55°C to 125°C
SN74S138, SN74S139 Circuits	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

recommended operating conditions

	SN54S138 SN54S139			SN74S138 SN74S139			UNIT
	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}			-1			-1	mA
Low-level output current, I _{OL}			20			20	mA
Operating free air temperature, T _A	-55	125	0	70			°C

electrical characteristics over recommended operating free air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	SN54S138 SN74S138			SN54S139 SN74S139			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V _{IH} High-level input voltage		2		2			V	
V _{IL} Low-level input voltage			0.8			0.8	V	
V _{IC} Input clamp voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA		-1.2			-1.2	V	
V _{OH} High-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, I _{OH} = -1 mA SN54S138 SN74S138	2.5	3.4		2.5	3.4	V	
V _{OL} Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IL} = 2 V, I _{OL} = 20 mA		0.5			0.5	V	
I _I Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 5.5 V		1			1	mA	
I _{IH} High-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 2 V		50			50	μA	
I _{IL} Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.5 V		-7			-7	mA	
I _{CS} Short-circuit output current ²	V _{CC} = MAX	-40	-100	-40	-100		mA	
I _{CC} Supply current	V _{CC} = MAX, Output enabled and open	48	74	60	90		mA	

¹ For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions for the applicable device type.

² All signal values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

³ Not more than one output should be loaded at a time, and duration of the short circuit test should not exceed one second.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C

PARAMETER ¹	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	LEVELS OF DELAY	TEST CONDITIONS	SN54S138, SN74S138			SN54S139, SN74S139			UNIT
					MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t _{PLH}	Binary values	Any	2	C _L = 16 pF, R _L = 200 Ω, See Note 3	4.5	7		4.5	7		ns
					7	10.5	8	7.5			
7.5	12	7	12				ns				
8	12	8	12				ns				
8	8	6	8				ns				
7	11	5.5	10				ns				
t _{PHL}	Enable	Any	2	C _L = 16 pF, R _L = 200 Ω, See Note 3	7	11		7	11		ns
					7	11					

¹ t_{PLH} = propagation delay time, low to high-level output.

² t_{PHL} = propagation delay time, high to low-level output.

NOTE 3: Load circuits and waveforms are shown on page 3-10.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED
POST OFFICE BOX 22572 • DALLAS, TEXAS 75220

7-137

TTL
MSI

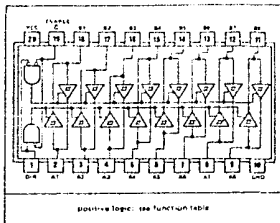
TYPES SN54LS245, SN74LS245 OCTAL BUS TRANSCEIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS

BULLETIN NO. DS 8-12471 OCTOBER 1976-P1 (REV. FEBRUARY 1979)

- Bi-directional Bus Transceiver in a High-Density 20-Pin Package
- 3-State Outputs Drive Bus Lines Directly
- P-N-P Inputs Reduce DC Loading on Bus Lines
- Hysteresis at Bus Inputs Improve Noise Margins
- Typical Propagation Delay Times, Port-to-Port ... 8 ns
- Typical Enable/Disable Times ... 17 ns

TYPE	I _{OL} (SINK CURRENT)	I _{OH} (SOURCE CURRENT)
SN54LS245	12 mA	-12 mA
SN74LS245	24 mA	-15 mA

SN54LS245 ... 2-PACKAGE
SN74LS245 ... 16-PACKAGE
(TOP VIEW)



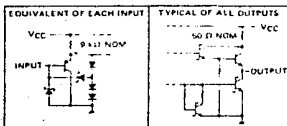
description

These octal bus transceivers are designed for asynchronous two-way communication between data buses. The control function implementation minimizes external timing requirements.

The device allows data transmission from the A bus to the B bus or from the B bus to the A bus depending upon the logic level at the direction control (DIR) input. The enable input (G) can be used to disable the device so that the buses are effectively isolated.

The SN54LS245 is characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C. The SN74LS245 is characterized for operation from 0°C to 70°C.

schematics of inputs and outputs



FUNCTION TABLE

ENABLE G	DIRECTION CONTROL DIR	OPERATION
L	L	B data to A bus
L	H	A data to B bus
H	X	Isolation

H = high level, L = low level, X = irrelevant

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V _{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage	7 V
Off-state output voltage	5.5 V
Operating free-air temperature range: SN54LS*	-55°C to 125°C
Operating free-air temperature range: SN74LS*	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

Copyright © 1978 by Texas Instruments Incorporated

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

POST OFFICE BOX 222612 • DALLAS TEXAS 75226

7-349

TYPES SN54LS245, SN74LS245 OCTAL BUS TRANSCIVERS WITH 3-STATE OUTPUTS

REVISED FEBRUARY 1979

recommended operating conditions

PARAMETER	SN54LS245			SN74LS245			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I_{OH}			-12			-15	mA
Low-level output current, I_{OL}			12			24	mA
Operating free-air temperature, T_A	-55	125	0	0	70	70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ¹	SN54LS245			SN74LS245			UNIT
		MIN	TYP ²	MAX	MIN	TYP ²	MAX	
V_{IH} High-level input voltage		2		2			V	
V_{IL} Low-level input voltage			0.7			0.5	V	
V_{IK} Input clamp voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $I_I = -18 \text{ mA}$			-1.5			-1.5 V	
Hysteresis ($V_{YS} = V_{YI}$ at B input)	$V_{CC} = \text{MIN}$	0.2	0.4	0.2	0.4		V	
V_{OH} High-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = V_{IL \text{ max}}$	$I_{OH} = -2 \text{ mA}$	3.4	3.4	2.4	3.4	V	
V_{OL} Low-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$, $V_{IH} = 2 \text{ V}$, $V_{IL} = V_{IL \text{ max}}$	$I_{OL} = 12 \text{ mA}$ $I_{OL} = 24 \text{ mA}$		0.4		0.4	V	
I_{OZH} Off-state output current, high-level voltage applied	$V_{CC} = \text{MAX}$, G at 2 V	$V_O = 2.7 \text{ V}$		30		30	mA	
I_{OZL} Off-state output current, low-level voltage applied	$V_{CC} = \text{MAX}$, G at 2 V	$V_O = 0.4 \text{ V}$		-200		-200	mA	
I_I Input current at maximum input voltage	A or B DIR or G	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_I = 5.5 \text{ V}$		0.1		0.1	mA	
I_{IH} High-level input current	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IH} = 2.7 \text{ V}$			20		20	mA	
I_{IL} Low-level input current	$V_{CC} = \text{MAX}$, $V_{IL} = 0.4 \text{ V}$			-0.7		-0.7	mA	
I_{OS} Short-circuit output current	$V_{CC} = \text{MAX}$			-40	-225	-40	mA	
I_{CC} Supply current	Total, outputs high Output at Hi-Z			48	70	48	70	mA
				82	90	82	90	mA

¹ For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

² All typical values are at $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ \text{C}$.

³ See also that one output should be brought at a time, and duration of the short-circuit should not exceed one second.

switching characteristics, $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $T_A = 25^\circ \text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	1 σ ³	MAX	UNIT
t_{PLH} Propagation delay time, low-to-high-level output				8	12 ns
t_{PHL} Propagation delay time, high-to-low-level output				8	12 ns
t_{PZL} Output enable time to low level	$C_L = 45 \text{ pF}$, $R_L = 667 \Omega$, See Note 2			27	40 ns
t_{PZH} Output enable time to high level				28	40 ns
t_{FZL} Output disable time from low level	$C_L = 8 \text{ pF}$, $R_L = 667 \Omega$, See Note 2			15	25 ns
t_{FZH} Output disable time from high level				15	25 ns

NOTE 2: Load current and waveforms are shown on page 1-18.

7350

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

POST OFFICE BOX 750103 • DALLAS, TEXAS 75275

POSITIVE-RAND GATES AND INVERTERS
WITH OPEN-COLLECTOR OUTPUTS

recommended operating conditions

	SI FAMILY	SERIES 54			SERIES 54H			SERIES 54L			SERIES 54LS			SERIES 54S			UNIT
		SERIES 54			SERIES 54H			SERIES 54L			SERIES 54LS			SERIES 54S			
		Q1-Q3	V _{OL} 12-22		V _{OH} 10-17		V _{OL} 1,2,3		V _{OH} 1,2,3		V _{OL} 1,2,3		V _{OH} 1,2,3				
Supply voltage, V _{CC}	SI Family	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5	V
High-level output voltage, V _{OH}	SI Family	5.4		5.5		5.5		5.5		5.4		5.4		5.4		V	
Low-level output current, I _{OL}	SI Family	15		21		21		21		15		15		15		mA	
Operating free air temperature, T _A	SI Family	55	125	55	125	55	125	55	125	55	125	55	125	55	125	55	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST FREQUENCY	TEST CONDITIONS ¹	SERIES 54			SERIES 54H			SERIES 54L			SERIES 54LS			SERIES 54S			UNIT
			SERIES 54			SERIES 54H			SERIES 54L			SERIES 54LS			SERIES 54S			
			Q1-Q3	V _{OL} 12-22		V _{OH} 10-17		V _{OL} 1,2,3		V _{OH} 1,2,3		V _{OL} 1,2,3		V _{OH} 1,2,3				
V _{OH} High-level output voltage	1, 2		2		2		2		2		2		2		2		V	
V _{OL} Low-level output voltage	1, 2		SI Family		0.5		0.8		0.6		0.7		0.6		0.6		V	
V _{OL} Input voltage	1, 2		SI Family		0.5		0.8		0.6		0.7		0.6		0.6		V	
V _{OL} Input voltage	3	V _{CC} = MIN, V _I = 1	15		15		15		15		15		15		15		V	
I _{OL} High-level output current	1	V _{CC} = MIN, V _{OL} = V _I = MIN, V _{OH} = 5.5 V	750		250		250		50		100		250		250		mA	
V _{OL} Low-level output voltage	2	V _{CC} = MIN, V _{OL} = MAX, V _{IH} = 2 V, I _{OL} = 4 mA	SI Family		0.7		0.8		0.7		0.7		0.7		0.7		V	
I _{OL} Input current at maximum input voltage	4	V _{CC} = MAX, V _I = 1 V	SI Family		1		1		1		1		1		1		mA	
I _{OL} High-level output current	4	V _{CC} = MAX, V _{OH} = 2.4 V	SI Family		10		10		10		10		10		10		mA	
I _{OL} Low-level output current	5	V _{CC} = MAX, V _{OL} = 0.3 V	SI Family		18		18		18		18		18		18		mA	
V _{CC} Supply maximum	1	V _{CC} = MAX	SI Family		18		18		18		18		18		18		V	

¹ For conditions at Q1 or Q2 or Q3, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
² All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.
³ I_{OL} = -12 mA for SN54/54S/54LS, -8 mA for SN54H/54HS/54LSH, and -15 mA for SN54LS/54LSLS and SN54S/54SLS.



Operational Amplifiers/Buffers

LM124/LM224/LM324, LM124A/LM224A/LM324A, LM2902
Low Power Quad Operational Amplifiers

General Description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5 V_{DC} power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ±15 V_{DC} power supplies.

Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

Advantages

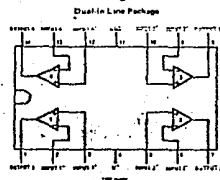
- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows direct sensing near GND and V_{DD} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain) 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range:

Single supply	3 V _{DC} to 30 V _{DC}
or dual supplies	±1.5 V _{DC} to ±15 V _{DC}
- Very low supply current drain (800µA) – essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at +5 V_{DC})
- Low input biasing current 45 nA_{DC} (temperature compensated)
- Low input offset voltage and offset current 2 mV_{DC} 5 nA_{DC}
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing 0 V_{DC} to V⁺ - 1.5 V_{DC}

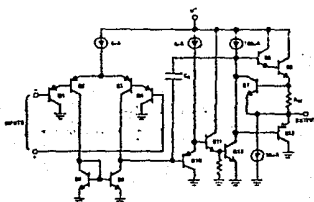
Connection Diagram



Order Number LM124J, LM124AJ,
LM224J, LM224AJ, LM324J,
LM324AJ or LM2902J
See NS Package J14A

Order Number LM324N, LM324AN
or LM2902N
See NS Package N14A

Schematic Diagram (Each Amplifier)



Supply Voltage V^+
 Differential Input Voltage
 Input Voltage
 Power Dissipation (Note 1)
 Max. Power Dissipation
 Core Diss.
 Full Power
 Output Short-Circuit to GND (One Amplifier) (Note 2)
 $V^+ = 15 \text{ VDC}$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$

LM124A/LM224A/LM324A
 32 VDC @ 118 VDC
 12 VDC
 -0.3 VDC @ -24 VDC
 670 mW
 900 mW
 800 mW
 Continuous

LM224
 28 VDC @ 113 VDC
 26 VDC @ 116
 0.3 VDC @ -24 VDC
 670 mW
 Continuous

LM224/LM324/LM324A
 Input Offset Voltage $< 0.3 \text{ mVDC}$ (Note 3)
 Operating Temperature Range
 LM224/LM324A
 LM224/LM224A
 LM124/LM124A
 Storage Temperature Range
 Lead Temperature (Soldering, 10 wires only)

LM224/LM324/LM324A
 60 mA
 0°C to +10°C
 -25°C to +85°C
 -55°C to +125°C
 -65°C to +150°C
 300°C

LM224
 50 mA
 -40°C to +85°C

Electrical Characteristics ($V^+ = +5.0 \text{ VDC}$, Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124A			LM224A			LM224A			LM124-LM224			LM224			LM2902			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 5)		1	3		1	3		2	3		12	15		17	17		12	17	mVDC
Input Bias Current (Note 6)	$I_{IN(1)} = I_{IN(2)}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		20	50		40	80		45	100		45	150		45	250		45	250	nADC
Input Offset Current	$I_{IN(1)} - I_{IN(2)}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		2	10		2	16		5	30		12	130		10	150		15	150	nADC
Input Common Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30 \text{ VDC}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	VDC
Supply Current	$R_L = \infty$, $V_{CC} = 30\text{V}$, (LM202 $V_{CC} = 28\text{V}$) $R_L = \infty$ On All Op Amps Over Full Temperature Range	15	3		15	3		16	3		15	3		14	3		16	3		mADC
		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		0.7	1.2		mADC
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = 18 \text{ VDC}$ (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	50	100		50	100		75	100		60	100		75	100		100		100	V/mV
Offset Voltage Sensitivity	$R_L = 2 \text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (LM202 $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$)	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	0		$V^+ - 1.5$	VDC
Common Mode Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	70	85		73	85		80	85		70	86		65	70		60	70		dB
Power Supply Rejection Ratio	DC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	65	100		85	100		86	100		65	100		85	110		80	100		dB
Amplifier to Amplifier Coupling (Note 8)	$f = 1 \text{ kHz}$ to 20 kHz , $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Output Referenced)		-120		-120		-120		-120		-120		-120		-120		-120		-120	dB
Output Current Source	$V_{IN}^+ = 1 \text{ VDC}$, $V_{IN}^- = 0 \text{ VDC}$ $V^+ = 18 \text{ VDC}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	20	40		20	40		20	40		20	40		20	40		20	40		mADC
	$V_{IN}^- = 1 \text{ VDC}$, $V_{IN}^+ = 0 \text{ VDC}$ $V^+ = 18 \text{ VDC}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		10	20		mADC
	$V_{IN}^- = 1 \text{ VDC}$, $V_{IN}^+ = 0 \text{ VDC}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_O = 200 \text{ mVDC}$	12	50		12	50		12	50		12	50		12	50		12	50		mADC
Short Circuit to Ground	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (MFR 2)	40	60		40	60		40	60		40	60		40	60		40	60		mADC

120



LM124/LM224/LM324, LM2902, LM224A/LM324A, LM2902

LM124/LM224/LM324, LM124A/
LM224A/LM324A, LM2902

Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124A		LM224A		LM324A		LM124/LM224		LM224		LM2902		UNITS
		MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	MIN	TYP MAX	
Input Offset Voltage	(Note 5)	4		4		5		17		18		110		mVDC
Input Offset Voltage Drift	$R_g = 0\Omega$	7 20		7 20		7 30		7		7		7		$\mu V/^\circ C$
Input Offset Current	$ I_{IN(+)} - I_{IN(-)} $	30		30		75		1100		1150		45 1700		nADC
Input Offset Current Drift		10 $\mu A/^\circ C$		10 $\mu A/^\circ C$		10 $\mu A/^\circ C$		10		10		10		nADC/°C
Input Bias Current	$ I_{IN(+)} = I_{IN(-)} $	40 100		40 100		40 200		40 300		40 500		40 500		nADC
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	$V^+ = 30 V_{DC}$	0 $V^+ - 2$		0 $V^+ - 2$		0 $V^+ - 3$		0 $V^+ - 2$		0 $V^+ - 2$		0 $V^+ - 3$		VDC
Large Signal Voltage Gain	$V^+ = +18 V_{DC}$ (For Large V_O Swing) $R_L \geq 2 k\Omega$	25		25		15		25		15		15		V/mV
Output Voltage Swing V _{OH}	$V^+ = +30 V_{DC}, R_L = 2 k\Omega$ $R_L \geq 10 k\Omega$	26 25		25 23		26 27		26 27		26 27		22 23 24		VDC
V _{OL}	$V^+ = 8 V_{DC}, R_L \leq 10 k\Omega$	5 21		5 20		5 20		5 - 20		5 20		5 100		mVDC
Output Current Source	$V_{IN}^+ = +1 V_{DC}, V_{IN}^- = 0 V_{DC}, V^+ = 15 V_{DC}$	10 20		10 20		10 20		10 20		10 20		10 20		mADC
Sink	$V_{IN}^+ = +1 V_{DC}, V_{IN}^- = 0 V_{DC}, V^+ = 15 V_{DC}$	10 15		5 8		5 8		5 8		5 8		5 8		mADC
Differential Input Voltage	(Note 7)	32		32		32		32		32		32		VDC

Note 1: For operating at high temperatures, the LM324/LM324A, LM2902 must be derated based on a +125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W which applies for the device soldered in a plated circuit board, operating in a still air ambient. The LM224/LM224A and LM124/LM124A can be derated based on a +150°C maximum junction temperature. The deration is the total of all four amplifiers—use external resistors, where possible, to allow the amplifier to saturate or to reduce the power which is dissipated in the integrated circuit.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V^+ . At values of supply voltage in excess of +15 VDC, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

Note 3: This input current will only sink when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the reflector base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral PNP parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the op amps to go to the V^+ voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than $-0.3 V_{DC}$ (at 25°C).

Note 4: These specifications apply for $V^+ = +5 V_{DC}$ and $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise stated. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are referred to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$. The LM124/LM324A temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$, and the LM2902 specifications are limited to $-40^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$.

Note 5: $V_O = 1.4 V_{DC}, R_g = 0\Omega$ with V^+ from 5 VDC to 30 VDC, and over the full input common-mode range (0 VDC to $V^+ - 1.5 V_{DC}$).

Note 6: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.

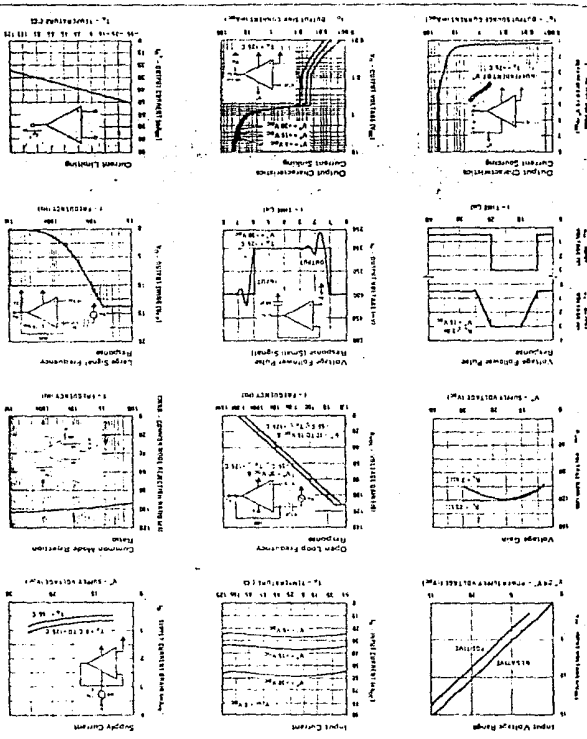
Note 7: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5V$, but either or both inputs can go to +32 VDC without damage (+26 VDC for LM2902).

Note 8: Due to proximity of external components, ensure that crosstalk is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of asymmetry increases as higher frequencies.



LM124/LM224/LM324, LM124A/
LM224A/LM324A, LM2902

Typical Performance Characteristics





**National
Semiconductor**

Voltage Comparators

LM139/239/339, LM139A/239A/339A, LM2901, LM3302

Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

General Description

The LM139 series consists of four independent precision voltage comparators with an offset voltage specification as low as 2 mV max for all four comparators. These were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common mode voltage range includes ground, even though operated from a single positive supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters, bistable square wave and time delay generators, wide range VCO, MOS clock sources, multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM139 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, they will directly interface with MOS logic - where the low power drain of the LM339 is a distinct advantage over standard comparators.

Advantages

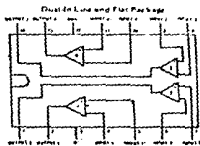
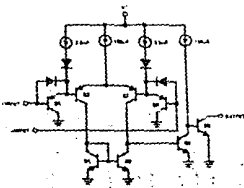
- High precision comparators
- Reduced V_{OS} drift over temperature

- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near gnd
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Wide single supply voltage range or dual supplies
 - LM139 series, 2 VDC to 36 VDC or
 - LM139A series, LM2901 -1 VDC to +18 VDC
 - LM3302 2 VDC to 28 VDC or +1 VDC to +14 VDC
- Very low supply current drain (0.8 mA) - independent of input voltage (12 nW compare for at +5 VDC)
- Low input biasing current 25 nA
- Low input offset current ±5 nA
- Low offset voltage 13 mV
- Input common mode voltage range includes gnd
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage 250 mV at 4 mA
- Output voltage compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

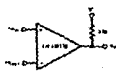
Schematic and Connection Diagrams



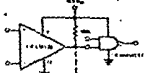
Order Number LM139, LM139A, LM239, LM239A, LM339, LM339A, LM2901, LM2901A
See NS Package #14A

Order Number LM239N, LM239AN, LM2901N or LM3302N
See NS Package #14A

Typical Applications (V⁺ = 5.0 V_{DC})



Basic Comparator



Driving CMOS



Driving TTL

LM139/LM239/LM339,
LM139A/LM239A/LM339A, LM2901, LM3302



LM139/LM239/LM339,
LM139A/LM239A/LM339A, LM2901, LM3302

Absolute Maximum Ratings

	LM139/LM239/LM339 LM139A/LM239A/LM339A LM2901	LM3302
	Supply Voltage, V^+	36 VDC or 118 VDC
Differential Input Voltage	±6 VDC	±8 VDC
Input Voltage	-0.3 VDC to +36 VDC	-0.3 VDC to +28 VDC
Power Dissipation (Note 1)		
Minim. DIP	570 mW	570 mW
Cer. DIP	400 mW	
Flat Pack	300 mW	
Output Short-Circuit to GND, (Note 2)	Continuous	Continuous
Input Current ($V_{IN} < 0.3$ VDC, Note 3)	50 mA	50 mA
Operating Temperature Range		
LM139A	0°C to 170°C	-40°C to +85°C
LM239A	-25°C to +85°C	
LM2901	-45°C to +85°C	
LM339A	-85°C to +125°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +160°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C

Electrical Characteristics ($V^+ = 5$ VDC, Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM139A			LM239A, LM339A			LM139			LM239, LM339			LM2901			LM3302			UNITS	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 5)	11.0	17.0		11.0	12.0		12.0	19.0		12.0	17.0		12.0	17.0		12.0	17.0		mVDC	
Input Bias Current	$I_{IN}(1)$ or $I_{IN}(2)$ with Output in Linear Range, $T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 5)	25	100		25	250		25	100		25	250		25	250		25	500		nADC	
Input Offset Current	$I_{IN}(1) - I_{IN}(2)$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	13.0	125		15.0	130		13.0	125		15.0	150		15	150		12	1100		nADC	
Input Common-Mode Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 6)	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$	0	$V^+ - 1.5$		VDC
Supply Current	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ all Compa. $T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $V^+ = 20\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0.8	2.0		0.8	2.0		0.8	2.0		0.8	2.0		0.8	2.0		0.8	2.0		mADC mADC	
V _{OH} Gain	$R_L \geq 18\text{ k}\Omega$, $V^+ = 15$ VDC (to Support Large V_O Swings), $T_A = 25^\circ\text{C}$	50	200		80	200		210		200		25	100		2	30					V/V
Large Signal Response Time	$V_{IN} = TTL$ Logic Swings, $V_{REF} = 1.4$ VDC, $V_{OL} = 1$ VDC, $R_L = 8.1\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	300			300			300			300			300			300				ns
Recovery Time	$V_{OL} = 8$ VDC, $R_L = 8.1\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, (Note 7)	1.3			1.3			1.3			1.3			1.3			1.3				ns
Output Sink Current	$V_{IN}(1) \geq 1$ VDC, $V_{IN}(2) = 0$, $V_O \leq 1.8$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$	8.0	16		8.0	16		8.0	16		8.0	16		8.0	16		8.0	16		mADC	
Output Current Limiting	$V_{IN} > 1$ VDC, $V_{OL} = 0$, $I_{OUT} = 100\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	200	800		200	800		200	800		200	800		200	800		200	800		mADC	

1-27

Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM178A		LM224A LM228A		LM179		LM229 LM230		LM2901		LM2902		LIMITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	Input B)		4.0		4.0		8.0		8.0	9	16		40	mVDC
Input Offset Current	$I_{IN(1)} - I_{IN(2)}$		150		150		100		150	90	200		300	nADC
Input Bias Current	$I_{IN(1)} \text{ or } I_{IN(2)}$ with Output in Linear Range		300		400		300		400	200	800		1000	nADC
Input Common-Mode Voltage Range		0	$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	0	$V^+ - 2.0$	VDC
Stiction Voltage	$V_{IN(1)} \geq 1 \text{ VDC}$, $V_{IN(2)} = 0$, $I_{SINK} \leq 4 \text{ mA}$		700		700		700		700	400	700		700	mVDC
Output Leakage Current	$V_{IN(1)} \geq 1 \text{ VDC}$, $V_{IN(2)} = 0$, $V_O = 30 \text{ VDC}$		1.0		1.0		1.0		1.0	1.0		1.0	μADC	
Differential Input Voltage	Keep at $V_{IN(1)} \geq 0 \text{ VDC}$ for V^+ , if used, (Input B)		36		36		36		36	0	36		36	VDC

Note 1: For operating at high temperatures, the LM339/LM239A, LM2901, LM3307 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM229 and LM129 must be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The low bias dissipation and the "ON-OFF" characteristic of the outputs keeps the chip dissipation very small ($P_D \leq 100 \text{ mW}$), provided the output transistors are allowed to return.

Note 2: Short circuits from the output to V^+ can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 20 mA independent of the magnitude of V^+ .

Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode straps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltage of the comparators to go to the V^+ storage level, for a time duration that is large enough for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than $+0.3 \text{ VDC}$ (at 25°C).

Note 4: These specifications apply for $V^+ = 5 \text{ VDC}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. With the LM229/LM239A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$, the LM339/LM339A temperature specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$, and the LM2901, LM307 temperature range is $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$.

Note 5: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the reference or input lines.

Note 6: The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common mode voltage range is $V^+ - 1.8 \text{ V}$, but either or both inputs can go to $+30 \text{ VDC}$ without damage (25V for LM3307).

Note 7: The response time specified is a 100 mV input step with 5 mV overshoot. For fast repetitive signals 300 ns can be obtained, see typical performance characteristics section.

Note 8: Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage remains within the common mode range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage state must not be less than -0.3 VDC for 0.3 VDC below the magnitude of the negative power supply, if used (at 25°C).

Note 9: At output switch point, $V_O = 1.4 \text{ VDC}$, $R_S = 0\Omega$ with V^+ from 5 VDC; and over the full input common mode range (0 VDC to $V^+ - 1.8 \text{ VDC}$).

126

LM139/LM239/LM339
LM139A/LM239A/LM339A, LM2901, LM3302

LM311 Voltage Comparator

General Description

The LM311 is a voltage comparator that has input currents more than a hundred times lower than devices like the LM309 or LM710C. It is also designed to operate over a wider range of supply voltages, from standard $\pm 15V$ on $\pm 15V$ supplies down to the single 5V supply used for IC logic. Its output is compatible with RTL, DTL and TTL as well as CMOS circuits. Further, it can drive lamps or relays, switching voltages up to 40V at currents as high as 50 mA.

Features

- Operates from single 5V supply
- Maximum input current: 250 nA
- Maximum offset current: 50 nA

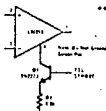
- Differential input voltage range: $\pm 30V$
- Power consumption: 135 mW at $\pm 15V$

Both the input and the output of the LM311 can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire OR'ed. Although slower than the LM309 and LM710C (200 ns response time vs 40 ns), the device is also much less prone to spurious oscillations. The LM311 has the same pin configuration as the LM309 and LM710C. See the "Application hints" of the LM311 for application help.

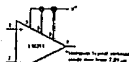
Auxiliary Circuits**



Offset Balancing



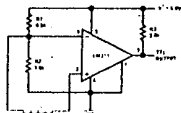
Strobing



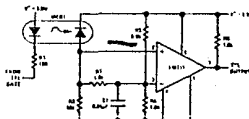
Increasing Input Stage Current*

** Note: Pin connections shown on schematic diagrams and typical applications are for TO-8 package.

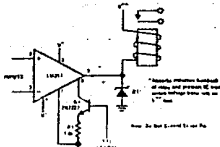
Typical Applications**



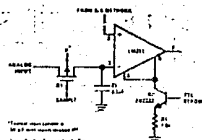
Detector for Magnetic Transducer



Digital Transmission Isolator



Relay Driver with Strobe



Strobing off Both Input and Output Stages

Absolute Maximum Ratings

Total Supply Voltage (V_{+})	30V
Output to Negative Supply Voltage (V_{-})	40V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{-})	30V
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage (Note 1)	±15V
Power Dissipation (Note 2)	500 mW
Output Short Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range	0°C to 70°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C
Voltage at Strobe Pin	V ₊ - 1V

Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_S \leq 50\text{k}$		2.0	7.5	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		8.0	50	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		100	250	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$	40	200		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{in} \leq -10\text{ mV}$, $I_{OUT} = 50\text{ mA}$		0.75	1.6	V
Strobe ON Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0		mA
Output Leakage Current	$V_{in} \geq 10\text{ mV}$, $V_{OUT} = 35\text{V}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_{STROBE} = 3\text{ mA}$		0.2	50	nA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 50\text{k}$			10	mV
Input Offset Current (Note 4)				70	nA
Input Bias Current				300	nA
Input Voltage Range		-14.5	13.8 - 14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5\text{V}$, $V^- = 0$ $V_{in} \leq -10\text{ mV}$, $I_{SINK} \leq 8\text{ mA}$		0.23	0.4	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		5.1	7.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		4.1	5.0	mA

Note 1: This rating applies for ±15V supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM311 is 110°C. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-8 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient, or 45°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

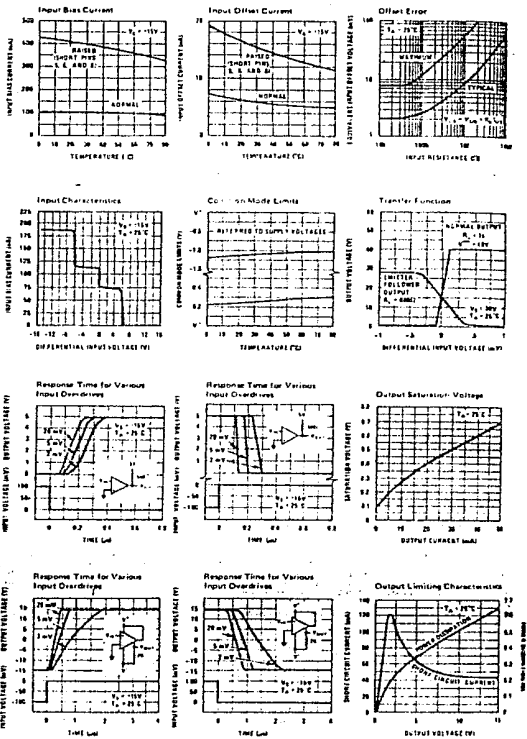
Note 3: These specifications apply for $V_G = +15\text{V}$ and the Ground pin at ground, and $0^\circ\text{C} < T_A < +70^\circ\text{C}$, unless otherwise specified. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to ±15V supplies.

Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and input impedance.

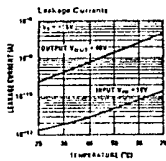
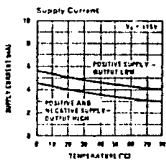
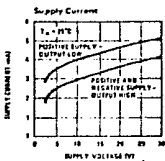
Note 5: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overshoot.

Note 6: Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

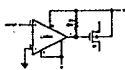
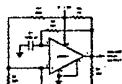
Typical Performance Characteristics



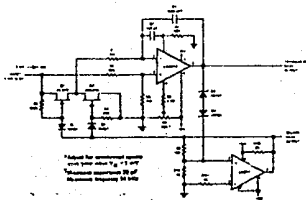
Typical Performance Characteristics (Continued)



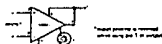
Typical Applications

Zero Crossing Detector
Driving MOSFET Switch

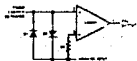
100 kHz Free Running Multivibrator



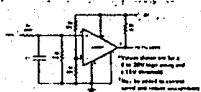
10 Hz to 10 kHz Voltage Controlled Oscillator



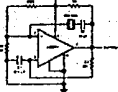
Driving Ground-Referenced Load



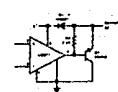
Using Clamp Diodes to Improve Response



TTL Interface with High Level Logic



Crystal Oscillator



Comparator and Saturated Driver