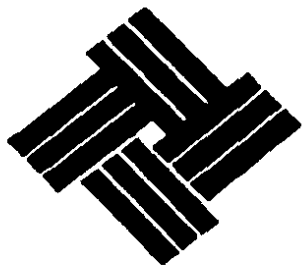


381217
7
24

UNIVERSIDAD ANAHUAC

ESCUELA DE INGENIERIA

CON ESTUDIOS INCORPORADOS A LA UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO



VINCE IN BONO MALUM

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN CANAL DE INTERCOMUNICACION BINARIA ENTRE COMPUTADORAS (MODEM) 300 - 1200 BPS

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

AREA: SISTEMAS ELECTRONICOS Y ELECTRICOS
P R E S E N T A

PEDRO MARTIN ESTEVA GARCIA

MEXICO, D. F.

1988



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE

CAPITULO I CONCEPTOS RELACIONADOS CON EL USO DE MODEMS.

1.1	Antecedentes Históricos y el Uso Actual de las Computadoras.	3
1.2	Redes de Comunicación de Computadoras.	5
1.2.1	Canales de Comunicación.	6
1.2.2	Acondicionamiento y Ecuación, 10	10
1.2.2.1	Acondicionamiento de la Línea Mediante Portadoras.	15
1.2.3	Supresores de Eco.	17
1.2.4	Ruido Gaussiano.	17
1.3	La Transmisión de Datos.	19
1.3.1	Características de la Transmisión de Datos.	19
1.3.2	Modos de Transmisión de Datos.	21
1.3.3	Códigos de Paridad ó de Peso Constante.	27
1.4	Interfase Binaria.	28
1.4.1	Clasificación de los Modems.	28
1.5	Clases de Modems.	31
1.5.1	Modem 202.	32
1.5.2	Modem serie 103.	34
1.5.3	Modem 212.	35
1.5.4	Modems Sincronos.	35
1.5.4.1	Modelo 201.	36
1.5.5	Modelo 208.	38
1.6	Comunicación Telefónica.	41
1.6.1	Características de la Línea Telefónica.	41
1.6.1.1	Inductancia y Capacitancia.	41
1.6.1.2	Distorsión.	45
1.6.1.3	Impedancia Característica.	45
1.6.1.4	Transmisión de Máxima Potencia.	47
1.6.1.5	Transformadores.	48
1.6.1.6	Redes para la Igualación de Impedancia.	49
1.6.1.7	Características de una Línea sin Distorsión.	51
1.6.1.8	Circuitos de Cables Cargados.	52
1.6.1.9	Cálculo de los Parámetros de las Líneas Cargadas.	56
1.6.1.10	Frecuencia de Corte.	56
1.6.1.11	Redes Igualadoras.	56
1.6.1.12	Pads.	58
1.6.1.13	Aparatos Especiales.	59
1.6.1.14	Inductancia, Capacitancia y Vel de las L.T..	61

1.6.2	Los Medios de Comunicación Telefónica.	64
1.6.2.1	Los Pares de Cables Descubiertos,	64
1.6.2.2	Pares de Cables con Aislador,	66
1.6.2.3	El Cable Coaxial,	67
1.6.3	Características Requeridas por los Medios de Transmisión.	73
1.6.3.1	Características de los Pares Simétricos,	73
1.6.3.1.1	Capacidad Efectiva,	74
1.6.3.1.2	Diferencias de Impedancias,	74
1.6.3.1.3a	Mediciones Directas de Diafonía,	75
1.6.3.1.3b	Desequilibrios de Capacidad e Inductancia,	75
1.6.3.2	Cables Terrestres de Pares Coaxiales,	76
1.6.3.2.1	Constitución,	76
1.6.3.2.2	Impedancia Característica,	77
1.6.3.2.3	Atenuación por Unidad de Longitud,	77
1.6.3.2.4	Regularidad en los Largos de Fabricación,	78
1.6.3.2.4a	Impedancia Media,	78
1.6.3.2.4b	Regularidad de la Impedancia,	78
1.6.3.2.4c	Atenuación Paradiafónica,	78
1.6.3.2.4d	Rigidez Dieléctrica,	80
1.6.3.2.4e	Resistencia de Aislamiento,	82
1.6.3.3	Características de Cables de Pares Coaxiales,	82
1.6.3.3.1	Especificación del Cable,	82
1.6.3.3.2	Impedancia Terminal,	82
1.6.3.3.3	Regularidad de la Impedancia,	83
1.6.3.3.3.1	Mediciones Efectuadas por Medio de Impulsos,	83
1.6.3.3.3.2	Atenuación de Eco,	83
1.6.3.3.3.3	Rigidez Dieléctrica,	83
1.6.3.3.3.4	Resistencia de Aislamiento,	83
1.6.4	Ventajas y Desventajas de las Líneas Privadas y Públicas,	84

CAPITULO II PARTES CONSTITUTIVAS DE UN MODEM.

2.1	Interfase RS 232-c.	87
2.1.1	Características de la Señal Eléctrica.	88
2.1.2	Características Mecánicas.	90
2.1.3	Descripción Funcional de los Circuitos de Intercambio,	91
2.2	Técnicas Principales de Modulación y Demodulación	94
2.3	Filtros.	100.
2.3.1	Filtros Pasivos.	
2.3.2	Ecuaciones, Figuras, Tablas y Programas Utilizados para el Diseño de un Filtro Butterworth Pasa-Bajos.	108
2.3.2.1	Filtros Pasivos,	108
2.3.3	Filtros Activos,	116
2.3.4	Filtros en Circuitos Integrados,	126

CAPITULO III CONSTRUCCION FISICA DEL APARATO.

3.1 Diagrama de Bloques:	128
3.2 Interfase de la Línea.	131
3.2.1 Conceptos Teóricos.	131
3.2.1a D A A manual.	133
3.2.1b D A A automático.	135
3.2.2 El Transformador, Híbrido.	138
3.3 Filtros (Recepción/Transmisión).	142
3.3.1 Diseño Parte Teórica.	142
3.3.2 Opciones.	143
3.3.2.1 Filtros Pasivos.	143
3.3.2.2 Filtros Activos.	144
3.3.2.3 Circuito Integrado.	146
3.3.3 Diseño Práctico.	147
3.4 Control Automático de Ganancia.	153
3.4.1.1 Características de los Amplificadores Operacionales.	154
3.4.1.2 Características de los Transistores de Efecto de Campo.	161
3.4.2 Etapa de Diseño.	162
3.5 Transmisores y Receptores de Línea / Comparador.	165
3.5.1 Requisitos del Transmisor de Línea para el RS 232c.	166
3.5.2 Requisitos del Receptor de Línea para el RS 232c.	166
3.6 Circuito de Regulación de Tiempo.	170
3.7 Autoseleccionador de Velocidad.	178
3.7.1 Diagrama de Bloques.	178
3.7.2 Etapa de Diseño.	178
3.7.3 Funcionamiento del Circuito.	180
3.8 Circuito Detector de Portadora	182
3.8.1 Objetivos y Diagrama de Bloques.	182
3.8.2 Diseño.	182
3.8.2.1 Descripción de las Características de un Comparador.	182
3.8.3 Funcionamiento del Circuito.	187
3.9 Demultiplexores.	190
3.9.1 Objetivos y Diagrama de Bloques.	190
3.9.2 Etapa de Diseño.	191
3.10 Modulador/Demodulador PSK y Modulador/Demodulador FSK.	193
3.10.1 Etapa de Modulación y Demodulación PSK.	193
3.10.1.1 Descripción del Sistema.	194
3.10.1.2 Funcionamiento durante una Transmisión.	196
3.10.1.3 Funcionamiento del Circuito Demodulador.	197
3.10.2 Etapa de Modulación y Demodulación FSK.	202
3.10.2.1 Descripción del Sistema.	202
3.10.2.2 Descripción de las Terminales de Control.	202
3.11 Aleatorizador y Desaleatorizador.	206
3.11.1 Definiciones.	206
3.12 Generador de Reloj.	214
3.12.1 Definiciones.	214
3.12.1.1 Cristal de Cuarzo.	214
3.12.1.2 Osciladores de Cristal.	215

3.12.1.3 Parámetros del Diseño del Circuito.	216
3.12.2 Diseño de Circuitos.	217
3.12.3 Circuito Retardador.	221
3.13 Regulador (fuente).	225
3.14 Características y Usos de una UART.	239

CAPITULO IV MODIFICACIONES Y CONCLUSIONES DE LA CONSTRUCCION

4.1 Puntos de Conexión, Elementos y Configuración.	242
4.2 Consideraciones Económicas.	250
4.3 Posibilidades de Mercado.	251

CAPITULO V MANUAL DE PRUEBA, UTILIZACION Y REPARACIONES

5.1 Diagramas de Conexiones del Circuito.	253
5.2 Niveles de Tensión y Corriente de los Puntos de Prueba.	261
5.3 Formas de Señal del Circuito en los Puntos de Prueba.	265
5.4 Posibles Fallas y su Composura.	267
5.5 Programa de Prueba Utilizado	270

APENDICE

1. Cálculo de la Tierra Física.	277
2. Breve descripción de los circuitos del RS232c.	281
3. Cálculo de filtros y su respuesta aproximada, (otros metodos)	292
4. Definición y Clases de Protocolos.	304
5. Manual de Circuitos Integrados.	311

CONCLUSIONES	347
--------------	-----

BIBLIOGRAFIA	351
--------------	-----

C A P I T U L O

1

CONCEPTOS RELACIONADOS CON EL USO DE MODEMS

INTRODUCCION

Debido a la creciente utilización de las computadoras en la mayoría de las actividades que se desarrollan en nuestra vida cotidiana y teniendo presente que su uso ya no es aislado sino que varias computadoras se encuentran unidas entre si formando redes, nuestras investigaciones se deberán enfocar en la optimización de las características de los aparatos de enlace y de los circuitos que mantienen niveles de calidad en la señal que se transmite, para evitar la introducción de errores.

Es conveniente recordar que el modem (aparato de enlace) es el elemento más importante en el proceso de comunicación entre computadoras, puesto que sin éste todos los elementos de la red estarían aislados.

Como respuesta a lo anterior, la primera sección del capítulo presenta una visión general de los antecedentes históricos de la computadora y del modem, así como algunos de los usos de la computadora en la actualidad. En la segunda sección, el lector se podrá familiarizar con las características que poseen los medios de transmisión de datos. En la tercera sección se definen los principales términos involucrados en la transmisión de datos. La cuarta sección define las características de una interfase binaria. En la quinta sección se enumeran distintos tipos de modems especificandose algunas de sus características. Por último en la sexta sección se especifican las características físicas de los medios de comunicación.

Que es un Modem?

El Modem es un aparato que convierte la señal digital proveniente de una terminal de computadora en una señal analógica, que es apropiada para transmitirse en un canal de comunicación (usualmente una línea telefónica), diseñado especialmente para transmitir señales de éste tipo, aunque éste aparato también realiza el proceso inverso.

Su nombre proviene de la abreviatura de las dos palabras que nombran los procesos antes mencionados y que son: MODulador DEModulador.

Cabe decir, que las señales analógicas ó contínuas son aquéllas que pueden tomar un número infinito de valores en cualquier intervalo de amplitud, la voz es un ejemplo típico de una señal analógica. Las señales digitales son las que sólo pueden tomar un número determinado de valores (generalmente dos).

1.1 ANTECEDENTES HISTORICOS Y EL USO ACTUAL DE LAS COMPUTADORAS

Las personas de cualquier época, siempre han tenido la necesidad de almacenar datos y realizar cálculos para obtener cierta información ó la totalidad de ésta. El proceso para alcanzar el concepto de computadora, se realizó durante muchos siglos, aunque los mayores avances tecnológicos son recientes.

Una de las primeras máquinas calculadoras fué el ábaco, que fué utilizado por los chinos para realizar operaciones rápidamente alrededor del año 1000 A.C.. El concepto inicial de la computadora se originó cuando BLAISE PASCAL, inventó una máquina sumadora a base de engranes en 1642.

GOTTFRIED LEIBNITZ expandió el concepto anterior, construyendo una máquina para sumar, restar, multiplicar, dividir y calcular raíces cuadradas, en el año de 1694.

En 1822, CHARLES BABBAGE desarrolló el concepto de una máquina que ejecutaba operaciones más complejas y que escribía los resultados sin intervención humana con el fin de obtener tablas matemáticas, sin embargo no logró que las partes componentes tuvieran las tolerancias exactas, así que diseñó una máquina analítica capaz de sumar, restar, multiplicar, dividir y que contaba además con una memoria pequeña, pero ésta máquina seguía siendo demasiado avanzada para su tiempo.

En 1880, Hollerith desarrolló una máquina para codificar datos (actualmente conocida con el nombre de perforadora) y una máquina clasificadora, con las cuales demostró que hasta 250 tarjetas (renglones) podían clasificarse por minuto.

Algunos inventos fueron responsables de que para el año de

1940, se contará con el primer calculador automático llamado MARK que fué desarrollado por Howard Aiken y que se construyó a base de relevadores electromecánicos y contadores mecánicos.

En 1945 Eniac, la primera computadora digital se construyó, pero carecía de memoria para almacenar instrucciones, así que en 1949 apareció EDSAC que fue la primera computadora con programas en memoria.

Las computadoras que han surgido desde entonces, se han clasificado en tres "Generaciones", dependiendo del tipo de elementos utilizados en su construcción.

a. COMPUTADORAS DE LA PRIMERA GENERACION.

Que comprenden una etapa que va desde 1951 a 1958, en las que se utilizaban los tubos de vacío ó bulbos.

b. COMPUTADORAS DE LA SEGUNDA GENERACION.

Que comprenden el período que va desde 1959 a 1964 y que fueron construídas con transistores.

c. COMPUTADORAS DE LA TERCERA GENERACION.

Fabricadas con circuitos integrados de larga y muy larga escala de integración.

En la actualidad estamos a la mitad de la tercera generación pues no se han realizado los cambios de costo, producción y tamaño que se requieren para un cambio de generación, aunque las aplicaciones actuales son cada vez más amplias, por ejemplo en la investigación, en la educación, de entretenimiento, para control de operaciones específicas, para el correo, en el control de

tráfico y en la simulación de procesos de todo tipo.

En el presente, la computadora personal es tan común en algunos países como lo es el teléfono, en un futuro próximo la comunicación de computadoras por éste medio será común, por lo que se deberá contar con aparatos que faciliten su intercomunicación.

La tecnología basada en la computadora, aumenta nuestro conocimiento en distintos campos, por ejemplo en robot computadora, en el diseño de naves espaciales, en la construcción de las estructuras del ADN y del RNA, en el estudio de la atmósfera terrestre y de los distintos planetas además del diseño de circuitos de muy alta escala de integración.

1.2 REDES DE COMUNICACION DE COMPUTADORAS.

Todos los usuarios de computadoras encuentran en ella y en el modem una herramienta esencial, la primera para obtener rápidamente los resultados de cálculos complejos, y el segundo como el elemento más importante en los procesos de comunicación entre varias computadoras.

La comunicación de datos se refiere a la transmisión electrónica de información codificada entre dos o más puntos, ver la Fig. 1.2.0.. Este término encierra todos los elementos, máquinas, sistemas y procedimientos que son requeridos para la posible transferencia de datos de un punto a otro. Los elementos de un sistema de comunicación de datos son: los CANALES DE COMUNICACION, los MODOS DE TRANSMISION, el ACONDICIONAMIENTO DE LA LINEA, los MODEMS, los INTERFASES DE COMUNICACION, los

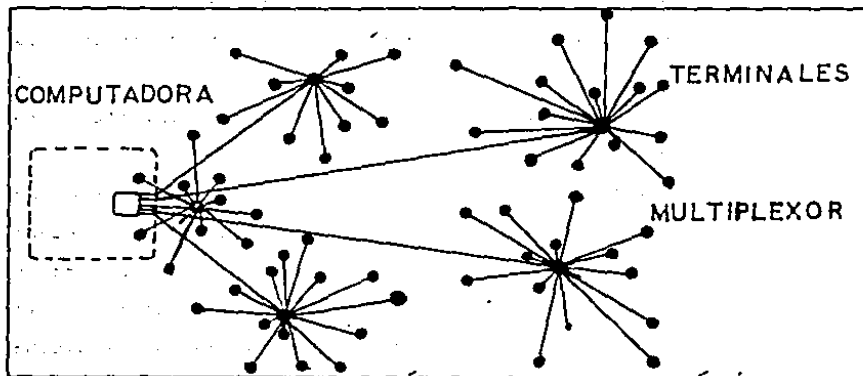


Fig. 1.2.0 Comunicación de datos entre dos ó más puntos, ejemplo de una red.

A continuación se describen los distintos elementos de comunicación y algunas de sus variantes.

1.2a. CANALES DE COMUNICACION.

Un canal de comunicación es una trayectoria para la transmisión eléctrica de datos entre dos ó más estaciones ó terminales y su propósito es el de llevar información de un lugar a otro.

Los canales de comunicación actualmente en uso son: el cable de cobre, la radiación de microondas y las fibras ópticas, aunque el más común es la red telefónica que originalmente se construyó para la comunicación humana.

Las características físicas de una línea telefónica, la hacen desusual para la transmisión directa de señales digitales,

ya que éstas usan diversos circuitos para mantener un buen nivel de señal, entre éstos podemos citar a los amplificadores de audio, a los filtros analógicos y a los supresores de eco. Pero existen además algunos circuitos que evitan el paso de las señales digitales debido a que poseen componentes armónicas de muy altas frecuencias por lo que éstas no pueden transmitirse libremente sino que deben convertirse en señales analógicas pertenecientes al espectro de audio-frecuencia para el cual se diseñaron éstas líneas y que cubren un rango que va desde los 300 a los 3000 Hz.

Todos los canales se pueden definir de acuerdo a su habilidad para el manejo de información dependiendo de sus características físicas y eléctricas.

Uno de los problemas que se presentan en la comunicación de datos consiste en la obtención de una buena respuesta, la cuál depende de la velocidad de transmisión de la información y también de la abundancia ó carencia de errores en los datos recibidos. La velocidad a la cuál se transmiten los datos es directamente proporcional al ancho de banda del espectro usado, un rango de frecuencia ancho permite más transiciones por segundo.

Shannon probó, que si una señal de potencia S es enviada a través de un canal perturbado por ruido blanco de potencia media N , la capacidad de transmisión del canal en bps (bits por segundo) es:

$$C = W \log_2 (1 + (S/N)) \quad 1.2.1$$

siendo W el ancho de banda del canal, S la potencia de transmisión y (s/n) la razón señal-ruido. Para poder obtener

el número máximo de bits que se pueden enviar a través del canal durante un período T de tiempo es:

$$H = C T = W T \text{ LOG}_2 (1 + (S/N)) \quad 1.2.2$$

Para obtener un incremento en la velocidad de señalización se debe aumentar la magnitud del término (s/n).

Los canales de comunicación presentan varias opciones de acuerdo a su presentación física y los podemos encontrar como cables simples, como cables coaxiales ó como grupos de cables, éstos últimos se aplican dependiendo del espectro de frecuencias que se utilice, existiendo grupos que van desde 2, 60 y hasta 600 cables que cuentan con un cable guarda en su interior.

En el caso de un grupo de 4 cables, se tiene un ancho de banda completo que facilita la transmisión en dos direcciones sin ningún problema de eco ó el lento regreso de la información cuando el grupo es de dos cables.

Todos los elementos de un sistema de comunicación de datos pueden clasificarse en función de su habilidad para enviar y recibir información secuencial ó simultáneamente.

Los canales de comunicación no son la excepción y con base a éste criterio, se tienen tres opciones: CANAL SIMPLEX, al que llamaremos CANAL SIMPLE, CANAL HALF DUPLEX, al que llamaremos CANAL DOBLE SENCILLO Y CANAL FULL DUPLEX, que llamaremos CANAL DOBLE TOTAL, vea Fig. 1.2.1

Algunos ejemplos de la utilización de estos canales son:

Una transmisión desde el punto A al B, requiere un canal de tipo simple, pues solo envía información en una dirección, lo cual es semejante al circuito cerrado de televisión que se utiliza en algunas tiendas / bancos para mantener la vigilancia ó

como el receptor de televisión ó cualquier cámara de televisión.

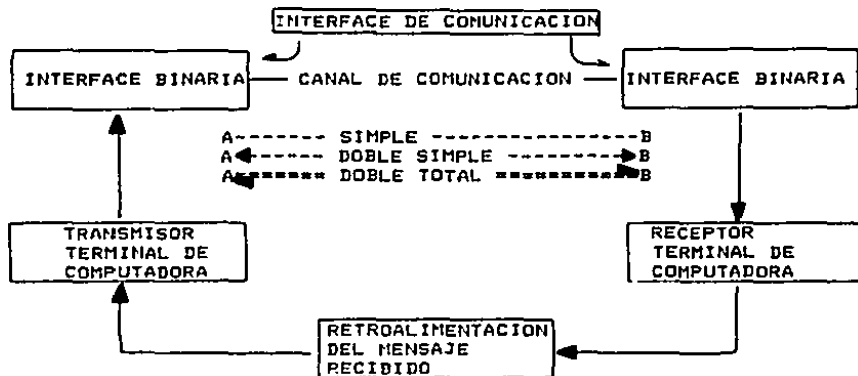


Fig. 1.2.1. Elementos del proceso de comunicación.

Si la transmisión es necesaria entre dos puntos A y B en ambos sentidos pero no simultáneamente, el canal a utilizar es el doble sencillo, un ejemplo típico es la comunicación entre radioaficionados que utilizan la banda civil.

Cuando se tiene un circuito de cuatro líneas, la comunicación entre los puntos A y B puede realizarse simultáneamente y el canal utilizado es el doble total (full duplex). Esto también se puede lograr mediante dos líneas, empleando dos subcanales con distinta frecuencia, una para la transmisión y otra para la recepción, en éste caso, las dos bandas no deben estar en el mismo ancho de banda, siendo mayor la banda de transmisión, algunos modems utilizan una banda de 3600 bps para ésta banda y solo 150 bps para la banda de recepción.

Cuando el canal doble total es utilizado, una corriente de datos puede enviarse entre dos puntos al mismo tiempo

reduciéndose así el tiempo de respuesta en una comunicación entre muchas terminales ó entre terminales lejanas ó enviar datos en una dirección y señales de control en la otra, éstas últimas pueden controlar el flujo de datos sirviendo también como un control de errores.

1.2 ACONDICIONAMIENTO y ECUALIZACION de la LINEA.

Antes de comenzar la definición de dichos términos es necesario entender su utilidad, la cual se relaciona con términos como amplitud y retraso.

La atenuación de la amplitud y el retraso se miden y expresan como una desviación de dichas características, de las que presenta una frecuencia de referencia.

Para la medición de la atenuación de la amplitud se tiene una referencia de 1000 Hz., la frecuencia de referencia para la medición del retardo está en el intervalo de 1500 a 1900 Hz., la amplitud se mide en dB (decibeles) y el retardo en mseg. o seg..

Se dice que existe una pérdida de 6 dB, si la amplitud RMS de una tensión senoidal es la mitad de la amplitud de la tensión de referencia.

El retraso en el tiempo es el resultado de los atrasos en la propagación de las distintas frecuencias presentes en la señal modulada. La modulación de la frecuencia de la portadora produce otras componentes de frecuencia a ambos lados de la frecuencia de la portadora básica. La señal modulada tiene varias componentes de frecuencia y éstas pueden no ser recibidas al mismo tiempo debido al retraso, si ésto pasa, pueden

producirse errores al momento de la demodulacion en el modem receptor.

Los modems mas afectados por este problema son aquellos que usan varias tecnicas de modulacion.

Ambos problemas pueden ser neutralizados lo suficiente para mantener un buen nivel de comunicacion, mediante una combinacion de el acondicionamiento y la ecualizacion de la linea. El acondicionamiento de la linea no neutraliza completamente la atenuacion de la amplitud y el retardo de la linea, sino que asegura que esas distorsiones no excedan ciertos limites, por lo que algunos modems de velocidades superiores a 1200 bps deben utilizarlos.

La ecualizacion de la linea puede ser de dos tipos:

1. De ajuste manual.
2. De ajuste automatico.

La ecualizacion consiste en circuitos de frecuencia selectiva, conectados en serie con cada par de cables de transmision. La respuesta en amplitud se perfecciona con circuitos que atenúan las frecuencias centrales del ancho de banda del circuito o amplifican solamente las frecuencias cercanas a ambas orillas del ancho de banda. La Fig.1.2.2 en la siguiente hoja, corresponde a un ejemplo del uso exagerado del amplificador selectivo de frecuencia.

La linea continua representa la atenuacion de la amplitud de una linea sin compensar, la linea punteada corresponde a la amplificacion sensible a la frecuencia que proporcionan los circuitos de acondicionamiento y ecualizacion de la linea, la

línea punteada (gde.), es la atenuación de amplitud resultante.

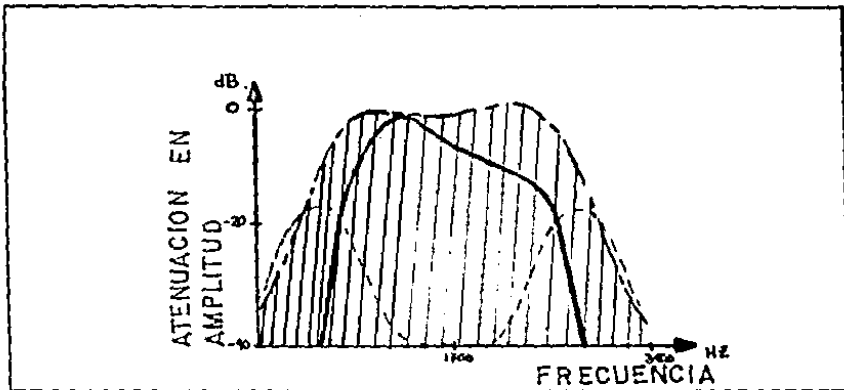


Fig. 1.2.2 Perfeccionamiento de la atenuación de una línea por un acondicionamiento/igualización.

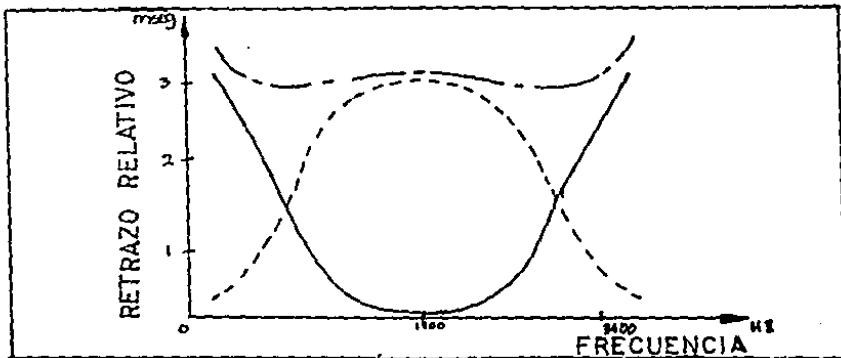


Fig. 1.2.3 Compensación de la característica de retazo de una línea telefónica mediante su acondicionamiento.

El proceso de compensación del retardo, es similar al caso anterior excepto en que los circuitos de frecuencia selectiva se

utilizan para retrazar más a las frecuencias intermedias que a las de las orillas, un ejemplo exagerado de compensación de retardo se muestra en la página anterior en la Fig. 1.2.3..

La ecualización automática y adaptativa se logra mediante circuitos activos ó analógicos híbridos pero también con los circuitos digitales mismos que se prefieren en modems que trabajan con datos a una velocidad superior a los 3600 bps.

Es importante decir que la ecualización de la atenuación en amplitud frecuentemente afecta el retardo de los datos en la línea.

En el caso de una ecualización manual, ésta se puede realizar mediante un aparato que cuenta con un medidor y dos ecualizadores ó con la ayuda de un osciloscopio, pero con éste último sólo se observan cambios en la forma de onda de la señal recibida y la complejidad de las ondas aumenta proporcionalmente con el nivel binario del dato codificado, véase la Fig. 1.2.4. en la siguiente página.

Otra opción en la ecualización de la línea la representa el ecualizador estadístico, que normalmente se utiliza en modems con velocidades de hasta 3600 bps., éste, no es ajustable y su funcionamiento se basa en el hecho de que el 90% de todas las líneas son similares, aunque no idénticas. Un ecualizador de éste tipo debe diseñarse para operar con un mínimo de bits de error cuando las características de amplitud y retraso no correspondan al valor promedio.

Las opciones anteriores corresponden a ecualizadores en el lado del receptor, es decir después de producida la distorsión de la línea, pero también es posible realizar la ecualización en el

transmisor, resultando una distorsión previa en la señal que se va a transmitir, en éste caso, la línea se comporta como un ecualizador que al producirle su propia distorsión a la señal ésta es recibida ya ecualizada.

Este último método se usa en sistemas que tienen terminales en distintos lugares, evitando así el reajuste del ecualizador en el receptor cada vez que una señal se envía desde cada terminal.

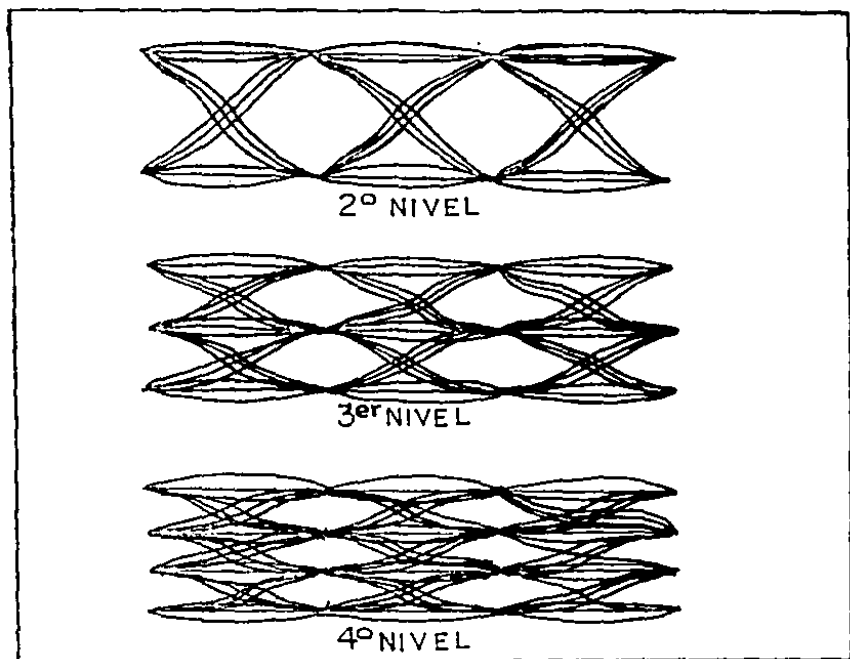


Fig. 1.2.4. Señales típicas después de la ecualización nótese la gran cantidad de líneas.

1.2b.a ACONDICIONAMIENTO DE LA LINEA MEDIANTE PORTADORAS

El acondicionamiento de una línea mediante el uso de portadoras comunes, es un servicio que proporcionan algunas compañías telefónicas y que cumple con los requisitos impuestos por la FCC para los Estados Unidos o la CCITT en el caso de nuestro país.

Como se dijo anteriormente, el acondicionamiento asegura que las características de amplitud y retazo de propagación se mantengan dentro de límites específicos, en el caso del acondicionamiento mediante el uso de portadoras existen diferentes niveles de acondicionamiento, entre ellos están, C1, C2, C4, etc., y la tabla de la Fig. 1.2.6 indica las especificaciones de cada uno de éstos, la Fig. 1.2.5 muestra el rango de atenuación en amplitud y el retazo de propagación en dichas líneas.

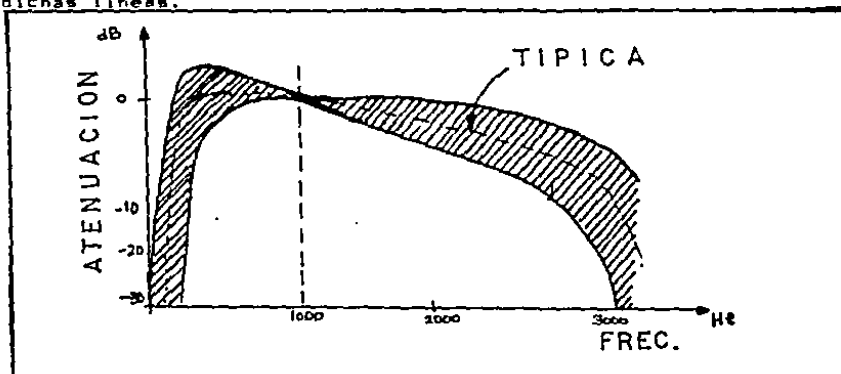
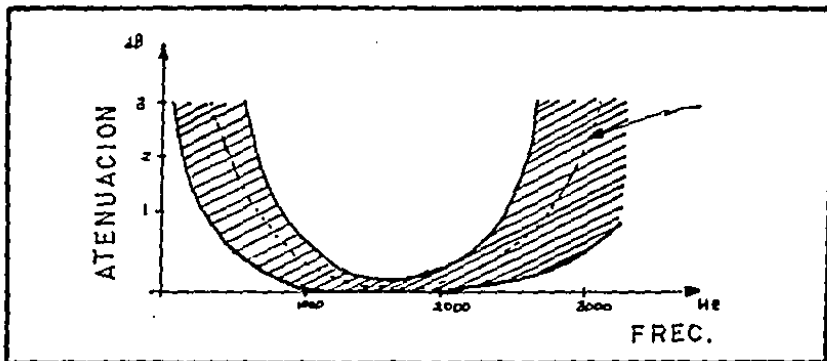


Fig.1.2.5 (a) RANGO DE ATENUACION DE AMPLITUD



(b) RANGO DE RETRAZO DE PROPAGACION PERMITIDO.

Fig. 1.2.5 Características de amplitud y retazo en líneas telefónicas.

TIPO DE LINEA CARACTERISTICAS	A	B	C	D
1. Tipo de servicio	Multi-punto	Multi-punto	Multi-punto	Multi-punto
2. Modo de operación	Doble total Doble simple	DT DS	DT DS	DT DS
3. Cables	Dos o cuatro	2-4	2-4	2-4
4. Impedancia	600 resist.	600	600	600
5. Atenuación	16 dB	16 dB	16 dB	16 dB
6. Error en frec.	5 Hz.	5 Hz.	5 Hz.	5 Hz.
7. Distorsión de retazo	Menor 1750 en la banda de 800 a 2600 Hz.	Menor a 1000 a 2400 Hz menor a 1750 ms de 800 a 2400 Hz.	Menor a 500 ms de 1000 a 2600 Hz menor a 1500 ms de 600 a 2600 Hz menor a 3000 ms de 500 a 2600 Hz	Disminuye 200ms para los mismos intervalos

Fig. 1.2.6 Características de los acondicionamientos.

1.2c. SUPRESORES DE ECO.

Los supresores de eco se instalan para reducir los efectos que produce el eco en circuitos de grado de voz en redes de larga distancia, permitiendo el flujo de señales en una sola dirección al mismo tiempo, por ejemplo cuando alguna persona está hablando a través de la línea, el supresor detiene el flujo de señales en una dirección opuesta. El tiempo requerido por los supresores para cambiar de dirección de flujo es de 300 ms, el cual a una velocidad de 300 bps es tiempo suficiente para transmitir 9 caracteres completos.

De acuerdo a lo anterior, la comunicación doble completa no es posible si existe un supresor de eco en la línea. Los supresores de eco pueden inhabilitarse, mediante la aplicación de un tono de 2100 Hz. durante 400 ms., permaneciendo así hasta que las señales no estén presentes durante 100 ms., la forma en que los supresores evitan el flujo de señales es aumentando las pérdidas de la línea.

Por último debemos recordar que el eco se puede producir por pequeñas variaciones en la línea y que esto se debe en parte a que la impedancia de cualquier línea varía en función de la temperatura.

1.2d. RUIDO GAUSIANO.

En cualquier circuito electrónico siempre está presente un ruido de fondo, llamado ruido térmico, que consiste en el envío de ondas electromagnéticas de diversas frecuencias que se

originan en los átomos y moléculas de una sustancia que vibra constantemente, una vez que la vibración entre las moléculas se ha visto afectada por la temperatura, ésta aumenta y de esa manera se incrementa también el número de ondas radiadas.

El movimiento de electrones a través de conductores eléctricos produce un efecto similar que se conoce con el nombre de ruido GAUSIANO, llamado ruido blanco pues contiene un espectro de frecuencias que corresponde al de la luz blanca, su sonido es como aquél que aparece en las transmisiones de radio cuando no hay ninguna señal y que llamamos giz.

La mayoría de los ruidos Gaussianos no son ruidos blancos pues normalmente contienen bajas frecuencias.

Cualquier conductor eléctrico es una fuente de ruido blanco de potencia N de valor proporcional a la temperatura y donde:

$$N = K T W \quad 1.2.3$$

siendo T la temperatura en $^{\circ}K$, W el ancho de banda y K la constante de Boltzmann que es igual a $1.37 \times 10^{-23} \text{ J/}^{\circ}K$

En la Fig. 1.2.7 se muestra una gráfica del ruido térmico.

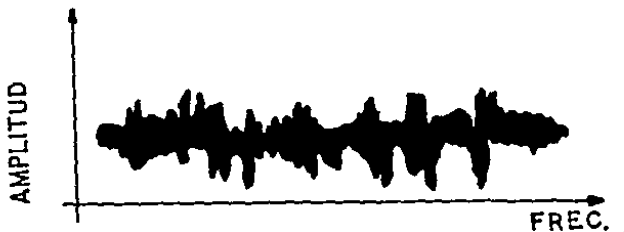


Fig. 1.2.7 Gráfica del ruido Gaussiano.

1.3 CARACTERISTICAS DE LA TRANSMISION DE DATOS.

Algunos de los términos más utilizados al referirse a la transmisión de datos son: los bits, el dibit, el tribit, el byte, los bps, el baud, el bit de paridad, el caracter, los códigos correctores de error, las transmisiones asíncrona, síncrona, paralela y en serie.

A continuación se define cada uno de los términos anteriores.

1.3.a. El bit. El bit se define como un número binario y es además la unidad de información más pequeña que puede representarse en notación binaria.

1.3.b. El dibit. El dibit consiste en un grupo de dos bits que actúan como un todo.

1.3.c. El tribit. Es un grupo de tres bits que actúan como un todo.

Un número fijo de bits adyacentes entre sí operando como una unidad recibe el nombre de "byte", normalmente el número de bits que lo constituyen es de 8.

Los caracteres ó palabras se componen hasta de 8 bits y debemos recordar que 8 bits dan 256 combinaciones de caracteres diferentes.

En la sección 1.2 de éste capítulo, se comentaron las características de un canal de comunicación y una de ellas era su velocidad para transmitir datos en grandes cantidades.

Las unidades utilizadas para enmarcarla son los bauds y los bps ó bits por segundo.

1.3.d. Baud. El baud es el número de veces en que la condición de la línea cambia por segundo, (0 ó 1), si dicha condición de línea representa la presencia ó ausencia de un bit, la señalización de velocidad en bauds es la misma que en bits por segundo.

Es decir baud significa lo mismo que bps, solamente cuando la línea tiene dos estados de señalización, a continuación en la Fig. 1.3.1 se representa una línea de éste tipo.

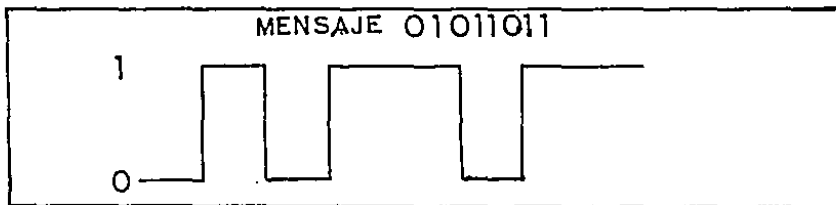


Fig. 1.3.1 Representación de una línea con dos estados de señalización.

Pero dependiendo de la velocidad y del método de modulación utilizado, la línea puede tener más de dos estados de señalización, si son cuatro, la condición de la línea debe representarse mediante dibits, si son 8, la condición de la línea se representará mediante tribits. El problema que aparece al aumentar el número de estados de señalización es que también se incrementa la susceptibilidad al ruido, debido a que el circuito detector debe localizar variaciones cada vez más pequeñas, por lo que éstos detectores de no ser exactos cometerían errores

fácilmente. La Fig. 1.3.2 representa dos mensajes mediante el uso de un dibit y un tritbit.

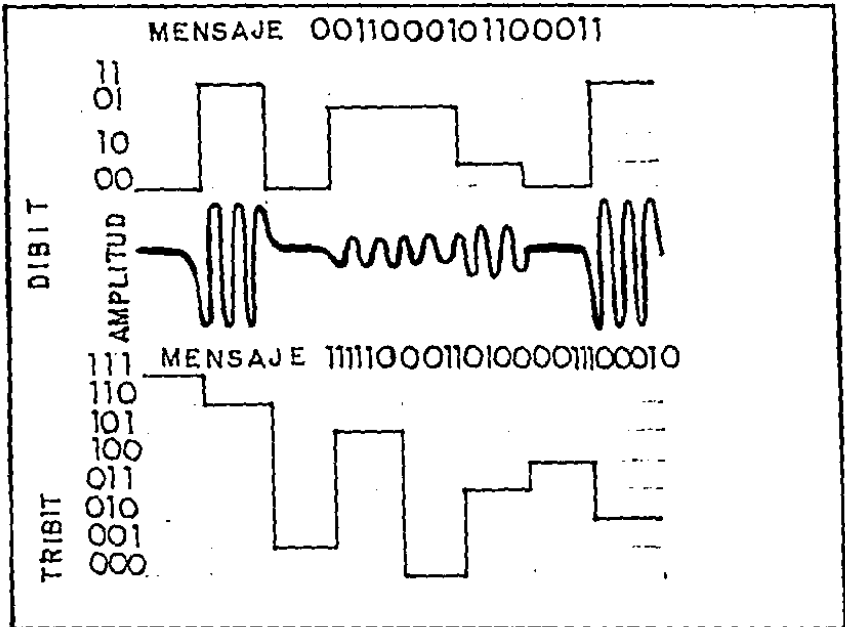


Fig. 1.3.2. Representación de un dibit y un tritbit.

1.3.2 MODOS DE TRANSMISION DE DATOS.

En cuanto a la transmisión de datos, éstos se pueden enviar en forma síncrona, asíncrona, en paralelo ó en serie.

La transmisión asíncrona también conocida como transmisión E-D (empiezo-detención), es una opción en la cuál sólo se envía un caracter a la vez, el cual es iniciado por una señal ó bit de inicio y terminado con una señal de detención. Normalmente la

línea no se encuentra en un estado determinado (1 ó 0) por lo que es necesario enviar uno ó varios bits con el valor de uno para que el bit de inicio sea reconocido, así es que cuando se está transmitiendo en forma asíncrona, se utiliza el código ASCII de 6 elementos, además de éstos 6, deberá aparecer uno para el inicio, uno de detención y varios que devuelvan la línea a un estado de 1 binario según lo dicho anteriormente.

El código ASCII antes mencionado, se enlista en la Fig. 1.3.3..

<i>bits</i>					6	0	0	1	1
4	3	2	1	5	0	1	0	1	
0	0	0	0		0	P	0	0	
0	0	0	1		A	Q	1	1	
0	0	1	0		B	R		2	
0	0	1	1		C	S	#	3	
0	1	0	0		J	T	\$	4	
0	1	0	1		E	U	%	5	
0	1	1	0		F	V	&	6	
0	1	1	1		G	W	'	7	
1	0	0	0		H	X	(8	
1	0	0	1		I	Y)	9	
1	0	1	0		J	Z	*	:	
1	0	1	1		K	[+	;	
1	1	0	0		L	\	,	<	
1	1	0	1		M]	-	=	
1	1	1	0		N	^	.	>	
1	1	1	1		O	~	/	?	

Fig. 1.3.3 Código ASCII de 6 bits.

Los bits de inicio y detención permiten la sincronización entre los aparatos transmisor-receptor en cada caracter.

En muchos sistemas los relojes de envío y de recepción se generan mediante osciladores cuya variación no debe sobrepasar el 1%. El receptor posee un reloj que comienza a trabajar cuando el bit de comienzo es detectado. Mediante éste tipo de transmisión, un caracter puede enviarse en cualquier instante.

Esta técnica se utiliza para velocidades menores a los 1200 bps.

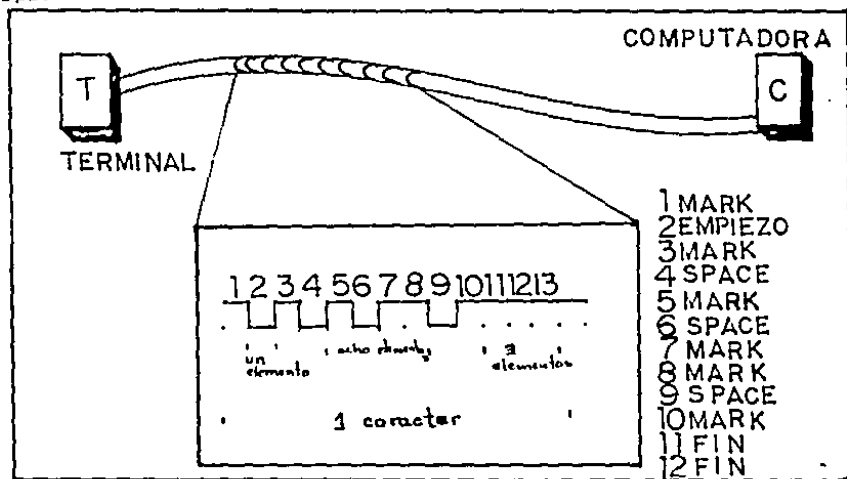


Fig. 1.3.4. Estructura típica de una transmisión asíncrona.

En la Fig. 1.3.4 se pueden observar los distintos elementos que conforman un caracter enviado asíncronamente por el medio de comunicación.

En la transmisión síncrona todos los caracteres se envían en un tren continuo; es por eso que no es difícil encontrar bloques

de más de 100 caracteres y que éstos se envíen al mismo tiempo aunque para esto, el receptor y el transmisor deberán estar en fase.

En éste tipo de transmisión se da un uso más eficiente de la línea pues no hay bits de empleo ó detención y tampoco hay pausas, sino que la corriente se divide en bloques que se transmiten en intervalos de tiempo iguales. La longitud del bloque va desde uno hasta un centenar de caracteres dependiendo de la naturaleza física del medio de datos. Cuando los bloques son muy extensos, los caracteres se van almacenando en memoria hasta que todo el bloque se haya transmitido ó recibido.

La sincronización entre el transmisor y el receptor, se controla mediante osciladores enviando un patrón de sincronización ó un caracter para empezar el bloque.

Normalmente el transmisor y el receptor resincronizan sus osciladores después de algunos segundos para mantener un determinado grado de seguridad en la transmisión y recepción de datos, el rango (en seg.) utilizado por IBM consiste en el envío de dos caracteres de sincronía por segundo.

La transmisión síncrona permite el uso de técnicas de modulación de mayor velocidad y de un patrón de chequeo de errores; siempre se transmite proporcionando la máxima protección contra errores por ruido sobre la línea.

Al llegar cada mensaje, el receptor construye su propio registro del chequeo de error, el cual compara con el recibido desde el transmisor. Un bloque no debe ser mayor de 96 caracteres.

Algunos caracteres de importancia se enuncian a

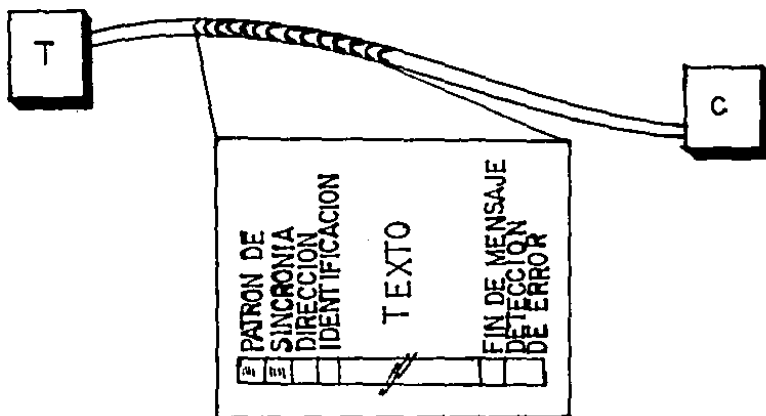
continuación:

1. Caracter de inicio de colección.
2. Caracter de inicio de texto.
3. Caracter de finalización de texto.
4. Caracter de finalización de bloque.
5. Caracter de la finalización de transmisión.

Existen tres requisitos de sincronización:

1. De bit, que asegura que el receptor conozca en que instante un bit comienza ó termina.
2. Caracter de sincronía, que asegura que el receptor tenga conocimiento de cual bit pertenece a cada caracter.
- 3.-Mensaje de sincronía, que conoce cual caracter está comenzando ó terminando.

en la Fig. 1.3.5 se representa una transmisión síncrona.



1.3.5 Ejemplo de una transmisión síncrona.

Hasta ahora solo hemos hablado de los sentidos en que pueden utilizarse los canales de comunicación. A continuación se comentan las transmisiones en serie y en paralelo, que son los modos en que se transmiten los datos.

Los datos digitales pueden ser enviados según dos modos: en serie ó en paralelo, como sabemos los caracteres son agrupaciones de bits por lo que la corriente de datos puede enviarse por:

1. Serie para caracter y serie para bit.
2. Serie para caracter y paralelo para bit.

En éste último, un sistema debe transmitir ó bits a la vez utilizando ó trayectorias de comunicación.

Esto se puede realizar mediante el uso de cables separados ó en uno solo con frecuencias separadas.

Las ventajas y desventajas de cada opción son:

Cables separados.- bajo costo de transmisión,
alto costo de la línea y
economía en su uso a corta distancia.

La opción de frecuencias separadas consiste en utilizar una línea de comunicación con frecuencias separadas usando la banda superior para la transmisión de datos y la banda inferior para señales de control ó para la recepción de datos dependiendo del tipo de canal de comunicación. Para su uso se requiere una terminal lenta pero económica.

El modo de transmisión "serie para caracter y serie para bit", tiene dos posibilidades de funcionamiento, que son: transmisión asíncrona y síncrona. La primera requiere el uso de una terminal económica y si existe una falla de sincronía, se

pierde un solo caracter; la segunda necesita una terminal de mayor precio y si aparece una falla en la sincronía se pierde un bloque completo, por lo que se necesita contar con una gran cantidad de datos para el control de bits, algunos sistemas tienen una velocidad de 400 bps..

La transmisión paralela se utiliza a corta distancia y tiene la ventaja de minimizar el costo de la terminal, vea la Fig. 1.3.6 donde se representa una transmisión de datos en paralelo.

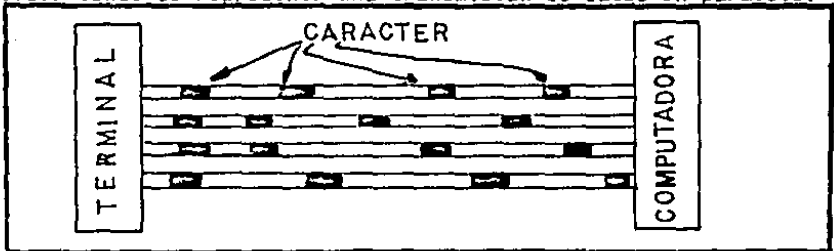


Fig. 1.3.6 Ejemplo de una transmisión paralela.

1.3.3 CODIGOS DE PARIDAD O DE PESO CONSTANTE.

Como se ha dicho en secciones anteriores, los datos que se envían a través de las líneas de comunicación, sufren errores debido a las características físicas de las líneas ó a la presencia de ruido en el proceso. Si el código utilizado ocupa la totalidad de sus combinaciones, cualquier error en algún bit, no se podrá reconocer pues la nueva combinación es también un dato verdadero, por eso para la detección de errores se utilizan códigos que no ocupan la totalidad de sus combinaciones. Estos códigos pueden ser de paridad ó de peso constante (entendiéndose por peso de una combinación el número de unos lógicos que posee

la misma 1.

Los códigos de paridad se obtienen añadiendo un bit al final de cada caracter, por eso éste bit se conoce como bit de paridad.

Este es un uno lógico si el número de unos es par y cero si es impar.

En la hoja 26, en la Fig. 1.3.3 se representó el código ASCII de 6 bits, para obtener el código completo se le añade el bit de paridad. Es importante indicar que la distancia mínima para la detección de errores en un bit es de dos, pero para poder corregirlo se necesita una distancia mínima de tres. Uno de los códigos más importantes para la corrección de errores es el código de HAMMING.

1.4 INTERFASE BINARIA.

Los Modems son aparatos que convierten la señal digital proveniente de una computadora ó terminal en una portadora modulada que tiene la forma de onda requerida por el canal de comunicación. Para cualquier comunicación se necesitan dos modems, uno al comienzo de la red y otro al final. Los modems se diseñan para trabajar en diversos anchos de banda ó velocidades.

1.4.1 CLASIFICACION DE LOS MODEMS.

Los modems que se consideran a continuación son los de onda corta, los de ancho de banda y los de grado de voz.

Los modems de onda corta operan a menos de 16 Km. y requieren el uso de líneas privadas sin carga y sin portadora, sus principales ventajas son, alta velocidad y fácil

mantenimiento.

Los modems de ancho de banda funcionan a través de la red telefónica a una velocidad entre los 19.2 y los 230 Kbit por segundo, requieren de una portadora y de varios canales de comunicación.

Los de grado de voz, utilizan las líneas telefónicas como canal de comunicación y su ancho de banda abarca de los 300 a los 3000 Hz. y considerando su velocidad, pueden trabajar a velocidades de hasta 9600 bps..

Este último grupo se puede subdividir en tres subgrupos principales, el primero de ellos corresponde al subgrupo de los modems de baja velocidad (menor a los 600 bps.), que recibe el nombre de sub-grado de voz; el segundo se refiere al de los modems usados en la banda de grado de voz y que tienen una velocidad mediana (1200-9600 bps); el tercero identifica a los modems de gran velocidad (banda ancha) que operan a velocidades superiores a los 9600 bps..

Los modems también se clasifican de acuerdo a la técnica de modulación que utilizan, las más frecuentes son, la modulación en amplitud A.M., la modulación en frecuencia F.S.K., la modulación en fase P.S.K. y la modulación en amplitud de fase P.A.M. que es una combinación de P.S.K. y A.M.

Existen dos formas de transmisión que afectan las características de cada uno de los modems antes mencionados y son la transmisión síncrona y la transmisión asíncrona, una unidad asíncrona opera a una velocidad máxima de 1800 bps en líneas telefónicas comunes y a 2000 bps. en líneas rentadas. Las

unidades sincrónicas operan a una velocidad máxima de 4800 bps. sobre las líneas telefónicas y a 9600 sobre líneas acondicionadas.

Los modems sincrónicos pueden utilizarse para una transmisión de datos en forma asíncrona pero el caso opuesto solo se puede realizar si la terminal receptora puede derivar el reloj desde el dato recibido.

Los modems que manejan la transmisión asíncrona no utilizan la técnica de modulación en amplitud por la presencia de ruido en la línea y el hecho de que las pérdidas en la transmisión varían mucho, además de que se necesitan ciertos circuitos automáticos para el control de ganancia. La modulación en frecuencia es la técnica más utilizada, en ésta, un dato binario puede representar dos frecuencias distintas, un uno binario tiene un valor alto de frecuencia conocido en inglés como MARK y un cero binario tiene un valor bajo de frecuencia que en inglés se conoce con el nombre de SPACE. Esta forma de modulación también llamada de doble tono se representa por las letras FSK., la forma de onda de su portadora no tiene componente dc y su espectro de energía se concentra a la mitad de la banda de voz (300-3000 Hz).

Los modems "sincrónicos" requieren el uso de dos relojes para producir y extraer el tiempo de sincronía del dato recibido, un reloj generador en el transmisor y un reloj recuperador en el receptor. La máxima velocidad que un modem de éste tipo puede tener es de 1900 bps., para velocidades mayores se utiliza la codificación en niveles, las técnicas de modulación de multinivel. Actualmente las velocidades de operación en modo

síncrono son 2400, 4800, 7200 y 9600 bps., aunque las velocidades pueden ser mayores. Los modems síncronos utilizan la técnica de modulación en fase (PSK).

1.5 CLASES DE MODEMS.

Como se ha visto, los modems se pueden clasificar de acuerdo a su velocidad de transmisión de datos, su sentido de operación (doble completa ó sencilla), el rango de frecuencia que abarca, el tipo de modulación empleado y por último si la transmisión de datos que utiliza es síncrona ó asíncrona.

Normalmente varias de las características antes mencionadas conforman las características de un modelo de modem en particular.

Los modems se clasifican en base a dos de los conjuntos más populares de recomendaciones, el primero de ellos es el BELL el cual se utiliza únicamente en los Estados Unidos, el segundo es el CCITT (Consejo Consultivo Internacional Telegráfico y Telefonico), que se utiliza en Europa.

Las recomendaciones que utiliza nuestro país son las de la CCITT con base en la 7a asamblea plenaria que tuvo lugar en Ginebra Suiza en el año de 1980.

En éstos conjuntos de recomendaciones existen modelos de modems que predefinen sus características, éstos normalmente se nombran mediante algunos números y letras como por ejemplo:

1. Modelos Bell 101, 202, 212a.
2. Modelos CCITT V21, V24, V22.

Los modems que utilizan la modulación en frecuencia FSK y

que transmiten los datos en forma asíncrona son básicamente los modelos 202 y 103.

1.5.1 MODEM 202.

En el modem modelo 202, existen determinadas frecuencias para representar los diferentes estados binarios, por ejemplo un uno binario se representa mediante la aplicación de un tono de 1200 Hz y un cero binario mediante uno de 2200 Hz..

Su velocidad de conducción de datos depende del tipo de canal que se utilice, siendo de hasta 1200 bps. sobre líneas normales, de hasta 1800 bps. entre líneas multipunto y menor ó igual a 1200 bauds en redes conmutadas.

En el receptor la portadora se demodula antes de filtrarse y amplificarse, obteniéndose así los datos originales. El uso de un modem de éste tipo es similar a aquéllos que utilizan un par de cables en líneas privadas.

Las principales funciones adicionales que se requieren para su uso en la red telefónica son, autorespuesta, autodesconexión y manejo de supresores de eco. El módulo de la Asociación de Industrias Electrónicas EIA (en Estados Unidos), requiere también el uso de un zumbido indicador y de una señal que indique que la terminal se encuentra lista (DTR data terminal ready), seguida por otra señal que indique que el envío de datos está listo (DSR data set ready).

Cuando éste modem trabaja a través de la línea telefónica se conecta directamente a ésta mediante una señal que pertenece al rango entre 20 y 30 Hz. y posee una amplitud entre 55 y 110 V.

En el caso de que la terminal se encuentre lista y al mismo

tiempo se presente el zumbido indicador, el modem contestará la llamada poniendo una carga menor a 200Ω en la línea, produciendo de 20 a 120 mA. A partir de ese instante el modem envía una señal DSR (definida arriba), que indica que el servicio está listo, después de 1.5 seg. la oficina central de teléfonos contesta con un tono de 2025 Hz durante 2 ó 3 seg., éste tono recibe el nombre de tono de respuesta e indica a la estación originaria que el servicio (la comunicación) está listo, dicho tono además incapacita cualquier supresor de eco que esté presente, aunque sólo se utiliza a distancias superiores a las 1000 millas; en el momento en que el tono de respuesta finaliza, la frecuencia del tono regresa a 1200 Hz. si la línea está en un uno binario ó desaparece si la línea está sin una nueva señal de envío de datos (RTS request to send). En el caso de no estar presente ningún tono en la línea durante 50 mseg. en ninguna dirección, los supresores de eco se habilitan de nuevo.

Hay dos posibilidades para lograr la desconexión automática, la primera de ellas consiste en conocer el estado en que se encuentra la señal que indica que la transmisión de datos está lista (DSR), la segunda utiliza unos relojes de "aborto", que suprimen llamadas en caso de no ser posible la desconexión de la línea ó de números equivocados; dicho reloj inicia la desconexión cuando no están presentes ni la portadora ni la señal de requerimiento de envío de datos durante 15 ó 60 seg.

El espectro de frecuencia de éste modelo, no incluye mucha energía en la región de baja frecuencia (300-400 Hz) por lo que es posible colocar una segunda portadora en ésta región, éste

canal se utiliza para enviar un tono de 387 Hz. y recibe el nombre de canal inverso, puede servir para enviar una señal que incapacite a los supresores de eco ó como canal principal en el caso de que el canal principal no funcione, algunos modems poseen canales secundarios capaces de manejar datos arriba de los 150 bauds y la frecuencia que utilizan para representar un uno binario es de 375 ó 475 Hz., éste canal posee sus propias señales RTS, CTS y sus funciones detectoras de portadora.

Una de las mayores desventajas de éste modelo es que es un modem del tipo doble simple y sólo puede usarse con computadoras y terminales lo suficiente inteligentes para usar la interfase de la EIA (que posee las señales RTS/CTS).

1.5.2 MODEMS SERIE 103.

Los modelos pertenecientes a ésta serie son el 103, el 101, el 108 y el 113 y se caracterizan por ser del tipo doble completo y por actuar sobre dos líneas controlándose más fácilmente.

El modelo 103 es análogo al modelo 202 que posee un canal secundario, pero en éste los dos canales tienen el mismo ancho de banda y pueden operar a la misma velocidad, uno de ellos opera entre 2025 y 2225 Hz. y el otro entre 1270 y 1070 Hz., cabe recordar que con 200 Hz. se pueden manejar datos a una velocidad superior a los 300 baud. Este modelo requiere de un aparato telefónico, un circuito sostenedor de la línea y uno para la desconexión de la misma.

Cuando alguien se comunica con una computadora lejana es más conveniente que la computadora conteste automáticamente, el modelo de ésta serie que está capacitado para ello es el 113b.

1.5.3 Modelo 212

Un modelo que puede utilizarse en forma asíncrona permitiendo así una velocidad de 1200 bauds es el modelo 212a, que es desarrollado por BELL y que funciona como uno tipo doble completo.

Este modelo posee un convertidor síncrono-asíncrono semejante al del modelo 103, lo que le permite trabajar a 1200 ó a 300 bauds, la CCITT posee un modelo similar a éste pero con distintas frecuencias, por ejemplo el tono de respuesta en lugar de ser de 2225 Hz. es de 2100 Hz y la velocidad de sincronía es de 1205 ó 1223 bps..

En el caso de que el modem trabaje a una velocidad superior a los 1200 bps. el convertidor suprime un bit de detención y el convertidor del receptor reconoce la falta de éste y lo incerta en su lugar exacto es por eso que a la salida del convertidor, el tren de datos tiene una velocidad de 1200 bauds exactos.

1.5.4 MODEMS SINCRONOS.

Además de los modelos 103 y 212 que son modelos asíncronos, pero que poseen equipo especial para manejar datos a altas velocidades de una manera síncrona, existen modelos totalmente síncronos que trabajan a velocidades superiores a 2400 bps. y que utilizan dibits, tribits y las variaciones de fase necesarias.

1.5.4a Modelo 201.

El primero de ellos es el modelo 201, que opera a una velocidad de 2000 bps. ó 2400 bps.. En éste caso los bits son tomados dos a la vez, formando cuatro combinaciones posibles de díbits que son: 00, 01, 11, 10, la técnica de modulación utilizada en este modelo se conoce como DPSK, que es una modulación en fase (diferencial), como hay 4 díbits también hay 4 opciones de fase, así que si el receptor cometiera el error de elegir una señal de fase adyacente, sólo aparecería un bit erróneo. Enseguida se presenta la relación existente entre cada díbit y su ángulo de fase.

00 ---)	45	0
01 ---)	135	0
11 ---)	225	0
10 ---)	315	0

El término diferencial significa que cada uno de los ángulos de fase tiene como referencia la fase de la portadora del díbit previo. Sus ventajas son:

1. El tono de referencia de ángulo de fase, igual a cero no necesita ser transmitido.
2. Un cambio repentino de ángulo de fase en la línea ocasiona un error de un díbit.

Esos cambios de fase se hacen sobre una portadora de 1800 Hz. si el modem está operando a una frecuencia de 2400 bps y a 1750 Hz., si la velocidad de datos es de 2000 bps..

En ese caso, las velocidades de señalización respectivas son de 1200 y 1000 baud, las cuáles están por debajo de la máxima velocidad alcanzada por el modelo 202 (1800 bauds). El

espectro de frecuencia de éste modelo está entre 600 y 3000 Hz., dejando abundante espacio para un canal secundario.

Otra característica del modelo 201 es que proporciona un compromiso fijo en amplitud y una equalización del retardo de propagación.

El receptor de éste modelo usa el método de detección coherente para recobrar los díbits, en donde un oscilador de tensión de referencia controlada está trabajando a la frecuencia de referencia de la portadora y cada vez que se recibe un bit, el oscilador se envía a la fase nominal de el díbit que se ha transmitido; cuando el siguiente bloque de ciclos de portadora llega, se compara su fase con la de la portadora de referencia y se obtiene la información referente a cual fue el cambio de fase que ocurrió y que par de bits se recibieron.

Cualquier método de detección depende de su capacidad para recobrar los díbits desde la portadora recibida con una velocidad de 1200 o 1000 bps, por lo que los cambios de fase se hacen de acuerdo a una periodicidad y en el momento oportuno.

En teoría no existe ninguna razón por la que cada bit del díbit deba originarse en la misma fuente, de ésta manera el modem 201 puede manejar dos fuentes de 1200 ó una de 2400 bps.

Algunos modems doble completo de 1200 bps., se construyen mediante una combinación de dos modems de 4 fases, cada uno operando en distintas frecuencias de envío y de recepción; en cada canal la velocidad de la razón de señalización es de 600 baud, por lo que ambos canales pueden operar simultáneamente a una frecuencia de 3000 Hz.

Este modelo cuenta además con un adaptador de velocidad que

le permite manejar datos a 2000 ó a 2400 bps. dependiendo de la frecuencia de la portadora recibida.

1.5.5 MODELO 208.

Este modem trabaja a una velocidad de 4800 bps. y utiliza la técnica de modulación llamada DPSK con 8 cambios de fase, que se producen sobre una portadora de la misma frecuencia es decir 1800 Hz.; en éste caso se escogen tres bits a la vez, mediante una codificación GREY, en la cual a cada una de las ocho posibles combinaciones de los tribit se le asigna un ángulo de fase, por ejemplo:

000	0
	22.5
001	0
	67.5
010	0
	45.0
100	0
	337.5

Cualquier error en la demodulación produciría un error de un bit, como son tribits la máxima vel. de señalización es de 1600 baud ó sea 4800 bps, para éste caso los bits de información se podrían tomar de tres fuentes distintas de 1600 bps cada una.

Para demodular una señal de ocho fases es necesario asegurarse de que la señal de 1600 baud, se puede recobrar de la forma de onda recibida. Si los datos tienen suficientes transiciones para aparecer como una señal de 1600 bps, entonces las primeras componentes de frecuencia de la banda superior y las de la banda inferior estarán separadas de la portadora por 800 Hz.. Para asegurar que el cambio aleatorio de los tribits sea el suficiente para tener una componente de 1600 bps., se utiliza

un circuito aleatorizador (scrambler), también llamado trepador de datos.

El aleatorizador asegura que el modem se mantenga claro para cualquier patrón de datos realista. El demodulador debe sustraer un patrón pseudo-aleatorio idéntico para recobrar los datos. El aleatorizador y el des-aleatorizador deben sincronizarse para obtener los datos verdaderos.

Existen modelos de aleatorizadores que se auto-ajustan ó que se ajustan mediante el envío de un patrón de sincronización, pero al hacer esto se corre el riesgo de detener el flujo de datos para el envío del patrón de sincronización, por lo que la mayoría de los modems utilizan el primer método, su desventaja radica en que el tren de datos, pasa por un generador pseudo-aleatorio en el proceso de des-aleatorización y cualquier error en la transmisión se multiplica.

Cualquier señal que llega al receptor, antes de demodularse, pasa por un ecualizador adaptativo, el cual se utiliza para compensar, fijar ó variar ligeramente las distorsiones de la línea.

Los primeros modelos de modems que manejaban velocidades superiores a los 4800 bps., contaban ya con un ecualizador pero su ajuste era muy tedioso y no era posible su utilización en redes multipunto, en donde la re-ecualización se necesita, ni en las líneas privadas donde los parámetros varían frecuentemente con el clima ó la temperatura. El 208 tiene un auto-ecualizador que se ajusta el mismo después de un periodo inicial de educación, minimizando el error de fase promedio.

Para comprender el modo de operación de un ecualizador

adaptativo, primero se explicará la razón del atraso de propagación. Cada pulso de la portadora que llega al receptor, va precedido por sus elementos que viajan a altas velocidades y arrastrando sus componentes más lentos, por lo que la señal de la línea en cualquier instante se compone de la señal presente y contribuciones de otros elementos delante y detrás de éste. El ecualizador se diseña para cancelar ésta interferencia de símbolos.

Existen algunas consideraciones a tomar en los sistemas que utilizan éstos ecualizadores.

Debido a los circuitos integradores y a los retardadores, éstos ecualizadores tardan algún tiempo en auto-ajustarse. Este proceso puede acelerarse si se envía un tren de datos antes de que la portadora sea enviada. En el modelo 208 dicho tren consiste en 12 tribits en 4 fases, 17 tribits que se repiten 3 veces (con lo cual el aparato se auto-ajusta) y por último se envían 13 unos con el fin de sincronizar transmisor y receptor, el proceso anterior toma cerca de 50 mseg., por lo que el mínimo CTS que indica que el aparato está vacío y listo para transmitir en éste modelo es de 50 mseg., pero para el caso de circuitos de larga distancia el CTS mínimo se eleva a 150 mseg..

En virtud de que el tiempo de ajuste es de 50 mseg., dicho modelo no se puede utilizar en redes multipunto, en cuyo caso el modelo más económico es el 201. Es importante recordar que 50 mseg. corresponden a 240 bit ó sea 32 bytes.

El modelo 208 se usa en 4 líneas privadas y el modelo 208b se utiliza con dos líneas comunes.

1.6 COMUNICACION TELEFONICA.

1.6.1 CARACTERISTICAS DE LA LINEA TELEFONICA.

Esta sección tiene como finalidad, definir las características físicas de las líneas de transmisión, desde un punto de vista teórico y práctico y hacer mención de algunas recomendaciones importantes, relacionadas con las características que deben existir para que la comunicación sea lo más aceptable posible.

1.6.1.1 INDUCTANCIA Y CAPACITANCIA.

El valor de la inductancia y de la capacitancia se mantiene sin variación en un amplio rango de frecuencias.

La inductancia es la medida de la caída de una tensión reactiva a lo largo de una línea de transmisión al momento de fluir una corriente a través de ella.

Normalmente la inductancia se define en relación al número de espiras que constituye a la bobina, el flujo del campo magnético y la corriente que fluye a través del conductor, es decir:

$$L = \frac{N\Phi}{I}$$

pero si definimos el flujo como:

$$\Phi = \int_0^b \frac{\mu I}{2\pi r} dr = \frac{\mu I}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$$

tomando en cuenta la Fig. 1.6.1 y lo multiplicamos por el número de espiras queda:

$$N\Phi = \int_0^b \left(\frac{r}{a}\right)^3 \frac{\mu r I}{2\pi a} dr = \frac{\mu I}{\pi a}$$

por lo que una fórmula general de la inductancia queda definida

$$L = [2 \ln(b/a) + \pi/2] \mu r \times 10^{-7} \text{ Hy} \quad 1.6.1$$

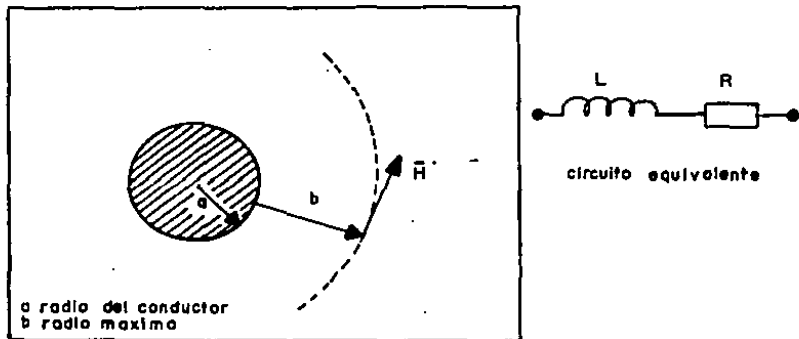


Fig. 1.6.1 Representación de una inductancia y su diagrama equivalente.

En el caso de un cable coaxial, donde "a" es el radio del conductor interior y "b" es la distancia entre el conductor interior y la parte interior del cilindro exterior, vea Fig. 1.6.2a, el valor de la inductancia queda definido por:

$$L = (2 \ln(b/a) + 4/2) \mu r \cdot 10^{-7} \quad \text{Hy} \quad 1.6.2$$

Para el caso de dos pares de conductores, la fórmula utilizada debe ser:

$$L = (0.212 \log \frac{b}{a} + \mu r) \cdot 10^{-7} \quad \text{Hy} \quad 1.6.3$$

tomando como base las Fig. 1.6.2a y b, las cuales identifican, las propiedades geométricas de éstas dos opciones.

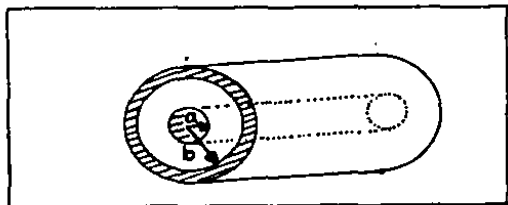


Fig. 1.6.2a Representación geométrica de un cable coaxial.

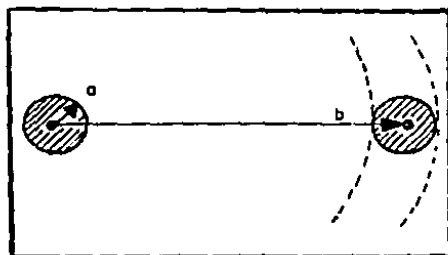


Fig. 1.6.2b Representación geométrica de un par de cables.

Cuando se quiere conocer el valor de la inductancia entre un número de cables superior a dos, se requiere el uso de dos conceptos importantes que son DMG y RMG o sea Distancia Media Geométrica y Radio Medio Geométrico, que permiten identificar las distancias a utilizar en el cálculo de las características de las líneas. El radio medio geométrico RMG, es el radio exterior de un conductor tubular de espesor infinitesimal que para la misma corriente produce el mismo flujo total que el conductor real al cual sustituye.

La capacitancia es la razón entre la carga y la tensión (Q/V) en una línea de transmisión. Cuando una tensión se aplica entre las líneas de conductores y se establece un campo eléctrico entre los conductores, la carga eléctrica estará localizada en la superficie de los conductores como en las placas de un capacitor.

El campo eléctrico en cualquier parte afuera del conductor, es
$$\vec{E} = rQ / (2\pi\epsilon mr) \quad V/M \quad 1.5.4$$
 siendo Q la carga por unidad de longitud, ϵ_m la constante dieléctrica de la región alrededor del conductor, que en el vacío

es de 8.855×10^{-12} f/m y r es el radio desde el centro del conductor, como se observa en la Fig.1.6.3.

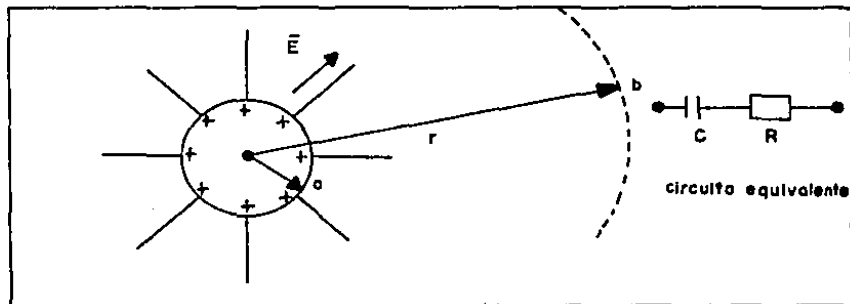


Fig. 1.6.3 Representación geométrica de la capacitancia y su diagrama equivalente.

El potencial entre la superficie del conductor de radio "a" y cualquier punto exterior "b" es

$$V = \int_a^b \vec{E} \cdot d\vec{r} = \int_a^b \frac{Q}{2\pi\epsilon r} dr = \frac{Q}{2\pi\epsilon r} \ln \frac{b}{a} \quad \text{Volts} \quad 1.6.5$$

Definiendo a la capacitancia como el cociente de la carga entre el potencial, podemos definir la capacitancia de la línea de transmisión como:

$$C = \frac{12.08 \times 10^{-12}}{\log_{10} \frac{b}{a}} \quad \text{fd.} \quad 1.6.6$$

1.6.1.2 DISTORSION.

La distorsión es un hecho de suma importancia al trabajar sobre cualquier tema relacionado con la transmisión de datos pues de ella depende la recepción correcta ó incorrecta de los mismos.

La distorsión se define como la presencia de error en alguna ó varias de las propiedades de la señal recibida. Existen varias opciones de distorsión y dependiendo de cual es la propiedad que contiene el error reciben distintos nombres.

La primera de ellas es la distorsión de frecuencia, en donde se tienen varias atenuaciones dependiendo de las frecuencias y de las velocidades de propagación, ó sea que las frecuencias se propagan con diferentes grados de atenuación.

Otra distorsión importante es la distorsión de retraso, en la cual una frecuencia se retrasa más ó menos que otra, lo cual da como resultado la aparición de una distorsión en la fase relativa.

El eco es la reflexión de una señal que regresa al lado de origen, siendo común cuando no se tiene una igualación perfecta en las impedancias terminales.

1.6.1.3 IMPEDANCIA CARACTERISTICA.

Una práctica normalizada consiste en que las líneas telefónicas terminen en una impedancia igual a la impedancia característica de la línea. Algunas razones de peso al respecto son:

1. Evitar la reflexión.
2. Minimizar la distorsión inductiva (crosstalk).
3. Proveer máxima transferencia de potencia.

4. Proveer un circuito de impedancia de $600 \Omega^*$ para buen funcionamiento.
5. Evitar la distorsión de frecuencia que resulta de la resonancia de la línea.

Si la impedancia terminal es igual a la impedancia característica, los efectos resonantes se eliminan, evitándose la aparición de una onda reflejada, por lo que no hay ondas estacionarias, sino ondas con atenuación gradual y uniforme.

En el caso de que la impedancia en el lado del receptor sea distinta de la impedancia característica, algunas frecuencias aumentan ó disminuyen su atenuación dependiendo de su estado de resonancia, apareciendo así la distorsión de frecuencia, antes comentada.

* Impedancia característica de los teléfonos.

1.6.1.4 TRANSMISION DE MAXIMA POTENCIA.

Como se dijo previamente, si la impedancia de la terminación es igual a la de la línea, es posible tener una transmisión con una potencia máxima, pero esto solo se puede lograr si la impedancia es puramente resistiva, e igual a la de la línea de transmisión.

El teorema de máxima potencia indica que una potencia máxima se absorbe en el receptor cuando la impedancia en la línea viendo hacia el lado receptor, en la unión, es el conjugado de la impedancia vista desde el lado receptor hacia la línea, de acuerdo a la Fig.1.6.4.

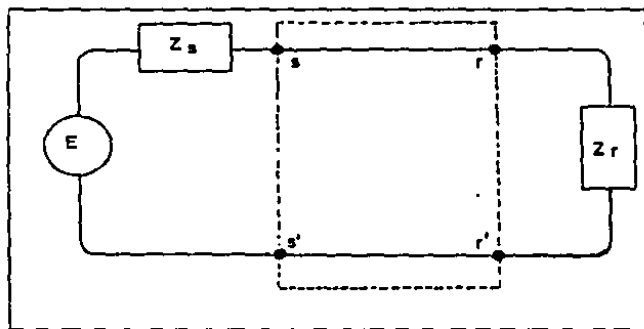


Fig.1.6.4 Representación de una línea con resistencia pura.

Desafortunadamente la impedancia característica de una línea telefónica no es una resistencia pura sino que tiene parte compleja.

Una terminación de resistencia pura, puede tener una magnitud igual a Z_0 en una frecuencia, pero ésta puede variar dentro del rango de transmisión, que para el caso de una línea de teléfonos, está entre 250 y 3000 hz..

En el caso de un sistema de portadora de corriente, el problema es diferente, la Z_0 de un par de cables paralelos descubiertos es más constante sobre el rango utilizado por la portadora de corriente, (ver Fig.1.6.4) y la amplitud es menos variable en el rango de voz.

1.6.1.5 TRANSFORMADORES (IGUALACION DE IMPEDANCIAS).

Sobre las líneas telefónicas, la igualdad de impedancias se realiza mediante el uso de un transformador, del cual sabemos que modifica la impedancia aparente y que la razón entre la tensión y la corriente en un lado del transformador está relacionada con la razón del otro lado por el cuadrado del número de vueltas del esbobinado del transformador, vea Fig.1.6.5.

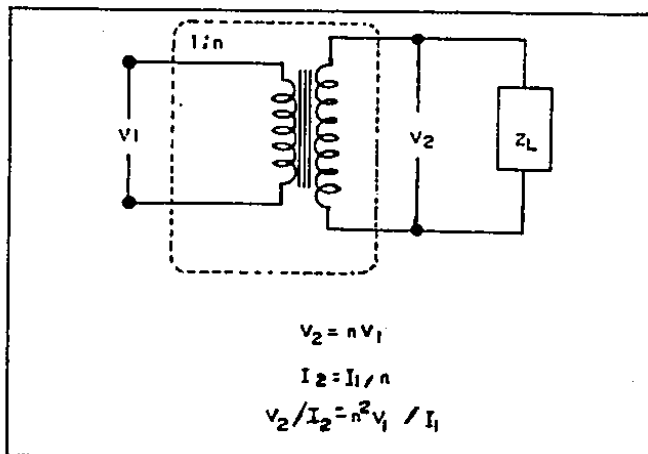


Fig.1.6.5. Diagrama de un transformador.

Un transformador sirve para igualar una carga a una línea, teniendo el mismo ángulo de fase. En el caso de que el ángulo de

fase no sea igual, se deben sumar capacitancias ó inductancias a las terminales para lograr una igualdad perfecta.

En el caso de que sólo se desee una igualdad a cierta frecuencia, la reactancia sumada para corregir la fase puede conectarse en serie ó en paralelo con la carga.

La principal ventaja en el uso del transformador radica en que éste es insensible a la frecuencia en condiciones lineales.

1.6.1.6 REDES PARA LA IGUALACION DE IMPEDANCIA.

Este tipo de redes sustituyen a los transformadores, cuando no se transmite para un rango de frecuencias pues solo lo hacen satisfactoriamente para una sola frecuencia ó una banda estrecha, pero pueden usarse para el servicio de portadoras de corriente si la portadora tiene una frecuencia tan alta que hace que la banda de voz se comporte como una banda estrecha.

1.6.1.6.1 PED L

De acuerdo con la Fig.1.6.6 la impedancia entre las terminales "aa" es :

$$Z_{aa} = jX_1 + \frac{(R_2 Z)}{R_2 + jX_2} = \frac{R_2 Z + j[X_1 X_2 + R_2^2 (X_1 + X_2)]}{R_2^2 + jX_2^2} \quad \Omega \quad 1.6.7$$

y para lograr la equivalencia de impedancias, se igualan partes reales e imaginarias de la fórmula anterior y las de la impedancia característica.

de donde:

$$X_1 = \sqrt{R_2 (R_2 - R_1)} \quad \Omega \quad 1.6.8$$

$$X_2 = R_2 \sqrt{R_1 / (R_2 R_1)} \quad \Omega \quad 1.6.9$$

$$V_{aa} = V_{bb} \frac{R_2}{R_1 + jX_1} = \frac{V_{bb} R_2 (R_1 - X_1)}{R_1^2 + X_1^2} \quad \text{Volts} \quad 1.6.10$$

$$\tan B = \frac{X_1}{R_1}$$

$$\cos B = \frac{R_1}{R_2}$$

1.6.11

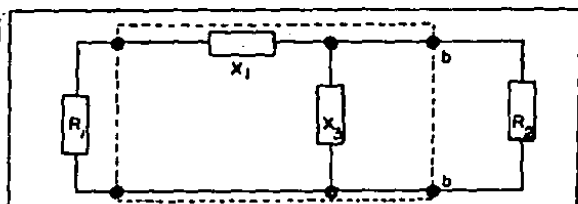


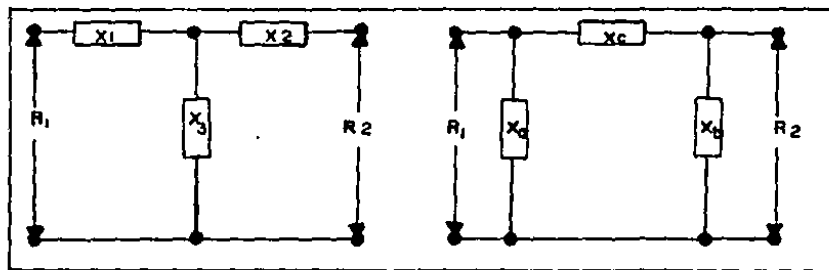
Fig. 1.6.6 Representación de una red L y sus ecuaciones de cálculo.

si x_1 , (el elemento serie) es l, B es "+" y la fase se retrasa
 si x_1 , (el elemento serie) es c, B es "-" y la fase se adelanta
 siendo B la constante de fase.

1.6.1.6.2 REDES T y TT.

Red t

Red TT



siendo β la constante de fase.

$$X_1 = \frac{R_1 \cos B - \sqrt{R_1 R_2}}{\sin B}$$

$$X_2 = \frac{R_1 R_2 \sin B}{R \cos B - \sqrt{R_1 R_2}} \quad 1.6.12$$

$$X = \frac{R \cos B - \sqrt{R_1 R_2}}{\sin B}$$

$$X_b = \frac{R R_2 \sin B}{R_1 \cos B - \sqrt{R_1 R_2}} \quad 1.6.13$$

$$X = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{\sin B}$$

$$X_c = \sqrt{R_1 R_2} \sin B \quad 1.6.14$$

Fig.1.6.7 Diagramas y ecuaciones de diseño de redes T y TT.

La red L es un caso especial de las redes T y TT, en ésta la x_2 de la red T tiene un valor cero y la x_1 y x_3 forman la red L.

1.6.1.7 CARACTERISTICAS DE UNA LINEA SIN DISTORSION.

Considerando únicamente la existencia de la onda incidente, la tensión y la corriente, se relacionan en cada punto por:

$$Z_0 = V / I \quad 1.6.15$$

Ambos cambian de fase a lo largo de la línea por una cantidad βx proporcional a la distancia entre ellos y se atenúan una cantidad αx , cuyo valor se puede obtener de:

$$V_s = V_r e^{\alpha x + j\beta x} \quad 1.6.16$$

$$\frac{|V_s|}{|V_r|} = e^{\alpha x} \quad \frac{|I_s|}{|I_r|} = e^{\alpha x} \quad \text{eliminando la parte imaginaria} \quad 1.6.17$$

$$\frac{P_s}{P_r} = \frac{|V_s| |I_s|}{|V_r| |I_r|} = e^{2\alpha x} \quad 1.6.18$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \ln \frac{P_s}{P_r} \quad 1.6.19$$

La atenuación viene de las pérdidas de energía en la línea y no puede evitarse, pero las líneas se pueden compensar para evitar esas distorsiones, 3 características importantes de estas líneas son:

su impedancia característica

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{r + j\omega l}{g + j\omega c}} = \sqrt{\frac{(g + j\omega l) l c}{(g + j\omega c) c}} = \sqrt{\frac{l}{c}} \Omega \quad 1.6.20$$

su atenuación

$$\alpha = \sqrt{\frac{(1/2) \left((r/g + \omega^2 l^2/c^2) r g - \omega^2 l c \right)}{r}} \quad 1.6.21$$

su velocidad de propagación

$$V_f = \frac{\omega}{\beta} = \frac{\omega}{\omega \sqrt{lc}} = \frac{1}{\sqrt{lc}} \quad 1.6.22$$

Como se puede ver de las ecuaciones 1.6.20 a 1.6.22 la impedancia característica, la atenuación, y la velocidad de

propagación son independientes de la frecuencia.

1.6.1.8 CIRCUITOS DE CABLES CARGADOS.

Como se dijo anteriormente, las pérdidas por capacitancia e inductancia son mayores en circuitos de pares de cables que en cables desnudos, porque la capacitancia es mayor. A continuación se explicará una forma de reducir éste efecto.

Los métodos antes comentados sobre la utilización de cables conductores de mayor longitud para reducir la resistencia y de la separación de los pares de cables para disminuir la capacitancia, tienen un límite práctico que indica la máxima longitud y la máxima separación, teniendo como factores de elección su peso y su precio.

Heaviside en 1887 probó que la distorsión puede minimizarse utilizando una relación entre la inductancia y la capacitancia de la línea, para satisfacer la ecuación:

$$R C = L G \qquad 1.6.25$$

donde L es la inductancia por unidad de longitud.

R es la resistencia por unidad de longitud.

C es la capacitancia por unidad de longitud.

G es la conductancia en derivación por unidad de long.

En el momento de realizar los cálculos, éstos se hacen lo más pequeño posible, lo cual todavía es muy grande comparado con el producto LG sobre una línea telefónica.

La inductancia y la conductancia son pequeños, pero es indeseable reducir la conductancia, pues esto reduciría el nivel de señal, así que para satisfacer la ecuación se aumenta la inductancia.

La primera aplicación de éste razonamiento fue en el cable submarino el cual al no contar con repetidoras, tenía severos problemas de distorsión. Para obtener el aumento de inductancia, antes se colocaban partículas de hierro en su cubierta hasta que fueron descubiertos los materiales que tienen propiedades magnéticas. Actualmente los cables presentan una delgada capa de "permalloy" ó "humital" enrollado helicoidalmente alrededor del cable. Este material tiene una permeabilidad magnética muy alta, por lo que la velocidad de transmisión del cable puede aumentarse cuatro veces.

El aumentar la inductancia de un cable también se conoce como "cargarlo", en vista de que enrollar cinta magnética alrededor del conductor resulta caro, sólo se insertan algunas "espiras cargadas" a intervalos en el cable. La inductancia y la distancia entre espiras se escogen para minimizar la distorsión de la línea y permitir así una transmisión a mayor velocidad. La "espira cargada" es una espira de permalloy de alta permeabilidad magnética alrededor de un alambre de cobre, la distancia de separación más común es de 1.6 ó 0.8 de Km.

Un par de cables cargados tiene menos distorsión, pero la velocidad de transmisión es menor, como de 16000 a 32000 Km sobre segundo; la señal en un cable coaxial puede viajar a 10 veces la velocidad de una señal igual en un par de cables de frecuencia de voz, lo cual es de valor para evitar la utilización de los supresores de voz.

Las frecuencias que utilizan los pares de cables oscila entre los 50 Hz. y los 108 KHz., en los Estados Unidos se tiene instalado un sistema conocido con el nombre "Bell L 3", capaz de

menejar 3 grupos maestros [mastergroups (300-600 canales de voz cada uno)] ó un grupo maestro, un super grupo (60 canales de voz) y un canal de televisión, el número de canales antes mencionados varía ligeramente entre las dos recomendaciones de las que se ha hablado.

La Fig.1.6.8. demuestra las características de atenuación con la frecuencia en líneas cargadas y no cargadas.

De la Fig.1.6.8 podemos notar que si se desean transmitir frecuencias superiores a los 4 KHz, las espiras de carga se deben quitar.

En la tabla de la Fig. 1.6.9 se identifica el valor del coeficiente de atenuación de los distintos tipos de medios, observe la sección 1.6.1.7 de la página 51.

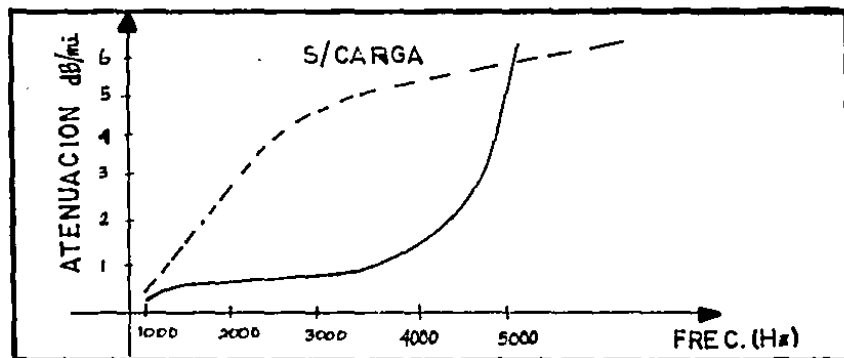


Fig.1.6.8. El efecto de carga de un par de cables (N 24).

MEDIOS DE TRANSMISION	FRECUENCIA	COEFICIENTE DE ATENUACION
wire pairs on poles	1000 hz	0.1
twisted wires in cable		
16 gage	48 Khz	2
16 gage	140 Khz	3.5
22 gage	48 Khz	6
22 gage	140 Khz	8
coaxial cable 3/8 in	300 Khz	2
	2000 Khz	6
	8000 Khz	10
transatlantic coaxial	160 Khz	1.4
rectangular waveguide	5x10 hz	9
helical mm waveguide	5x10 hz	2

Fig. 1.6.9 Constantes de atenuación típicas.

(extraído del libro Telecommunications and Computer.)

1.6.1.9 CALCULO DE LOS PARAMETROS DE LINEAS CARGADAS.

La suposición de que una línea cargada se comporta como si la inductancia de las espiras estuviera distribuida, simplifica algunos estudios, pero evita el estudio preciso de otros, como puede ser el cálculo de la atenuación en el área cercana a la frecuencia de corte, ver apéndice.

1.6.1.10. FRECUENCIA DE CORTE.

La frecuencia de corte de una línea no se afecta por las pérdidas, así que éstas se pueden despreciar en la línea y en las espiras cargadas.

La frecuencia de corte es aquella a partir de la cual la atenuación tiene un valor, considerando a la atenuación no como una pérdida de potencia sino como potencia reflejada, si una sección de la línea no permite el paso de la energía, se bloquea y sucede algo similar a que se perdiera ésta en una resistencia.

1.6.1.11 REDES IGUALADORAS.

Como no existen redes sin pérdidas, normalmente se trata de ajustar la atenuación y la distorsión de fase mediante redes compensadoras.

Hay varios caminos para obtener la ecualización, si la atenuación requerida no es grande.

Un capacitor en serie con la carga reduce potencia a la carga a baja frecuencia más que a alta, una resistencia en paralelo y una inductancia en serie con la carga, produce problemas a altas frecuencias, ambas redes producen ecualización pero con el problema de desigualar la impedancia en la línea. Si ambos arreglos se usan en la proporción adecuada, se mantiene la

Igualdad de impedancia.

Existen varios tipos de redes que realizan esto, como la llamada Puente t , la Lattice ó la π .

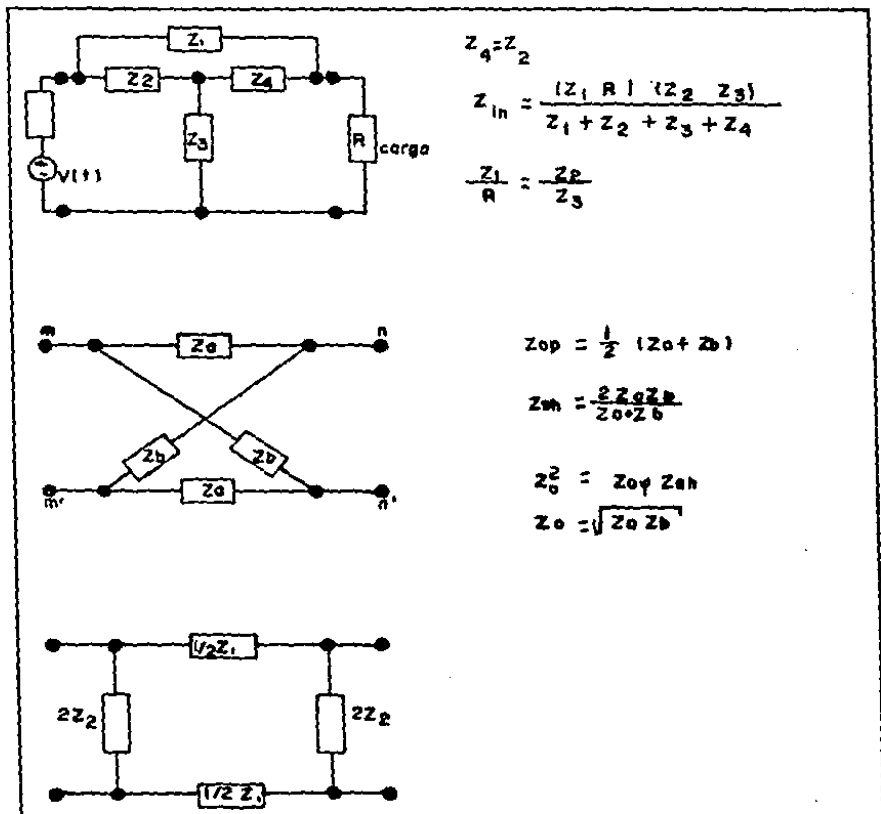


Fig. 1.6.10 Representación de las redes t , Lattice ó la π .

1.6.1.12 DESACOPLADOR (PADS).

El Sistema telefónico requiere de igual atenuación a cualquier frecuencia, lo cual se logra mediante éste tipo de redes, las cuales se hacen mediante resistencias, para su diseño ver el apéndice.

1.6.13 APARATOS ESPECIALES.

En una línea se maneja información en una ó dos direcciones, cuando los amplificadores se usan en una sola dirección, éstos utilizan la línea telefónica restringiendo la operación de cada par de alambres a una sola dirección, para lo cual se utilizan los embobinados híbridos, que previenen que un amplificador escuche lo que otro amplificador dice, observe la Fig.1.6.11.

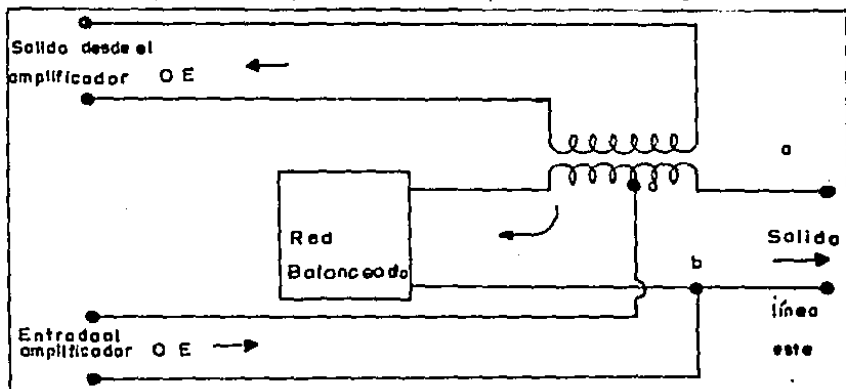


Fig. 1.6.11 Principio general de un embobinado híbrido.

En el embobinado principal, la energía se divide enviando la mitad de la energía a una red balanceada (en la cual se gasta) y la otra mitad llega a la salida.

El embobinado principal es un transformador con tres devanados, de la Fig. 1.6.11 podemos observar que si la V_i es inducida a cada mitad del circuito y si la impedancia de la red balanceada es exactamente igual a la impedancia de entrada a la línea, la condición es que un puente balanceado y no hay potencial entre las terminales a y b. No hay entrada al

amplificador E - O, también una señal está pasando a través de la estación O - E.

Cuando la señal arriba desde el este, la mitad de la V_e entrando se aplica a las terminales del amplificador E - O, la otra aparece entre las terminales del amplificador O - E, vea Fig.1.6.12.

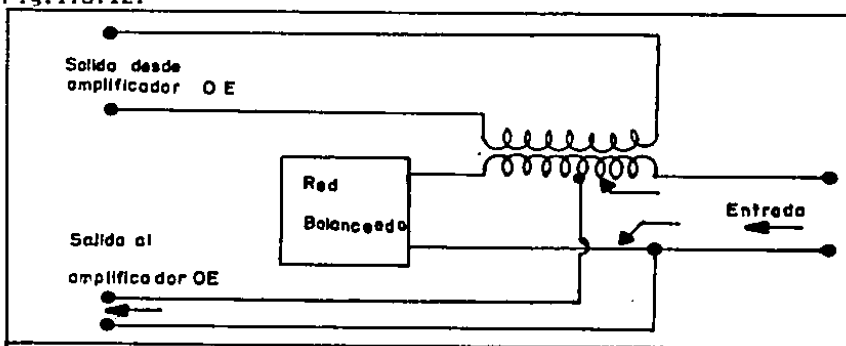


Fig.1.6.12.

El circuito fantasma, utiliza un par de alambres para cada uno de sus conductores, según se puede ver en la Fig.1.6.13.

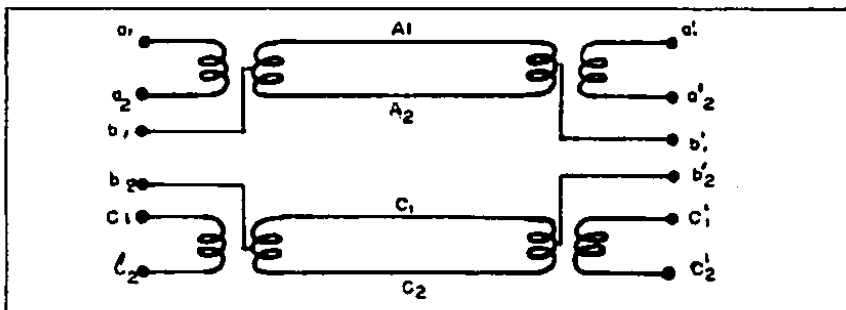


Fig.1.6.13 Circuito fantasma.

1.6.14 INDUCTANCIA, CAPACITANCIA Y VELOCIDAD DE PROPAGACION DE LAS LINEAS TELEFONICAS.

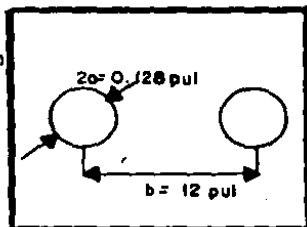
Los cables de alambre en un par son de 0.128 pul. de diámetro y están espaciados 12 pulgadas, según la Fig. 1.6.14, la impedancia característica de este circuito es:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{(0.921 \log_1(b/d) + 0.1 K \Psi) \times 10^{-6}}{12.08 \times 10^{-12}}}$$

del Skilling si $a/d < 1.8$, usar $Kp=1$
 si $1.8 < a/d < 20$ usar gráfica
 si $a/d > 20$ $Kp=0$

la d del cobre a 1 KHz es $d=6.6 \times 10^{-4}$ (Torres)
 $a=0.064$ pul $\Rightarrow a/d=24$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\log_1 187.5 (0.921 \log_1 187.5)}{12.08 \times 10^{-12}}}$$



$$Z_0 = 627.62 \Omega$$

Fig. 1.6.14 Circuito de la línea de transmisión.

El valor de la inductancia en este tipo de conductores se obtiene mediante la siguiente fórmula.

$$L = (0.921 \log_1(b/d) + 0.1 K \Psi) \times 10^{-6} \text{ Hy/m}$$

El valor de la capacitancia entre conductores aislados es mayor que en los pares de cables desnudos porque los conductores están más cerca; para poder reducir este efecto se pueden separar los cables, lo que sería caro ó reducir el número de alambres que un cable puede manejar. La fórmula de la capacitancia para este tipo de cables es:

$$C = \frac{12.08 \times 10^{-12}}{\log_1(b/d)} \text{ F/m}$$

Observe en la Fig. 1.6.15 las características de un par de cables paralelos, entre ellas su velocidad de fase, su atenuación y la impedancia característica, así como sus dimensiones físicas.

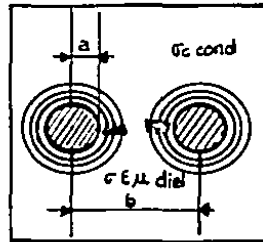
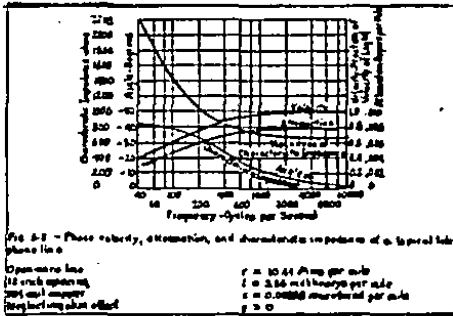


Fig. 1.6.15 Características físicas de los pares de cables. (extraído del libro Telecommunications and the computer)

En la Fig. 1.6.16 se muestra la velocidad de fase, la atenuación y la impedancia característica de una línea telefónica.

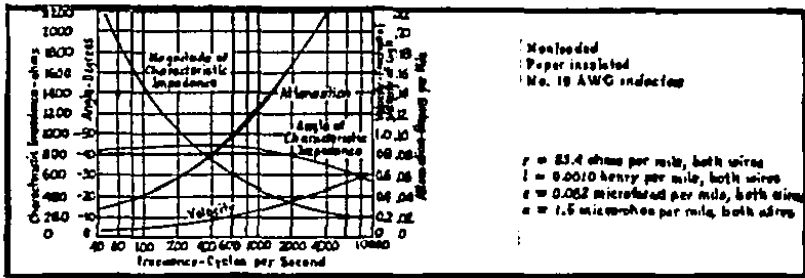


Fig. 1.6.16 Características de una línea de telefónica. (extraído del libro Telecommunications and the computer)

Sobre un par de cables a la frecuencia de la voz, la velocidad de propagación de la señal varía con la frecuencia, vea la fig. 1.6.17

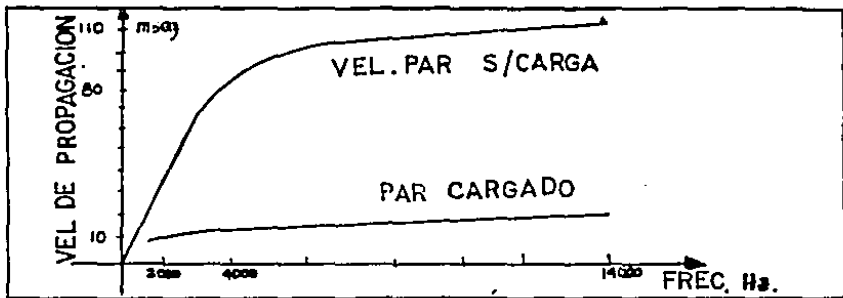


Fig. 1.6.17 Velocidad de propagación.

Las bajas frecuencias de la voz humana arribarán después que las frecuencias altas. Otra distorsión importante es que en cuanto mayor sea la longitud de la línea, mayor será el retraso.

Los circuitos de cable coaxial tienen una alta velocidad de propagación, que varía ligeramente con la frecuencia. La velocidad de propagación a lo largo de un cable coaxial a frecuencias superiores a 4 KHz, es aproximadamente igual a la velocidad de la luz, y en el caso de que el aislante utilizado sea plástico, entonces la velocidad de las ondas se reduce a un 25 ó un 45 % de la velocidad que tiene en el aire.

$$V = \frac{1}{\sqrt{1/c} \sqrt{\frac{12.08 \times 10^{-14}}{\log_{10} b/a} \frac{10.021 \log_{10}(b/a) + 0.1 Kp}{10^{-6}}}}$$

1.6.2 LOS MEDIOS DE COMUNICACION TELEFONICA.

1.6.2.1 Los Pares de Cables Descubiertos.

La historia de los medios de comunicación se inició con el uso de los pares de cables descubiertos los cuales normalmente se observan suspendidos de los postes telefónicos mediante aisladores.

En éstos cables una gran cantidad de corriente fluye en la parte exterior de la cubierta del alambre ó sea en la sección hecha por cobre. Los cables de alambre en un par son de 0.128 pul. de diámetro y están espaciados 12 pulgadas, (véa sección 1.6.1.14).

Los pares de cables descubiertos, se construyen de cobre sencillo ó con corchón de acero utilizándose el cobre por su conductividad y el acero por ser un material resistente.

Un par de cables de éste tipo es capaz de manejar conversaciones telefónicas de larga distancia sin el uso de amplificadores, por tener un nivel aceptable de atenuación.

En esos pares de cables, la voz se transmite mediante el envío de portadoras de corriente a una sola frecuencia.

La capacitancia, la inductancia y la resistencia que poseen éstas líneas, hacen que su comportamiento sea semejante al de un filtro, y dependiendo de cuáles de éstas características se destacan, éste filtro puede ser uno del tipo pasa bajos (si se destaca la capacitancia) ó uno pasa altos (si se destaca la inductancia). En la Fig. 1.6.13 se muestran los diagramas de la colocación de los elementos antes mencionados para conformar un filtro pasa altos y uno pasa bajos, así como su curva de

respuesta al variar la frecuencia, y el circuito equivalente de la línea.

Recordando que aparece un aumento en la atenuación de la señal cuando la frecuencia aumenta, debido a su comportamiento como un filtro pasa bajos, la separación entre amplificadores para éste tipo de líneas, normalmente se reduce.

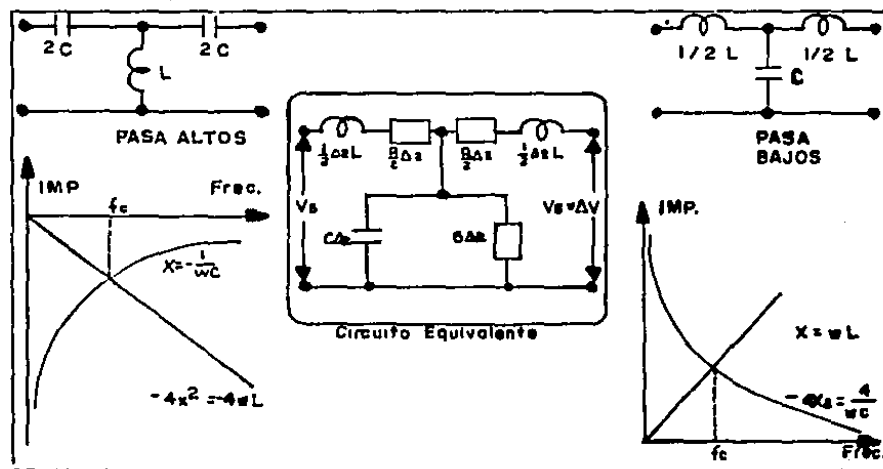


Fig. 1.3.19 Circuitos equivalentes de la capacitancia y la inductancia en un par de cables descubiertos y las gráficas de la variación de la atenuación en función de la frecuencia.

Los inconvenientes que presentaban éstos cables van desde ser susceptibles a la transferencia de energía entre ellos (corriente), produciéndose distorsión en la información, hasta depender de las condiciones del clima ya que al llover, se humedecían los aisladores elevándose con ésto la atenuación, y al aumentar la temperatura se incrementaba la resistencia eléctrica del cable, razones por las que su uso se restringe a algunas

localidades rurales.

La susceptibilidad a la transferencia de energía entre cables (crosstalk) proviene del uso de acoplamientos electromagnéticos ó inductivos y consiste en que una conversación en un par de cables pueda escucharse tenuamente en otro par cercano. La mejor forma de reducir éste problema, es aumentar la separación de pares adyacentes y transponer cada $1/2$ de λ los cables.

1.6.1.2 Pares de cables con aislador

Los pares de cables con aislador, reemplazaron a los pares descubiertos, pues el material aislante a su alrededor los protegía de las condiciones del medio ambiente. Estos pares, en lugar de empaquetarse individualmente, se usaban en grupo, todos independientes pero envueltos dentro de una misma capa aislante; pero la cercanía de los pares de cables aumentaba la capacitancia y la distorsión inductiva (crosstalk), la cual producía un efecto mayor al trabajar con altas frecuencias.

Este tipo de cables se enrollan en pares y para disminuir la interferencia entre ellos se utilizan de distintas longitudes.

El grupo de conductores se envuelve en una funda protectora muy resistente, los alambres en éstos cables son de un diámetro menor que en el caso de los pares de cables descubiertos, los cables cortos tienen un diámetro de 0.015 pul. de diámetro y los cables largos tienen un diámetro de 0.025 pul., de acuerdo a ésto la resistencia del alambre se incrementa y la necesidad de amplificación, aumenta de 12 kilómetros en cables desnudos, a cada 6.4 Kilómetros en este tipo de cables.

Los cables enrollados pueden mantener más de un canal en su

interior, utilizando varias bandas de frecuencia y para lograrlo la frecuencia de la voz humana modula una portadora de alta frecuencia, variando el grado de aumento de acuerdo con los distintos cables; la frecuencia de la portadora se puede localizar entre 5 y 140 KHz., aunque las portadoras superiores a 3 MHz. se utilizan preferentemente para transmisiones de larga distancia.

Es común que un cable de éstos en una ruta de entronque maneje 12 canales simultáneamente en dos direcciones, usando frecuencias a más de 268 KHz., en canales de diferentes portadoras, cada mensaje se separa de los demás en el receptor mediante el uso de filtros especiales que permiten el paso de las señales que pertenecen a una cierta banda de frecuencia; en el sistema 7 (utilizado en E.U.), la portadora es de 36 KHz. y la señal de audiofrecuencia es de 3Khz., vea la Fig. 1.6.19 la cual muestra las características geométricas de este tipo de cables.

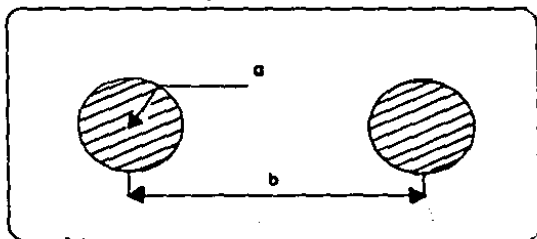


Fig.1.6.19 Características geométricas de una línea de pares de cables con aislador.

1.6.2.3 El Cable Coaxial.

El cable coaxial se comenzó a utilizar, en vista de los problemas mencionados en las secciones anteriores. Este medio permitió manejar información a una frecuencia mayor, pero de la

misma forma en que la frecuencia aumentaba, la corriente tendía a fluir más fácilmente en la parte externa del cable interior usando una pequeña sección del mismo, la cual se incrementa al igual que la resistencia efectiva (llamada efecto piel), de la cual podemos citar que al estar en función de la frecuencia y de la conductividad del material, al aumentar la frecuencia también lo hacía la cantidad de energía que se perdía. Por eso es que en el uso de éste tipo de medio se aconseja el envío de señales en frecuencias muy separadas, evitando las altas frecuencias como en el caso de las transmisiones de televisión.

Un cable coaxial consiste en un cilindro conductor (de cobre) encerrando un simple alambre conductor.

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, como se puede ver en la fig. 1.6.20.

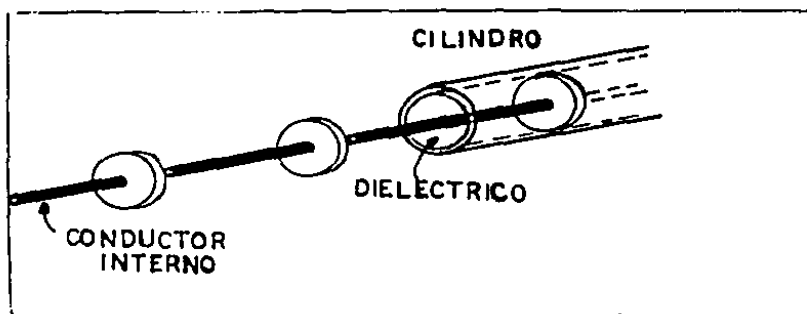


Fig. 1.6.20 Diagrama de las partes que componen un cable coaxial.

expansión térmica; normalmente la pantalla metálica está constituida por hilos de cobre ó aluminio, enrollados sobre la pantalla.

El forro externo, tiene por objeto: proteger mecánicamente y contra agentes químicos al cable y evitar que el aislamiento absorba humedad.

En la mayoría de los casos se pueden encontrar cables coaxiales bastante juntos, como se puede notar en la Fig.1.6.21, además de los cables coaxiales, existen una serie de pares de cables los cuales se utilizan para control de comunicaciones.

En los cables coaxiales virtualmente no existe la diafonía (crosstalk), porque la corriente tiende ahora a fluir sobre el interior del cilindro exterior y la parte exterior del alambre interior.

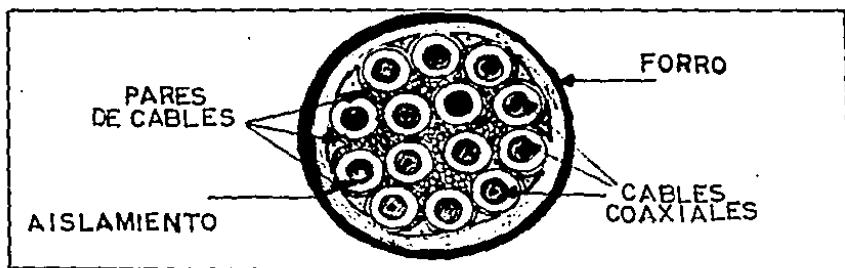


Fig. 1.6.21. Corte transversal de un supergrupo de cables.

Un gran número de llamadas telefónicas se pueden transmitir juntas en un sistema de cables coaxiales, un cable coaxial lleva 3600 y algunos hasta 10900, y como se comentó en la sección anterior un par de cables simple solo lleva 12 ó 24 canales de

voz.

El cable de mayor capacidad tiene 22 tubos, 10 transmiten en cada dirección y hay dos libres, los cuales pueden conectarse para operar en caso de fallar alguno de los otros, esos cables llevan un total de 108,000 conversaciones telefónicas en dos sentidos. La razón de ésta gran capacidad radica en que su atenuación se conserva baja hasta una frecuencia de 10 KHz.

El costo adicional de los cables coaxiales se justifica por:

- Facilidad de envío de un mayor número de canales en un solo cable.
- Mínimo encimamiento de canales.
- Baja distorsión y variación de amplitud con la frecuencia.
- Alta velocidad de propagación, que puede eliminar la necesidad de supresores de eco.

Además de los medios citados anteriormente, han aparecido otros como es el caso de las microondas de radio, que al igual que los cables coaxiales, manejan miles de canales de voz y una gran cantidad de canales de televisión. Este medio se ha utilizado ampliamente debido a su facilidad para unir puntos lejanos en la tierra, sin la necesidad de utilizar tantos amplificadores como en el caso de los cables coaxiales.

En la tabla de la Fig. 1.6.22 se pueden apreciar los nombres de algunos de los sistemas de transmisión utilizados en los Estados Unidos, su principal aplicación, su uso en la actualidad, el tipo de datos que maneja, las bandas de frecuencia que utiliza y el número de cables de voz por par de cables, incluyéndose medios como los pares de cables, los cables coaxiales, las radio microondas, la guía de onda y el satélite.

TIPO	NOMBRE DEL SISTEMA DE TRANSMISION	APLICACION PRINCIPAL	USO ACTUAL	ANALOGO A DIGITAL D	FRECUENCIA BAND USADA	NUMERO DE CERCITOS DE VOZ POR PAR DE CABLES
pares de cables						
describiendo	portadora 0	short haul	decimando	A	RAS DE 200 KHZ	4-24
girados	portadora 1	short haul	medio	A	RAS DE 300 KHZ	12
	portadora 2	short haul	decimando	A	RAS DE 300 KHZ	12
	portadora 22	short haul	medio	A	RAS DE 300 KHZ	12 inches pares
	portadora 23	short haul	grande	A	RAS DE 300 KHZ	24 en un cable
	portadora 11	mas de 50 mi	grande	B		24 millones bps
	portadora 12	mas de 500 mi	enorme	B		96 6.3 millones bps
NUM DE CTOS DE VOZ POR						
TIPO CABLE						
cable coaxial	portadora 11	long haul	decimando	A	RAS DE 3 KHZ	600 1000
	portadora 12	long haul	grande	A	RAS DE 10 KHZ	1000 9000
	portadora 14	long haul	grande	A	RAS DE 20 KHZ	3600 7200
	portadora 15	long haul	ampliando	A		10000 100000
	portadora 16	1 1/2 a 3 h	enorme	B		270 millones de bits

Fig.1.6.22a Sistemas de Transmisi6n en Estados Unidos.
(extraido del libro Telecommunications and the Computer)

TIPO	NOMBRE DEL SISTEMA DE TRANSMISION	APLICACION PRINCIPAL	USO ACTUAL	ANALOGO A DIGITAL B	FRECUENCIA BAJA USADA	NUMERO DE CIRCUITOS DE VOZ POR PAR DE CABLES
paros de cables descubiertos girados	portadora 0	short haul	declinando	A	HAS DE 300 KHZ	4-24
	portadora 1	short haul	estable	A	HAS DE 300 KHZ	12
	portadora 01	short haul	declinando	A	HAS DE 300 KHZ	12
	portadora 02	short haul	estable	A	HAS DE 300 KHZ	12 muchos pares
	portadora 03	short haul	grande	A	HAS DE 300 KHZ	24 en un cable
	portadora 11	mas de 50 mi	grande	B		24 millones bps
	portadora 12	mas de 500 mi	curvo	B		96 a 3 millones bps
						NUM DE CTOS DE VOZ POR TONO
cable coaxial	portadora 11	long haul	declinando	A	HAS DE 3 KHZ	600
	portadora 13	long haul	grande	A	HAS DE 10 KHZ	1000
	portadora 14	long haul	grande	A	HAS DE 20 KHZ	3600
	portadora 15	long haul	avanzado	A		10000
	portadora 16	1h a 4h	nuevo	B		274 millones de bits

Fig.1.6.22a Sistemas de Transmisi3n en Estados Unidos.
(extraido del libro Telecommunications and the Computer)

TIPO	NOMBRE DEL SISTEMA DE TRANSMISION	APLICACION PRINCIPAL	USO ACTUAL	ACERCA DE DIGITAL O	FRECUENCIA BANDA USADA	NUMERO DE CIRCUITOS DE VOZ POR PAR DE CABLES	
Microondas	en radio	portadora 147 short haul	grande	A	3.7 a 4.2 GHz	POR RADIO CANAL 600 a 1200	POR RUTA 12000
		portadora 143 short haul	grande	A	3.7 a 4.2 GHz	1200	12000
		portadora 141 short haul	grande	A	5.925 a 6.425 GHz	1200	10000
		portadora 133 short haul	grande	A	5.925 a 6.425 GHz	1900	10000
		portadora 141 short haul	grande	A	5.925 a 6.425 GHz	600 a 900	3600
		portadora 117 short haul	pequeño	A	10.7 a 11.7 GHz	600	1000
		portadora 111 short haul	medio	A	10.7 a 11.7 GHz	240	720
		portadora 112 short haul	medio	A	10.7 a 11.7 GHz	600 a 900	2700
	en cables	portadora 111 long haul	experimental	D		velocidad digital total 1.6 x 10 bits	numero de circuitos por par de cables 234000
	satellite	nombre del satellite	long haul	grande	A	5.9 a 6.42 arriba 3.7 a 4.2 abajo	NUM DE CTOS DE VOZ POR transponder 600
msc		long haul	baja	A	5.9 a 6.42 arriba 3.7 a 4.2 abajo	1200	12
westar		long haul	baja	A	5.9 a 6.42 arriba 3.7 a 4.2 abajo	1200	12
vca satcom		long haul	baja	A	3.92 a 6.42 arriba	1200	24

Fig. 1.6.22b Sistemas de transmisi6n (continuaci6n).
(extraido del libro Telecommunications and the Computer)

1.6.3 CARACTERISTICAS REQUERIDAS POR LOS MEDIOS DE TRANSMISION.

En esta sección se mencionan las características principales de tres medios de transmisión que se utilizan en transmisiones de tipo analógico y numérico, éstos son:

- Cables de pares simétricos para transmisión analógica
- Cables de pares coaxiales del tipo 1, 2/4, 4 mm.
- Cables de pares coaxiales del tipo 2, 6/9, 5 mm.

Es importante indicar que éstas características se proponen en las recomendaciones 611, 622 y 623 de la 6a asamblea plenaria de la CCITT que tuvo lugar en Ginebra en 1976.

1.6.3.1 CARACTERISTICAS DE LOS PARES SIMETRICOS.

En la recomendación 611, se indica que cualquier gobierno que desee equipar sus redes telefónicas con cables de pares simétricos deberá elegirlos de entre los cables definidos en la tabla de la Fig.1.6.23.

	TIPO I	TIPO II	TIPO II BIS	TIPO III	TIPO III BIS
DIAMETRO DE LOS CONDUCTORES (en mm)	0.9	1.2	1.2	1.3	1.3
CAPACIDAD EFECTIVA (EN nF/KM)	33	26.5	21	28	22
IMPEDANCIA CARACTERISTICA (EN OHMS)					
A 60 KHZ	153	170	206	170	196
A 120 KHZ	140	174	203	165	193
A 240 KHZ		172	200	163	190
A 520 KHZ			190		180
ATENUACION POR UNIDAD DE LONG.					
A 10 C EN CNP/KM (dB/KM)					
A 60 KHZ	26(22,6)				
A 120 KHZ	36(31,3)	23(20,0)	17(14,0)	21(18,2)	16(13,9)
A 240 KHZ		33(28,7)	24(21,0)	21(18,9)	23(20,0)
A 520 KHZ		55(47,0)	36(31,3)	51(44,3)	34(29,3)

Fig. 1.6.23 Tabla de Características de tres cables de pares simétricos.

Los cables de la tabla de la fig.1.6.9, se dividen en 3 tipos, que son el I, II, II bis, III y III bis; los tipos

dependen del material que se utiliza para construir su aislador, por ejemplo el tipo II es de polietileno y el tipo III es de estiroflex.

En relación a la regularidad del largo de fabricación ésta se puede caracterizar por uno u otro de los métodos equivalentes descritos a continuación, con las normas siguientes:

1.6.3.1.1 CAPACIDAD EFECTIVA.

La capacidad efectiva se mide entre los dos conductores del par estando conectados todos los demás conductores del cable entre sí a la cubierta del mismo.

La capacidad en todos los largos no deberá exceder de 5% en cualquier largo de fabricación. La diferencia entre un valor individual cualquiera de capacidad efectiva y el valor medio no deberá ser superior al 7.5% y la media aritmética no debe ser superior a 2.5%. En los cables de tipo II, II bis, III y III bis, la capacidad efectiva media de cualquier largo no deberá diferir más del 3% del valor nominal.

1.6.3.1.2. DIFERENCIAS DE IMPEDANCIA.

La parte real de la impedancia característica de cualquier circuito a la frecuencia de 120 KHz. no deberá exceder más del 5% del valor medio de todos los pares de la primera serie de fábrica de varios largos de cada tipo, éste valor medio no podrá diferir más del 5% del valor nominal en 120 KHz..

Otra característica muy importante es la Diafonía, que

consiste en la existencia de señales inducidas de los cables vecinos y la señal propia al mismo tiempo sobre la línea. La calidad del cable desde el punto de vista de la diafonía, se puede caracterizar por medio de alguno de los métodos equivalentes que se indican a continuación.

1.6.3.1.3A MEDICIONES DIRECTAS DE DIAFONIA (crosstalk).

En un largo de 230 mts. ó menor, la diafonía entre 2 circuitos deberá satisfacer las condiciones siguientes:

- La relación telediafónica deberá ser superior a 68 dB.
- La atenuación paradiafónica debe ser superior a 56 dB.

En el caso de largos superiores a 230, se deduce la siguiente fórmula:

$$20 \log_{10} L/230 \quad \text{dB.}$$

siendo L la longitud en mts.

1.6.3.1.3B DESEQUILIBRIOS DE CAPACIDAD E INDUCTANCIAS MUTUAS.

Todas las mediciones del desequilibrio de capacidad se harán con una corriente alterna de 800 Hz., las de impedancia mutua se harán con una corriente alterna de 5000 Hz.

En un largo de 230 mts., los desequilibrios de capacidad no deben rebazar los valores indicados a continuación en la Fig.1.6.24.

	MEDIA DE TODAS LAS LECTURAS		LECTURA INDIVIDUAL MÁXIMA	
	TIPO I	TIPO II, III, IIII, IIIII	TIPO I	TIPO II, III, IIII, IIIII
DESEQUILIBRIO DE CAP. EN PF				
entre pares del mismo cuadrado	33	17	125	60
pares adyacentes de cuadrados 1 capa	10	5	60	25
pares de cuadrados 1 capa no ady.			20	10
pares de cuadrados capas adyacentes	10	5	60	25
entre cualquier par y tierra	100	100	400	400

Fig. 1.6.24 Desequilibrios de capacidad.

	MEDIA DE TODAS LAS LECTURAS		LECTURA INDIVIDUAL MÁXIMA	
	TIPO I	TIPO II, III, IIII, IIIII	TIPO I	TIPO II, III, IIII, IIIII
INDUCTANCIAS MUTUAS EN MH				
entre pares del mismo cuadrado	150	125	600	500
pares adyacentes de cuadrados 1 capa	100	40	400	150
pares de cuadrados 1 capa no ady.	50	20	250	150
pares de cuadrados capas adyacentes	100	40	400	250

Fig. 1.6.24 Inductancias mutuas.

1.6.3.2 CABLES TERRESTRES DE PARES COAXIALES

1.6.3.2.1 CONSTITUCION

Las administraciones que decidan utilizar para transmisiones numéricas y eventualmente para transmisiones analógicas de tipo particular, pares coaxiales más pequeños que el par coaxial 1,2/4.4m, deberán elegir, en la medida de lo posible, los pares con arreglo a las indicaciones siguientes:

- Valor nominal del diámetro del conductor interior de hilo

de cobre macizo 0.7 mm., $a = 0.00035$ m.

- Valor nominal del diámetro interior del conductor exterior 2.9 mm., $b = 0.00145$ m.

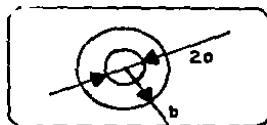


Fig. 1.6.25 Diagrama del circuito.

- Conductor exterior formado por una cinta de cobre de 0.1 mm. aproximadamente de espesor, aplicada longitudinalmente con superposición (las funciones del conductor exterior y de pantalla puede desempeñarlas una sola cinta bimetálica cobre-acero-cobre).

- Pantalla formada por una cinta de acero de 0.1 mm. aplicada longitudinalmente con superposición.

1.6.3.2.2 IMPEDANCIA CARACTERISTICA.

El valor nominal de la impedancia característica a 1 MHz. será de 75Ω .

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{k}} \log \frac{b}{a}$$

$k=1$ aire

$$Z_0 = 83 \Omega$$

vea Fig.1.6.25

1.6.3.2.3 ATENUACION POR UNIDAD DE LONGITUD.

El valor nominal de la atenuación por unidad de longitud a 10°C y a 1 MHz. es igual a 8.9 dB./Km. El valor real no debe diferir de éste valor nominal en más de 0.4 dB..

El coeficiente de variación de la atenuación en función de la temperatura es de 1.8×10^{-3} por $^\circ \text{C}$, para las frecuencias superiores a 2 MHz. y de 1.9×10^{-3} por $^\circ \text{C}$ para 1 MHz..

1.6.3.2.3 REGULARIDAD EN LOS LARGOS DE FABRICACION DE UNOS 500 m.

1.6.3.2.3A IMPEDANCIA MEDIA

El valor medio de la parte real de la impedancia de un par coaxial a 1 Mhz. no debe diferir del valor nominal en más de 2.5 ohmios.

Puede comprobarse si se cumple esta condición mediante mediciones con impulsos, vea la explicación mediante series de Fourier en el apéndice.

1.6.3.2.3B REGULARIDAD DE LA IMPEDANCIA.

Las mediciones de la regularidad de la impedancia se harán por medio de impulsos transmitidos por el par coaxial, con observación de los ecos en el punto de origen.

El impulso utilizado deberá tener la forma de la función seno cuadrado con una anchura a media altura inferior o igual a 0.1 ms.

Los resultados se expresarán en forma de atenuaciones de eco, que son las relaciones logarítmicas (en dB) entre la amplitud del impulso transmitido y la de la cresta considerada.

Estas mediciones deberán satisfacer el siguiente límite: el valor corregido de la atenuación de eco del impulso de medida deberá ser de 36 dB, por lo menos, para el 100 % de los largos de fabricación.

1.6.3.2.3C ATENUACION PARADIAFONICA.

La atenuación paradiafónica entre pares coaxiales, utilizados para sentidos de transmisión diferentes, medida en la banda de frecuencias de 0.5 a 20 Mhz. en largos de fabricación,

ESTA TERCERA NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

debe ser superior a 135 dB. para el 100% de las mediciones.

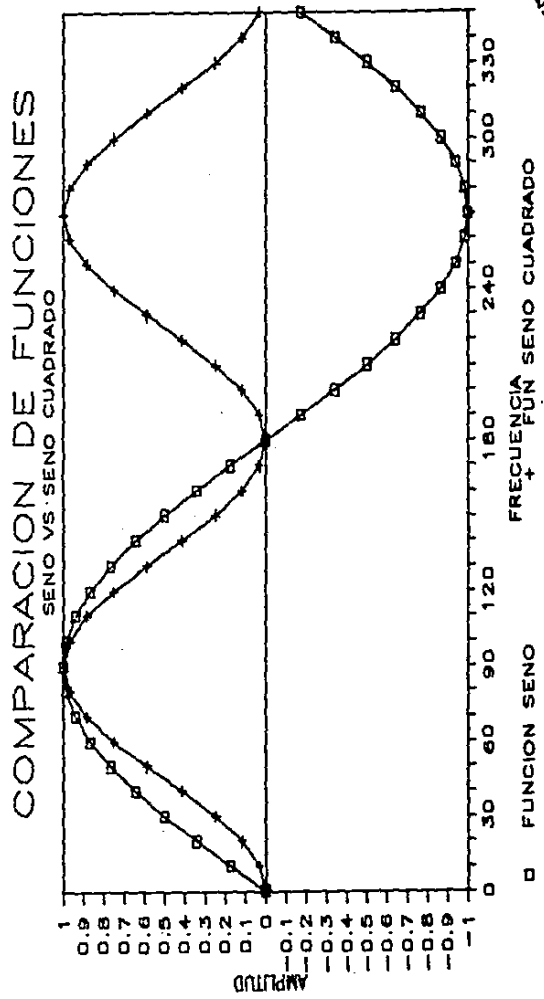


Fig. 1.6.26 Función del Impulso seno cuadrado.

1.6.2.2.30 RIGIDEZ DIELECTRICA

La rigidez dieléctrica de un material aislante, es el valor de la intensidad de campo eléctrico al que hay que someterlo para que se produzca una perforación en el aislamiento.

En un cable constituido por un conductor cilíndrico con cubierta semiconductora, por el aislamiento dispuesto alrededor del conductor / una pantalla metálica colocada sobre el aislamiento y conectada a tierra / por un forro ó cubierta protectora, el campo eléctrico tiene una disposición radial, las líneas de fuerza del campo eléctrico emanan radial y uniformemente del conductor y terminan en la pantalla metálica, vea la fig. 1.6.27.

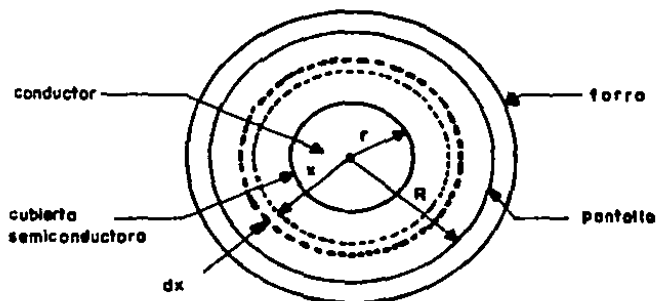


Fig.1.6.27 Disposición del material aislante y el dieléctrico en un cable coaxial.

Si la carga eléctrica distribuida uniformemente en la superficie del conductor, es de q coulombs sobre metro de conductor, el flujo eléctrico que emana del conductor es:

$$\Psi = q \quad \text{coul/m}$$

$$\vec{D} = q/2\pi x \hat{a} \quad (\text{coul/m}^2)$$

$$E = \frac{D}{k\epsilon_0} \quad \text{Nw / coul}$$

siendo: $\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi \times 10^9}$ y k , la cte. dieléctrica de aislamiento.

$$E = 18 \times 10^9 \frac{q}{xk} \quad \text{Nw / coul.}$$

El gradiente de potencial en cada punto del campo eléctrico es igual a la intensidad de campo eléctrico en ese punto con signo cambiado.

$$-\frac{dv}{dx} = E = 18 \times 10^9 (q/xk) \quad \text{VM}^{-1}$$

La diferencia de potencial entre el conductor y la pantalla, la cual está conectada a tierra, se obtiene realizando la siguiente integral:

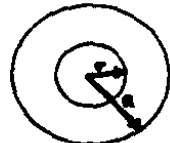
$$-\int_{V_n}^0 dv = \frac{18 \times 10^9 q}{k} \int_r^R \frac{dx}{x^2}$$

$$V_n = \frac{18 \times 10^9 q}{k} \ln \frac{R}{r} \quad \text{volts}$$

ahora sustituyendo 2 en 1, se tiene la siguiente expresión en el dieléctrico en función de la distancia, a partir del centro del conductor

$$E = \frac{V_n}{x \ln(R/r)}$$

max $x = r$ superficie del conductor
min $x = R$ superficie del aislador



Normalmente la rigidez dieléctrica es más alta para impulsos de corta duración.

El par deberá soportar una tensión alterna de 50 Hz. con un valor eficaz de 1000 volts, ó una tensión continua de 1500 volts, aplicada durante un minuto, por lo menos, entre el conductor interior y el conductor exterior

1.6.3.2. DE RESISTENCIA DE AISLAMIENTO.

La resistencia de aislamiento entre los conductores interior y exterior del par coaxial, medida con una tensión perfectamente estable comprendida entre 100 y 500 volts, no será inferior a 10000 M Ω x Km., después de un minuto de conexión a una temperatura de 15 ° C por lo menos.

1.6.3.3 CARACTERISTICAS DE LOS CABLES DE PARES COAXIALES DEL TIPO 2,6/9.5 MM.

1.6.3.3.1 ESPECIFICACION DEL CABLE, TIPO DE PAR COAXIAL.

El conductor interior es un hilo de cobre macizo de 2.6 mm de diámetro, el conductor exterior está constituido por una cinta de cobre dulce de .25 mm. de espesor, dispuesta en forma de cilindro alrededor del aislante, siendo el eje de este cilindro el eje del conductor interior; el diámetro interior del conductor exterior es de 9.5 mm. El aislamiento se realiza de modo que el aislante compuesto de gas y de una materia dieléctrica sólida de muy baja pérdida, tenga una permitividad media lo suficientemente reducida para satisfacer las cláusulas de esta especificación.

Por razones de diafonía, conviene rodear el conductor exterior de dos cintas de acero dulce en hélice abierta.

1.6.3.3.2 IMPEDANCIA TERMINAL

La impedancia característica del par coaxial obedece a una ley de variación perfectamente definida en función de la frecuencia:

$$Z_0 = \frac{138}{k} \log \frac{b}{a}$$

para mayor información veá las secciones 1.6.3 y 1.6.14.
donde f es la frecuencia en MHz., por tanto es innecesario fijar valores para todas las frecuencias y sólo se necesita para un caso infinito, en el cual la tolerancia para 75Ω es de 1 % .

1.6.3.3.2 REGULARIDAD DE IMPEDANCIA

1.6.3.3.3.1. MEDICIONES EFECTUADAS POR MEDIO DE IMPULSOS.

La regularidad de la impedancia se mide en la misma forma del cable anterior, pero en éste caso la anchura a media amplitud es de unos 10 nseg, para los sistemas de 60 Mhz. y de 50 nseg para los de 12 MHz. ó menores.

1.6.3.3.3.2. ATENUACION DE ECO.

La atenuación de eco que corresponde a la media cuadrática de los tres impulsos reflejados de mayor amplitud, después de la corrección no debe ser inferior a:

- 51 dB para impulsos de 10 ns.

-53 dB para impulsos de 50 ns.

1.6.3.3.3.3. RIGIDEZ DIELECTRICA.

El material aislante debe soportar durante dos minutos una tensión alterna de 50 Hz con un valor eficaz de 2000 volts, aplicada entre el conductor interior y el conductor exterior conectado a la cubierta.

1.6.3.3.3.4. RESISTENCIA DE AISLAMIENTO.

La resistencia de aislamiento entre los conductores interior y exterior del par coaxial, medida con una tensión estable entre

100 y 500 v, no debe ser inferior a 5 M Ω / Km. después de un minuto de electrificación, a una temperatura de por lo menos 15 °C.

1.6.4 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE LAS LINEAS PRIVADAS Y DE LAS LINEAS PÚBLICAS.

1. En el caso de que la línea se utilice más de una hora ó la totalidad del día, resulta económico utilizar las líneas privadas, pero esto dependería de que el valor de las cuentas telefónicas todavía fuera aceptable.

2. Como la línea privada está conectada permanentemente no necesita asociarse con los retrasos de conmutación, por lo que se recomiendan en el caso de ser necesario un acceso rápido a una computadora distante.

3. Las líneas privadas se tratan ó acondicionan para compensar la distorsión encontrada en ellos evitando errores en los datos, para mayor información vea la sección 1.6.1.10.

4. Las líneas conmutadas generalmente llevan señales en el ancho de banda que se utiliza para los datos, por lo que cualquier máquina de transmisión de datos debe diseñarse de forma que éstos no interfieran con la señal de la portadora común, reduciéndose la capacidad posible para la transmisión de datos que actúan sobre una línea privada.

5. Las líneas privadas son menos perturbadas por el ruido y la distorsión que las conmutadas, recuérdese que el engrane del conmutador introduce ruido y a la vez errores en los datos, por lo que las líneas privadas tienen menos errores.

Las ventajas que tienen las líneas públicas sobre las conmutadas son:

1. Si la terminal en una localidad tiene poco uso, la utilización de la red pública tendrá un costo menor.

2. La habilidad para acceder máquinas distantes usando la red pública de gran flexibilidad, por ejemplo, un usuario puede acceder a varias bases de datos.

3. Cualquier falla en la línea privada elimina la comunicación de éste, en el caso de la red pública, se puede utilizar una trayectoria alterna al volver a llamar.

4. Simplicidad, pues las líneas privadas ofrecen complejidad al utilizar concentradores, líneas multipunto, etc..

C A P I T U L O

II

PARTES CONSTITUTIVAS DE UN MODEM

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

Como se vio en el capítulo anterior, el Modem es un elemento indispensable en el proceso de comunicación entre computadoras, su importancia se desprende de que las líneas telefónicas sólo pueden manejar señales analógicas, que las computadoras sólo manejan señales digitales y de que éste aparato es el único medio de transformación de dicha señal.

Los modems reciben distinto nombre dependiendo de la función que están realizando, por ejemplo el modem que propicia una llamada telefónica (en el transmisor) recibe el nombre de modem origen y el que recibe los datos, se llama modem de respuesta.

Este capítulo cuenta con tres secciones.

Un aditamento externo previo ó posterior al Modem, se conoce con el nombre de INTERFASE, en la primera sección, se presentan sus características mecánicas, la descripción de sus circuitos y sus distintos modelos.

En la segunda sección se definen las partes principales que forman al modem.

En la tercera sección de este capítulo se explica el funcionamiento de una etapa demoduladora y se presentarán algunas de sus opciones.

2.1 INTERFACE RS232-C

Como se dijo anteriormente el interfase se localiza entre la computadora ó equipo terminal de datos (en inglés DTE) y el modem ó equipo de comunicación de datos (en inglés DCE).

De la misma manera en que existen dos reglamentos mundiales para la construcción de los modems, también hay un par de documentos mundiales que contemplan todas las recomendaciones para la conexión correcta de sus terminales y para que su funcionamiento sea óptimo. Dichas recomendaciones son la de la EIA (Electronic Industries Association) y la de la CCITT. A lo largo de este capítulo, se escribirán los números más comunes del reglamento de la EIA y enseguida su equivalente CCITT, que es el que tiene vigencia en nuestro país.

En si, el interface no es una parte interna del Modem, pero es muy importante conocer las funciones asociadas a cada una de sus terminales así como las características que deben presentar las señales eléctricas que actúan en un proceso de comunicación.

A continuación se presentan:

1. Las características eléctricas de las señales de intercambio y la circuitería asociada.
2. La definición de las características mecánicas del interfase.
3. La descripción funcional de la colección de datos y circuitos de intercambio además de su uso.
4. La definición de un grupo específico de circuitos de intercambio del sistema de comunicación de datos.

El interfase RS232-C se utiliza en la comunicación de datos binarios en forma seriada, ya sea sincronizadamente ó no.

2.1.1 Características de la señal Eléctrica.

En la Fig. 2.1 se representa el circuito equivalente de intercambio y todos los parámetros eléctricos relacionados con éste, dicho circuito se aplica a cualquier otro sin importar la categoría (datos, regulación de tiempos ó control) a la que pertenece.

El circuito equivalente es independiente de si el "generador" está localizado en el DCE ó la carga está en el DTE ó viceversa.

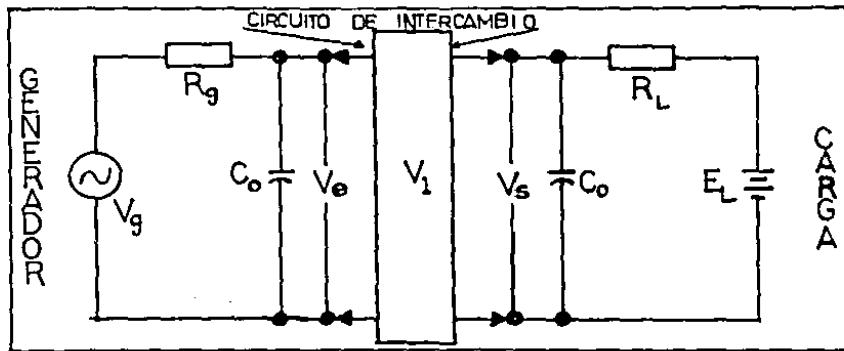


Fig.2.1 Circuito de Intercambio Equivalente.

En la Fig. 2.1, V_g es la tensión en el "generador" a circuito abierto, R_g es la resistencia interna en c.d. del "generador" medido en el punto de interfase, incluyendo cualquier cable asociado, V_1 es la tensión en el punto de interfase, R_L es

la resistencia de carga en c.d. de la sección de terminación de éste aparato, E_L es la tensión de alimentación en circuito abierto de ésta misma sección.

El "generador" se debe diseñar para soportar una prueba a circuito abierto, una a corto circuito ó cualquier carga pasiva no inductiva entre el circuito de intercambio y el circuito AB que es la señal de tierra, sin recibir daño; y la "carga" se debe diseñar para soportar cualquier señal de entrada cuya magnitud no sobrepase los 25 volts.

Para los circuitos de intercambio de datos, la señal se considerará en estado 1 binario, cuando V_1 sobre el circuito de intercambio y medido desde el punto de interfase sea más negativo que -3 volts respecto a tierra (circuito AB) y se considerará en estado 0 binario, cuando V_1 sea más positivo que +3 volts también respecto a tierra (AB). La región entre -3 y +3 volts se define como región de transición.

Los circuitos reguladores de tiempo y del control de intercambio, se consideran apagados ó prendidos de la misma forma.

El valor de la resistencia de carga del circuito de intercambio R_L es de 300 Ω en c.d., medida con una tensión aplicada de 3 volts ó de 7 K Ω cuando la tensión es de 3 a 25 volts, nunca mayor. En el caso de C_L , sólo es una capacidad en derivación que actúa sobre el lado de la " carga " y cuya magnitud no deberá exceder de 2 volts.

Los siguientes circuitos de intercambio se usan para detectar la condición prendido apagado en el equipo conectado al interfase.

CIRCUITO CA (REQUEST TO SEND) petición de permiso para la transmisión.

CIRCUITO CC (DATA SET READY) indica que la transmisión de datos está lista.

CIRCUITO CD (DATA TERMINAL READY) indica que la terminal está lista.

CIRCUITO SCA (SECOND REQUEST TO SEND) segunda petición de envío.

El diseño del "generador" se debe hacer de tal forma que cuando el valor de la resistencia de carga esté entre 3 y 7 M Ω y E_2 sea cero, el potencial V_1 en el punto de interfase no sea menor que 5 volts ni mayor que 15 volts.

La impedancia de la fuente en el "generador" no debe ser menor de 300 Ω medida con 2 volts de tensión referida a tierra mediante el circuito AD.

El tiempo requerido para que la señal pase a través de la región de transición durante un cambio de estado no debe exceder de un mseg.. En el caso de los circuitos de intercambio de regulación de tiempo ó de datos, no debe exceder de 1 mseg. ó 4% de la duración nominal. La tensión instantánea no debe exceder de 30 volts por microseg..

2.1.2 CARACTERISTICAS MECANICAS.

La identificación de las terminales de un conector d-25 del RS232-C se presentan en la Fig. 2.2

NUMERO DE PATILLA	CIRCUITO	DESCRIPCION
1	AA	TIERRA DE PROTECCION
2	BA	DATOS TRANSMITIDOS
3	BB	DATOS RECIBIDOS
4	CA	REQUERIMIENTO DE ENVIO
5	CB	LIMPIO PARA ENVIAR
6	CC	ENVIO DE DATOS LISTO
7	AB	SEÑAL DE TIERRA (RETORNO/COMUN)
8	CF	DETECTOR DE SEÑAL DE LINEA RECIBIDA
9	--	RESERVADO PARA LA PRUEBA DEL ENVIO DE DATOS
10	--	" "
11		SIN ASIGNACION
12	SCF	SECUNDARIO CF
13	SCB	SECUNDARIO CB
14	SBA	SECUNDARIO BA
15	DB	REGULACION DEL DATO TRANSMITIDO
16	SBB	SECUNDARIO BB
17	DD	REGULACION DE LA SEÑAL RECIBIDA
18		SIN ASIGNACION
19	SCA	SECUNDARIO CA
20	CD	TERMINAL DE DATOS LISTA
21	CG	DETECTOR DE CALIDAD DE LA SEÑAL
22	CE	TIMBRE INDICADOR
23	CH/CI	SELECTOR DE LA VELOCIDAD DE DATOS
24	DA	REGULACION DE LA SEÑAL TRANSMITIDA.
25		NO ASIGNADA

Fig. 2.2 Asignacion de patillas en el conector RS 232c

2.1.3 DESCRIPCION FUNCIONAL DE LOS CIRCUITOS DE INTERCAMBIO.

A continuación se presenta un cuadro sinóptico, que relaciona el número de patilla, el circuito de interfase en la EIA y en la CCITT, su descripción y la categoría a la que pertenece (tierra, datos, control ó regulación de tiempo).

En las siguientes líneas se describen las características que deben existir para el funcionamiento de cada patilla.

CIRCUITO AA (TIERRA EXTRA)

Se debe conectar a la maquina o a algunas tierras externa

Circuito C.C.T.T.T. de Inter. EQUIVALENTE		Descripción	OND	BATA DESDE ECD	AL ECD	CONTROL DESDE ECD	AL ECD	REGULACION DESDE ECD	AL ECD
AA	101	TIERRA DE PROTECCION	X						
AB	102	SEÑAL DE TIERRA	X						
BA	103	DATOS TRANSMITIDOS			X				
BD	104	DATOS RECIBIDOS		X					
CA	105	REQUERIMIENTO DE ENVIO						X	
CB	106	LIMPIO PARA ENVIAR				X			
CC	107	ENVIO DE DATOS LISTO				X			
CD	108.2	TERMINAL DE DATOS LISTA						X	
CE	125	TIMBRE INDICADOR				X			
CF	109	DET. DE SEÑAL DE LINEA RECIBIDA				X			
CG	110	DETECTOR DE CALIDAD DE LA SEÑAL				X			
CH	111	SELECTOR DE LA VELOCIDAD-DATOS						X	
CI	112	SELECTOR DE LA VELOCIDAD-DATOS				X			
DA	113	REGULACION DE LA SEÑAL TRANS.							X
DB	114	REGULACION DEL DATO TRANSMITIDO						X	
DD	115	REGULACION DE LA SEÑAL REC.						X	
SBA	118	SECUNDARIO BA			X				
SBD	119	SECUNDARIO BD		X					
SCA	120	SECUNDARIO CA					X		
SCB	121	SECUNDARIO CB					X		
SCF	122	SECUNDARIO CF					X		

requeridas para la regulación.

CIRCUITO AB (TIERRA)

Establece la referencia de tierra común de todos los circuitos, se utiliza para evitar señales de ruido en el circuito electrónico.

CIRCUITO BA (TRANSMISION DE DATOS) al DCE.

Las señales se generan en el DTE y se transmiten al convertidor de señales transmitidas local para su transmisión al DTE remoto. El DTE mantiene BA en condición 1 durante

intervalos entre palabras ó caracteres y en todo tiempo en el caso de no haber transmisión de datos. El DTE no transmite datos a menos que la condición de encendido esté presente en los siguientes circuitos de intercambio:

CA REQUERIMIENTO DE ENVIO.
CB LISTO PARA ENVIAR.
CC ENVIO DE DATOS LISTO.
CD TERMINAL DE DATOS LISTA.

CIRCUITO BB (RECEPCION DE DATOS) desde el ECD.

Las señales sobre éste, son generadas por el convertidor de la señal recibida desde el ETD. Este circuito se mantiene en 1 siempre que CF (detector de la señal del receptor de la línea) esté en 0, en un canal tipo doble sencillo se mantiene en 1 cuando CA está encendido.

CIRCUITO CA (REQUERIMIENTO DE ENVIO) al ECD.

Este circuito es utilizado para condicionar al ECD para la transmisión de datos y sobre un canal tipo doble sencillo se usa para controlar la dirección de la transmisión de datos del ECD local.

Cuando se utiliza sobre canales simples ó sobre los doble completo, la condición "ENCENDIDO" mantiene al ECD en el modo de transmisión, la condición "APAGADO" lo mantiene en modo de no transmisión.

Si se utiliza sobre líneas del tipo doble sencillo, la condición ENCENDIDO permite el modo de transmisión y elimina el modo de recepción, la condición de APAGADO, habilita el modo de recepción. Una transición en la condición de éste circuito, instruye al ECD para que éste envíe los datos, la transición debe

ser de APAGADO a ENCENDIDO, luego de ésto el ECD responde a dicha acción indicando que el proceso de transmisión ha terminado, encendiendo el circuito CB.

En el caso de que ocurra una transición en sentido contrario, el ECD responde apagando el circuito CB.

Si se desea obtener mayor información sobre la condición que debe tener cada uno de los circuitos y que sucede para sus cambios de condición, se aconseja consultar el manual de la EIA, cuyos datos se localizan en la bibliografía.

2.2 TÉCNICAS PRINCIPALES DE MODULACION Y DEMODULACION.

Como se dijo antes, sobre las líneas telefónicas sólo se transmiten señales analógicas, es decir continuas, las cuales transportan en su interior a la información. El proceso mediante el cual la información se introduce en una señal continua recibe el nombre de modulación, lo cual consiste en modificar la señal continua variando su amplitud AM, variando su frecuencia FM ó variando su ángulo de fase PM.

La Fig. 2.4 muestra un ejemplo de una señal sin modular y distintas señales después de haber variado alguna de sus características.

La técnica de modulación en amplitud, produce una forma de onda de frecuencia constante en la cual la amplitud varía en base a la frecuencia de la información impuesta en la señal.

La técnica de modulación en frecuencia produce una forma de onda, en la cual la frecuencia de la portadora se modifica proporcionalmente a la amplitud de la señal modulada.

La modulación en fase ó más preciso el ángulo de fase y su

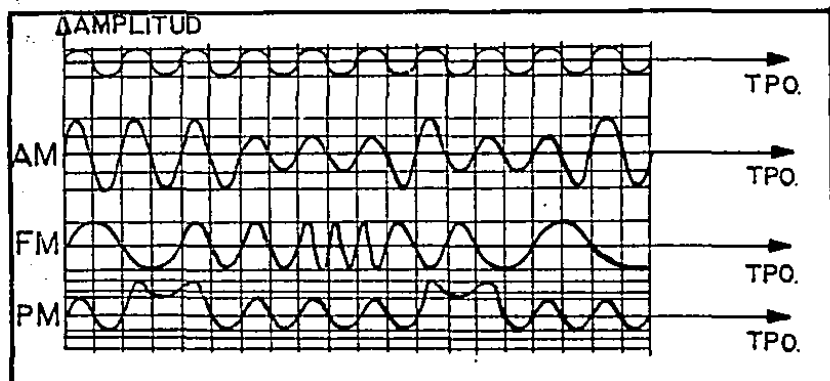


Fig. 2.4 Representación de una señal sin modular y después de haber sido modulada con las distintas técnicas AM, FM, PM.

relación con las señales eléctricas constituye la base para la modulación en fase, que se define como la diferencia en grados entre dos estados correspondientes de progreso de dos operaciones cíclicas.

En un ciclo completo de una onda senoidal, se puede relacionar la amplitud de ésta y la fase de la misma, en la Fig. 2.5 podemos ver que para 0 grados, el valor de la magnitud es cero, para 90° se tiene la máxima magnitud positiva, en π está el punto medio, en $(3/4)\pi$ la máxima magnitud negativa y en 2π , cero.

Esta técnica se utiliza para comparar dos formas de onda en el mismo punto en el tiempo, localizando la diferencia de su ángulo de fase, en la Fig. 2.5 se nota una diferencia de 90° .

Las anteriores son las técnicas de modulación más generales

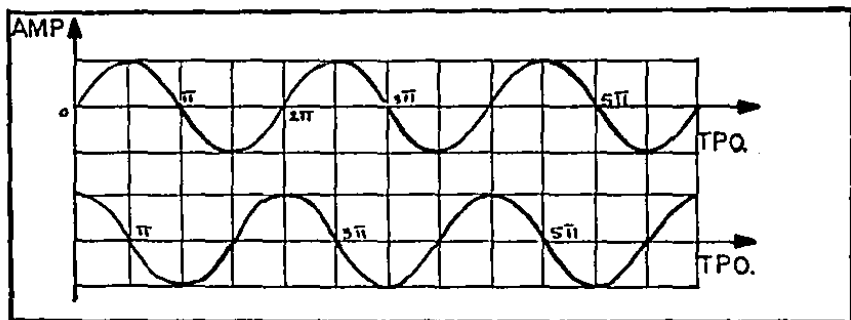


Fig. 2.5 Comparación de dos formas de onda, modulación en fase.

sin embargo es muy común encontrar combinaciones de ellas, por ejemplo la técnica del manejo de la variación de frecuencia ó FSK, la del manejo de variación de fase ó PSK y la PAM ó QAM, que es una combinación de la modulación en amplitud y la modulación en fase y por último la técnica de banda lateral recortada ó VSB (en inglés).

La técnica de modulación de manejo de la variación de frecuencia ó FSK, es un sistema donde la portadora sin modular corresponde a la condición de uno binario, mientras el valor de cero binario se representa mediante la variación de frecuencia que declina la portadora. Su principal ventaja es la inmunidad al ruido.

Esta técnica se puede catalogar como un sistema FM donde la frecuencia de la portadora, está en medio de las frecuencias utilizadas para los estados de cero y uno binarios.

Los modems que usan dicha técnica poseen una velocidad masa

de 600 bauds, en la Fig. 2.6 se ilustra el uso de ésta técnica para representar un dato digital.

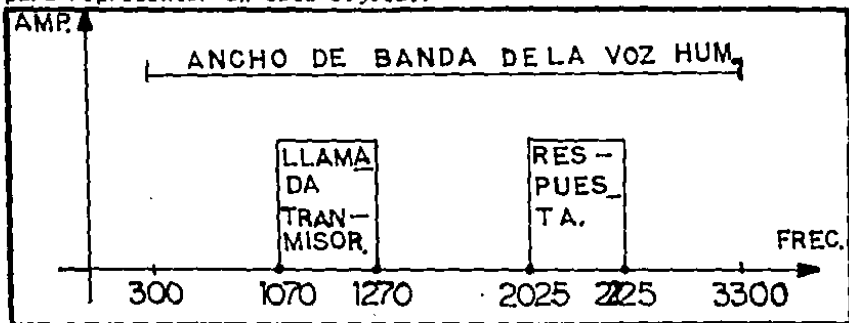


Fig. 2.6 Rango de frecuencias que utiliza la FSK.

Una señal binaria (bit) genera una forma de onda $V_{FSK} = A \cos (W_c \pm W_i) T$ en la cual los signos se aplican dependiendo del valor binario presente, W_i es la constante angular desde la frecuencia de la portadora W_c , así que la señal transmitida es de amplitud A y tiene una frecuencia angular W_c/W_i .

En la Fig. 2.7 se muestra una señal simple y una modulada con ésta técnica.

La siguiente técnica a definir es la de manejo de la variación de fase, como se ha dicho antes, en ésta técnica se compara el ángulo de fase de dos señales, la primera es la señal pura y la segunda es la señal modulada, la Fig. 2.8 presenta una señal que posee dos manejos de fase, uno de 90° de atraso en el punto $Ts(1)$ y otro de 90° de adelanto en el punto $Ts(2)$.

Entre 0° y 360° , el ángulo de fase se atrasa 90° ó sea existe un ángulo de fase de -90° .

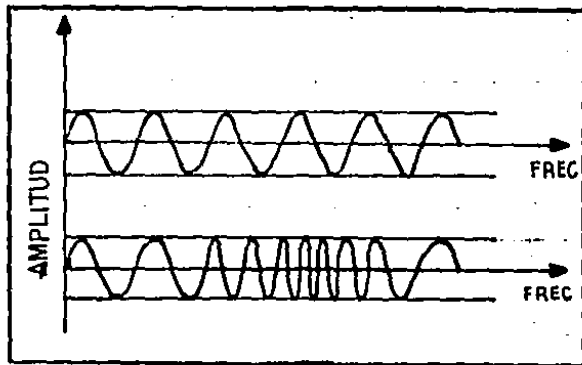


Fig. 2.7 Ejemplo de una señal modulada con la técnica de manejo de la variación de frecuencia FSK.

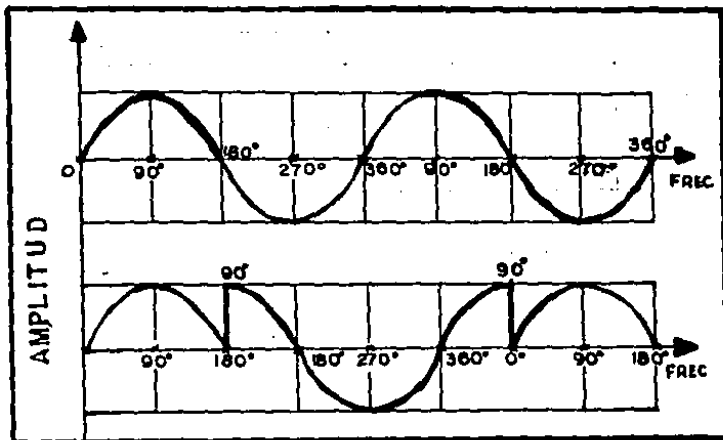


Fig.2.8 Ejemplo de una señal que posee dos manejos de fase.

Si se posee la capacidad de manejar una onda eléctrica senoidal mediante cuatro ángulos de fase diferentes, es posible aumentar la velocidad de manejo de datos de un modem.

Como en el 201 b, las frecuencias de la señal son 45° , 135° , 225° , 315° . Cada uno de los cuatro ángulos de fase se usan para representar dos bits en lugar de uno, los ángulos representan las cuatro posibles combinaciones de dos bits, 00, 01, 10 y 11; esta técnica produce el doblamiento de velocidad de transmisión, así con 600 dibits transmitimos 1200 bps.

Por último, cuando se requiere una cantidad superior de ángulos de fase, que pueden ser 12 o 16, para lograrlo se utiliza una combinación de la PSK y la AM, que se conoce con el nombre de PAM ó sea técnica de modulación en amplitud y fase, las velocidades que manejan llegan hasta los 9600 bps..

En la siguiente Fig. 2.9, aparecen ejemplos de PAM de 12 y 16 fases. La PAM también se conoce con el nombre de QAM puesto que utiliza el cuádruple de ángulos de fase que la PSK.

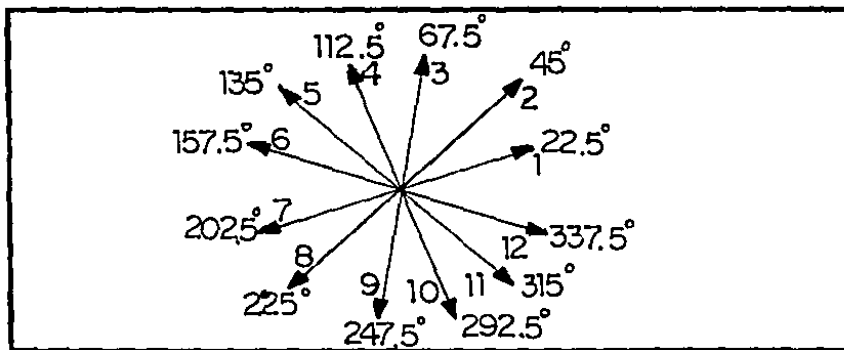


Fig 2.9 a. Ejemplo de modulación en amplitud y fase(12 fases).

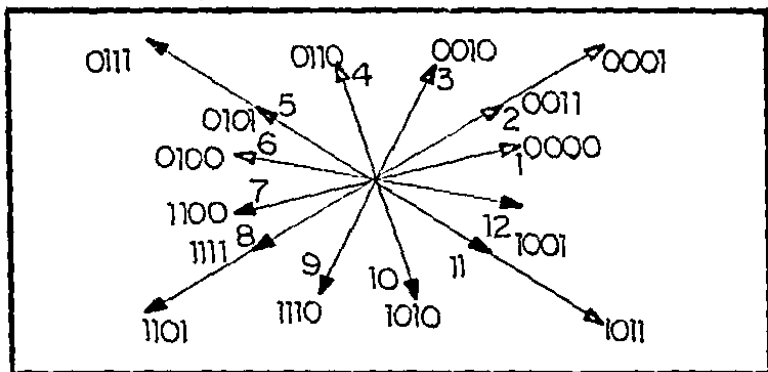


Fig. 2.9b. Ejemplo de modulación en amplitud y fase (16 f)

2.3 FILTROS.

La relación entre el ruido y la magnitud de una señal que llega al modem procedente de la línea telefónica, se debe mejorar antes de recuperar la información que lleva en su interior.

Un filtro eléctrico, realiza este trabajo pues se diseña para separar y permitir el paso de una ó más señales desde un conjunto de éstas, sus características más importantes son: la frecuencia, la amplitud y la fase.

Las frecuencias más utilizadas en los distintos filtros son:

W_d - frecuencia de detención,

W_p - frecuencia de paso.

Una frecuencia de detención W_d es aquella frecuencia a partir de la cual, todas las señales con una frecuencia diferente a ésta y dependiendo del tipo de filtro son rechazadas.

Una frecuencia pasante es la frecuencia a partir de la cual,

las señales deseadas mantener su magnitud original y las señales que no se desean son forzadas a reducirla.

De acuerdo a la selectividad del filtro, es decir a la posición que guardan las frecuencias anteriores, existen cinco tipos de filtros.

1. FILTROS DE PASABAJOS. ($\omega_d > \omega_p$)

Como su nombre lo indica, éstos filtros permiten el paso de señales de frecuencias inferiores a ω_d , manteniendo su magnitud original y evitan el paso de señales de frecuencias superiores a la frecuencia de detención, aumentando la atenuación de su magnitud.

2. FILTROS DE PASA ALTOS. ($\omega_d < \omega_p$)

Estos filtros permiten el paso de señales que poseen frecuencias superiores a ω_d , manteniendo su magnitud y evitan el paso de señales de frecuencias menores a ω_d aumentando la atenuación del circuito, para éste caso $\omega_d < \omega_p$.

3. FILTROS DE PASA BANDA.

Este tipo es una combinación de los dos tipos anteriores, éste filtro permite el paso de señales que poseen frecuencias localizadas entre ω_{d1} , ω_{d2} .

4. FILTROS RECHAZO DE BANDA.

Es una combinación de los dos primeros tipos de

filtros, pero en éste caso las señales que son rechazadas, son precisamente aquellas entre ω_{d1} y ω_{d2} .

5. FILTROS PASA TODO.

En éste tipo de filtros la magnitud se conserva a cualquier frecuencia, su banda pasante (ω_{p1} , ω_{p2}) va de 0 a ∞ , se usa en circuitos que requieren compensación de fase.

La Fig. 2.10, muestra los distintos tipos de filtros en su forma real e ideal.

Entre las frecuencias antes mencionadas, se habló de que forman distintas bandas, entre ellas podemos encontrar la banda de transición, la banda pasante y la banda de detención.

La banda de transición corresponde al conjunto de frecuencias que se localizan entre la frecuencia pasante y la de detención ó viceversa y su tamaño depende del tipo de filtro.

La banda de detención corresponde al conjunto de frecuencias en las que las señales poseen una atenuación alta, para frecuencias superiores ó inferiores a la de detención ω_p .

La banda pasante es un intervalo de frecuencias en las que las señales mantienen su magnitud. Dicho intervalo tiene una frecuencia mayor ω_{p2} y una menor ω_{p1} .

Existen tres opciones para obtener un filtro y para la elección de alguna de ellas se deberán tomar en cuenta las siguientes características:

1. Características propias del filtro.

2. Facilidad de diseño y montaje.

3. Costo.

Las tres opciones son: Filtros Pasivos, Filtros Activos y Filtros en Circuitos Integrados.

2.3.1 FILTROS PASIVOS.

Un filtro puede actuar en el dominio de tiempo ó en el dominio de frecuencia, vea la Fig 2.11 (pag 105).

La frecuencia ω_c (corte) corresponde a aquél punto en el cual la magnitud de la señal es 0.707 del valor máximo.

La diferencia entre la representación de la respuesta de un filtro real y uno ideal apreciada en la Fig. 2.10 demuestra que en un filtro ideal la atenuación en la banda pasante es nula y que la atenuación en las bandas de detención posee un valor infinito además de que la transición entre las bandas anteriores se realiza en una forma brusca.

A diferencia de éstos, en los filtros reales, la atenuación de la banda pasante no es nula y la atenuación en las bandas de detención tiene un valor constante, y la transición entre las bandas se realiza en forma progresiva.

El diseño de un filtro, comienza al conocer las frecuencias de paso y las de corte, el tamaño de las bandas anteriores y los valores de atenuación permisibles en cada banda.

Existen algunas simplificaciones para realizar el diseño en una forma sencilla, éstas son:

1. El diseño original se debe realizar con elementos cuya magnitud de resistencia, capacitancia e inductancia sea la unidad y posteriormente se realiza la transformación a los valores

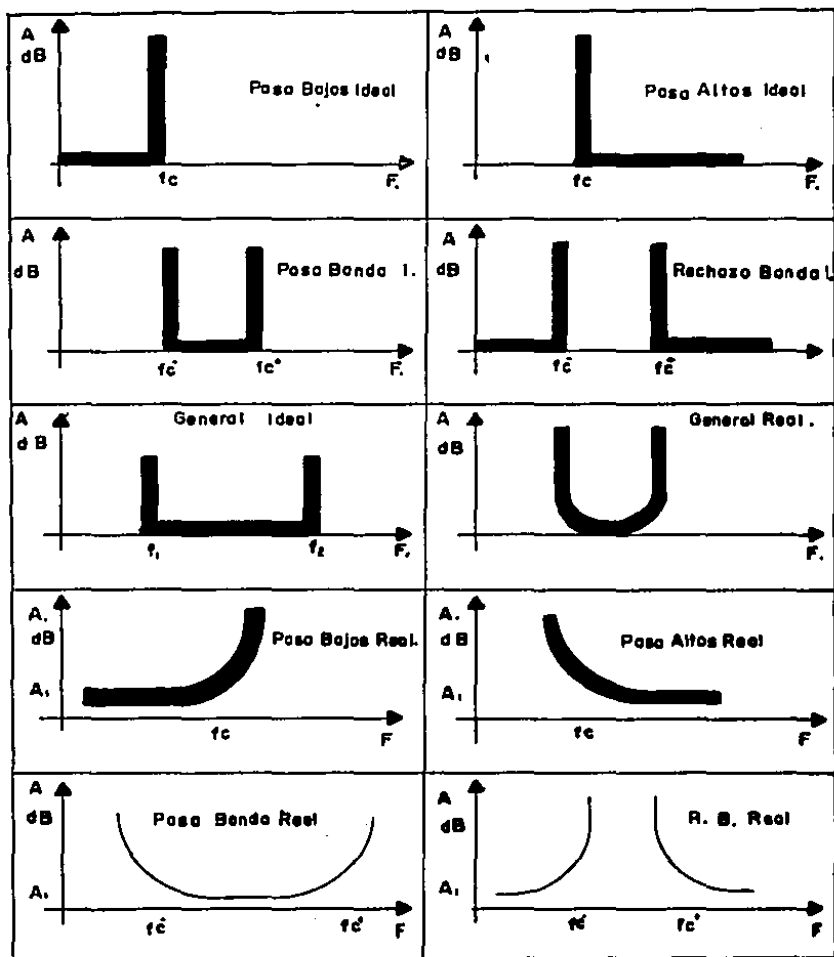


Fig. 2.10 Representación de la respuesta de los distintos tipos de filtros en el dominio del tiempo.

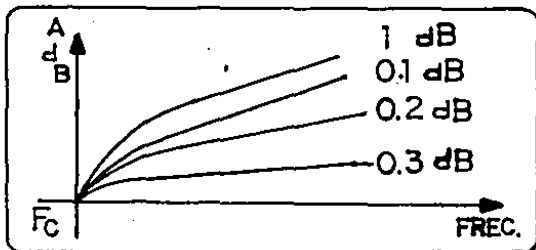


Fig. 2.11 Representación de la respuesta de un filtro pasa bajos en el dominio de la frecuencia.

2. El diseño se puede realizar en base a un filtro del tipo pasa-bajos y luego mediante transformaciones del término de frecuencia, obtener el filtro deseado.

Los filtros de acuerdo a sus características propias se clasifican en: BUTTERWORTH, CHEBYSHEV, BESSEL, LEGENDRE y de CAUER.

Un filtro Butterworth, tiene una respuesta plana en magnitud para frecuencias cercanas a $\omega = 0$, posee una atenuación creciente y presenta una respuesta transitoria satisfactoria, pero su pendiente de corte es de 6 dB . por octava siendo n el grado de la función característica.

Un filtro de Legendre, tiene una atenuación creciente, pero su respuesta en magnitud en lugar de ser plana en el origen, presenta la pendiente más abrupta en la frecuencia de corte, la Fig. 2.12 presenta una comparación de un filtro Butterworth y uno de Legendre del tipo pasa-bajos.

Ambos filtros poseen una buena respuesta frente a

transitorios, pero es preferible el Butterworth por su facilidad de construcción.

Los filtros Chebyshev se calculan de manera que su atenuación en la banda de paso oscile el mayor número de veces posible entre cero y la atenuación máxima, para un orden dado.

En los filtros de orden par, la atenuación es máxima para la frecuencia de corte y es forzada a tener un valor máximo (1) en un número de puntos del pasa-banda, donde los ceros se expresan en el pasa-banda. Una ventaja de este tipo de filtro es el

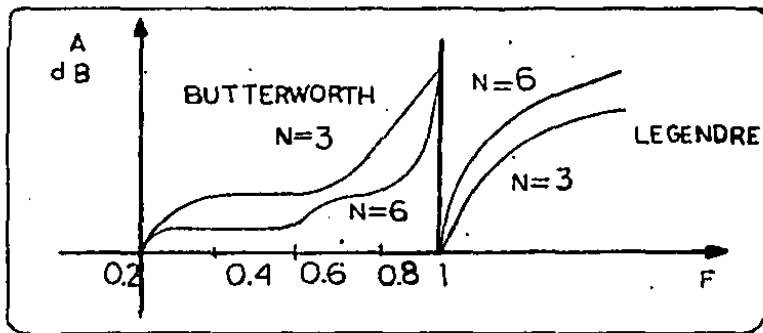


Fig. 2.12 Representación de la respuesta de filtros Butterworth y Legendre de distintos grados.

corte tan brusco que tiene en la frecuencia de corte.

Los filtros de Bessel enfocan su utilización a la

regularidad que presentan en su respuesta de tiempo de propagación de grupo más que su respuesta de atenuación; su cálculo es difícil pues involucra funciones elípticas.

Los filtros de Cauer son llamados filtros no polinomiales, pues su atenuación es función de la frecuencia y no es un sólo polinomio.

Algunas de sus ventajas son:

1. Suprimir las frecuencias indeseables, por ejemplo la de la portadora de demodulación.
2. Hacer que el corte del filtro sea más abrupto, situando ceros sin aumentar el orden del filtro.

La Fig. 2.13 en sus secciones a, b, representa la respuesta de un filtro de Bessel y la de uno de Cauer.

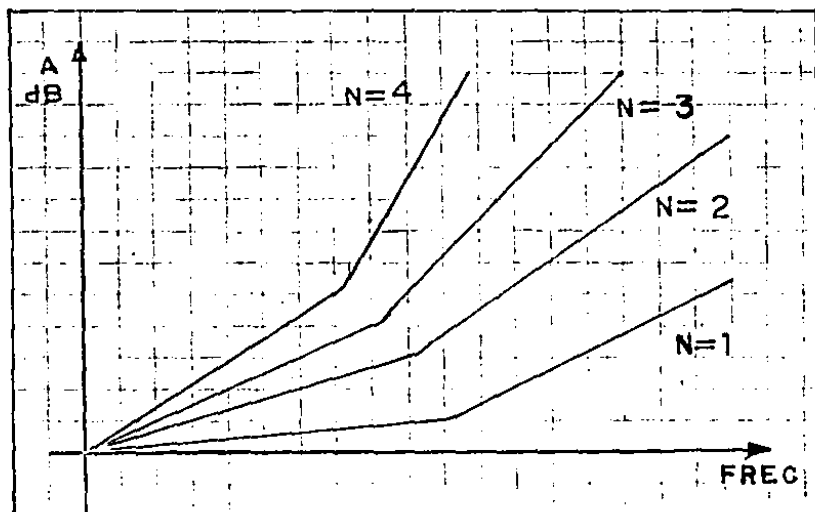


Fig. 2.13a Representación de la respuesta de un filtro Bessel

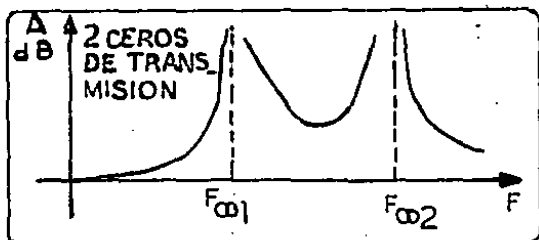


Fig. 2.13a Representación de la respuesta de un filtro de Cauer.

2.3.2 ECUACIONES, FIGURAS, TABLAS y PROGRAMAS UTILIZADOS PARA EL DISEÑO DE UN FILTRO BUTTERWORTH PASA-BAJOS.

2.3.2.1 FILTROS PASIVOS.

Como se dijo previamente, lo más importante para cualquier diseño, consiste en tener las ecuaciones de diseño para un filtro pasa bajos pues existen ecuaciones que permiten la transformación de un filtro de este tipo en cualquiera de los otros.

Algunos filtros tienen especificaciones en términos de la amplitud de su respuesta y para construir una red a partir de esos datos, primero debemos obtener la función de transferencia.

Sea $H(j\omega)$, la función de transferencia de magnitud, entonces:

$$H(j\omega) = H^*(j\omega) \quad \text{y} \quad 2.1$$

$$H^*(j\omega) = H(-j\omega) \quad 2.2$$

$$|H(j\omega)|^2 = H(j\omega) H^*(j\omega) = H(j\omega) H(-j\omega) \quad 2.3$$

$$\text{si } s = j\omega \text{ y } H(s) = (P(s))/(Q(s)) = |H(s)| \quad 2.4$$

Como sólo se desean polos a la izquierda del plano de frec. (para tener mayor estabilidad), se debe comprobar que $Q(s)$ cumpla la prueba de Hurwitz, que consiste en separar $Q(s)$ en dos polinomios, uno formado por todos los términos cuyo grado es par y otro con todos los de grado impar, los cuales son polos negativos y por lo tanto capaces de producir oscilaciones.

En un filtro Butterworth las características de la banda de detención y de la banda pasante se representan mediante la siguiente fórmula:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + (-1)^N S^{2N}} \quad 2.5$$

Existen dos métodos para la obtención del polinomio característico, el cual asegura el conocimiento de las magnitudes que cada uno de los elementos puede tener.

La primera de ellas, utiliza algunas fórmulas que permiten obtener los valores que toma s en cada polo y son:

$$S_K \approx -\text{SEN } \theta_K + j \text{COS } \theta_K$$

SIENDO: $\theta_K = \frac{2K-1}{2N} \pi \quad K=1, \dots, N \quad 2.6$

Mediante las fórmulas anteriores, se puede obtener el polinomio característico, realizando un producto entre todos los binomios formados, pero en el caso de que los binomios se formen de raíces complejas conjugadas:

$$(S - S_K) = (S - \sigma_K - j\omega_K) (S - \sigma_K + j\omega_K) \quad 2.7$$

$$S^2 + (2\text{Sen } \theta_K) S + 1$$

el polinomio se forma de la siguiente manera:

n par $H(S) = \prod_{K=1}^{n/2} \frac{1}{S^2 + (2\text{SEN } \theta_K) S + 1} \quad 2.8a$

n impar
$$H(S) = \frac{1}{S+1} \prod_{k=1}^{n/2} \frac{1}{k^2 + 2\text{sen } \theta S + 1} \quad 2.8b$$

El segundo método, es gráfico y permite obtener los polos de la función, en éste caso los pasos a seguir son:

1. Dibujar una circunferencia de radio la unidad en el plano $s (\sigma, j\omega)$.
2. $\theta; \frac{\pi}{n}$ con ángulos medidos en contra de las manecillas del reloj, desde el eje positivo imaginario, dibujar líneas radiales de los siguientes ángulos:

$$\theta_2, 3\theta/2, \dots, \dots, \left(\frac{2n-1}{2}\right)\theta \quad 2.9$$

3. Las intersecciones de las líneas radiales y el círculo unitario dan las localizaciones de los polos de $H(s)$.

Para poder conocer los valores exactos de cada uno de los elementos del circuito, así como su configuración. A continuación se dan los tres tipos más comunes y las fórmulas a utilizar con cada uno de los diagramas, vea Fig. 2.14 a, b, c.

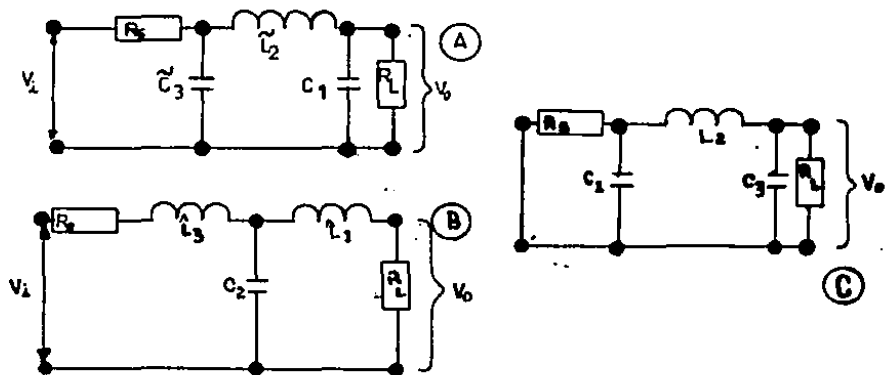


Fig. 2.14 Diagramas generales de filtros pasivos.

La función de transferencia de los filtros pasa bajos Butterworth, tienen las siguientes dos propiedades:

1. El polinomio del denominador es un polinomio de Hurwitz.
2. Todos los ceros de transmisión son $s = \infty$ (no existe)

Las Figs. 2.14a, b, c, varían de acuerdo a la relación entre

R_L y R_S

$$C_{2M-1} L_{2M} \left\{ L_{2M-1} C_{2M} \right\} = \frac{\alpha_{4M-3} \alpha_{4M-1}}{1 - \lambda \beta_{4M-2} + \lambda^2} \quad 2.10a$$

$$C_{2M+1} L_{2M} \left\{ L_{2M+1} C_{2M} \right\} = \frac{\alpha_{4M+1} \alpha_{4M-1}}{1 - \beta_{4M} \lambda + \lambda^2} \quad 2.10b$$

$$\lambda = \left(\frac{R_L - 1}{R_L + 1} \right)^{1/N} \quad \text{PARA FIG. a} \quad 2.11$$

$$\lambda = \left(\frac{1 - R_L}{R_L + 1} \right)^{1/N} \quad \text{PARA FIG. b} \quad 2.12$$

$$\alpha_i = 2 \operatorname{SEN} \frac{\pi i}{2N} \quad 2.13a$$

$$\beta_i = 2 \operatorname{COS} \frac{\pi i}{2N} \quad 2.13b$$

$$C_i = \frac{\alpha_i}{R_L (1 - \lambda)} \quad \text{FIG. a} \quad 2.13c$$

$$L_i = \frac{\alpha_i R_L}{1 - \lambda} \quad 2.13d$$

$$M = 1, 2, \dots, \frac{N-1}{2} \quad (\text{IMPAR}) \quad M = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} \quad (\text{N PAR}) \quad 2.14$$

NOTA #1

Para empezar las ecuaciones (10), para $m=1, 2$, calculamos

\hat{C}_1 para la Fig. 2.14a, \hat{L}_1 para la Fig. 2.14b con $m=1$, la fórmula

2.10a da $\hat{L}_1 \hat{C}_2$ y en 2.10b da $\hat{C}_3 \hat{L}_3$, para $m=2$, se obtiene

$\hat{L}_1 \hat{L}_3 \hat{C}_4 \hat{C}_5$, esto se repite hasta que todo el circuito se

conozca, vea tabla número 1 del apéndice.

Para el caso de la Fig. 2.14c, donde $R = R_s$ y las ecuaciones son las siguientes:

$$\begin{aligned} L_M &= 2 \text{SEN} \left[\frac{(2M-1)\pi}{2N} \right] & M \text{ PAR} \\ C_M &= 2 \text{SEN} \left[\frac{(2M-1)\pi}{2N} \right] & M \text{ IMPAR} \end{aligned} \quad 2.15$$

$M=1,2,3,\dots,N$

De la misma manera que para un filtro pasa bajos Butterworth, el diseño de un filtro Chebyshev se puede realizar por medio de dos métodos, uno analítico y uno gráfico.

Un filtro Chebyshev es forzado a tener un valor máximo en magnitud en algunos puntos de la banda pasante y la magnitud de ésta, se define de la siguiente forma:

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 C_N^2(\omega)}} \quad 2.16$$

donde ϵ es una constante y $C_N(\omega)$ es el polinomio de primera clase de grado n .

Los ceros de $C_N(\omega)$ son todos reales, distintos y yacen en el intervalo entre $-1 < \omega < 1$, $|H(j\omega)|$ tiene su valor máximo en los ceros de C_n y un mínimo en $\frac{1}{\sqrt{1+\epsilon^2}}$, por lo que hay rizados en el pasabanda $0 < \omega < 1$ y el ancho del rizo se define como:

$$RW = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2}} \text{ dB} \quad 2.17$$

recordando que todos los rizados tiene igual magnitud.

La Fig. 2.15 representa un filtro pasa-bajos Chebyshev, los rizados, el ancho de éstos, su magnitud máxima y mínima para diferente ϵ y un mismo orden, relacionando la magnitud y la frecuencia.

De la Fig. 2.15 se puede notar que para los órdenes impares la respuesta es 1 para $\omega = 0$ y que para $\epsilon \gg 1$, la amplitud de los rizados es mayor, así como también la exactitud del corte.

$$\text{Sea: } S = \sigma_K + j\omega_K \quad 2.18$$

$$\sigma_K = -\text{SENH} \left(\frac{1}{N} \text{SENH}^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right) \text{SEN} \frac{2K-1}{2N} \quad 2.19$$

$$\omega_K = \text{COSH} \left(\frac{1}{N} \text{SENH}^{-1} \frac{1}{\epsilon} \right) \text{COS} \frac{2K-1}{2N} \quad 2.20$$

La segunda forma es gráfica pero ahora no es una

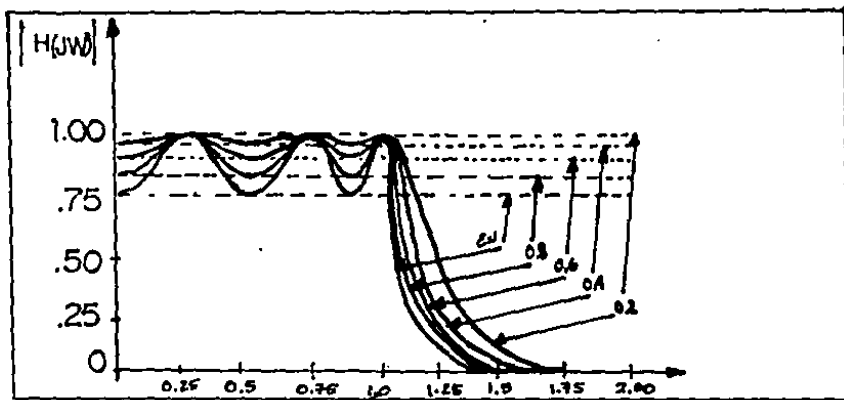


Fig. 2.15 Representación de un filtro Chebyshev.

circunferencia sino una elipse, donde a , el eje menor es:

$$a = \frac{1}{2} \left\{ \left[\frac{1}{\epsilon^2} + 1 + \frac{1}{\epsilon} \right]^{1/N} + \left[\left(1 + \frac{1}{\epsilon^2} \right)^{1/2} + \frac{1}{\epsilon} \right]^{1/N} \right\} \quad 2.21$$

y b , el eje mayor es igual pero con signo positivo.

La realización del circuito, utiliza el primero de los

diagramas usados para los filtros Butterworth.

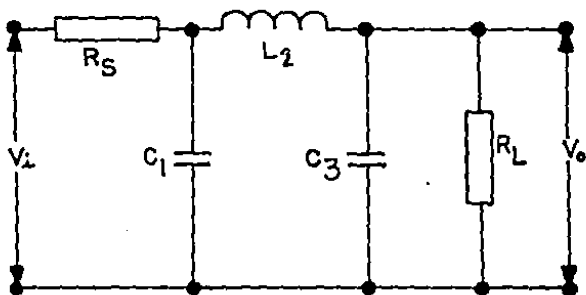


Fig. 2.16 Representación del circuito de un filtro Chebyshev.

$$\alpha = \frac{4RL}{(RL+1)^2} \quad N \text{ PAR} \quad 2.22a$$

$$\alpha = \frac{4RL}{(RL+1)^2} (1 + \epsilon^2) \leq 1 \quad N \text{ PAR} \quad 2.22b$$

$$\alpha_i = 2 \text{SEN} \frac{\pi i}{2N} \quad 2.23$$

$$\beta_i = 2 \text{COS} \frac{\pi i}{2N} \quad 2.24$$

$$\gamma = \left(\frac{1}{\epsilon} + \sqrt{\frac{1}{\epsilon^2} + 1} \right)^{1/N} \quad 2.25$$

$$\delta = \left(\sqrt{\frac{1-\alpha}{\epsilon^2}} + \sqrt{\frac{1-\alpha}{\epsilon^2} + 1} \right)^{1/N} \quad 2.26$$

$$X = \gamma - \frac{1}{\gamma} \quad Y = \delta - \frac{1}{\delta} \quad 2.27a, b$$

$$C_{2M-1} L_{2M} = \frac{4\alpha_{4M-3} \alpha_{4M-1}}{b_{2M-1} (X, Y)} \quad 2.28$$

$$C_{2M+1} L_{2M} = \frac{4\alpha_{4M-3} \alpha_{4M-1}}{b_{2M} (X, Y)} \text{ CON } C_{T X-Y} = \frac{2\alpha_1}{X-Y} \quad 2.29$$

En los filtros Chebyshev existen muchas tablas para orden 1 y hasta orden 15, para diferentes atenuaciones.

Para transformar un filtro pasa bajos en cualquier otro tipo de filtro, se recomienda utilizar la tabla que muestra la Fig. 2.16.

El procedimiento es el siguiente, después de obtener el polinomio del filtro pasa bajos, en términos de s , se sustituye cada s de dicho polinomio por el valor de la transformación de frecuencia de la tabla; para transformar un pasa-bajos en un pasa altos, en cada lugar donde aparezca una s , colocar el siguiente término $(S^2 + \omega_0^2) / (BS)$, una bobina se reemplaza por un capacitor cuyo valor es $\frac{1}{L\omega_0}$ farads, y cada capacitor se reemplaza por una bobina de valor $\frac{1}{C\omega_0}$ Hy..

Para el caso de una transformación desde un filtro pasa bajos a un filtro pasa banda, una bobina se reemplaza por un capacitor en serie con una bobina y un capacitor se reemplaza por un capacitor y una bobina en paralelo.

Si se desea obtener un filtro rechazo de banda, se realizan cambios de manera opuesta al párrafo anterior.








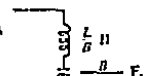
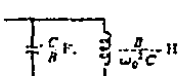

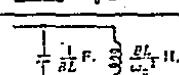
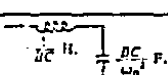

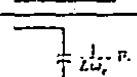
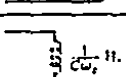



Frequency Transformations	 $R \Omega$	 $L \text{ H.}$	 $C \text{ F.}$
$s \rightarrow \frac{1}{s}$	 $R \Omega$	 $\frac{L}{C} \text{ H.}$	 $\frac{C}{s} \text{ F.}$
$s \rightarrow \frac{s^2 + \omega_0^2}{D_1}$	 $R \Omega$	 $\frac{L}{D_1} \text{ H.}$ $\frac{D_1}{\omega_0^2 L} \text{ F.}$	 $\frac{C}{D_1} \text{ F.}$ $\frac{D_1}{\omega_0^2 C} \text{ H.}$
$s \rightarrow \frac{D_1}{s^2 + \frac{1}{\omega_0^2}}$	 $R \Omega$	 $\frac{1}{sL} \text{ F.}$ $\frac{D_1}{\omega_0^2 L} \text{ H.}$	 $\frac{1}{sC} \text{ H.}$ $\frac{D_1}{\omega_0^2 C} \text{ F.}$
$s \rightarrow \frac{\omega_c}{s}$	 $R \Omega$	 $\frac{1}{L\omega_c} \text{ F.}$	 $\frac{1}{C\omega_c} \text{ H.}$
No change	 $AR \Omega$	 $AL \text{ H.}$	 $\frac{C}{A} \text{ F.}$

Fig. 2.17 Tabla de transformaciones de frecuencia.

2.3.3 FILTROS ACTIVOS.

Como se dijo al principio de esta sección, existen distintas opciones para la construcción de filtros, ya se comentó la de construcción de redes de filtros con elementos de tipo pasivo (resistencias, capacitores y bobinas), la segunda opción corresponde a las redes que cuentan con elementos pasivos y activos (amplificadores operacionales).

Dentro de esta opción, existen algunos datos característicos que definen cualquier filtro, al conjunto de éstos, se le conoce como plantilla de un filtro; la plantilla de un pasabajos requiere para su definición, del conocimiento de la atenuación máxima en la banda de detención, la atenuación mínima en la banda pasante, la frecuencia de detención ó corte F_a y la de paso F_p , por último la selectividad k , que es el cociente de F_a/F_p , que expresa la inclinación de la pendiente de la banda de transición, si $k = 1$, se posee un filtro ideal; para un filtro pasa banda ó rechazo de banda, se requiere el conocimiento de cuatro frecuencias limitantes, que son, la atenuación máxima y la atenuación mínima de las bandas y además se cumple que $F_a^+ \cdot F_a^- = F_p^+ \cdot F_p^- = F_o^2$, siendo F_o la frecuencia central del filtro.

La selectividad para los filtros pasabanda y rechazo de banda, se defina como:

$$K = \frac{F_p^+ - F_p^-}{F_a^+ - F_a^-} = \frac{\Delta F_p}{\Delta F_a} \quad 2.30$$

Un dato característico de un filtro de banda pasante corresponde a la anchura de la banda relativa B .

$$B = \frac{F^+ - F^-}{F_o} = \frac{\Delta F_p}{F_o} \quad 2.31$$

La Fig. 2.18, muestra la localización exacta de cada uno de los datos que forman la plantilla de un filtro.

Dependiendo del valor de B , el filtro recibe distintos nombres. si $B < 0.1$, se tiene un filtro de banda estrecha, y si $B > 0.5$ el filtro se llama de banda ancha.

En el caso de un filtro de rechazo de banda,

$$B = \frac{\Delta F_o}{F_o} \quad 2.32$$

$$K = \frac{\Delta F_o}{\Delta F_p} \quad 2.33$$

Para cualquier filtro la atenuación máxima queda definida como:

$$A_{MAX} = 20 \text{ LOG } (1 + K(W^2))^{1/2} = 10 \text{ LOG } (1 + K(W^2)) \quad 2.34$$

$$K(W^2) \leq 10^{A_{MAX}/10} - 1 = \epsilon \quad 2.35$$

Para un filtro pasa banda la atenuación es menor que la atenuación máxima y en un filtro de rechazo de banda, la atenuación del filtro es mayor que la atenuación mínima.

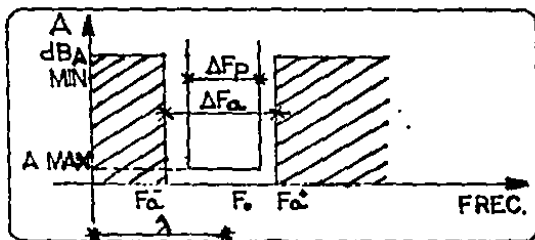


Fig. 2.18 Representación de los elementos de la plantilla de un filtro.

La mejor solución para cualquier filtro, estará relacionada con aquella opción que tenga el menor grado posible.

Los filtros Butterworth / Chebyshev utilizan las ecuaciones comentadas en la sección anterior.

$$\alpha = \frac{4R_L}{(R_L + 1)^2} \quad N \text{ PAR} \quad 2.36a$$

$$\alpha = \frac{4R_L}{(R_L + 1)^2} (1 + E^2) \leq 1 \quad N \text{ PAR} \quad 2.36b$$

$$\alpha_i = 2 \operatorname{SEN} \frac{i\pi}{2N} \quad 2.37$$

$$\beta_i = 2 \operatorname{COS} \frac{i\pi}{2N} \quad 2.38$$

$$\gamma = \left(\frac{1 + \sqrt{1 + E^2}}{E^2 + 1} \right)^{1/N} \quad 2.39$$

$$\delta = \left(\sqrt{\frac{1 - \alpha}{E^2}} + \sqrt{\frac{1 - \alpha}{E^2} + 1} \right)^{1/N} \quad 2.40$$

$$X = \delta - \frac{1}{\delta} \quad Y = \delta + \frac{1}{\delta} \quad 2.41 \text{ a, b}$$

$$C_{2M-1} L_{2M} = \frac{4\alpha_{4M-3} \alpha_{4M-1}}{b_{2M-1}(X, Y)} \quad 2.42$$

$$C_{2M+1} L_{2M} = \frac{4\alpha_{4M-1} \alpha_{4M+1}}{b_{2M}(X, Y)} \cdot \operatorname{CON} C_F = \frac{2\alpha_i}{X - Y} \quad 2.43$$

Como se vio en la sección anterior, además de los filtros Butterworth y Chebyshev, están los filtros de Legendre. Las funciones matemáticas que definen el comportamiento de este tipo de filtros fueron halladas por Bertin y corregidas por Papoulis, pero reciben el nombre de Legendre pues se utilizan los polinomios de Legendre, que son:

Para orden impar:

$$L_N(W^2) = \int_{-1}^{2W^2-1} \left[\sum_{k=0}^K a_k P_k(X) \right]^2 dx \quad K = \frac{N-1}{2} \quad 2.44$$

para orden impar:

$$L_N(W^2) = \int_1^{2W-1} (x-1) \left[\sum_{i=0}^k a_i R_i(x) \right]^2 dx \quad K = \frac{N}{2} - 1 \quad 2.45$$

las constantes \hat{a}_i se obtienen de :

$$\text{si } K \text{ es impar: } a_0 = \frac{a_1}{3} = \frac{a_2}{5} = \frac{a_k}{2k+1} = \frac{1}{2^{2(k+1)}} \quad 2.46$$

$$\text{si } K \text{ es par: } a_0 = \frac{a_2}{5} = \frac{a_k}{2k+1(2k+1)(k+2)} \quad 2.47$$

y la función de atenuación de estos filtros es:

$$A(W) = \sqrt{1 + \epsilon^2 L_N(W^2)} \quad 2.48$$

Otra opción para el diseño de los filtros la constituyen los filtros de Bessel, la función de transferencia de un filtro de este tipo se construye siguiendo el proceso de Storch, que consiste en desarrollar la serie de la cotangente Hiperbólica.

$$\text{cth } p = \frac{1}{p} + \frac{1}{\frac{3}{p} + \frac{1}{\frac{5}{p} + \frac{1}{\frac{7}{p} + \frac{1}{\frac{9}{p} + \dots}}}} \quad 2.49$$

Al obtener el resultado final de dicha serie, en forma de fracción, el numerador y el denominador se atribuyen a la suma del coseno hiperbólico chp y el seno hiperbólico shp, cuyo inverso es la función de atenuación del filtro, así que:

$$F(p) = e^{-p\tau} = e^{-p} = \frac{1}{\text{Chp} + \text{Shp}} \quad 2.50$$

de esta, τ es el rechazo de tiempo, comentado en el capítulo 1, vea la Fig 2.19.

Por ultimo recordaremos los filtros de Cauer, en los que la atenuación es función de la frecuencia por eso no tienen ceros de transmisión.

$$\begin{aligned}
p(1) &= p + 1 \\
p(2) &= p^2 + 3p + 3 \\
p(3) &= p^3 + 6p^2 + 45p + 45 \\
p(4) &= p^4 + 10p^3 + 45p^2 + 105p + 105 \\
p(5) &= p^5 + 45p^4 + 105p^3 + 420p^2 + 945p + 945 \\
p(6) &= p^6 + 21p^5 + 210p^4 + 1260p^3 + 4725p^2 + 10395p + 10395 \\
p(7) &= p^7 + 28p^6 + 378p^5 + 3150p^4 + 17,325p^3 + 62,370p^2 + 925,125p \\
p(8) &= p^8 + 36p^7 + 530p^6 + 4930p^5 + 58,875p^4 + 270,270p^3 + \\
&\quad 945,945p^2 + 2027,025p + 2027,025 \\
p(9) &= p^9 + 45p^8 + 890p^7 + 13,860p^6 + 135,125p^5 + 945,945p^4 + \\
&\quad 4,729,725p^3 + 16,216,202p^2 + 34,659,432p + 34,659,432 \\
p(n) &= 12n - 11 p^{n-1} + p^{n-2}
\end{aligned}$$

Fig. 2.19 Funciones de transmisión.

La función de atenuación es :

$$A(W) = A_0 \sqrt{1 + KW^2} \quad 2.51$$

$$\text{donde } KW^2 = \frac{N(W^2)}{(P(W^2))^2} \quad 2.52$$

$$\therefore \text{por lo tanto } A(W) = A_0 \sqrt{1 + \frac{N(W^2)}{(P(W^2))^2}} \quad 2.53$$

cuando $\omega = 0$, $A(\omega) = \infty$.

Cuando se ponen ceros de transmisión (a frecuencia 00), se obtienen las siguientes ventajas:

1. La supresión de las frecuencias indeseables (como la de una portadora de demodulación).
2. La obtención de un corte abrupto, situando un cero de transmisión inmediatamente después de la frecuencia de corte, sin aumentar el orden del filtro y con ésta la fácil implementación del filtro.

Los criterios que se utilizan en la construcción de filtros de Cauer son:

1. Colocar el mayor número de ceros de transmisión para un determinado orden.
2. Disponer de una atenuación repartida en la banda pasante y en la banda de atenuación ó de rechazo.

En un filtro de orden n , hay $\frac{N}{2}$ ó $\frac{N-1}{2}$ frecuencias en las que la atenuación es infinita $W_{\infty 1}, W_{\infty 2}, \dots$ y un número igual de frecuencias de atenuación nula W_0, W_02, \dots . Las frecuencias $W_{\infty i}$ son las raíces del polinomio (denominador) y las frecuencias W_{0i} son las raíces del polinomio $P(W^2)$, todas éstas raíces tiene un cambio de signo en su pendiente.

El producto de las frecuencias recíprocas es una constante, es decir $W_{01} W_{\infty 1} = W_{02} W_{\infty 2} = \dots = W_{0k} W_{\infty k} = \text{CTE}$.

Los valores de ceros de transmisión y de atenuación se pueden obtener de:

$$\left. \begin{array}{l} N \text{ IMP. } W_{0i} = SN(2iK/N, K) \\ N \text{ PAR } W_{0i} = SN\left(\frac{2i-1}{2}K/N, K\right) \end{array} \right\} W_{\infty i} = \frac{1}{KW_{0i}} \quad 2.54$$

que son funciones elípticas.

Al tener los valores W_{0i} , $W_{\infty i}$ para n par ó no, se puede encontrar el valor de la función $K(W^2)$ mediante:

$$K(W^2) = \frac{(W^2 - W_{01}^2)^2 (W^2 - W_{02}^2)^2 \dots (W^2 - W_{0k}^2)^2}{(W^2 - W_{\infty 1}^2)^2 (W^2 - W_{\infty 2}^2)^2 \dots (W^2 - W_{\infty k}^2)^2} \cdot N(W^2) \quad 2.55$$

si n es par, siendo $K = n / 2$

$$K(W^2) = \frac{(W^2 - W_{01}^2) (W^2 - W_{02}^2) \dots (W^2 - W_{0k}^2)}{(W^2 - W_{\infty 1}^2) (W^2 - W_{\infty 2}^2) \dots (W^2 - W_{\infty k}^2)} \quad 2.56$$

si n es impar, siendo

$$K(N-1)/2$$

Para la obtención de filtros Chebyshev y de Cauer hay tablas, que tienen dos variables, A máxima, A mínima, es por eso que se utiliza el ábaco de Kawakami que permite obtener el valor del filtro, uniendo las dos atenuaciones y el valor de la frecuencia normalizada.

Los filtros de Cauer poseen el mejor corte pero normalmente requieren un número mayor de componentes.

Existen dos métodos para la síntesis global de un filtro, el de Linvill y el de Yana/Gisawa, pero como sólo utilizan un elemento activo, los elementos pasivos de la red externa, aumentan en demasía al aumentar el orden del filtro y además no se posee ningún control de ajuste sobre alguna falla que ocurra en cualquier elemento. Por ésto se utiliza con mayor frecuencia el método de síntesis en cascada, pues proporciona una mayor independencia entre las distintas secciones del circuito.

Este método se enlista a continuación:

Si conocemos la función de transferencia de un filtro en forma de un producto de factores de primer y segundo grados, podemos realizar dicho filtro, colocando en cascada tantos filtros elementales como correspondan a cada uno de éstos factores.

Un filtro de orden n par, tiene $n/2$ factores de segundo orden en el caso de ser un filtro pasa bajos ó uno pasa altos y n factores para los filtros pasa banda.

Un filtro de orden n impar, solamente posee un término extra, el cual se añade al circuito general, dicho factor es de

primer orden para el caso de filtros pasa bajos ó pasa altos; y uno de segundo orden para los filtros pasa banda, éstos elementos tienen una forma de cualquiera de las siguientes siete:

$$\frac{1}{as+1} \quad 2.58$$

$$\frac{s/a}{s/a+1} \quad 2.59$$

$$\frac{1}{as^2+bs+1} \quad 2.60$$

$$\frac{s^2/a}{s^2/a+s/a+1} \quad 2.61$$

$$\frac{s^2 - \omega_0^2}{as^2 + bs + 1} \quad 2.62$$

$$\frac{s^2 \omega_0^2 + 1}{s^2 + bs + a} \quad 2.63$$

$$\frac{b/as}{s + b/as + 1} \quad 2.64$$

La Fig.2.20, posee el diagrama de la realización física y de algunas de sus propiedades.

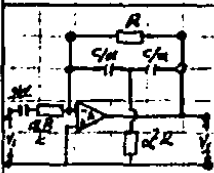
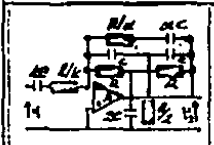
Esquemas	Funciones de Transf.	Parámetros
	$\frac{-2 KRCp}{RC^2p^2 + 2\alpha RCp + 1}$	$\omega_0 = \frac{1}{RC}$ $Q = \frac{1}{2\alpha}$
	$\frac{-2 KRCp}{RC^2p^2 + 2\alpha RCp + 1}$	$\omega_0 = \frac{1}{RC}$ $Q = \frac{1}{2\alpha}$

Fig.2.20a Filtros activos de pasa banda de segundo orden.

Esquemas	Funciones de Transfer.	Parámetros
	$\frac{-R^2 C p}{R_1 R_2 C^2 p^2 + 2R_1 C p + 1 + \frac{R_1}{R_3}}$	$\omega_0 = \frac{\sqrt{1 + R_1/R_3}}{C \sqrt{R_1 R_2}}$ $Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right)}$
	$\frac{K A C_1 p}{R^2 C_2 p^2 + [2RC_1(2.5-k)RC_2] p + 1}$	$\omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}}$ $Q = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{2C_1 + C_2(2.5-k)}$
	$\frac{-K A C p}{(k+1) R^2 C^2 p^2 + 3RC p + 1}$	$\omega_0 = 1/RC$ $Q = \frac{1}{3} \sqrt{k+1}$
	$\frac{RC_1 p}{R^2 C_1 C_2 p^2 + RC_2 p + 1}$	$\omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}}$ $Q = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$
	$\frac{R}{R_1} \frac{RC p}{R^2 C^2 p^2 + 2RC p + 1 + \frac{R^2}{R_2}}$	$\omega_0 = \frac{R R_1 C}{\sqrt{R_2^2 + R^2}}$ $Q = \frac{\sqrt{R^2 + R_2^2}}{2R_2}$
	$\frac{-k_1 k_2 RC p}{(1+k_2) R^2 C^2 p^2 + 2RC p + 2}$	$\omega_0 = \frac{1}{RC \sqrt{1+k_2}}$ $Q = \frac{1}{2} \sqrt{1+k_2}$

Fig. b 2.20 Filtros activos de pasa banda de segundo orden.

2.3.4 FILTROS EN CIRCUITOS INTEGRADOS.

Una de las principales aplicaciones que ha traído consigo el continuo avance tecnológico en el diseño y construcción de circuitos integrados, consiste en poseer un filtro de cualquier tipo en un solo circuito integrado, ahorrándose con ésto el costo de una gran cantidad de puntos de soldadura, conexiones en mal estado y espacio.

Actualmente existen circuitos de alta y muy alta escala de integración. En esta sección se presentan las características principales de dos circuitos integrados que se encuentran a la venta.

El primero de ellos es el XR2103 y sus características principales son:

1. Operación mediante una sola fuente.
2. Utilización de filtros activos.
3. Utilización de una fuente de baja corriente.
4. Uso de un interruptor interno, para la obtención de un modo de respuesta y un modo de pregunta.
5. Ganancia de entrada programable.
6. Construcción de todo el filtro en un solo estrato de 0.4"
7. Detección de portadoras.
8. Multiplexor
9. Reloj oscilador.

Este filtro posee una sección analógica y algunas de sus características principales se exponen a continuación.

SECCION ANALOGICA		MIN	TIP	MAX	UNID	CONDICIONES
f	Frecuencia Central	1160	1170	1180	Hz	Banda Baja
f	Frecuencia Central	2105	2125	2145	Hz	Banda Alta
BW	Ancho de Banda 3 dB		450		Hz	cualesquier b
GB	Retraso de Grupo	50	100		microseg	0-1
REX	Rechazo de Canal Adyac.		60		dB	
v	Ruido de salida		500		microVrms en pasa bda	
o range	Rango Dinamico		75		dB	

Fig. Sección analógica del filtro XR2110

El segundo circuito es el XR2120, que se construye mediante la tecnología CMOS.

Una de las características más importantes es que utiliza la técnica de circuito con capacitor conmutado, lo cual minimiza el número de elementos externos a tan solo un cristal, que es la fuente de frecuencia del circuito.

Características:

1. Uso de una fuente de baja corriente.
2. Ganancias de transmisión y recepción programables digitalmente.
3. Alta impedancia de entrada.
4. Dos filtros pasa banda.
5. Uso de filtros activos.
6. Conmutación interna de filtros para modos de pregunta y respuesta.
7. Utilización de filtros para la eliminación del ruido.

CAPITULO
III
CONSTRUCCION

INTRODUCCION

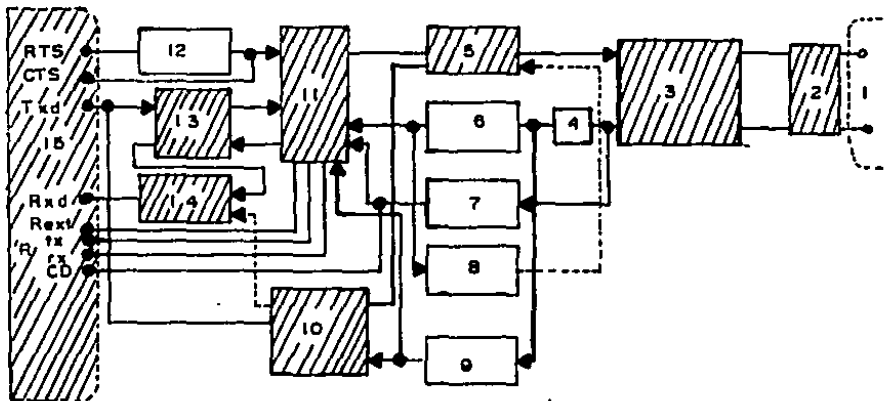
Este capítulo ilustra los pasos necesarios para la construcción del aparato que posee 13 secciones y cada una de ellas exceptuando la primera consta de dos partes, la primera versa sobre los conceptos teóricos para el diseño del dispositivo en particular y la segunda consiste en la construcción física del mismo. Algunos aspectos teóricos de ciertos circuitos se mencionaron en los capítulos anteriores, por lo que en el diseño de esos circuitos solo se hará referencia a dichas menciones.

3.1 DIAGRAMA DE BLOQUES.

Esta sección presenta el diagrama de bloques general que se utilizará para la construcción física del aparato. En la Fig.3.1 aparece el diagrama de los bloques que actúan cuando el modem se comporta en la forma "origen", es decir cuando la computadora que está conectada al modem va a iniciar una comunicación con otra computadora ó terminal mediante la línea telefónica ó algún otro medio (COMP.-MODEM-LINEA).

De la Fig. 3.1 podemos observar que los circuitos que deben actuar cuando el modem se comporta en forma de origen son:

1. Interfase RS 232 c
2. Demultiplexor
3. Aleatorizador
4. Modulador PSK ó Modulador FSK
5. Demultiplexor
6. Filtro
7. Interfase de la línea



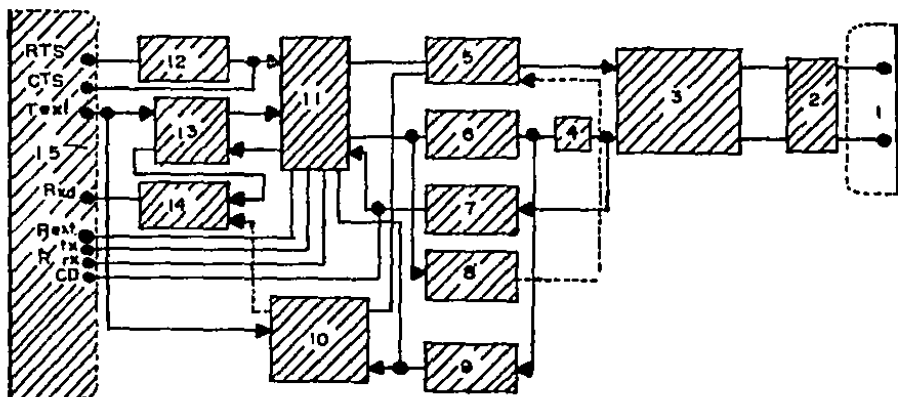
1. línea telefónica 2. interfase telefónica 3. filtro
 4. control automático de ganancia 5. demultiplexor
 6. circuito de regulación de tiempo 7. detector de portadora
 8. autoseleccionador de velocidad 9. comparador
 10 mod-dem fsk 11. mod-dem psk 12 circuito de reg. de tpo.
 13 aleatorizador y desaleatorizador 14 demultiplexor
 15 interfase RS 232-c

Fig. 3.1 Diagrama de bloques del Modem de origen.

En la Fig. 3.2 se muestra el diagrama de bloques de un modem que se comporta de una forma "respuesta", como es el caso del modem que recibe los datos desde el medio que se haya utilizado para la comunicación de datos (línea-modem-comp). En este caso los circuitos que actúan son:

1. Interfase de la línea, (arreglo para el acceso de datos)
2. Filtro
3. Control Automático de Ganancia
4. Detector de Portadora
5. Circuito Regulador de Tiempo
6. Comparador (salida digital)
7. Auto-seleccionador de Velocidad

8. Demultiplexor previo al Demodulador PSK
9. Demodulador PSK ó Demodulador FSK
10. Desaleatorizador
11. Demultiplexor
12. Interfase RS 232 c



1. línea telefónica
2. interfase telefónica
3. filtro
4. control automático de ganancia
5. demultiplexor
6. circuito de regulación de tiempo
7. detector de portadora
8. autoseleccionador de velocidad
9. comparador
10. mod-dem fsk
11. mod-dem psk
12. circuito de reg. de tpo.
13. aleatorizador y desaleatorizador
14. demultiplexor
15. interfase RS 232-c

Fig.3.2 Diagrama de Bloques del modem de respuesta.

En las secciones siguientes se explicará en detalle cada uno de los circuitos anteriores.

3.2 INTERFASE DE LA LINEA.

3.2.1 CONCEPTOS TEORICOS.

El interface de la línea telefónica, se utiliza para detener el paso de la portadora del "transmisor" en la línea, mientras permite que la portadora del "receptor" sea canalizada hacia el receptor; en ésta conexión, el auricular actua como un duplicador ó sea un convertidor de 2 a 4 cables.

Antiguamente la única forma de enviar señales digitales sobre una línea telefónica era mediante el uso de acopladores acústicos. El acoplamiento acústico usaba FSK pero a bajas velocidades, (menores de 1200 bps), lo cual se debía a la baja calidad de los micrófonos de carbón utilizados por muchos teléfonos.

Otra configuración de acoplamiento es el acceso de arreglo directo, el cual se observa en la Fig. 3.3 y de la cual podemos decir que sirve para:

1. Proveer aislamiento a dc entre el modem y la línea telefónica t1.
2. Provee un detector de zumbido para controlar el interruptor de colgado (prend./apag), aunque pueda ser manual.
3. Provee una trayectoria de corriente al descolgar, para sostener la línea t1, ésta corriente se monitorea para la compañía telefónica con el fin de indicar cuando alguien se conecta a la línea.
4. Provee protección contra transitorios.

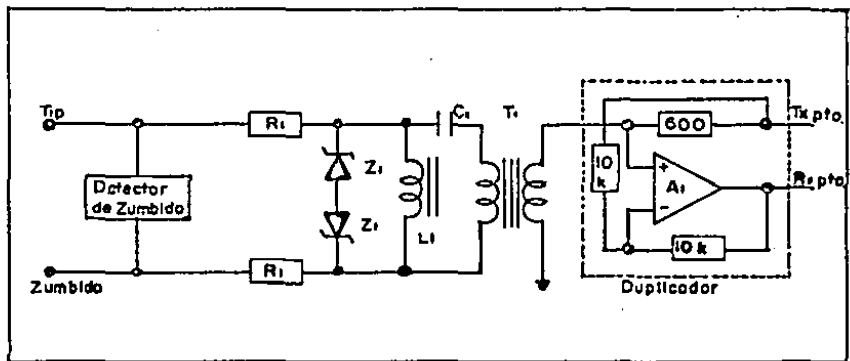


Fig. 3.3 Acoplamiento de acceso directo.

Normalmente se utiliza un transformador híbrido, en lugar de conectar varios amplificadores operacionales para realizar la función duplicadora., vea la Fig. 3.4.

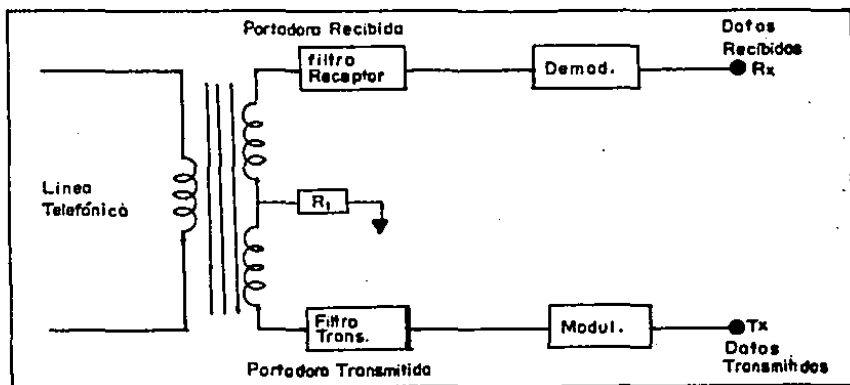


Fig. 3.4 Circuito con transformador híbrido.

El transformador híbrido T_1 , provee una mejor portadora de transmisión afectada por la atenuación (20 dB), pero tiene un

gasto adicional sobre el duplicador construido con amplificadores operacionales.

Actualmente existen dos tipos de arreglos de acceso de datos, el manual y el automático.

3.2.1a AAD MANUAL.

Una llamada de datos pueda producirse y contestarse manual o automáticamente. El AAD más sencillo es el CDT 1000a, el cual usa un aparato telefónico para establecer y contestar las llamadas de datos. Las designaciones CDT, CBS y CBT no tienen ningún significado especial, sólo son códigos utilizados por las compañías telefónicas.

La Fig. 3.5., muestra un arreglo para el CDT manual.

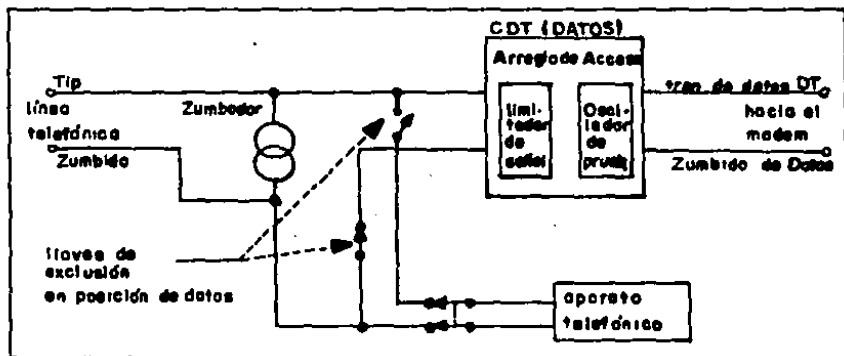


Fig. 3.5 Arreglo para el CDT manual.

La llamada se hace de forma convencional, es decir llamar y esperar la respuesta, la cual es un tono que el aparato puede identificar. En la fig. 3.5, la llave de exclusión conecta al

modem con la línea.

Si la llamada se contesta manualmente, la respuesta debe evitar la llave de exclusión.

La CDT no tiene opciones, toma su potencia de la línea telefónica y no hace más que permitir la conmutación entre datos y voz, además pone un circuito limitador de tensión entre la línea telefónica y el modem para prevenir que los circuitos de la compañía telefónica estén sujetos a altos niveles de señal que puedan causar interferencia a otros suscriptores.

El interruptor de colgado deriva al zumbido de la línea cuando se descuelga el auricular, transfiriéndose desde el auricular al modem por medio de la llave de exclusión.

El auricular no puede usarse para monitorear el tono de transmisión de datos sobre la línea.

El AAD tiene bandas de amplitud las cuales utiliza el limitador para realizar su función cuando el nivel de señal en la central exceda los -12dB.

El instalador recomienda el nivel al cual el modem debe colocarse para evitar que se active el limitador, lo cual provocaría distorsión.

Si la pérdida de la línea fuera de 5 dB y la del acoplador fuera de 2 dB, el nivel máximo permisible para el modem, sería de -5 dB $(-12+5+2)$.

3.2.2 DAA RESPUESTA AUTONATICA.

La razón más importante para utilizarlos, consiste en la obtención de una contestación electrónica a una llamada telefónica.

Además del costo, la única diferencia entre los modelos CBT y CBS es el distinto valor de tensión entre el interface y el modem. Ambos vienen en dos modelos, el CBS-1001 A y T y el CBT-1001 B y D.

Su función principal consiste en detectar el zumbido del telefono cuando éste está sonando y transformarlo en un valor de tensión.

En el proceso de contestación se requieren muchas señales de control y antes de definir las se debe recordar que ningún aparato telefónico se asocia con este tipo de AAD.

Cuando se llama a una línea con AAD automático, la oficina central coloca un zumbido sobre la línea, el circuito detector de zumbido en el AAD, detecta la señal y enciende un indicador de zumbido dirigido hacia el modem, el cual pasa a través de éste y llega hasta la computadora, la cual si desea contestar la llamada envía las señales "descolgado" (OH) y la TRANSMISION DE DATOS (DA) al acoplador, la respuesta del acoplador a la señal DA no es instantánea sino que se retrasa de 1 a 3 seg., el propósito de éste retraso es el de prevenir al modem de ponerse en línea mientras existe una conexión de tonos de alta frecuencia.

Después el AAD enciende el cortador de acoplamiento (Coupler Cut Through) (CCT) para indicar al modem que la transmisión de datos continúa; para terminar una llamada el modem baja el nivel de OH..

El mismo AAD puede originar llamadas, pero para eso requiere una unidad de llamada automática.

Algunos modems se pueden usar con ambas opciones. Cuando un modem se conecta a la unidad CBT, ésta posee una portadora de (100 mA a 24 V.), que es requerida por el acoplador, de no ser así, el constructor del AAD debe colocar una fuente de potencia de esas características.

Una desventaja de la unidad CBT es que al usar interfaces mecánicas, sus contactos pueden "rebotar" generando distorsión eléctrica, que afecte a su vecindad, por lo que cualquier equipo unido a éste aparato, debe integrar ó filtrar las señales sobre esas líneas para asegurar una operación aceptable.

La unidad CBS requiere 8 Wtts. de 120 V ac.

	APARATO TELEFONICO	LLAME	CONECTADO	AUTO RESPUESTA	DATUM
A	conectado	abajo	si	no	no
	desconectado	abajo	si	no	no
	desconectado	arriba	no	si	si
B	conectado	abajo	si	no	no
	desconectado	abajo	si	no	no
	desconectado	arriba	no	si	si
C	conectado	abajo	no	si	no
	desconectado	abajo	no	no	si
	desconectado	arriba	si	no	no
D	conectado	abajo	no	si	no
	desconectado	abajo	no	no	si
	desconectado	arriba	si	no	no

Fig.3.6 Tabla de opciones de arreglos en la línea telefónica

De la tabla de la Fig. 3.6, el arreglo A es el arreglo preferido, los arreglos A y B permiten al AAD contestar una llamada aún con el aparato telefónico apagado, los arreglos C y D requieren que el auricular sea dejado y que la llave se abra para la autorespuesta.

Los arreglos A y B no tienen riesgo de que la llave se apague. Los arreglos A y C tienen ventaja de preservar el enlace en instalaciones donde muchas llamadas pueden contestarse automáticamente por varias líneas.

Equipos de prueba.

osciladores para propósito de prueba, al conectar el botón de prueba el AAD es llamado y si éste tiene puesto, éste contesta las llamadas y coloca un tono de 2800 Hz en la línea.

3.2.5 EL TRANSFORMADOR HÍBRIDO.

El transformador híbrido, es el circuito que se utiliza para mantener la línea aislada y cuenta con la impedancia de la línea telefónica con el uso de elementos resistivos. Su finalidad es la de separar los circuitos que manejan la información que se recibe y transmite.

En un transformador híbrido normalmente:

1. Se asume que los 3 embobinados, tienen el mismo número de vueltas.
2. Dos de ellos tienen derivación.
3. Se proveen 4 circuitos externos.
4. Los circuitos 2 y 3 tienen igual impedancia.
5. En el caso de que aplique una tensión E al circuito 1, aparecen las tensiones y corrientes mostradas en la Fig.3.7.

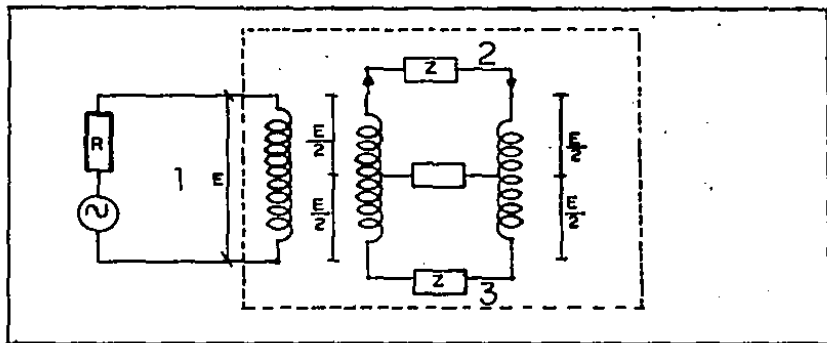


Fig.3.7 Diagrama representativo del transformador híbrido

La Fig.3.8 muestra un circuito de transformador que consiste en 3 embobinados, que están conectados a una red balanceada, la cual consume la mitad de energía que entra al transformador y conduce la otra mitad junto con la información que lleva en su interior.

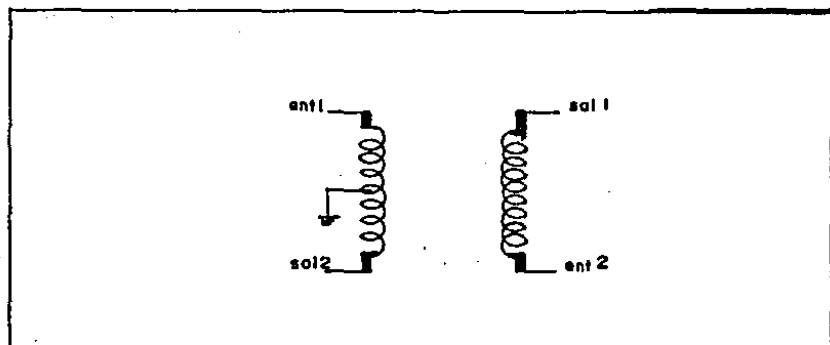


Fig.3.8 Diagrama del transformador híbrido.

Las conexiones del transformador que se va a utilizar junto con un diagrama de la distribución de sus terminales se muestra en la Fig.3.9

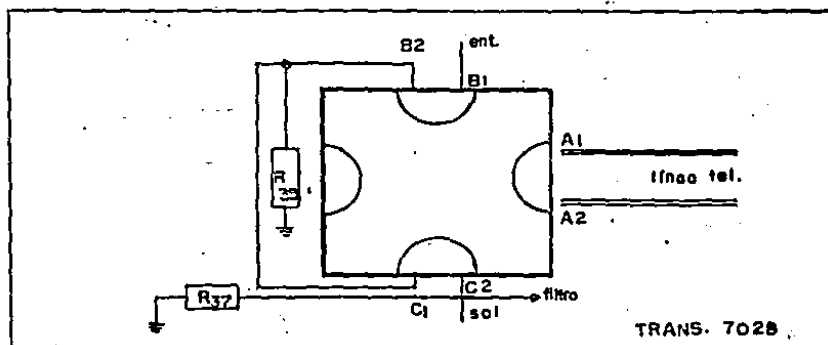


Fig.3.9 Distribución de terminales del transformador.

En la Fig.3.10 se indican las conexiones que se van a utilizar para la realización de ésta etapa y los valores de las resistencias, las cuales dependen de la impedancia característica de la línea telefónica que es de 600Ω .

El transformador que se va a usar es el 702B, algunas de sus características son:

- doble acoplador de 600Ω .
- frecuencia de prueba 1000 Hz.
- derivación en B1-B2
- longitud nominal 369 mA.
- prueba de tensión a 750 V.

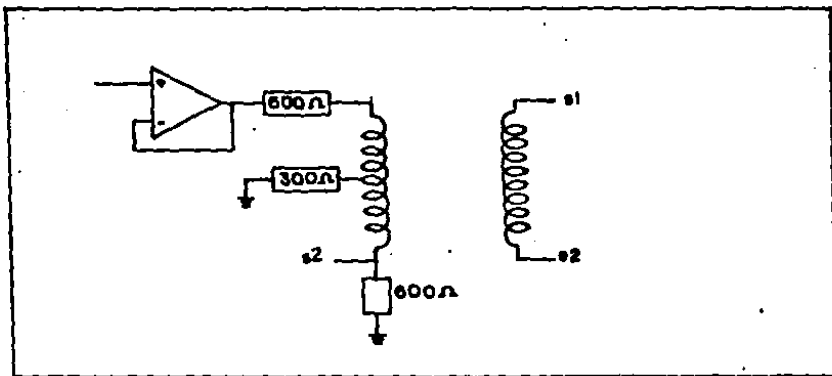


Fig.3.10 Conexión del transformador y elementos resistivos del circuito a utilizar.

3.3 SECCION DE FILTRADO DE SENALES DE ENVIO Y RECEPCION.

1. DISEÑO, PARTE TEORICA.

Se desea que la sección de filtrado sea compatible con los grupos de frecuencias de la CCITT y de la EIA.

1.1 NECESIDADES.

- Construcción de un filtro pasa banda con una frecuencia central de 1200 Hz., para la señal de envío. (necesario para asegurar que la señal de envío encaje dentro de la banda de transmisión requerida).
- opcional - Construcción de un filtro pasa banda con una frecuencia central de 1118 Hz., para la señal de envío.
- Construcción de un filtro pasa banda para una frecuencia central de 2400 Hz. para filtrar la señal recibida.
- opcional - Construcción de un filtro pasa banda para una frecuencia central de 2118 Hz. para filtrar la señal recibida.

1.1.1 DIAGRAMA DE BLOQUES.

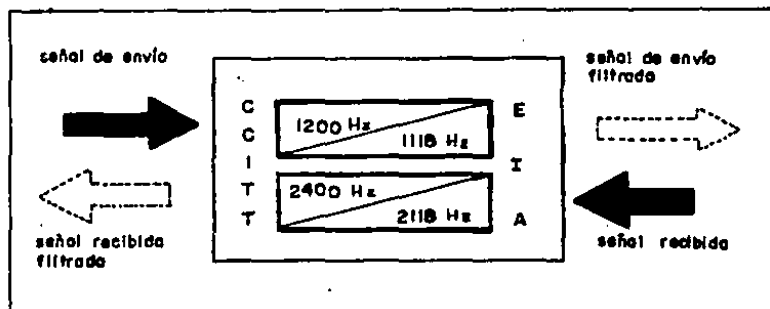


Fig. 3.3.1 Diagrama de bloques de la etapa de filtrado.

1.2 OPCIONES.

1.2.1 FILTROS PASIVOS.

Como se explicó en el capítulo anterior, en la sección 2.3, los elementos componentes de los filtros pasivos son las resistencias, los capacitores y las inductancias, éstas últimas presentan ciertos problemas ya que su valor real difiere de su valor ideal, debido a la resistencia inherente asociada con su realización.

El factor de calidad es una propiedad que presentan los distintos elementos electricos ya sea individualmente, conectados en serie ó en paralelo. Existen tres formas de definirlo, que son:

1. Definirlo en base a las características eléctricas del elemento (C,L,R).
2. Definirlo de acuerdo a la selectividad del circuito.
3. Definirlo como una razón de energías.

El factor de calidad del inductor (Q) viene dado por:
$$Q = \frac{\omega L}{R}$$
 y en tanto mayor sea la resistencia, el factor de calidad disminuye, apartándose de la realidad. Para minimizar la distorsión en caso de formar parte de un filtro, se deben usar bobinas que tengan factores de calidad altos lo cual aumenta el tamaño y precio de éstas.

Para obtener la Q como un indicador de la selectividad de un circuito, la fórmula que se utiliza es $Q_0 = \omega_0 / (\omega_1 - \omega_2)$.

En el caso de querer obtener el valor de la Q mediante conceptos simples, se utiliza la siguiente razón de energías.

$$Q_0 = \frac{\text{Energía almacenada}}{\text{Energía disipada por ciclo}} \quad 2 \pi$$

1.2.2 FILTROS ACTIVOS.

En vista de las desventajas antes mencionadas, los filtros activos ofrecen ciertas ventajas, como:

1. Reducción en tamaño y precio.
2. Aumento en la confiabilidad del circuito, automatizando pasos.
3. Disminución del costo por la baja del costo de producción al construir grandes cantidades en serie.
4. Disminución de ruido parásito debido a una reducción de espacio.
5. Mejoría en la realización debido a los componentes de alta calidad que pueden construirse.

Algunas ventajas independientes de la implicación física.

1. El proceso de diseño es más simple que el de los filtros pasivos.
2. Los filtros activos pueden realizar una amplia gama de funciones.
3. Las realizaciones activas proveen ganancia de tensión en lugar de las pérdidas asociadas al uso de elementos pasivos.

Una desventaja consiste en el ancho de banda que poseen los op-amps, ya que se comportan en forma estable solo hasta los 5 KHz., mientras que los filtros pasivos no tienen límite de frecuencia.

Otra desventaja de los filtros activos es que éstos requieren el uso de fuentes de tensión y los pasivos no.

En el renglón de potencia, éstos filtros presentan una gran desventaja pues el nivel máximo de potencia que algunos amp. op. soportan es de solo 1 Watt, mientras que los filtros pasivos se pueden diseñar de acuerdo a éste requisito, mediante el uso de distintos materiales.

Un criterio importante es el de la sensibilidad de los elementos a alguna variación en sus características.

1.2.3 FILTROS DE CIRCUITO INTEGRADO. (XR-2120)

La razón de utilizar un circuito integrado de filtro es el contar con las ventajas que propicia su uso:

- Existencia de dos filtros pasa banda en las frecuencias del sistema Bell.
- Compromiso de equalización de línea.
- Elección de las ganancias de recepción y transmisión digitalmente.
- Secciones de filtrado extra para minimizar interferencias.

El funcionamiento del circuito es:

1. Amplificar y condicionar las señales que se están recibiendo.
2. Remover ruido a los filtros pasa banda.
3. Prover filtrado de pasabanda y compensación en fase precisas.
4. Reconstruir la salida y filtrar.

La disposición de las terminales del circuito se presentan en la Fig.3.3.1.

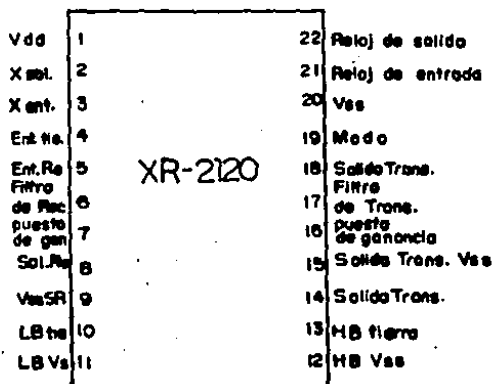


Fig.3.3.1 Disposición de las terminales del circuito XR2120.

DISEÑO

Esta sección, consiste en el diseño de los filtros pasabanda que cumplen con los requisitos de la sección 3.1, utilizando las ecuaciones de Butterworth de la referencia [10]. Para mayor información, en la tercera sección del apéndice, están 6 métodos de diseño junto con sus respuestas de frecuencia.

3.2.1 FILTRO BUTTERWORTH

En la fig.3.2.1 se muestra el tipo de respuesta que se pretende obtener de éste filtro.

Las características principales de éste tipo de filtro son:

$$A_{\max.} = 3 \text{ dB}$$

$$A_{\min.} = 25 \text{ dB}$$

El coeficiente que relaciona la banda de paso con la banda de rechazo es:

$$k' = \frac{f_{p+} - f_{p-}}{f_{a+} - f_{a-}} = 0.25 \quad \text{de acuerdo con las características presentes en la fig.3.2.1}$$

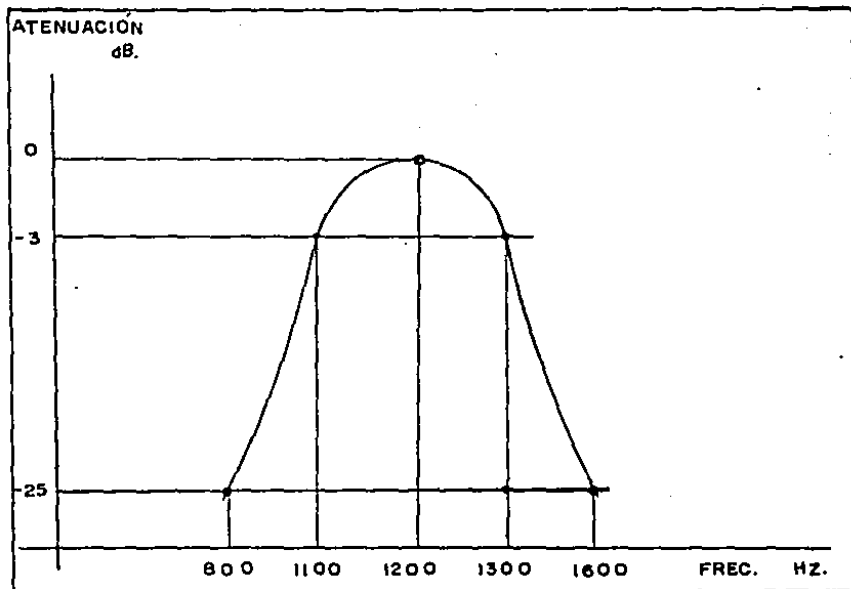
La frecuencia central obtenida de acuerdo con los valores de las frecuencias de atenuación es:

$$f_0 = \sqrt{f_{p+} * f_{p-}} = 1195.826 \text{ Hz}$$

La gráfica normalizada que se muestra en la Fig.3.2.2 se usa para obtener la función característica y el valor de los elementos utilizados en su construcción pero requiere conocer el valor de la razón entre la banda pasante y la banda rechazada además del valor de las atenuaciones max. y min..

$$k = 4 \implies n = 3, \text{ siendo } n \text{ el orden del filtro y el}$$

número de circuitos.



3.2.1 Gráfica de respuesta esperada para este tipo de filtro.

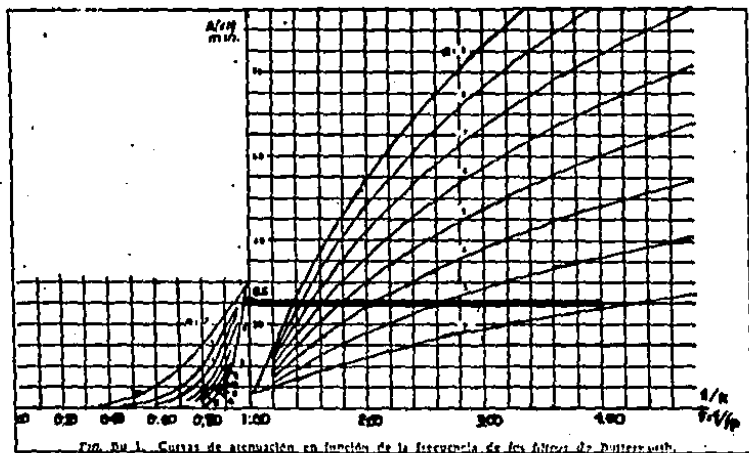


Fig. 3.2.2. Gráfica de parámetros del filtro Butterworth.

A continuación se presenta el diagrama empleado para su construcción, en la Fig. 3.2.3.

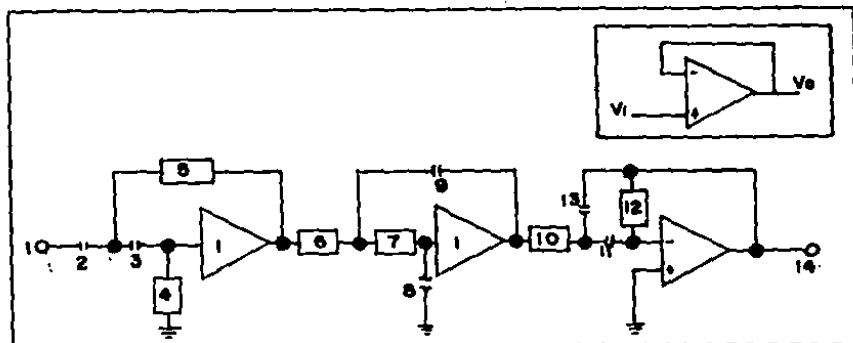


Fig. 3.2.3. Circuito de prueba del filtro Butterworth.

La tabla de la Fig.3.2.4 indica los valores de los elementos del mismo filtro para las frecuencias antes mencionadas.

RESISTENCIA	1	4313.834		
RESISTENCIA	2	2009.528		
RESISTENCIA	3	2276.011		
ELENETO	FREC	FREC	FREC	FREC
	1118 HZ	2400 HZ	2119 HZ	
1	3.3E-08	3.3E-08	3.3E-08	
2	3.3E-08	3.3E-08	3.3E-08	
3	234.3253	109.1565	123.6317	
4	94601.62	44068.59	49912.51	
5	4313.834	2009.528	2276.011	
6	4313.834	2009.528	2276.011	
7	6.075168E-07	6.075168E-07	6.075168E-07	
8	1.5048E-09	1.5048E-09	1.5048E-09	
9	43138.34	20095.28	22760.11	
10	435.2963	202.7755	229.6655	
11	3.3E-08	3.3E-08	3.3E-08	
12	3.3E-08	3.3E-08	3.3E-08	
13	43138.34	20095.28	22760.11	

Fig.3.2.4 Tabla de valores de los elementos para las frecuencias 1118 Hz, 2119 Hz y 2400 Hz.

Con la idea de utilizar un circuito de menor costo que proporcione una respuesta más precisa, en la Fig.3.2.5 se muestra el diagrama de conexión del circuito XR-2120. Este circuito no es capaz de proporcionar el filtrado de las frecuencias CCITT por lo que se recomienda la construcción alterna de los filtros calculados anteriormente y cuyos valores se localizan en la tabla de la Fig. 3.2.4, la Fig.3.3.6 muestra un diseño de los dos métodos a utilizar.

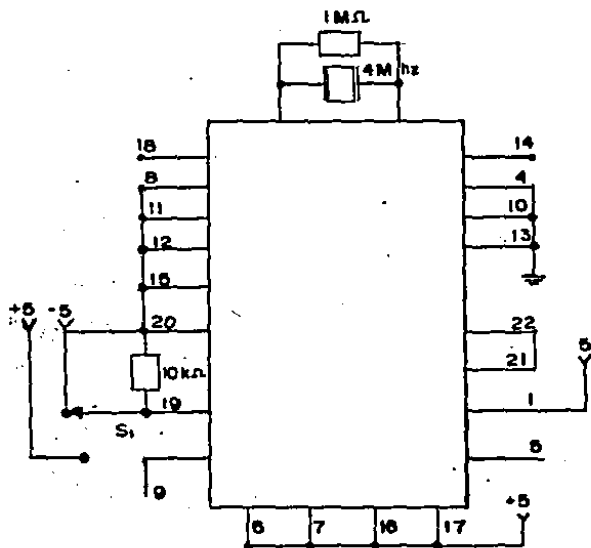
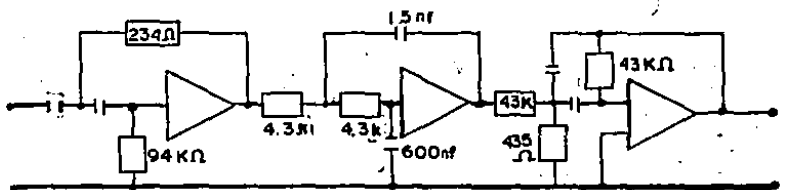
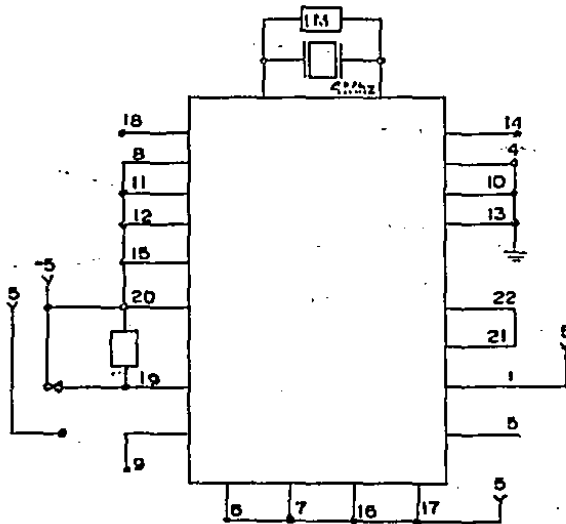


Fig.3.3.5 Diagrama de conexión del filtro XR-2120.



capacitores de 33nf.

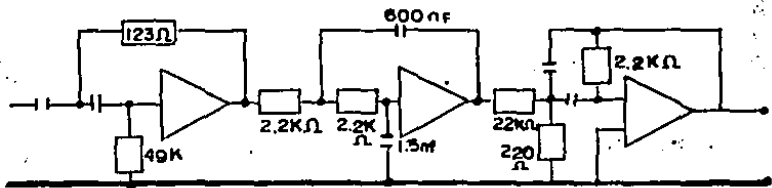


Fig.3.3.6 Diagrama de conexión del filtro para las frecuencias Bell y CCITT.

3.4 CONTROL AUTOMÁTICO DE GANANCIA.

Cualquier circuito de control de ganancia cuenta con los siguientes bloques:

1. Etapa de comparación (señal de referencia y señal de entrada).
2. Etapa de construcción de la señal de referencia.
3. Etapa de retroalimentación.

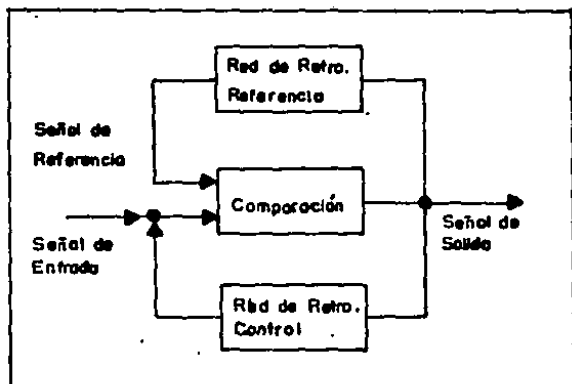


Fig.3.4.1 Diagrama de bloques del control automático de ganancia.

Normalmente para el bloque de comparación se utilizan amplificadores operacionales, pues éstos trabajan con tensiones de pequeña magnitud y permiten la amplificación de la diferencia entre las señales de entrada y salida, cosa que con otros elementos no es posible.

Para la red de retroalimentación, se emplea principalmente el uso de transistores unipolares ó de fets y redes resistivas, manejando los conceptos de estado de conducción y de corte.

A continuación se recuerdan las características principales

de los amplificadores operacionales, los fets y de algunas redes resistivas.

3.4.1.1 AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

3.4.1.1.1 DEFINICION

El amplificador operacional (op-amp abreviado en inglés), es un amplificador diferencial de corriente directa con alta ganancia al cual se le agrega una retroalimentación que sirve como control de las características de respuesta.

Los amp. op. (abreviatura que utilizaremos a lo largo de ésta sección), constan de dos entradas. Una entrada inversora de señal y otra que no es inversora; y tienen la necesidad de ciertos niveles de tensión de polarización para poder desempeñar su trabajo.

El diagrama esquemático de un amp. op. se muestra en la fig.3.4.2, en el cual se identifican las dos entradas antes mencionadas.

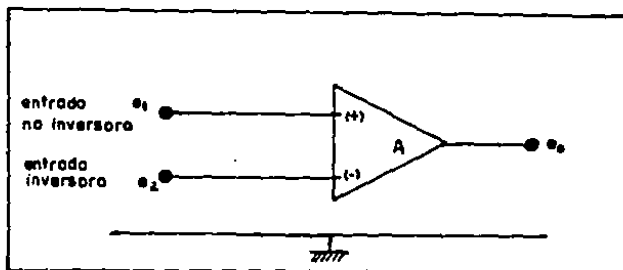


Fig. 3.4.2 Símbolo del amp. op.

3.4.1.1.2 CARACTERISTICAS.

El amp. op. ideal tiene las siguientes características:

1. Z_i Impedancia de entrada infinita
2. Z_o Impedancia de salida cero
3. A_v Ganancia de tensión
4. A_f Ancho de banda
5. Balance perfecto $e_o=0$ cuando $e_i=e_2$
6. T_d Retardo de respuesta
7. Las características casi no varían al cambiar la temperatura

Un amp. op. real muestra un desbalance en su salida debido al desajuste de las entradas de los transistores. El cual se debe a que las corrientes que fluyen a través de las entradas son distintas y esto requiere que se aplique una tensión entre las dos terminales de entrada del amp. op., para desbalancearlo, esto es que $e_o=0$ cuando $e_i=e_2$.

A continuación se dan las definiciones de los parámetros que aparecen en un amp. op. real.

La corriente de polarización de entrada es la mitad de la suma de las corrientes de entrada en un amp. balanceado.

$$I_B = (I_{B1} + I_{B2}) / 2 \quad \text{cuando } e_o = 0$$

La corriente de entrada desbalanceada es la diferencia entre las corrientes de entrada en un amp. op.

$$I_{IO} = I_{B1} - I_{B2} \quad \text{cuando } e_o = 0$$

La corriente de entrada de deriva es la relación de cambio de la corriente de entrada desbalanceada con el cambio de temperatura:

$$\frac{\Delta I_{q0}}{\Delta T}$$

El potencial de entrada de balanceo (V_{io}) es el potencial que debe ser aplicado entre las terminales para balancear el amp. op.

El potencial de entrada de deriva es la relación de cambio de potencial de balanceo con cambios de temperatura.

El potencial de salida de balanceo es la diferencia entre los potenciales de d.c. que presentan entre la terminal de salida y tierra, cuando $e_i = e_o$.

La relación de rechazo a la fuente de poder (psrr) es la relación de cambio en el potencial de salida correspondiente al cambio de potencial de la fuente de poder.

La relación de rechazo de modo común (cmrr).

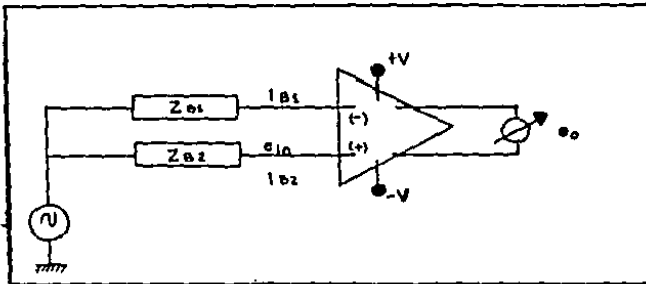


Fig.3.4.3 Circuito abierto para medir PSRR y CMRR.

3.4.1.3 ANALISIS

A continuación presentamos dos analisis de un amp. op. el primero que es el inversor y el segundo el no inversor.

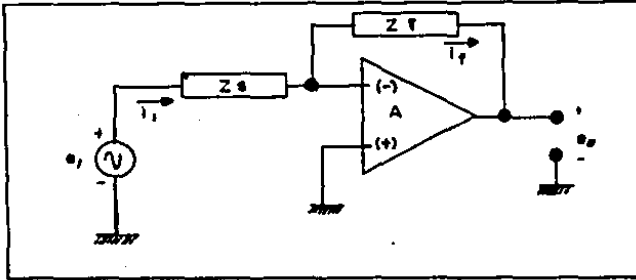


Fig.3.4.4 Amplificador inversor con retroalimentación.
analizando el circuito de la fig.3.4.3

$$i(i) = \frac{e_i - e_i}{Z_s} ; \quad i(f) = \frac{e_i - e_o}{Z_f}$$

$$i(i) = i(f) ; \quad e_o = - A e_i ; \quad \frac{e_o}{e_i} = - \frac{Z_f}{Z_s}$$

El signo negativo significa que existe una inversión de 180° entre la señal de entrada y la señal de salida.

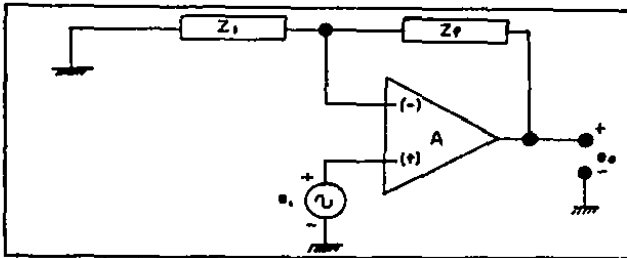


Fig.3.4.5 Amp. no inversor con retroalimentación.

analizando el circuito de la Fig. 3.4.5

$$e(1) = i1 Z1 = e0 \frac{Z1}{Z1 + Zf}$$

asumiendo que la corriente de entrada al amplificador es cero

$$e0 = (e2 - e1): \quad \frac{e0}{e1} = \frac{Z1 + Zf}{Z1}; \quad e2 = e1$$

El amp. op. tiene un circuito equivalente que es el siguiente:

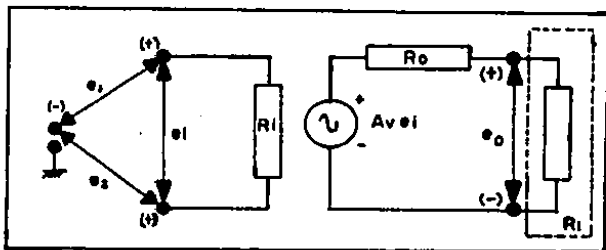


Fig.3.4.6 Circuito equivalente del amp. op. (fuente controlada por tensión)

En la entrada del amp. op. existe una tierra virtual ó corto circuito.

El término virtual se usa para explicar que la retroalimentación de la salida a la entrada a través de Z_f sirve para mantener el potencial V_i en cero, cuando la corriente no pasa a través del corto circuito. Esta situación es descrita en la Fig.3.4.7

4.3.1.1.4 RUIDO

Todo dispositivo electrónico genera señales espúreas debido al comportamiento interior de éste. Los amp. op. presentan los

siguientes tipos de ruidos:

1. Ruido térmico
2. Ruido de disparo
3. Ruido de partición
4. Ruido de semiconductor

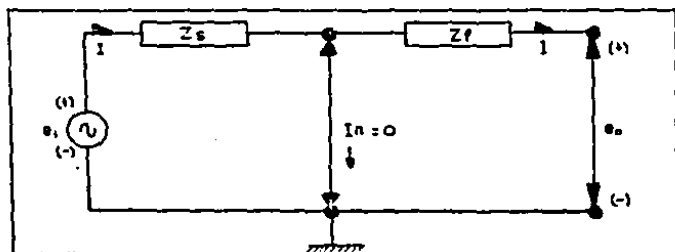


Fig.3.4.7 Tierra virtual del amp. op.

3.4.1.1.5 SENAL DE SALIDA

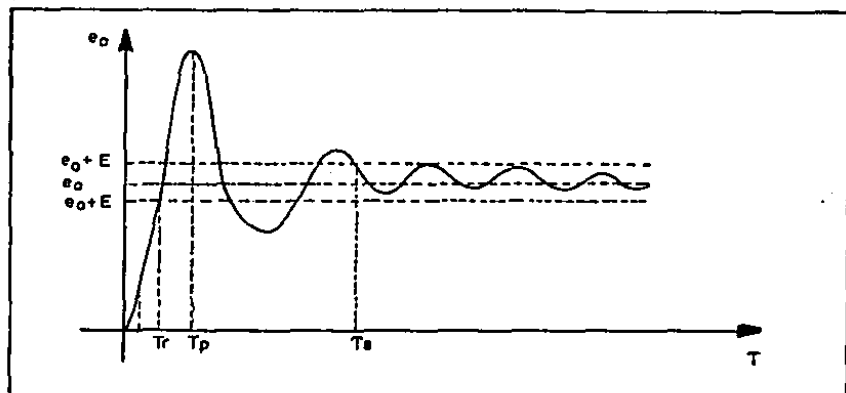
La señal de salida en un amp. op. depende de varios parámetros.

1. La razón de salida.- Son los valores pico de salida del potencial y la corriente que pueden ser simultáneamente otorgadas.
2. La razón tope.- Es la máxima razón de cambio del potencial de salida.
3. Máxima respuesta de poder.- Es la máxima frecuencia a la cual la razón de salida puede ser alimentada sin ninguna distorsión.
4. El tiempo de restablecimiento (t_s) es el tiempo en el cual la respuesta del amplificador entra en un porcentaje del 2% del valor final. es decir. al irse

amortiguando entra en ésta razón.

5. El tiempo de recuperación es el tiempo requerido para que el amplificador regrese a una operación lineal. Éste depende del grado de sobrecarga y de la impedancia de retroalimentación.

A continuación se muestra la gráfica de la respuesta a escalón unitario de un amp. op.



T_d - tiempo de retardo (0 a 50%)
 T_r - tiempo de subida (10 a 90%)
 T_s - tiempo de restablecimiento
 T_p - tiempo del máximo sobrepaso ó pico

Fig.3.4.8 Parámetros que rigen la salida de un amp. op.

3.4.1.2 TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO 'TEC' (FET).

Los transistores de efecto de campo representan una categoría especializada de dispositivos electrónicos, combinando muchas de las ventajas de los bulbos y de los componentes de estado sólido.

Los principales tipos de transistores de efecto de campo son:

1. TEC de juntura, también conocidos como JFET.
2. TEC de tipo MOS, conocido como ICFET

Las principales características técnicas del TEC tipo MOS son:

1. Elevada resistencia de entrada y baja capacitancia de salida que da como resultado, un amplio rango de control de ganancia.
2. Elevado rango dinámico, que permite excursiones de señal positivas y negativas sin cargar el circuito de entrada.
3. Los efectos de modulación cruzada y respuestas espúreas son menores que en otros dispositivos electrónicos.
4. Desajuste nulo de tensión.
5. Transconductancia directa elevada.
6. Coeficiente de temperatura negativo.
7. Corriente de pérdidas muy baja.

La resistencia drenador-surtidor de los TEC puede controlarse desde valores menores a los 100Ω hasta varios $G\Omega$ por medio de la tensión puerta surtidor (V_{gs}). Un TEC es, pues adecuado para aplicaciones de conmutación, vea la Fig.4.3.8 que

muestra el diagrama de polarización y las partes que constituyen al TEC.

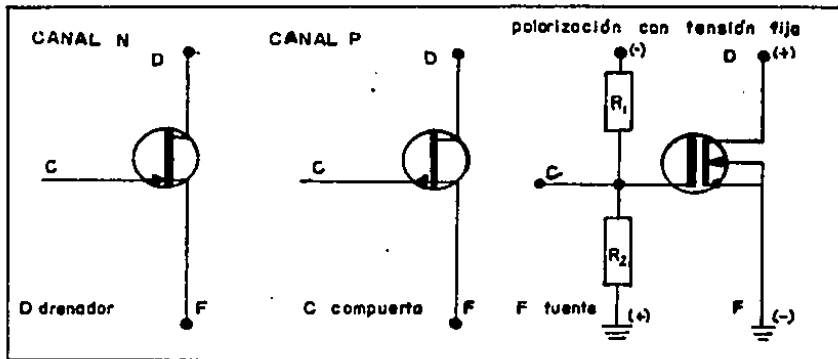


Fig. 3.4.9 Partes constitutivas de un TEC y su polarización.

Los controles automáticos de ganancia, que de ahora en adelante llamaremos únicamente CAG, se clasifican de acuerdo a la variación del nivel de señal que pueden controlar.

En seguida se presentan varias opciones de CAG, explicándose el funcionamiento de algunas de sus partes básicas.

3.4.1.4 OPCIONES DE DISEÑO

3.4.1.4.1 CIRCUITO 1

Un CAG se forma de la siguiente manera, como se puede apreciar de la Fig. 3.4.10, donde el "tec" se utiliza como una resistencia variable que puede modificar la ganancia del amplificador dependiendo de la tensión en la fuente, cuando el nivel de señal es grande.

La señal se toma en un punto de alto nivel, se filtra y rectifica para producir una tensión dc. proporcional al nivel de

señal de salida. Esta tensión se aplica a la puerta de Q2, causando que la resistencia AC entre el drenador y la fuente, cambie.

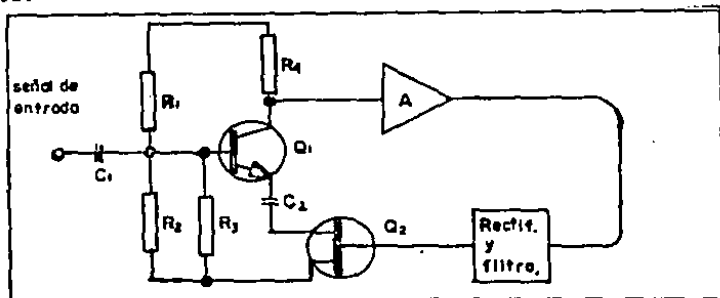


Fig. 3.4.10 Circuito 1.

Es posible obligar a la ganancia de Q1 a que disminuya cuando el nivel de señal de salida salga., las condiciones de alimentación de Q1 no se afectan por Q2, mientras está aislado de Q1 mediante c2.

Este circuito se utiliza en el video y en el audio de los receptores de TV.

3.4.2.1 CIRCUITO PROPUESTO.

El circuito propuesto es el siguiente:

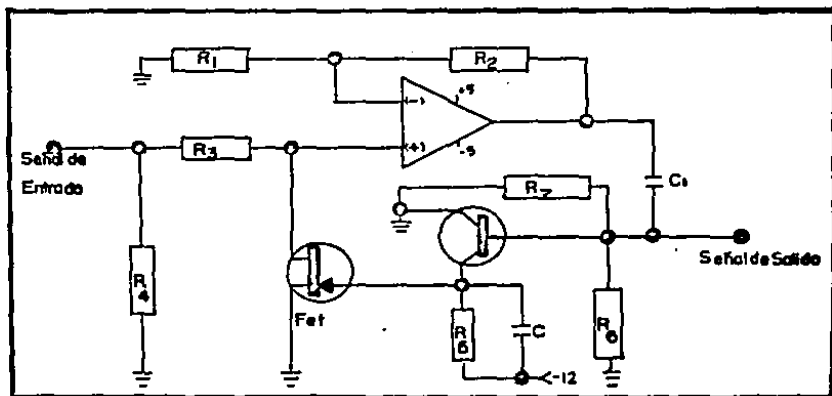


Fig.3.4.11 Diagrama del circuito propuesto.

3.5 TRANSMISORES DE LINEA, RECEPTORES DE LINEA Y COMPARADORES.

El propósito de los circuitos de línea (transmisor-receptor), es el de transmitir información digital a grandes distancias, a bajo costo y sin error. Existen varios estándares que dependen del interface a utilizar, el RS 232c obliga el uso de los circuitos integrados (5128-transmisor, 5189-receptor).

En la Fig. 3.5.1 se muestran algunas aplicaciones de los estándares en la transmisión de datos.

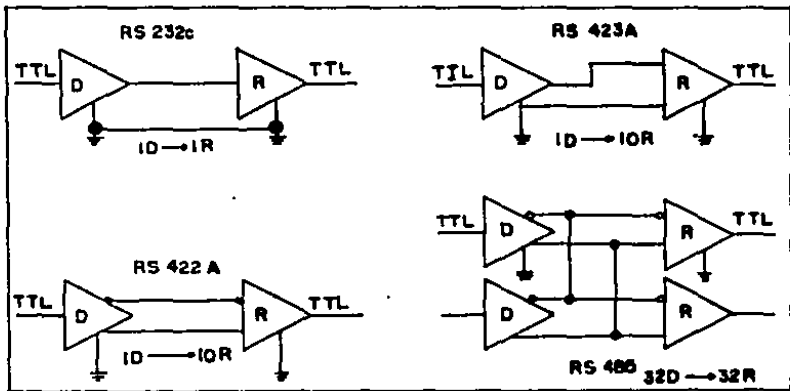


Fig. 3.5.1 Aplicaciones de los estándares de transmisión de datos.

3.5.1 REQUISITOS DE TRANSMISOR DE LINEA PARA EL RS 232 C.

1. La salida debe resistir un corto circuito ó un circuito abierto desde cualquier fuente ó otro conductor en el cable.
2. La impedancia cuando el aparato esté apagado debe ser mayor a 300 Ω .
3. La máxima tensión de circuito abierto es de -25 V.
4. La máxima corriente de salida a corto circuito debe ser de 500 mA.
5. El valor absoluto de la salida del transmisor, con una carga de 3000 a 7000 Ω , debe ser mayor a 5 volts y menor a 15 volts.
6. Los tiempos de elevación y caída del transmisor con un límite de transición de -3 volts, no exceden de 1 ms.
7. El slew rate es menor a 30 volts/ μ seg.
8. La máxima velocidad de datos es de 20000 bps.

3.5.2. REQUISITOS DEL RECEPTOR.

1. Impedancia de entrada mayor a 3000 Ω y menor a 7000 Ω , lo que trae como consecuencia la disminución de la corriente de entrada a tan solo 30 uA.
2. La máxima capacitancia en derivación entre la entrada del receptor y el cable de conexión debe ser menor a 2500 pf., sin componente inductivo.
3. La tensión de entrada a corriente alterna debe ser menor a 2 V.
4. La máxima velocidad de transmisión es de 20000 bps.

5. El límite de tensión es de - 25 V..

En la Fig.3.5.2 se ilustra un enlace de comunicaciones que utiliza el interface RS 232c, mostrando la localización de los receptores y transmisores de línea dentro del mismo.

Los circuitos integrados que se utilizan como "transmisores y receptores de línea" son el 7518B y el 75189, los cuales ya están instalados en el CPU. Ambos circuitos utilizan niveles TTL de tensión y de corriente a la entrada y a la salida, el 5188 requiere de capacitancia externa, ya sea en la línea de transmisión ó mediante un capacitor externo. El 5189 utiliza además una resistencia a la salida del circuito para proveer inmunidad al ruido. Los capacitores de 500 pf. en paralelo con el resistor también reducen el ruido.

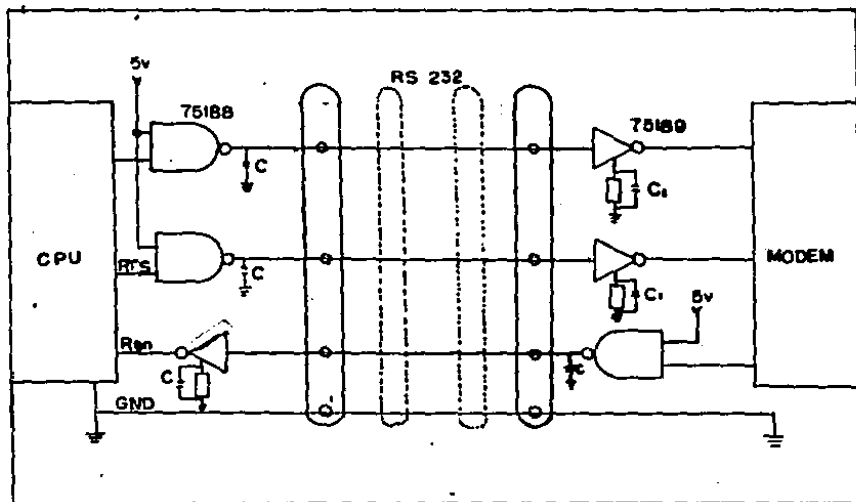


Fig.3.5.2 Enlace de comunicación de datos RS232c.

Nótese que la transferencia de datos es unidireccional es decir: un transmisor en el CPU se comunica con un receptor en el MODEM en la primera línea, un transmisor en el MODEM se comunica con un receptor en el CPU en la segunda línea y la tercera lleva las señales de control.

Otros circuitos que se pueden utilizar para esta aplicación aparecen en la tabla de la Fig.3.5.3.

GUIA DE SELECCION DE CIRCUITOS INTEGRADOS

CIRCUITO	No/PAQ.	CIRCUITO	No/PAQ.
SN75150	DOBLE	SN75152	DOBLE
SN75156	DOBLE	SN75154	CUADR.
SN75186	CUADR.	SN75189	CUADR.
SN75188	CUADR.		
uA9636	DOBLE		

Fig.3.5.3 Guía de selección de circuitos.

La disposición de las terminales de los circuitos 5188 y 5189 se muestra en la Fig.3.5.4 y su conexión con el RS232c se indica en la Fig.3.5.5.

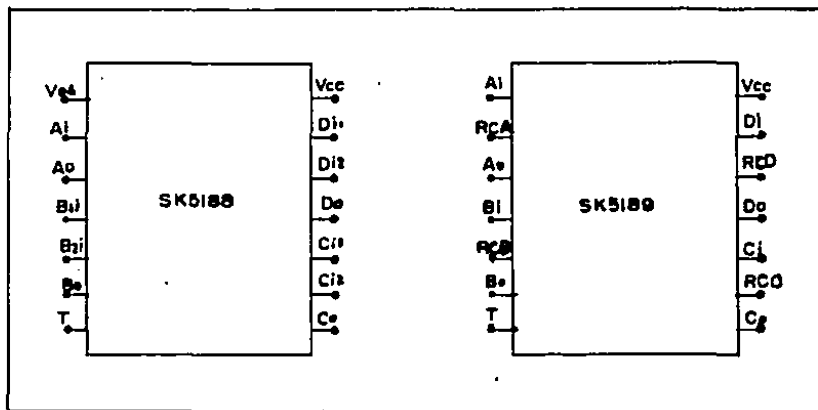


Fig.3.5.4 Disposición de las terminales de los circuitos 5188 y 5189 (receptor y transmisor de línea).

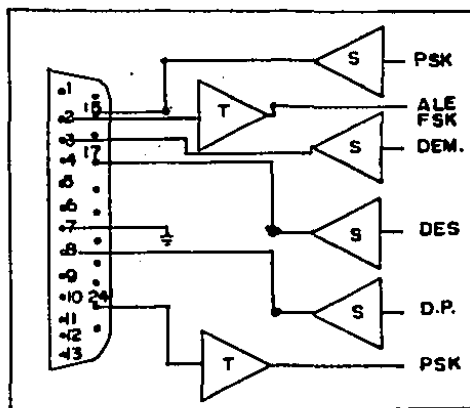


Fig.3.5.5 Diagrama de conexión del receptor y transmisor con el interface RS232c

3.6 CIRCUITO DE REGULACION DE TIEMPO.

Su propósito consiste en la extracción de una señal de 600 Hz. desde la señal modulada recibida, con el fin de sincronizar al demodulador en el lado de recepción con el modulador en el Modem transmisor.

La señal que se recibe es analógica del tipo senoidal, y se utiliza para indicar la presencia ó ausencia del pulso de sincronía. En la Fig.3.6.1 se representa el diagrama de los bloques que se requieren en la construcción de éste circuito.

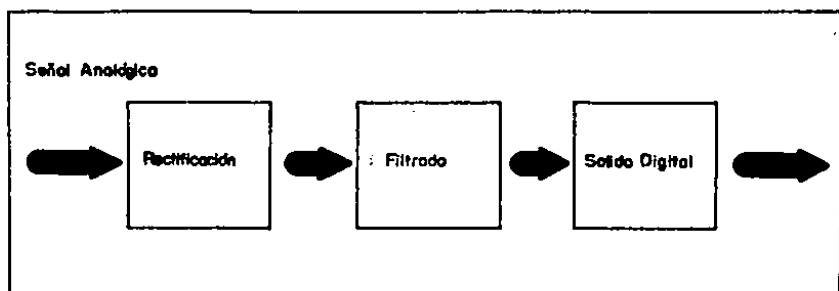


Fig.3.6.1 Diagrama de bloques del circuito regulador de tiempo.

Normalmente se utiliza como circuito rectificador de onda completa un amplificador operacional y un sumador. en la fig. 3.6.2 se presenta el diagrama de éste circuito.

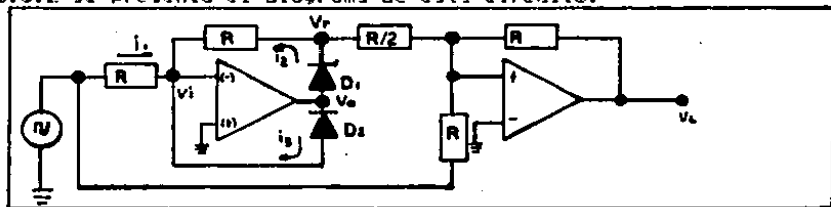


Fig.3.6.2 Diagrama de un circuito rectificador con op-amps.

De la fig.3.6.2. podemos identificar que la tensión v_r es la

v_i después de media rectificación. además se puede notar que cuando $v_i > 0$ D2 conduce y V_o es negativo, causando que el diodo D1 se corte, y con esto $i_2 = 0$ y $v_r = v_i$.

Cuando D2 conduce, $V_o = V_i - 0.7$, mientras que:

$$V_i = -V_d = -V_o / A_d = -(V_i - 0.7) / A_d,$$

$$V_r = V_i = 0.7 / (A_d + 1) \approx 0$$

Cuando v_i es negativo, V_o es positivo, el diodo D2 se corta y el diodo D1 conduce, como el amplificador está conectado como inversor, $i_2 = i_1$ y $v_d1 = 0$ tenemos:

$$V_r = -V_i \quad V_i < 0$$

El segundo amplificador actúa como un sumador en el cual,

$$V_L = -V_i - 2V_r$$

La forma de onda quedaría:

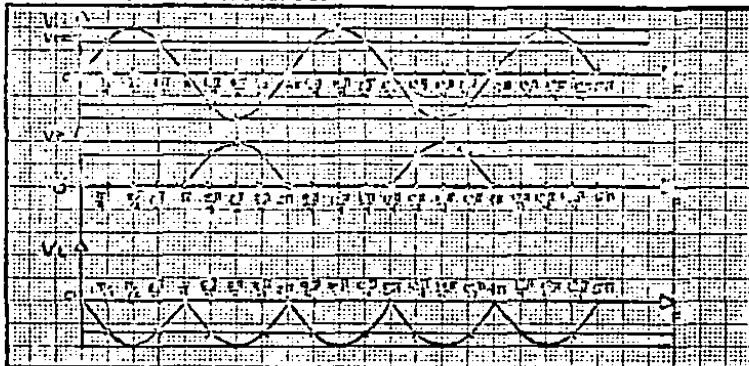
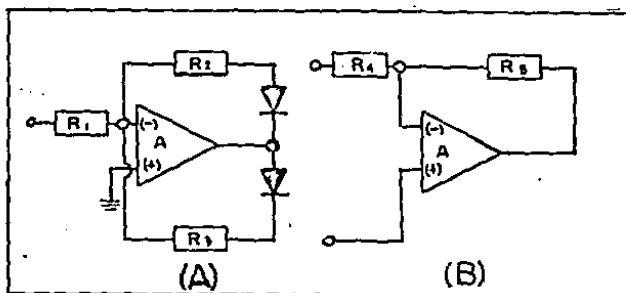


Fig.3.6.3 Formas de onda de V_i , V_r y V_L del circuito Fig 3.6.2

Como esta señal no es la deseada, propongo la construcción de un circuito de media rectificación y en lugar de usar un sumador, usar un diferenciador.

El diagrama del rectificador de media onda aparece en la

Fig. 3.6.4a y el circuito diferenciador está en la Fig.3.6.4b



Figs.3.6.4 Circuito rectificador y diferenciador.

Por lo que mediante su uso las formas de onda son:

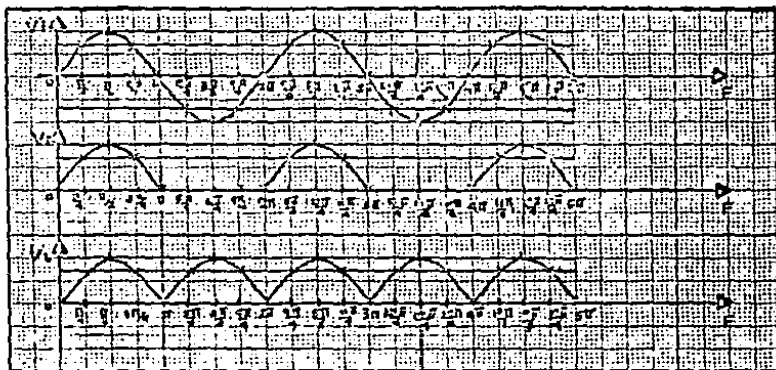


Fig.3.6.5 Formas de onda (propuesto)

Otra ventaja al utilizar el circuito propuesto consiste en la facilidad de diseño y montaje.

Después de que la señal se ha rectificado, se debe filtrar una señal de 600 Hz. para lo cual se acostumbra utilizar varios filtros pasa banda que limitan la banda alrededor de la frecuencia de interés.

En el capítulo anterior se obtuvieron las ecuaciones de diseño para los filtros y en la sección 3.2, se diseñaron y probaron éstos, por lo que resultaría redundante repetirlo y solo se reproducirá la etapa de diseño para la nueva frecuencia.

En la Fig.3.6.5 se muestra el tipo de respuesta que se pretende obtener de éste filtro.

Las características principales de este tipo de filtro son:

$$A_{\max.} = 3 \text{ dB} \qquad A_{\min.} = 25 \text{ dB}$$

El coeficiente que relaciona la banda de paso con la banda de rechazo es:

$$k' = \frac{f_{p+} - f_{p-}}{f_{a+} - f_{a-}} = 0.25 \quad \text{de acuerdo con las características presentes en la fig.3.2.1}$$

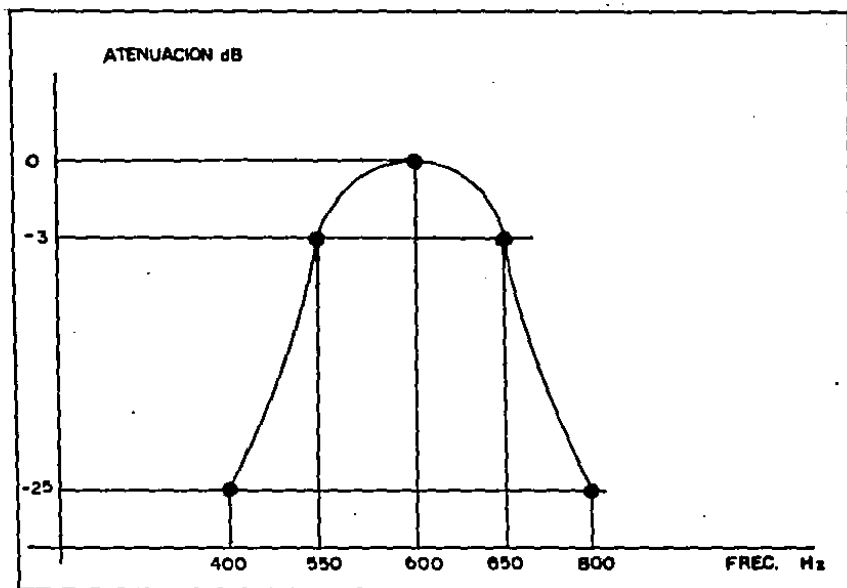
La frecuencia central obtenida de acuerdo con los valores de las frecuencias de atenuación es:

$$f_0 = \sqrt{f_{p+} \cdot f_{p-}} = 897.913 \text{ Hz}$$

La gráfica normalizada que se muestra en la Fig.3.2.2 se usa para obtener la función característica y el valor de los elementos utilizados en su construcción (vea la referencia [10] de la bibliografía) pero requiere conocer el valor de la razón entre la banda pasante y la banda rechazada además del valor de las atenuaciones max. y min..

$$k^{-1} = 4 \implies n = 3, \text{ siendo } n \text{ el orden del filtro y el}$$

numero de circuitos.



3.6.6 Gráfica de respuesta esperada para éste tipo de filtro.

De las tablas de filtros Butterworth de la referencia [10], se obtuvieron los siguientes resultados.

Para $B=7\%$ y $N=3$

CTD	M	Q	V_m	F_q	FUNCION DE TRANSMISION
1	0.0169	55.4622	28.58	1.03	$0.9411p + 0.0339p + 1$
2	0.0169	55.4622	28.58	0.939	$(1.0624p + 0.036p + 1)/1.0624p$
3	0.035	28.5714	14.29	0.998	$(p + 0.0699p + 1)/0.0699p$

A continuación se presenta el diagrama empleado para su construcción, en la Fig.3.6.7.

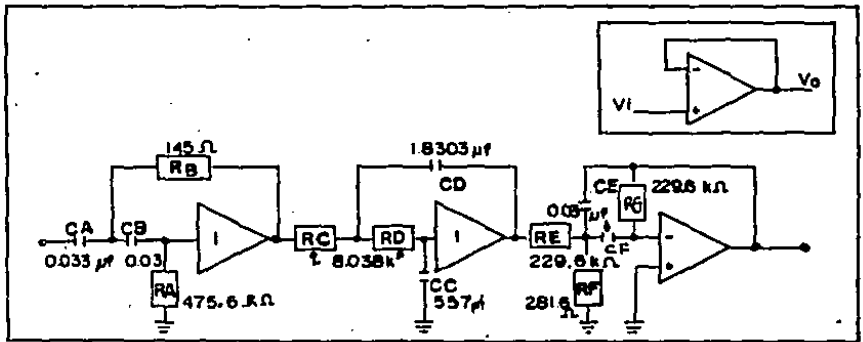


Fig.3.6.7 Circuito de prueba del filtro Butterworth para 500 Hz con sus valores calculados.

Por último la señal filtrada se introduce a un comparador, con el fin de obtener una señal digital que alimenta a los circuitos demoduladores. El diagrama de éste comparador se presenta en la Fig.3.6.8 junto con su tipo de respuesta.

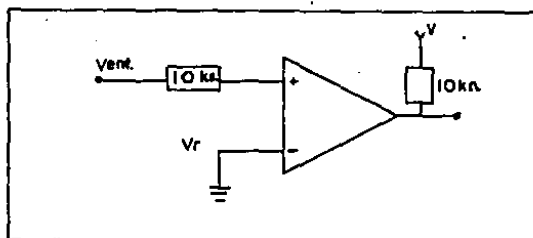


Fig.3.6.8 Diagrama del circuito comparador y su respuesta.

El diagrama total de la sección, así como los tipos de señal y sus magnitudes de tensión y corriente se presentan en la Fig.3.6.9.

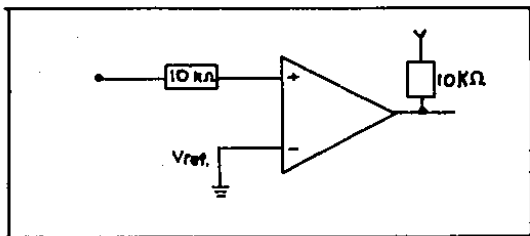
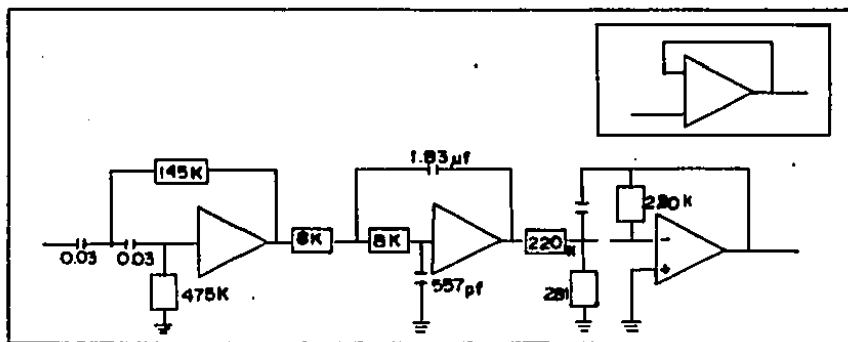
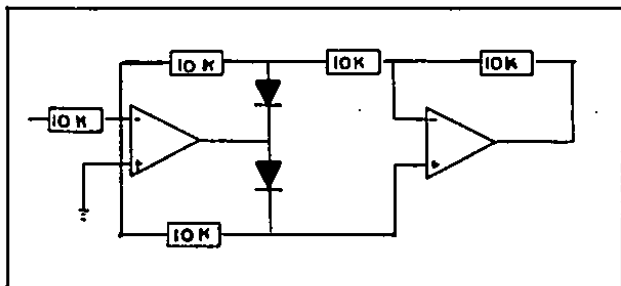


Fig.3.6.9 Diagrama total de la sección.

3.7 SECCION DE AUTOSELECCION DE VELOCIDADES

Esta etapa amplía el uso del aparato detectando la velocidad de la señal que se está recibiendo y enviando dicha información hacia los demoduladores, siendo posible utilizarlo para dos velocidades.

3.7.1 DIAGRAMA DE BLOQUES

Los bloques que conforman dicho selector de velocidades son:

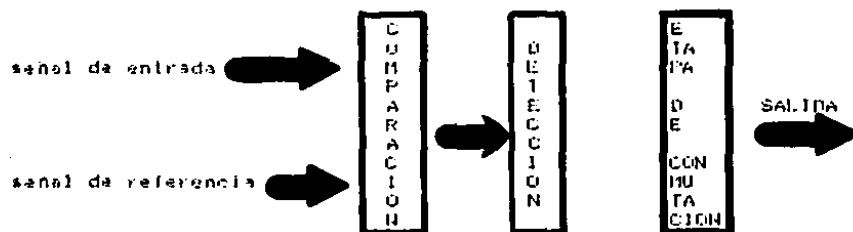


Fig. 3.7.1 Diagrama de bloques.

3.7.2 DISEÑO.

Para obtener cada uno de los bloques anteriores se proponen los siguientes circuitos:

En la etapa de comparación se vuelve a utilizar un amp.op. para realizar dicha operación y para proporcionar la señal de referencia, se usa una red resistiva, la cual envuelve los siguientes conceptos:

1. Divisor de tensión
2. Retroalimentación

los cuales se explican a continuación.

Básicamente una etapa de detección, se construye con diodos ó mediante el uso de transistores, debido a sus estados de conducción ó no conducción.

Para la etapa de limitación normalmente se utiliza un circuito con diodo.

La etapa de conmutación se obtiene mediante un transistor.

En la Fig. 3.7.2, se muestra el diagrama completo del circuito propuesto, identificando cada uno de los bloques de funciones.

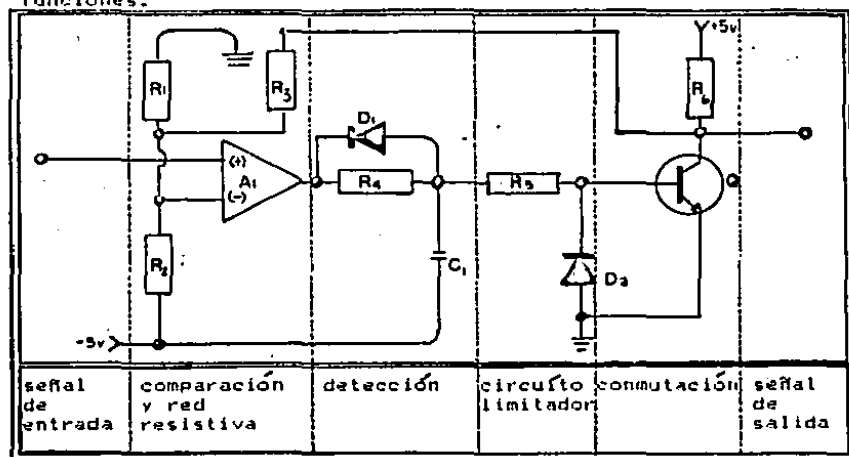


Fig.3.7.2 Diagrama del circuito propuesto.

3.8.2 FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO.

El circuito posee ciertos niveles de tensión, por debajo o sobre los cuales asegura la conmutación del transistor, para ello se utiliza una resistencia de retroalimentación, varios niveles de tensión y redes de resistencias.

Considerando la ley de Kirchof de las corrientes en las ramas que llegan a un nodo, y de la Fig.3.8.4, se tiene que:

$$\frac{y-u}{r_3} - \frac{u+5}{r_2} - \frac{u}{r_1} = 0$$

por lo que para que la salida del circuito tenga +5v,

$$\frac{5-u}{r_3} - \frac{u+5}{r_2} - \frac{u}{r_1} = 0$$

y el valor de la tensión en la terminal inversora

$$u = \frac{5 (1/r_3 - 1/r_2)}{(1/r_1) + (1/r_2) + (1/r_3)}$$

si $u > 0$ entonces el transistor conmuta después de cierto tiempo T , el cual viene dado por:

$$T = r_4 C_1$$

Para que la salida del circuito sea cero,

$$\frac{-u}{r_3} - \frac{u+5}{r_2} - \frac{u}{r_1} = 0$$

$$u = \frac{5 (-1/r_2)}{(1/r_1) + (1/r_2) + (1/r_3)}$$

si $u < 0$ el transistor conmuta.

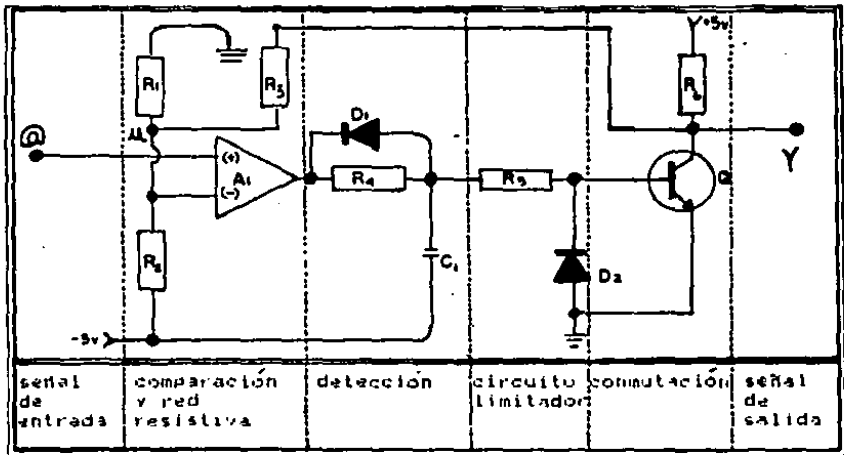


Fig.3.7.2 Identificación de las tensiones U , U y Y del circuito.

3.8 CIRCUITO DETECTOR DE PORTADORA

INTRODUCCION

El propósito de esta sección como su nombre lo indica, consiste en la detección de la presencia de la portadora, dato que se transmite en forma digital a los moduladores/demoduladores siendo importante recordar que éstos utilizan distintos tipos de modulación.

3.8.1 OBJETIVOS

Se requiere el diseñar un circuito que indique la presencia ó ausencia de la portadora de acuerdo a cierto nivel de tensión y que dicha información se traduzca a una señal digital, para alimentar a los moduladores/demoduladores.

3.8.1.1 DIAGRAMA DE BLOQUES

El diagrama de los bloques necesarios para la construcción de dicho circuito se aprecia en la Fig.3.8.1

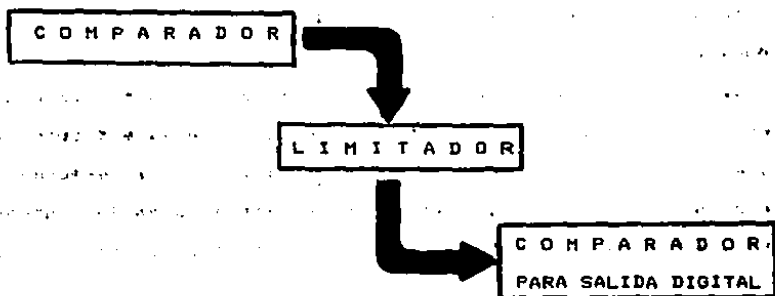


Fig.3.8.1 Diagrama de bloques.

3.8.2 SECCION TEORICA DISEÑO

Para el diseño de los bloques de comparación, se acostumbra utilizar amplificadores operacionales, cuyas características se describieron en la sección 3.4.1, con el fin de comparar pequeñas señales de tensión en sus entradas, una de ellas se fuerza a tener un valor determinado mediante una red resistiva para utilizarlo como referencia, contra la cual se pueda comparar la señal que se está recibiendo.

El bloque de limitación se puede realizar mediante el uso de un diodo, el cual evita el paso de las señales negativas.

Por último, el comparador con salida digital, no es más que otra clase de amp. op., como se define a continuación.

3.8.2.1 COMPARADORES

El llamado comparador realiza una función analógica de modo no lineal. Compara una señal analógica aplicada a una de sus terminales de entrada con la señal de referencia aplicada a la otra terminal produciendo una salida de tipo digital (uno ó cero) dependiendo de que señal es mayor.

Las señales de entrada y de referencia pueden originarse de fuentes de tensión, de corriente ó combinadas. A éste dispositivo también se le llama "comparador diferencial" ya que efectúa su operación detectando diferencias entre las señales de entrada, tiene una sola salida y se comporta como un amplificador de alta ganancia.

3.8.2.1.1 REFERENCIA A LA TERMINAL NO-INVERSORA.

En el circuito de la fig.3.8.2, la referencia de tensión se

ha aplicado a la entrada no inversora. Si consideramos una ganancia de 1000, la excursión de salida es de ± 10 volts para una entrada de ± 10 mV. Considerando que el offset (neutralizador) es cero, entonces la salida es cero si las entradas son iguales.

La excursión total de la tensión de salida ocurre en un rango de entrada de 20 mv solamente.

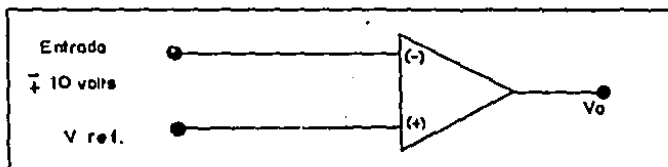


Fig.3.8.2 Referencia a la terminal no inversora.

3.8.2.1.2 REFERENCIA A LA TERMINAL INVERSORA.

En la fig.8.2.3, la tensión de referencia está en la terminal inversora. Las características de transferencia en éste caso son las mismas básicamente que en el caso anterior. Puede verse ahora que hay total libertad en escoger las propiedades del sistema pues es lo único distinto.

3.8.2.1.3 HABILITADORES (STROBES)

Los comparadores no se compensan en frecuencia, por lo que son mas rapidos, pues no se sacrifica ancho de banda. No tienen terminales de compensación pero tienen en su lugar otras,

denominadas "strobos" (habilitadores) lo cual permite la activación de la etapa de salida por un período de tiempo dado. Solo durante el período de comando del habilitador, puede asegurarse que la tensión de salida es cierta.

Los habilitadores permiten mandar en síntesis la salida, disminuyendo el consumo hasta en un factor 3 ó para reducir la disipación al mínimo.

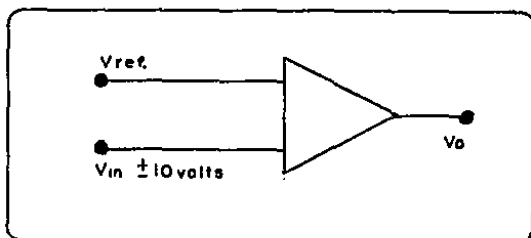


Fig.9.8.3 Referencia a la terminal inversora.

Los comparadores no se diseñan necesariamente para tener cero salida para cero entrada como los amp.ops., en vez de ello pueden tener un neutralizador (offset) de tensión de salida igual a la tensión de umbral de las familias de circuitos integrados lógicos más populares.

Los comparadores pueden clasificarse en dos grandes categorías:

- Propósito general
- Propósitos especiales

A su vez los de propósito especial pueden subdividirse en

dos clases

- Alta velocidad
- Baja corriente de entrada

Los de proposito general tienen las siguientes características:

- I_{in} del orden de microamperes
- de 1 a 10 cargas TTL (fan-out)
- 50 n seg. de tiempo de respuesta

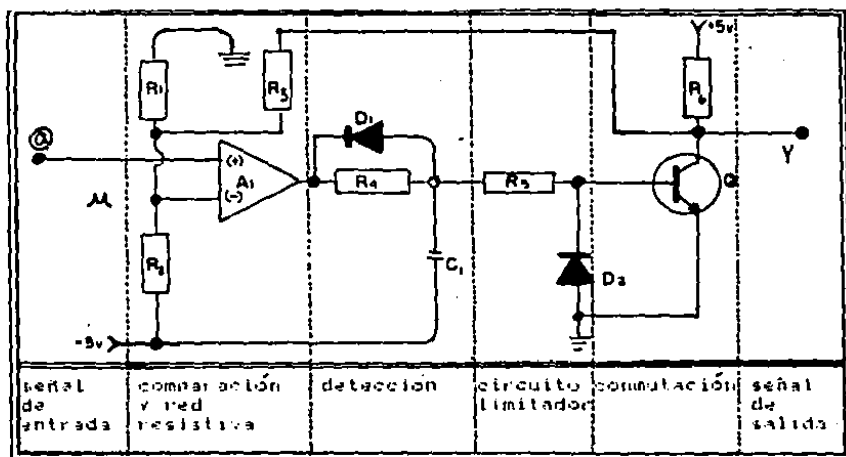


Fig.3.8.4 Identificación de las tensiones Q, U y Y del circuito.

Este circuito además cuenta con un comparador el cual le permite enviar una salida digital a la terminal 27 del modulador en fase, que es la terminal de sincronización, la cual define que ese circuito extrae su señal de la portadora recibida, la etapa de comparación se presenta en la Fig.3.8.5.

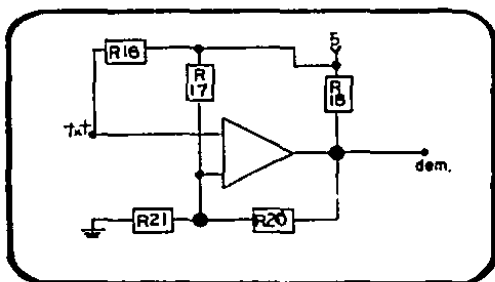


Fig.3.8.5 Circuito comparador de tensión.

3.9 DEMULTIPLEXORES.

Un circuito demultiplexor, es un sistema combinacional con una entrada de información " D " y m salidas, que posee además n entradas de selección, tal que $2^n = m$.

La información D se puede hacer aparecer en cualquiera de las salidas aplicando a las entradas de selección la combinación binaria adecuada.

Los sistemas combinacionales, son aquéllos en los que en cada instante, el estado lógico de sus salidas depende únicamente del estado de sus entradas, sin tener en cuenta la noción del tiempo y en los que ésta relación se puede sintetizar en tablas de verdad.

3.9.1 OBJETIVOS

El objetivo de ésta etapa consiste en diseñar un circuito que indique a cual de los dos demoduladores se va a enviar la información que se está recibiendo, de acuerdo a la velocidad que ésta presenta, lo cual se detecta en el circuito de la sección 3.7.

3.9.2 DIAGRAMA DE BLOQUES.

El diagrama de bloques de ésta sección se presenta en la Fig.3.9.1.

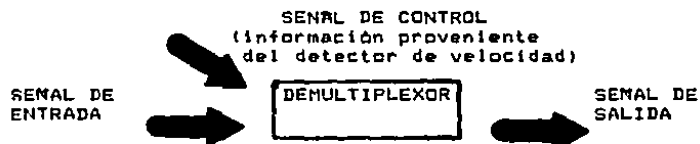


Fig.3.9.1 Diagrama de bloques

3.9.2 DISEÑO

A continuación se propone el uso del circuito integrado CD4016, que es un interruptor, que posee dos entradas (una de información y una de control) y una salida. Este circuito es de tipo cuádruple, lo cual nos servirá más adelante en otra etapa similar pero en donde el sentido de las señales es opuesto (modem transmisor y receptor).

La disposición de las terminales del circuito se presentan en la Fig.3.9.2 y su conexión dentro del modem en la Fig.3.9.3.

E/SA	1	14	VDD
S/EA	2	13	CTRA
S/EB	3	12	CTRD
E/SB	4	11	E/SD
CTRB	5	10	S/ED
CTRC	6	9	S/EC
VSS	7	8	E/SC

Fig.3.9.2 Disposición de las terminales del cto. 4016.

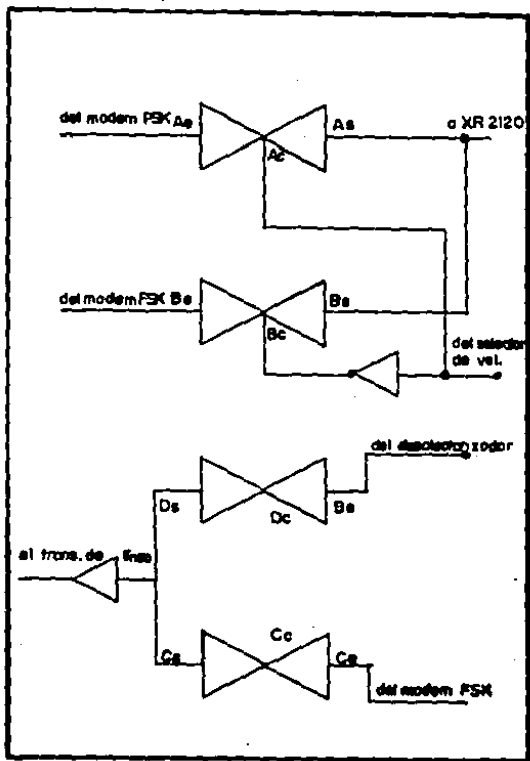


Fig.3.9.3 Conexiones en las que se utiliza.

3.10 SECCION DE MODULACION Y DEMODULACION.

En la sección 2.2 se definieron las características de las técnicas que se utilizan en los procesos de modulación y demodulación.

El objetivo de ésta sección se enfoca al diseño y construcción de las dos etapas principales del modem.

3.10.1 ETAPA DE MODULACION Y DEMODULACION FSK

Para la realización de ésta etapa se utiliza el circuito XR-2123, que es un modulador/demodulador de la técnica de manejo de fase, la idea de utilizarlo se basa en su habilidad para programar el uso de los estándares de la CCITT ó Bell.

Este circuito además posee una lógica interna que minimiza el número de componentes externos, requiriendo tan solo el uso de un cristal que permita una operación estable.

El diagrama de bloques del circuito se presenta en la Fig.3.10.1 y su distribución de terminales en la Fig.3.10.2.

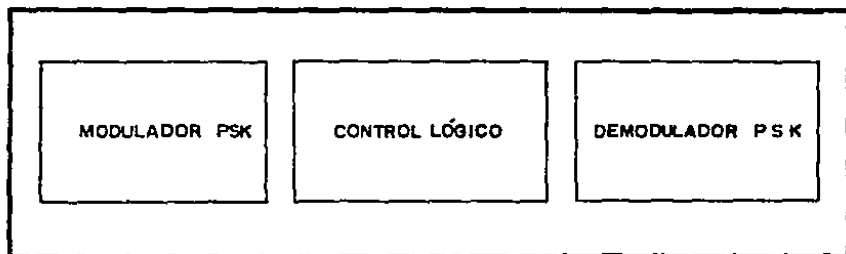


Fig.3.10.1 Diagrama de bloques del modulador/demodulador XR-2123

VDD1	28	LSD
C22 2	27	NSY
RXS 3	26	SYN
RBA 4	25	BAC
RXD 5	24	RXC
QUA 6	23	RBY
MOC 7	22	TTG
CCL 8	21	TXC
TRM 9	20	V22
TXS 10	19	COD
TLV 11	18	RTE
RLD 12	17	TDA
4CR 13	16	ANS
VSS 14	15	RTS

Fig.3.10.2 Disposición de las terminales (XR-2123).

3.10.1.1 DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA.

Este circuito realiza los procesos de modulación, demodulación y las funciones de control para una operación de dos bits de manejo de fase DPSK. La demodulación es del tipo digital y utiliza un PLL. El modulador provee una onda senoidal de salida en un formato DPSK. El manejo de fase y las frecuencias de las portadoras se programan desde entradas lógicas.

A continuación se presenta una descripción de la operación de cada terminal.

No	CLV.	DESCRIPCION
1	VDD	+5V = 0.5 %
14	VSS	TIERRA
19	COD	CODIGO
20	V.22	MODALIDAD V.22 (MODO DE
16	ANS	TONO DE RESPUESTA (SELECCION
		V22 ANS COD

	0	0 0 V22/212A, Tx y Rx altos (lazo local)
	0	0 1 V22/212A, Tx y Rx bajos (lazo local)
	0	1 0 V22/212A, Tx alto y Rx bajo (modo de respuesta)
	0	1 1 V22/212A, Tx bajo y Rx alto (modo de llamada)
	1	0 0 Tono de respuesta (2100 Hz)
	1	0 1 Tono de respuesta (2225 Hz)
	1	1 0 Codigo A modem V.22 (n x 90)
	1	1 1 Codigo B modem V.22 (n x 45)
11	TLV	NIVEL DEL TRANSMISOR, el nivel de transmisión depende del nivel de tensión.
7	MOC	RELOJ MODULADOR, 4.608 Mhz de onda cuadrada
17	TDA	DATO TRANSMITIDO
21	TXC	REGULACION DE TRANSMISION DE BITS
18	RTE	RAZON, 1 razon baja de bits; 0 razon alta de bits
15	RTS	REQUERIMIENTO DE ENVIO, 1 transmisor de recepción 0 transmisor de envío.
25	BAC	RELOJ EN BAUDS
26	SYN	SINCRONIZACION, la regulación de bauds en el receptor sincronizará a ésta señal de onda cuadrada.
28	LSD	DETECTOR DE SENAL EN LA LINEA.
27	NSY	NUEVA SENAL DE SINCRONIZACION.
3	RXS	SEÑAL RECIBIDA (forma de onda cuadrada)
8	CCL	FORTADORA DE RELOJ, 512 x portadora recibida
10	TXS	SEÑAL TRANSMITIDA
9	TRM	MODDO DE TRANSMISION
13	4CR	4 x FRECUENCIA DE LA FORTADORA (onda cuadrada)
2	C22	V22 = 0
		RELOJ DE FORTADORA PARA MODEM v22
		V22 ANS COD

	0	0 0 1228.8 KHZ (512 X 2400 Hz)
	0	0 1 6144 KHZ (512 X 1200 Hz)
	0	1 0 6144 KHZ
	0	1 1 1228.8 KHZ

12	TBY	V22 = 1 regulación de transmisión de byte

No	CLV.	DESCRIPCION
22	TTG	REGULACION PARA TRANSMISION RTE=0 TTG=BAC/512 RTE=1 TTG=BAC/256
23	RBY	REGULACION DE RECEPCION DE BYTE
24	RXC	REGULACION DE BIT RECIBIDO
4	RBA	REGULACION DE BAUD RECIBIDO
6	QUA	CALIDAD DE LA SEÑAL DEMODULADA "0" para error > 22.5
5	RXD	DATO RECIBIDO
12	RLD	DATO RECIBIDO, señal de listo a terminal

3.10-1.2 FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO DURANTE UNA TRANSMISION.

La secuencia de transmisión se inicia con una transición 1-0 en la terminal 15 (RTS). El modo de transmisión se puede seleccionar en base a los estados en que se encuentren: RTE (18), V22 (20), COD (19) Y ANS (16).

La combinación de los terminales V22 y COD dan como resultado:

TERMINAL	ESTADO	DESCRIPCION
V22	1	FRECUENCIA DE LA PORTADORA 1900 Hz
COD	0	CODIGO EUROPEO O AMERICANO
COD	1	CODIGO ANSI
V22	0	Fc = 2400 Hz
COD	0	0 -> +90 1 -> -90

La terminal RTE (18), controla la velocidad en bauds del modem, cuando está en estado "0", la velocidad es de 1200 bps, cuando es "1", la velocidad de transmisión es 2400 bps. La terminal ANS (16) controla el envío del tono de respuesta (2100 Hz) hacia la línea de transmisión, lo se realiza cuando ANS es 0 y V22 es 1.

La terminal BAC es la entrada de la base de tiempo, que es 512 veces la razón de recepción en bauds, cuando se utiliza para

el modem full duplex (1200 bps), BAC = 307.2 KHz

La terminal TLV pone la amplitud de transmisión, usando una resistencia entre +5V y tierra. La terminal TRM, señala que el modem está funcionando en modo transmisor si está en estado "1".

Los datos que se van a modular y a transmitir, se aplican en la terminal TDA (17), la señal modulada se obtiene de TXS (10).

3.10.13 FUNCIONAMIENTO DEL CIRCUITO DEMODULADOR.

Considerando un funcionamiento del tipo de un modem 212a, la señal que se recibe, está centrada a una frecuencia de 1200 Hz, ésta se filtra y se envía a un detector de pico y luego a una etapa amplificadora, luego se envía simultáneamente hacia el circuito generador de sincronía y pasa a la terminal SYN (26).

La salida del detector de pico, también se aplica al detector de nivel y provee la entrada para la terminal LSD (28) y NSY (27).

La señal filtrada se aplica a la terminal RXS (3) y el PLL se sincroniza con una señal que proviene de la terminal 4CR (13).

La sincronización es mantenida por un pulso de sincronía que proviene del PLL y que se aplica a SYN (26). La terminal RBA (4), proporciona la salida desde el sincronizador del receptor. Esta salida controla el detector de manejo de fase para que comience la medición de un ciclo sencillo.

La frecuencia de referencia utilizada para detectar el manejo de fase en la portadora que viene desde la línea de transmisión se genera en un PLL interno.

El detector de manejo de fase sustrae la portadora desde la referencia. La siguiente tabla muestra la correlación entre ángulos y el conteo:

ANGULOS DE FASE ()		CONTEO DE PULSO		MSB (8 bits)	
A	B	REG1	REG2	REG1	REG2
0	45	64	64	0	0
90	135	192	64	1	0
180	225	192	192	1	1
270	315	64	192	0	1

El conteo debe ser semejante a la tabla, en caso contrario, la frecuencia de referencia no tiene el valor adecuado. Esta información se codifica y se utiliza para acelerar ó frenar el PLL.

Una vez que la demodulación se ha completado, el dato se puede localizar en la terminal RXD (5), éste dato se cambia a "1" cuando la terminal LSD (28) es "0" ó la terminal NSY (27) es "1".

La terminal LSD es un detector de señal en la línea, se aplica un filtro de 1.8 KHz al circuito detector de nivel.

La siguiente tabla muestra la relación entre los valores de las terminales LSD, NXY, RXD, y RXC.

LSD	NXY	RXD	RXC
0	0	1	CORRIMIENTO LIBRE
0	1	1	CORRIMIENTO LIBRE
1	0	DATO	SINCRONIZADO
1	1	DATO	SINCRONIZADO
1	1	--	SINCRONIZACION RAPIDA

La terminal C22/TBY (2), provee la señal de portadora de reloj para recepción y transmisión, a continuación se muestra la relación entre los valores que tengan la terminales V22, ANS, COD, C22.

V22	ANS	COD	C22
0	0	0	1228.8 KHz
0	0	1	614.4 KHz
0	1	0	614.4 KHz
0	1	1	1228.8 KHz

La terminal C22 debe conectarse directamente a la terminal CCL (8). Cuando la terminal C22 es "1", TBY provee la regulación de byte transmitido.

La terminal RLD (12) proporciona una señal que indica al aparato receptor que se ha detectado una señal, RLD es uno cuando una señal recibida se ha detectado, y es cero, cuando no hay señal presente.

La terminal QUA (6), indica la calidad de la señal demodulada, esta es "0" cuando los errores son mayores que 22.5 , durante un intervalo, éste error de fase se mide respecto a RBA.

Para entender mejor el funcionamiento del transmisor, el receptor, el circuito de regulación y la calidad vea la Fig. 3.10.3.

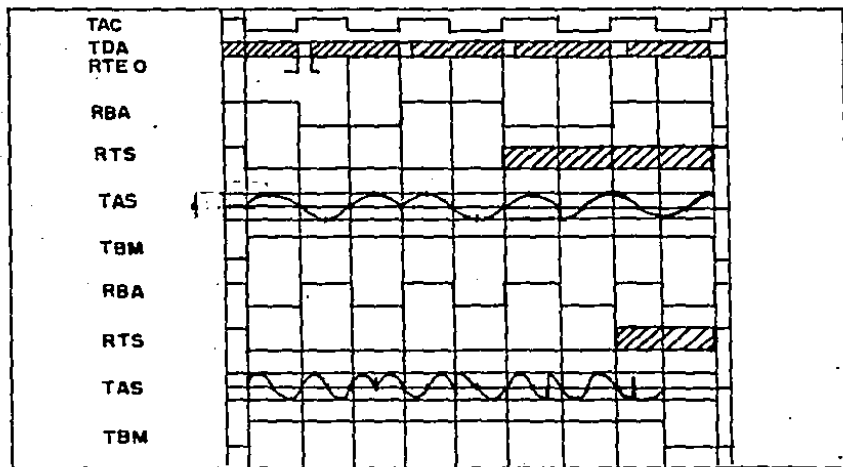


Fig.3.10.3a Diagrama de regulación del transmisor.

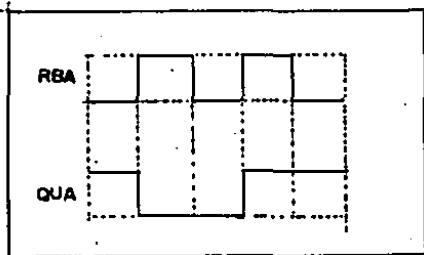


Fig.3.10.3c Calidad.

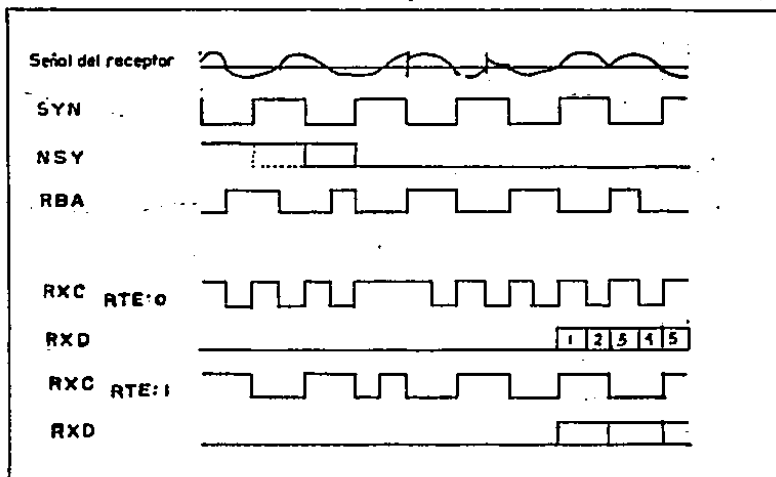


Fig. 3.10.3b Diagrama de regulación del receptor.

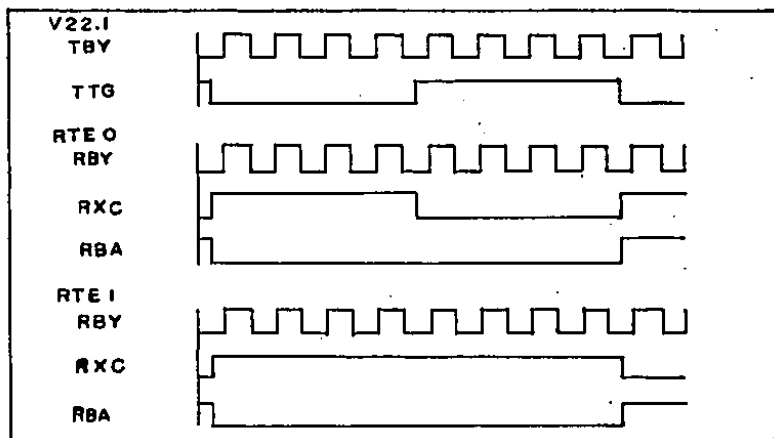


Fig. 3.10.3c Circuito de regulación.

3.10.2 ETAPA DE MODULACION Y DEMODULACION FSK.

Este tipo de técnica se realiza mediante el circuito XR-14412, el cual tiene terminales que se utilizan para programar los niveles frecuencia BELL o CCITT, maneja tensiones TTL y es capaz de generar un tono supresor de eco.

3.10.2.1 DESCRIPCION DEL SISTEMA.

Este circuito comprende dos grandes secciones; el modulador y el demodulador, el primero codifica la información binaria a dos frecuencias, las cuales vienen determinadas de acuerdo al estandar que se usa y al modo seleccionado; el segundo decodifica el par de frecuencias recibidas en información binaria que también dependen del estandar y el modo a utilizar. Todas las funciones en este circuito son digitales y controladas por un reloj maestro, el cual es generado por un cristal externo conectado entre las terminales OSC de entrada y salida.

3.10.2.2 DESCRIPCION DE LAS TERMINALES DE CONTROL.

TERMINAL 14, TIPO.

Se utiliza para seleccionar las frecuencias de operación (U.S. o CCITT).

TERMINAL 11, DATO TRANSMITIDO.

Es la entrada de datos binarios seriados.

TERMINAL 9, PORTADORA DEL TRANSMISOR.

Esta salida proporciona una onda senoidal digitalmente sintetizada de un cristal oscilador de 1 Mhz, su frecuencia depende de las terminales "tipo" y "modo".

TERMINAL 12, HABILITADOR DE TRANSMISOR.

Esta terminal se usa para habilitar ó no el modulador ó Txcar.

TERMINAL 10, MODO.

Esta terminal junto con la de tipo, determinan las frecuencias de operación.

TERMINAL 13, ECO.

Esta entrada se usa para programar el modulador para que produzca el tono de 2100 Hz que inhabilita los supresores de eco de la línea.

TERMINAL 7, DATO RECIBIDO.

Esta es la salida de datos binarios que resulta de demodular la portadora codificada FSK.

TERMINAL 1, PORTADORA RECIBIDA.

La portadora recibida alimenta ésta entrada, la señal debe tener niveles lógicos de TTL ó CMOS con un ciclo limpio de 50% ± 4%.

TERMINAL 6. VELOCIDAD DE LOS DATOS RECIBIDOS.

Esta entrada se utiliza para ajustar el demodulador a la velocidad a la que entran los datos.

TERMINAL 2, AUTO-PRUEBA.

Esta entrada puede usarse para autoprobar la sección demoduladora. Una onda cuadrada aplicada a ésta terminal, aplica internamente una señal FSK a la entrada demoduladora,

La Fig.3.10.11 muestra la disposición de terminales y su conexión para nuestro circuito.

PORT RX	1	16	VDD	
ST	2	15	TTL0	
SAL OSC	3	14	TIPO	
ENT OSC	4	XR-14412	13	ECO
RS	5		12	EN TX
VEL RX	6		11	DATA TX
DATA RX	7		10	MOD0
Vss	8		9	PORT TX

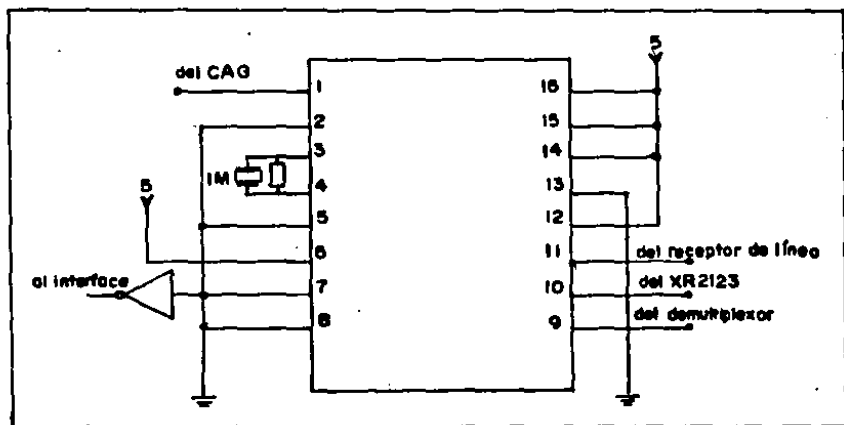


Fig.3.10.11 Diagramas de conexión y distribución de terminales.

causando que los datos de salida (7), sigue a la terminal (2).

TERMINAL 5, RESET.

Esta entrada puede deshabilitar al demodulador, si está en "1", la salida del demodulador es forzada a estado "1", si la operación es normal, reset debe estar en "0".

TERMINALES 3 y 4, CRISTAL (OSC ent-sal).

Un cristal de 1 Mhz se conecta entre estas terminales, la capacitancia parasita, incluyendo la capacitancia en paralelo del cristal, debe ser menor a 9 pf en la terminal 4.

TERMINAL 15, INHABILITADOR TTL.

Todas las entradas de éste circuito tienen resistencias "pull up" que se pueden inhabilitar para utilizar niveles de tensión CMOS, poniendo ésta entrada en "1".

La siguiente tabla muestra la relación que existe entre los valores de las entradas y de las salidas.

ENTRADAS					SALIDAS				
TXHAB	RXVEL	MODD	TIPO	ECO	ESTAN	MODD	TX	TXPOR	VEL
12	6	10	14	13	DAR		DATA		BPS
1	0	1	1	0	BELL	ORIGEN	1	1270 Hz	600
1	0	1	1	0	BELL	ORIGEN	0	1070 Hz	600
1	0	0	1	0	BELL	RESP.	1	2225 Hz	600
1	0	0	1	0	BELL	RESP.	0	2025 Hz	600
1	1	1	1	0	BELL	ORIGEN	1	1270 Hz	300
1	1	1	1	0	BELL	ORIGEN	0	1070 Hz	300
1	1	0	1	0	BELL	RESP.	1	2225 Hz	300
1	1	0	1	0	BELL	RESP.	0	2025 Hz	300
1	1	1	0	0	CCITT	CNL 1	1	980 Hz	300
1	1	1	0	0	CCITT	CNL 1	0	1180 Hz	300
1	1	0	0	0	CCITT	CNL 2	1	1650 Hz	300
1	1	0	0	0	CCITT	CNL 2	0	1850 Hz	300
1	X	0	0	1	CCITT	CNL 2	1	2100 Hz	--

3.11 SECCION ALEATORIZADORA Y DESALEATORIZADORA.

3.11.1 DEFINICIONES

3.11.1.1 ALEATORIZADOR

Un aleatorizador es un circuito codificador que aplicado a un canal digital, produce una aparente secuencia aleatoria de bits, y que se localiza antes del modulador PSK.

El tren de datos que se alimenta al modulador PSK, normalmente se introduce en un ciclo de trayectorias periódicas.

Los problemas que produce éste ciclo son:

- La pérdida de sincronía por la gran cantidad de unos consecutivos.
- La creación de bandas laterales en los componentes de reloj, generado por el sincronizador de bits, que puede causar el cierre equivocado de una de las bandas y con esto la obtención de información equivocada.

La aleatorización de datos es un método que aumenta el período de la entrada de datos, lo que permite recuperar la secuencia de datos original en el desaleatorizador del receptor.

El diagrama de bloques de un aleatorizador se muestra en la Fig. 3.11.1a y el del desaleatorizador en la Fig.3.11.1b

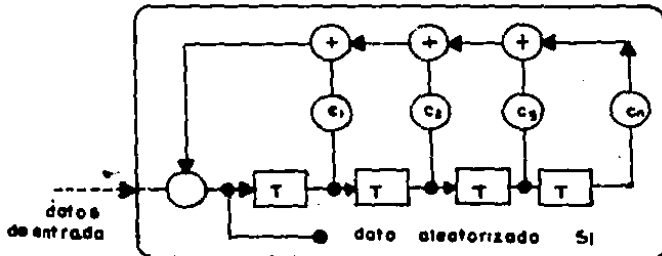


Fig.3.11.1a Diagrama de bloques de un aleatorizador.

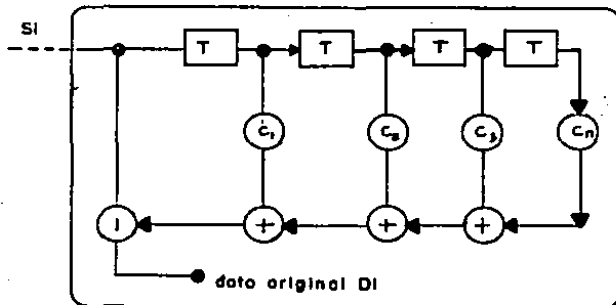


Fig.3.11.1b Diagrama de bloques de un desaleatorizador.

Los aleatorizadores discutidos en esta sección son del tipo de auto-sincronía, en los cuales, el desaleatorizador emite una copia "libre de errores" de la secuencia de entrada original.

Otros usos de un aleatorizador son:

- Como codificador.
- Como detector de la velocidad de error.

Los aleatorizadores y desaleatorizadores básicamente se construyen con registros de n bits, los cuales se pueden implementar a base de flip-flop (basculadores) maestro esclavo tipo D, JK ó RS.

Algunos usos de los registros de manejo estático son:

- La conversión de datos en forma seriada a paralela y viceversa.
- La temporización de los datos (bits) ya que se transfieren los datos entre registros de acuerdo con los ciclos positivos de la señal de reloj.

Un registro es un grupo de celdas de alimentación binaria capaces de retener información. Un registro de n bits tiene un grupo de n bits capaz de acumular información binaria de n bits,

La Fig.3.11.2 presenta un registro de cuatro bits.

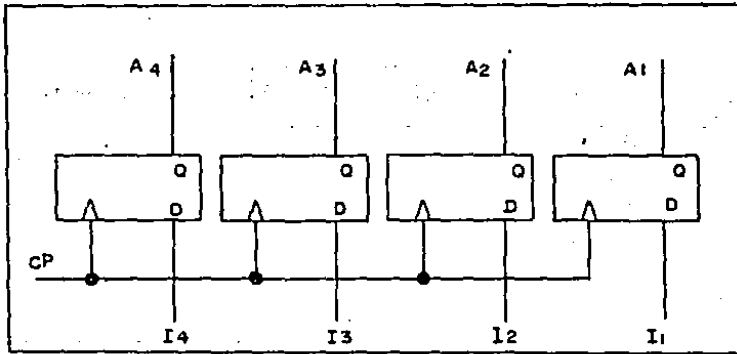


Fig.3.11.2 Representación de un registro de cuatro bits.

La transferencia de nueva información a un registro se denomina "carga del registro". Si se cargan todos los registros al mismo tiempo, la información está llegando en forma paralela, en el caso de que los bits lleguen de uno en uno y carguen un solo registro en cada pulso, entonces la carga está en serie.

El registro es capaz de desplazar su información binaria hacia la izquierda ó hacia la derecha en forma unidireccional, en cuyo caso recibe el nombre de registro de desplazamiento hacia la derecha ó hacia la izquierda dependiendo de la dirección del flujo de la información. En éstos, todos los flip-flops reciben un pulso de reloj común, que causa el desplazamiento de un estado a otro.

En la Fig.3.11.3 se muestra la transferencia de información de un registro a otro en forma seriada.

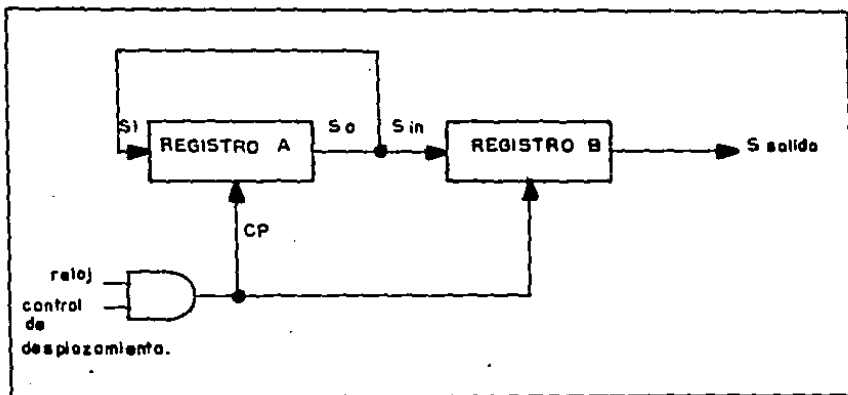


Fig.3.11.3 Diagrama de bloques de una transferencia de registros en serie.

La gran mayoría de los registros se construyen con flip-flops tipo D debido a las características que presentan. Algunas de ellas son:

- El nivel lógico presente en la terminal de datos D se transfiere a la terminal de salida Q, durante el pulso positivo de reloj.
- Las terminales principales son: D (datos), CP (reloj), SET (establecer), R (restablecer), Q (información de salida), Q' (información de salida invertida).
- La tabla de verdad de un flip-flop D es:

CP	D	R	S	Q	Q'
	0	0	0	0	1
	1	0	0	1	0
	X	0	0	0	0'
	X	1	0	0	1
	X	1	1	1	1

El diagrama de bloques de un flip-flop Maestro-esclavo se muestra en la Fig. 3.11.4. De dicha figura se puede ver que la señal de reloj que alimenta al esclavo corresponde al inverso de la señal que alimenta al maestro, por lo que el esclavo responderá a la señal de reloj un pulso positivo posterior al pulso del maestro, temporizando así la información.

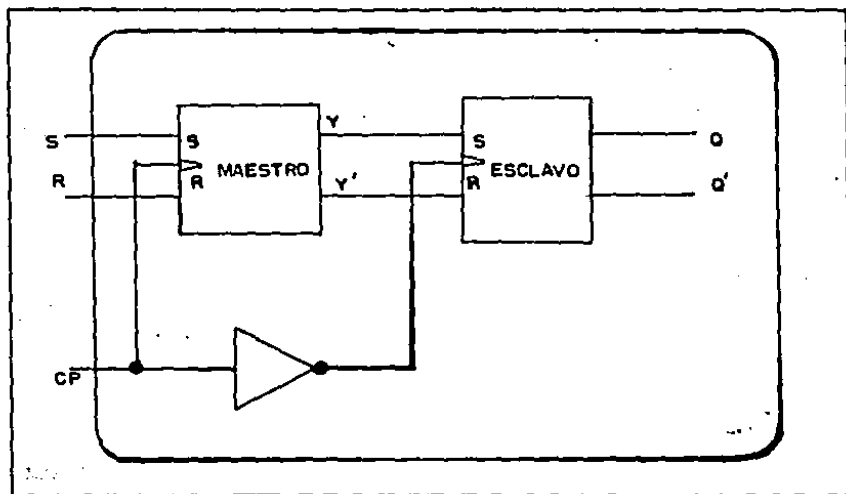


Fig.3.11.4 Representación de un flip-flop maestro esclavo.

Los diagramas de aleatorizador y desaleatorizador que se proponen, se encuentran en la Fig.3.11.5. y sus tablas de respuesta a las transiciones de cero a uno en sus terminales de reloj se presentan en las Fig.3.11.6 y 3.11.7.

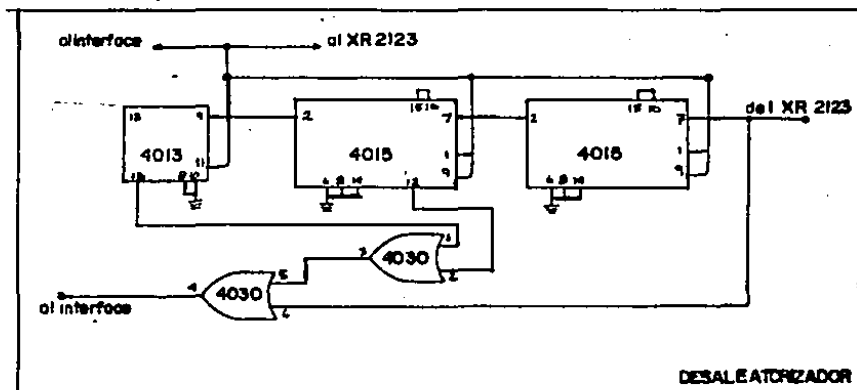
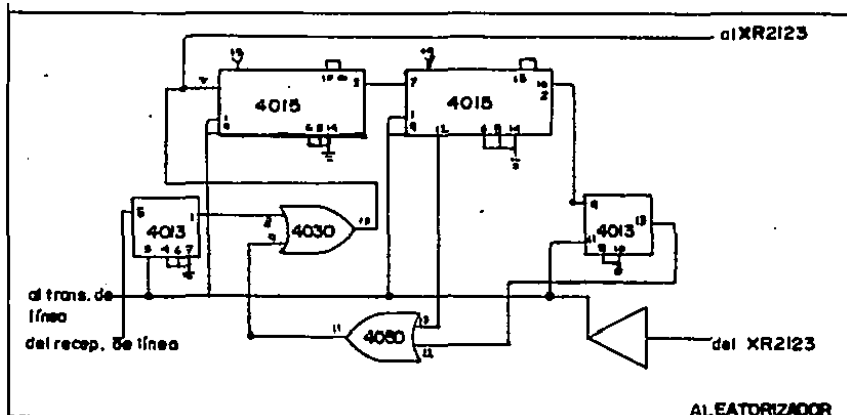


Fig.3.11.5 Diagramas de conexión de los circuitos aleatorizador y desaleatorizador.

TABLA DE RESPUESTA DE LA SECCION ALEATORIZADORA

XR	num de terminal	1	0	1	0
2120					
Q4-7404	8	0	1	1	0
inversor	9	1	1	0	1
T1-5168	1	1	1	1	1
receptor	3	1	1	1	1
FF1	5	1	1	1	1
cd-4013	3	0	1	0	1
flip-flop	1	1	1	1	1
J4	8	1	1	1	1
cd-4030	9	1*	0	0	0
or excl.	10	0*	1	1	1
D	7	0	1	0	0
cd-4015	1	0	1	0	1
registro	9	0	1	0	1
de 4	15	1	1	0	1
bits	10	1	1	0	1
	2	1*	0	0	1
P	7	1*	0	0	1
cd-4015	9	0	1	0	1
registro	15	1	1	0	1
de 4	10	1	1	0	1
bits	2	1	0	0	1
	12	1	1	0	1
FF2	9	1	0	0	1
cd-4013	11	0	1	0	1
flip-flop	13	1	1	0	1
J4	11	0	0	0	0
cd-4030	13	1	1	1	1
or excl.	12	1	1	1	1
S1 5169	2	0	1	1	1
transmisor	3	0	1	1	1

Fig.3.11.6 Tabla de resultados de la sección aleatorizadora.

TABLA DE RESPUESTA DE LA SECCION DESALEATORIZADORA

XR clk 2120	num de terminal	0	0	1	1	0
N	7	0	1	0	1	1
cd-4015	5	1	1	0	0	1
registro	4	1	1	0	0	1
de 4	3	1	1	0	0	1
bits	10	0	0	0	0	0
	15	0	0	0	0	0
	13	0	0	0	0	0
	12	0	0	0	0	0
	11	1	1	0	0	0
	2	1	0	0	0	0
M	7	1	1	0	0	0
cd-4015	5	1	1	0	0	0
registro	4	1	1	0	0	0
de 4	3	1	1	0	0	0
bits	10	1	1	1	1	0
	15	1	1	1	1	0
	13	1	1	1	1	0
	12	0	0	0	0	0
	11	1	1	1	1	0
	2	0	0	0	0	0
FF1	9	0	0	0	0	0
cd-4013	11	0	0	1	1	0
flip-flop	13	1	1	0	0	0
J4	8	1	0	0	0	0
cd-4030	9	0	1	0	0	0
or excl.	10	0	0	0	0	0
J4	12	0	0	0	0	1
cd-4030	13	0	1	0	1	0
or excl.	11	0	1	0	1	1

Fig.3.11.7. Tabla de resultados de la sección desaleatorizadora.

3.12 GENERADOR DE RELOJ Y CIRCUITO RETARDADOR.

El propósito de esta etapa es suministrar a todo el circuito una señal de reloj de 4.106 Mhz, que sea confiable.

Para su construcción se utilizará un circuito oscilador que contenga un cristal de cuarzo que oscile a la frecuencia antes mencionada.




3.12.1 DEFINICIONES.

3.12.1.1 CRISTAL DE CUARZO.

Al cuarzo así como a la sal de Rochelle se los conoce como materiales piezoeléctricos, pues tienen la propiedad de convertir la energía eléctrica en energía mecánica y viceversa. Si se aplica un esfuerzo mecánico al cristal, aparece un campo electrostático entre sus terminales. Cuando se aplica una tensión a las terminales opuestas de una pieza de cuarzo, éste tiene un cambio mecánico. El efecto del cristal consiste en producir una tensión oscilante cuya frecuencia se determina de acuerdo a la estructura del cristal.

El cristal funciona como un circuito sintonizado muy eficaz y produce una salida de frecuencia constante. El circuito equivalente de un cristal de cuarzo que oscila cerca de la frecuencia fundamental de resonancia se presenta en la Fig.3.12.1.

La resistencia serie R_s de un cristal de cualquier tipo de corte, varía inversamente con la frecuencia:

RESISTENCIA	FRECUENCIA
10 	20 Mhz
100 	1 Mhz
>200000 	1 Khz

A continuación se presentan algunos parámetros típicos de los cristales para un rango de frecuencias de 1 a 10 Mhz. (véa Fig.3.12.1).

FREC	L_x (H)	C_x (pf)	R_s (Ω)	C_o (pf)
1 MHz	4.2	0.006	240	3.4
10 "	0.0098	0.025	5	8.5

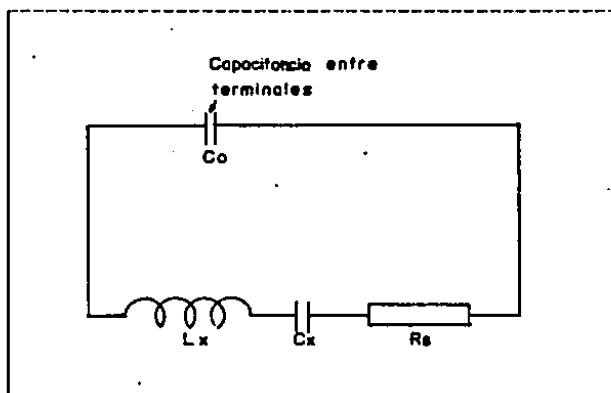


Fig.3.12.1 Circuito Equivalente de un cristal.

3.12.1.2 OSCILADORES DE CRISTAL.

Un circuito oscila cuando tiene una retroalimentación positiva y su ganancia de lazo es mayor a uno; lo hace a la frecuencia fundamental de resonancia serie y si se desea que oscile a la frecuencia de alguna de las armónicas, se debe forzar a hacerlo. Este tipo de osciladores proporciona ondas senoidales ó cuadradas.

La idea de que los osciladores de cristal operan en ó cerca de la resonancia "serie" indican la presencia de una baja impedancia de carga. La resonancia "paralela" quiere decir

que el cristal tiene una alta impedancia de carga a través de sus terminales...

Una de las formas de conectar el cristal es colocarlo en serie con el circuito oscilador, actuando como parte de un divisor de tensión junto con la resistencia de carga R_1 y operando en resonancia serie sin cambio de fase. La Fig.3.12.2 muestra un circuito oscilador típico de este tipo.

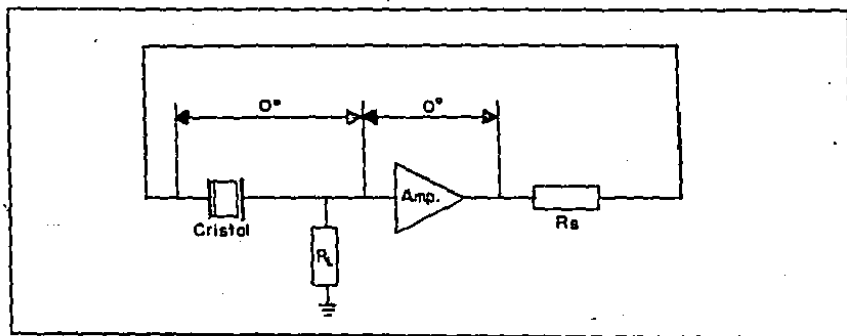


Fig.3.12.2 Circuito Oscilador con cristal en serie como parte del divisor de tensión.

Para que el cristal controle la ganancia de lazo, primero debe de controlar el divisor, lo cual significa que las resistencias R_s y R_f deben ser menores que la impedancia serie del cristal.

Otra forma de explicar la Fig.3.12.2 es que la salida del amplificador proporciona una tensión a las terminales del cristal y su entrada muestrea la corriente que cruza por el cristal, misma que tiene un valor máximo en resonancia en serie.

El cristal puede conectarse en paralelo también como parte

de un divisor, pero utilizando una bobina ó un capacitor en lugar de una resistencia. El capacitor C_1 en serie con el cristal, eleva la frecuencia de oscilación sobre la frecuencia de resonancia serie.

3.12.1.3 PARAMETROS DEL DISEÑO DEL CIRCUITO.

1. La resistencia interna serie R_S del cristal.
2. La impedancia de carga a través de las terminales del cristal.
3. El lazo de ganancia del oscilador.
4. Alimentación de corriente directa del transistor o C.I.
5. Reducción de la tensión del cristal a frecuencias mayores a 1 Mhz.
6. Límite de ganancia del transistor a altas frecuencias (F_t).

El diseño del circuito depende de la resistencia interna serie R_s del cristal. El problema aparece al tratar de proveer el amplio rango de resistencia de carga R_l que se requiere para igualar el también amplio rango de la resistencia R_s del cristal.

Para resonancia serie, la resistencia de carga, $R_l=R_s$, con la finalidad de que el circuito tenga una buena Q . Si la resonancia es en paralelo, la resistencia debe ser mucho mayor que 500 $M\Omega$ para una frecuencia de 1 KHz.

A altas frecuencias, la salida de un seguidor de emisor provee fuentes y cargas de baja resistencia. A media frecuencia se produce una resistencia intermedia. A baja frecuencia, la puerta de un TEC proporciona una alta resistencia de carga.

La forma de hacer conducir un cristal es poner una fuente de tensión en serie con la corriente de lazo y para ajustar su frecuencia de oscilación es necesario colocar un capacitor en serie con el lazo. El cristal tiene una capacitancia de 3 a 15 pf, y su valor define el valor máximo de Z_L que se puede conectar

al mismo.

Un cristal no necesita de mucha ganancia y en caso de ser necesario se pueden utilizar hasta 2 transistores.

3.12.2 DISEÑO DE CIRCUITOS.

Para la construcción de ésta etapa se estudian dos diseños de los más utilizados.

El primero de ellos es del tipo de resonancia serie, utiliza dos inversores para amplificación los cuales pueden ser TTL, CMOS ó ECL. De acuerdo a la Fig.3.12.3, los inversores están acoplados mediante un capacitor, el cual previene que los lazos de retroalimentación se interfieran mutuamente. Los circuitos de la familia TTL presentan tres inconvenientes:

- La resistencia de entrada disminuye antes del instante de conmutación.
- La frecuencia de oscilación debe ser menor a 3 Mhz debido a que los niveles de tensión exceden los límites de disipación de potencia.
- El circuito no oscila debajo de los 100 KHz, porque su resistencia de entrada y la resistencia de alimentación actúan como un divisor de tensión con la resistencia interna del cristal y atenúa el lazo de ganancia.

El segundo circuito es el Oscilador Colpitts, que es un circuito de resonancia en paralelo. Un circuito de éste tipo tiene 3 estados de operación:

- El transistor conduce un 10 % del ciclo de oscilación
- Saturación del transistor 10 % del ciclo
- Transistor desconectado 30 % del ciclo

Cuando el transistor está conduciendo, el cristal oscila en lazo cerrado con C2, el cual está en serie con Co reduciendo la capacitancia neta y elevando la frecuencia de oscilación. En el momento en que la frecuencia de oscilación es alta, el cristal se comporta de una forma inductiva y junto con el capacitor C2,

genera un adelanto de fase desde el emisor a la base y C1 junto con R1 y la resistencia de salida del emisor, generan el retraso en fase, evitando el cambio de fase del amplificador.

La constante de tiempo R1C1 determina la razón en que la tensión que atraviesa C1 decae, ésta constante varía inversamente a la frecuencia de oscilación de acuerdo con:

$$R1C1 = \frac{0.5}{f}$$

donde R1 está en Ω , C1 en μf y f está en Mhz.

La frecuencia de oscilación es sensible al valor del capacitor C2 y no existe relación entre capacitores.

Las principales ventajas de un oscilador Colpitts que se construye con un Fet son:

- Mejor forma de onda
- Frecuencia de oscilación menor
- Uso de una resistencia en paralelo, lo cual aumenta la Q
- No tiene efectos parásitos

Sus desventajas son:

- Trabaja bien a frecuencias menores a 10 Mhz

La constante de tiempo en éste caso es:

$$R1C1 = \frac{0.3}{f}$$

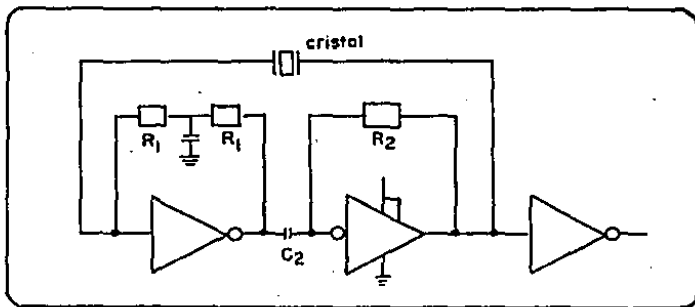
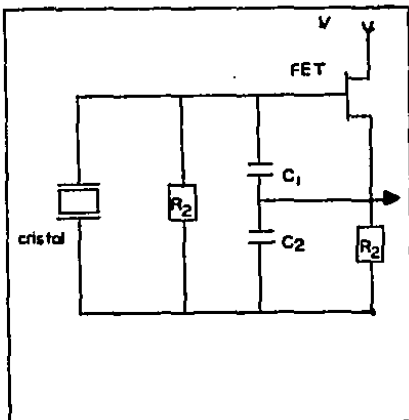
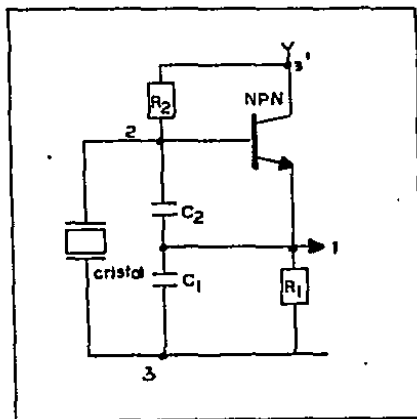


Diagrama del circuito de un oscilador de cristal con C.I.



Diagramas de un oscilador de cristal (FET-TRANS).

Fig.3.12.3 Circuitos osciladores.

Con la finalidad de obtener un oscilador de cristal que asemejará las características del reloj necesario, se prosiguió a la construcción del mismo, utilizando 3 métodos. el primero de ellos es el oscilador Colpitts con FET, el valor de los elementos, se obtuvo mediante una interpolación de los valores sugeridos en la referencia [10] de la bibliografía, el mismo que presentó dificultad para asegurar la oscilación. (vea Fig.3.12.3)

El segundo es un oscilador Pierce que utiliza circuitos integrados, en el cual se comprobó la ineficacia de los circuitos TTL y CMOS para frecuencias superiores a 3.5 Mhz. (vea Fig.3.12.3)

El tercero es un oscilador de Colpitts que utiliza un transistor BC 548 de radio frecuencia, los valores de sus componentes se obtuvieron de la ref [10].

La Fig.3.12.4 muestra el diagrama del circuito Colpitts (que finalmente se utilizó y su onda de salida.

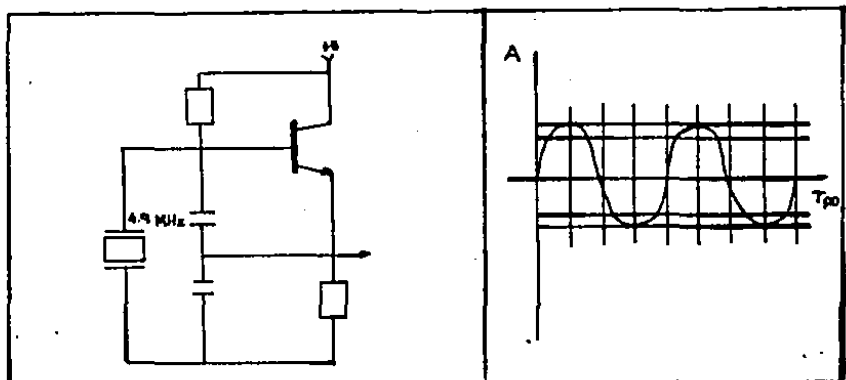


Fig.3.12.4 Diagrama del circuito y su respuesta.

3.12.5 CIRCUITO RETARDADOR.

Como su nombre lo indica, éste circuito se utiliza para retener información durante un cierto intervalo de tiempo. Esta tarea se realiza mediante el uso de contadores.

Los contadores vienen en dos categorías: los contadores de rizado y los contadores sincrónicos. En un contador de rizado, la transición de salida del flip flop sirve como fuente para disparar otros flip-flops (con excepción de la primera) se disparan no por pulsos de entrada sino por la transición que ocurre en los otros flip-flops. Los contadores sincrónicos se distinguen de los contadores de rizado en que los pulsos de reloj se aplican a las entradas ó terminales CLK de todos los flip-flops. El pulso común dispara todos los flip-flops simultáneamente en vez de una a la vez en cadencia como en un contador de rizado.

El 74193 es un contador de 4 bits síncrono, que tiene relojes de conteo ascendente y descendente. Su conteo es síncrono y sus salidas cambian después de una transición de reloj 0-1. La dirección del conteo la determina cual reloj ha pulsado, mientras la entrada del otro reloj esta en 1. Aparecerá un conteo incorrecto si los dos relojes pulsan simultáneamente.

Su funcionamiento básico es el siguiente: Cuando el dato disponible en la entrada va a cero, la información presente en las entradas de datos en paralelo (PA, PB, PC, PD) se cargan al contador y aparecen sobre las salidas independientemente de las condiciones de entrada en los relojes. Cuando el dato disponible va a cero, la información se guarda en el contador y cuando éste

recibe un pulso de reloj, cambia al siguiente estado en la secuencia de conteo y el dato en la entrada es inhibido si éste está en 1, y no tiene efecto en el contador.

Un contador binario con cuenta invertida, se llama contador binario decreciente, la cuenta se disminuye en 1 con cada pulso de entrada. La cuenta de un contador binario decreciente de cuatro bits, comienza en el número 15 (1111) y disminuye hasta 0 (0000), para volver a empezar con 15.

La Fig.3.12.5 muestra la disposición de terminales del circuito 74193, así como su tabla de respuesta.

DEB	1	18	VCC
SB	2	15	EA
SA	3	14	CLR
CONT D	4	13	BD
CONT U	5	14	CAR.
SC	6	11	CARGA
SD	7	10	EC
TIERRA	8	9	ED

Fig.3.12.5 Disposición de terminales del 74193 y su tabla de verdad.

3.12.5 CIRCUITO RETARDADOR.

Una de las formas de temporizar información, es utilizar un contador síncrono, el 74193 es un contador de 4 bits síncrono, que tiene relojes de conteo ascendente y descendente.

El conteo es síncrono, con las salidas cambiando después de una transición 0-1 de alguno de los relojes. La dirección del conteo la determina el reloj que ha pulsado, mientras la otra entrada está en 1, aparece un conteo incorrecto si los dos relojes pulsan simultáneamente.

Su funcionamiento básico es el siguiente: Cuando el dato disponible en la entrada va a cero, la información presente en las entradas de datos en paralelo (PA, PB, PC, PD) se cargan al contador y aparecen sobre las salidas independientemente de las condiciones de entrada en los relojes. Cuando el dato disponible va a cero, la información se guarda en el contador y cuando éste recibe un pulso de reloj, cambia al siguiente estado en la secuencia de conteo y el dato en la entrada es inhibido si éste está en uno y no tiene efecto en el contador.
cuando el reloj recibe un pulso, el conteo se prosigue }.

3.15 DISEÑO DE REGULADORES DE TENSION CD.

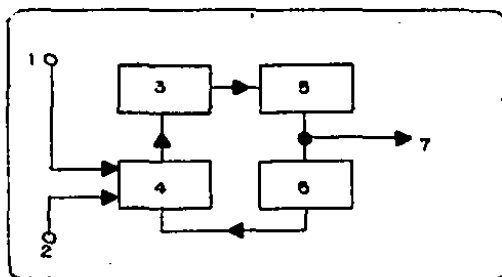
El regulador de tensión en su proceso de fabricación requiere de una precisión similar a la utilizada para la construcción de los amplificadores operacionales.

El regulador de tensión hace lo siguiente:

1. Muestra la tensión de salida y la alimenta a un circuito comparador.
2. Amplificar el potencial de comparación.
3. Reducir el error mediante un elemento de control.

En la actualidad, las funciones de comparación y amplificación se encuentran en un mismo circuito.

En la Fig.3.15.1, se muestra un diagrama de bloques que representa el funcionamiento de un regulador de tensión.



- | | | |
|------------------------|---------------|--------------------------|
| 1. tensión sin regular | 2. referencia | 3. amplificador de error |
| 4. comparación | 5. control | 6. muestreo |
| 7. tensión regulada | | |

Fig.3.15.1 Diagrama de bloques de los reguladores de tensión.

3.15.1.1 ECUACION UTILIZADA PARA DETERMINAR LA TENSION REGULADA DE SALIDA.

El cambio de tensión regulada de salida es una función de los cambios de la tensión de entrada ΔV_o , la corriente de salida ΔV_o , la temperatura de los componentes en la circuitería ΔV_o , y los cambios con el tiempo ΔV_o ; por lo que la ecuación para determinar la tensión de salida regulada es:

$$\Delta V_o = \Delta V_o \frac{(AVI)}{(AVI)} + \Delta V_o \frac{(AI_L)}{(AI_L)} + \Delta V_o \frac{(AT)}{(AT)} + \Delta V_o \frac{(AT)}{(AT)}$$

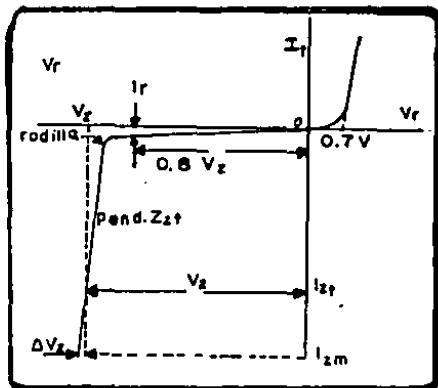
3.15.1.2 ELEMENTO DE REFERENCIA

El diodo zener, es un elemento que mantiene constante la tensión de carga, ya sea para un rango de variaciones de la corriente de carga ó fluctuaciones en la tensión suministrada. En la Fig.3.15.2a se muestran las características del diodo zener, para variaciones de tensión y corriente. En un diodo zener el coeficiente de temperatura y el valor de la impedancia cambian con el valor de la tensión de zener y su impedancia de salida varía con la corriente de operación, por lo que se requiere la utilización de procesos de fabricación especiales que controlen esas características.

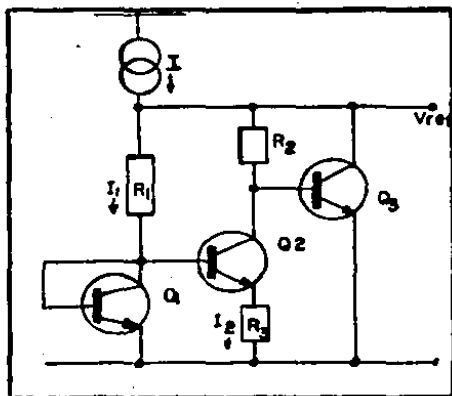
Algunas fuentes reguladas requieren divisores de tensión adicionales, para regular el potencial de referencia. Esos divisores son buenos pero la caída de tensión adicional debida a las variaciones en la corriente de carga, contribuyen a agrandar los coeficientes de regulación.

A continuación se presenta un circuito que permite obtener tensiones de referencia exactas. Tales fuentes de tensión de

referencia están internamente combinadas y son libres de ruido sin el uso de capacitores de desacoplo, vea la fig.3.19.2



gráfica de las características del diodo zener



circuito de referencia

Fig.3.19.2 Elementos de referencia.

3.19.1.3 ELEMENTO DE MUESTREO.

El elemento de muestreo consiste en un divisor de resistencias fijo ó ajustable, aunque se puede conectar una serie de diodos con una fuente de corriente., véa la Fig.3.19.3

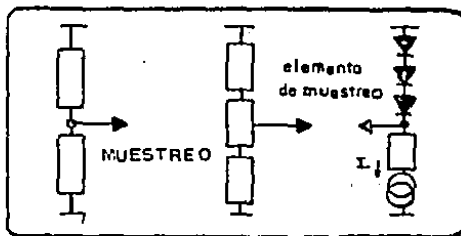
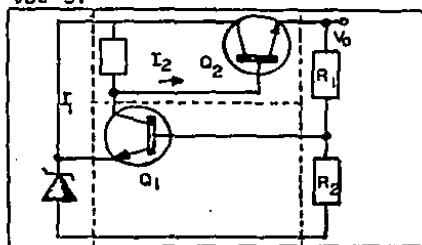


Fig.3.19.3 Elemento de muestreo.

3.19.1.4 AMPLIFICACION DEL ERROR

La Fig.3.19.4 muestra un amplificador de error, en el que la V de salida muestreada se compara contra la V_{ref} y aparece como un error en V_{be} 3.



tensión de referencia amplificador de error elemento de muestreo

Fig.3.19.4 Amplificador de error.

3.19.1.5 ELEMENTO DE CONTROL.

El elemento de control tiene una tensión de entrada que es mayor que la tensión de salida además de un elemento excitador que realiza el control. El control se puede realizar mediante una corriente en paralelo con la carga ó en serie con la misma.

El regulador en serie debe manejar la corriente de carga total, pero la tensión aplicada al elemento puede ser mucho mayor que la tensión de salida.

El regulador en paralelo, maneja el total de la tensión aplicada al elemento. Los circuitos integrados utilizan elementos de control en serie, pues tienen una mayor eficiencia y la menor potencia de disipación, vea la Fig.3.19.5 que muestra los distintos tipos de elementos de control.

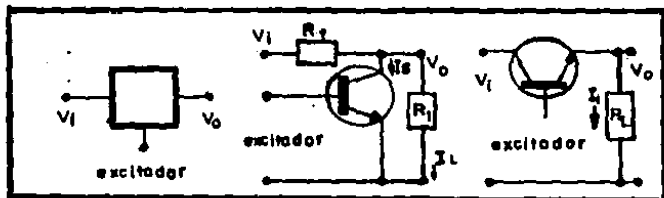


Fig.3.19.5 Elementos de control.

3.19.1.6 LIMITADOR DE CORRIENTE

Normalmente se le adhieren algunos elementos de protección al regulador de tensión, entre ellos están el limitador de corriente y la protección térmica.

En éste circuito, la corriente I_{sc} fluye a través de una resistencia en serie con la salida, lo cual desarrolla una tensión a través de ésta. Si conduce cuando la tensión es

mayor que la tensión V_{be} y reduce la excitación del elemento de control en serie. El transistor en serie, absorbe la caída de tensión $V_i - V_o$ y limita la corriente hacia el I_{sc} , vea Fig.3.15.6.

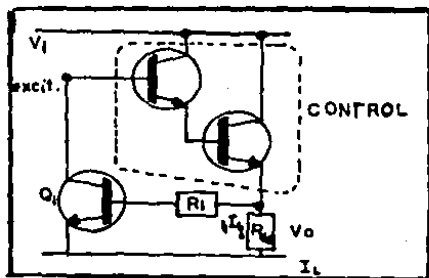


Fig.3.15.6 Circuito limitador de corriente (corto circuito)

3.19.1.7 PROTECCION TERMICA.

Con el fin de prevenir un calentamiento excesivo, se utiliza el circuito de protección térmica, el cual sólo funciona hasta que el elemento de control alcanza cierto nivel de temperatura.

El circuito de la Fig.3.19.7 muestra dicho circuito, el cual limita la corriente de excitación a un cierto valor.

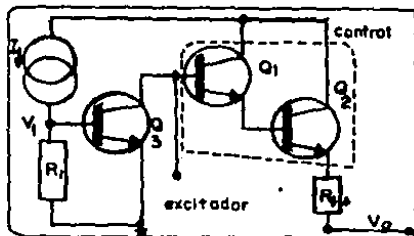


Fig.3.19.7 Circuito de protección térmica.

3.15.1.8 REPRESENTACION DE UNA FUENTE DE POTENCIA.

La Fig.3.15.8 representa el potencial ac de entrada, el transformador, el rectificador y la etapa de filtrado con un pequeño rizo. El regulador de tensión usa un transistor en serie para regular la tensión dc, manteniéndola constante sin importar los cambios que presenta la carga.

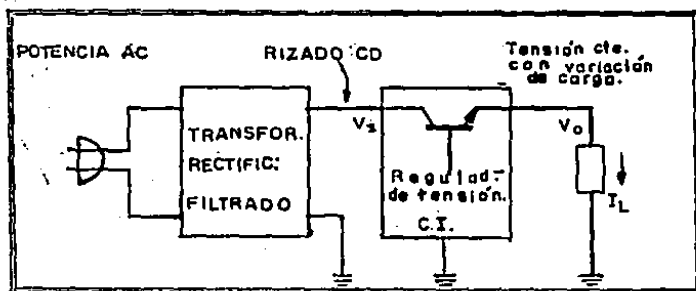


Fig.3.15.8 Representación de la fuente de potencia.

3.15.1.9 GRAFICAS DE COMPORTAMIENTO.

Normalmente se dibujan todas las características importantes del regulador de tensión en una sola gráfica en función del tiempo; en la parte superior de la Fig.3.15.9 se encuentra la gráfica de la tensión deseada.

En la siguiente curva, se representa la respuesta a transitorios, el rizado y la influencia del ruido.

Otras curvas de interés son las de corriente de carga, la temperatura y la tensión de entrada.

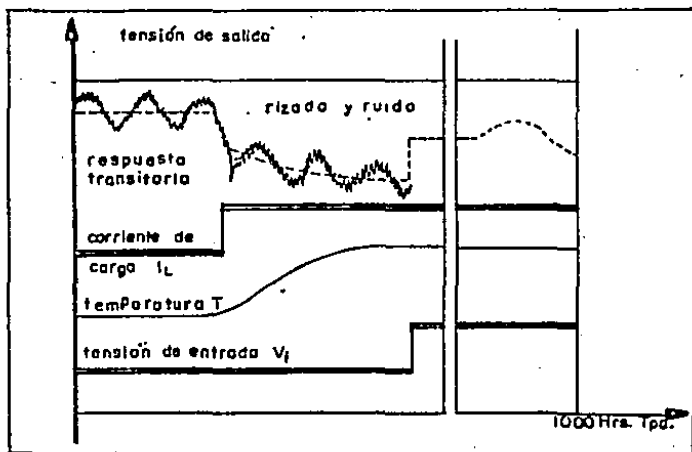


Fig.3.15.9 GRAFICAS DE COMPORTAMIENTO.

3.15.1.10 FUENTE DE MULTIPLES TENSIONES REGULADAS

De acuerdo con la mayoría de las aplicaciones, se requiere la construcción de fuentes de tensión de múltiples valores tanto positivos como negativos. La Fig.3.15.10, contiene un circuito que tiene una terminal positiva, una negativa y una para tierra, las cuales se alimentan desde dos transformadores cuyo secundario posee un puente y un filtro capacitivo; además de los reguladores de tensión sn72304 y sn72403.

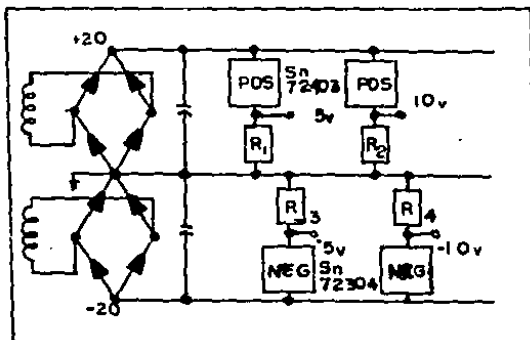


Fig.2.15.10 Fuente de tensión regulada múltiple.

3.15.1.11 FUENTE REGULADA CON PROTECCION MEDIANTE UN RCS

Una consideración importante es la protección de la carga contra cortos ó falias en el elemento regulador.

El circuito de protección cuenta con un fusible, el cual es puesto en corto por el RCS cuando el nivel de tensión supera la tensión de umbral detectada por un SN72560 (detector de nivel).

El capacitor filtra los transitorios con una constante de tiempo de entre 10 y 20 $\mu\text{seg.}$, éste C.I. cuenta con una terminal en la que se puede aplicar una tensión de referencia determinada, vea la Fig.3.15.11 en la siguiente página.

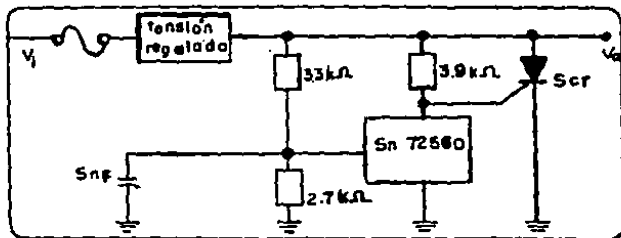


Fig. 3.13.11 Circuito de protección con KCS para fuente de tensión regulada.

3.13.2 DISEÑO Y CONSTRUCCION.

Las partes componentes del aparato son dispositivos digitales cuyas tensiones de polarización requeridas son de +5, -5 y -12 volts. Esto condicionó la construcción de una fuente regulada de tensión que permita obtener la polarización necesaria para el óptimo funcionamiento de todas las partes.

En la Fig.3.13.12 se presenta el diagrama del circuito básico de ésta etapa y en la Fig.3.13.13 la forma del rizo.

Se eligió un puente de diodos para la realización de éste circuito debido a las ventajas que ofrece: reducción del factor de rizado al aumentar su frecuencia al doble; soportar la mitad de tensión inversa pico V_{max} de la que soporta el rectificador de onda completa de dos diodos, tener un factor de utilización del transformador superior al del circuito de dos diodos e igual relación de rectificación.

La etapa "A" se utiliza para aislar la derivación que alimenta al control automático de ganancia de la línea que alimenta al circuito LM7905 que se utiliza para regular la tensión que se va a entregar al resto del equipo.

Los valores de los capacitores son los recomendados en la referencia [36].

La Fig. 3.13.14 muestra las características de corriente y tensión presentes.

El transformador utilizado es de 24 volts con derivación, lo cual servirá para conocer la potencia disipada y el cálculo del filtro capacitivo.

$V_T = 24$ volts R.M.S.

$V_T = 34$ volts pico a sea +17 y -17 volts

Considerando el peor caso

$V = V_T - V_d - V_p$ V_d - caída del diodo

$V = 17 - 0.7 - 3.4 = 12.9$ V_p - caída del 20 % por irregularidades.

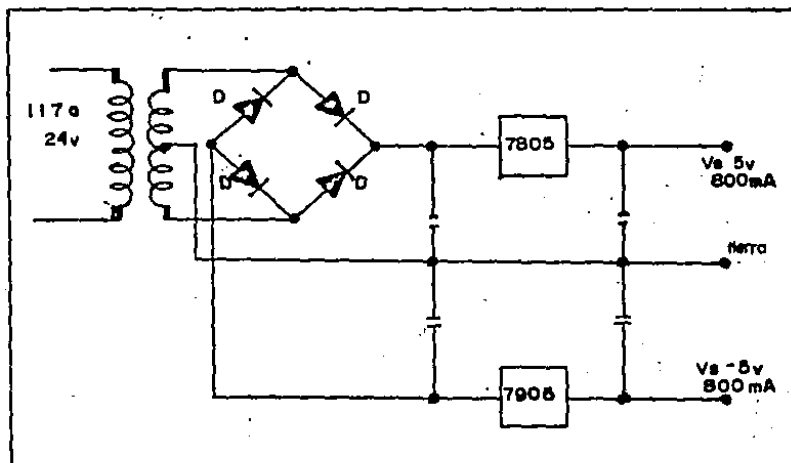


Fig.3.13.12 Diagrama del circuito básico de alimentación.

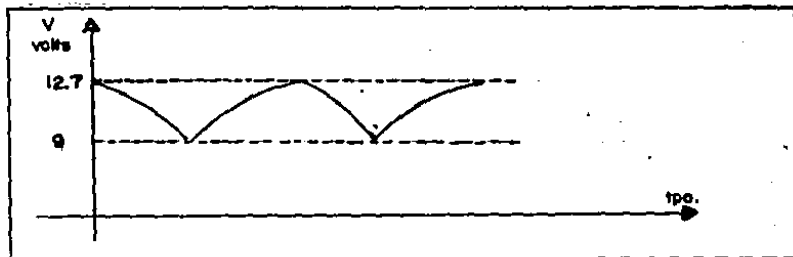


Fig.3.13.13 Forma del rizo.

Se tomaron como referencia las tensiones de 12 y -12 volts, que son las tensiones requeridas para la alimentación de una sección del circuito y para los reguladores, los cuales requieren tensiones superiores a los 9 volts.

$$VR = 12.9 - 9 = 3.9 \text{ y como}$$

$$VR = \frac{I_{max} (A)}{2f C (\mu F)} \text{ volts, freq. } 60 \text{ Hz.}$$

$$C = 1801 \text{ } \mu F, \text{ para } 0.8 \text{ A y } 3.9 \text{ volts}$$

$$P = VI$$

$$P = (17)(0.8) = 13.60 \text{ watts}$$

Calculando el disipador necesario para cada uno de los reguladores.

Se conoce que:

$$P_{t \text{ max}} = (V_c I_c)_{\text{max}} = \frac{T_{J_{\text{max}}} - T_a}{\theta_{ja}}$$

donde:

- $T_{j_{\text{max}}}$ - Es la máxima temperatura de la juntura en °C.
- T_a - Es la temperatura ambiente en °C.
- θ_{ja} - Es la resistencia térmica de la juntura al ambiente en °C/W

$$\theta_{ja} = \theta_{jc} + \theta_{cd} + \theta_{da}$$

donde

- θ_{jc} - Es la resistencia térmica de la juntura a la cápsula en °C/W
- θ_{cd} - Es la resistencia térmica de la cápsula al disipador
- θ_{da} - Es la resistencia térmica del disipador al medio

Tomando los datos de las hojas de características de los reguladores 7805 y 7905

- $T_{j_{\text{max}}} - 150 \text{ } ^\circ\text{C}$
- $T_a - 35 \text{ } ^\circ\text{C}$
- $\theta_{jc} - 4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$
- $\theta_{cd} - 0.5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ considerando en la montura mica y grasa.

Y se conoce que $P_{tmax} = 13.60$ watts

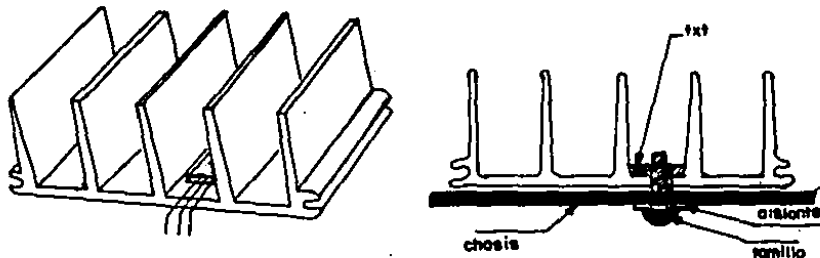
$$Q_{ja} = \frac{(T_{jmax} - T_a)}{P_{tmax}} - Q_{jc} - Q_{cd}$$

$$= \frac{115}{13.60} - 4 - 0.5 = 3.95 \text{ oc/W}$$

que al observar las gráficas de los disipadores 1627, 1657 y 1647 de la marca DESA, se indica que se requieren secciones de 30 mm.

Si se desea colocar un solo disipador para los dos reguladores solo basta multiplicar Q_{ja} por el factor (3/2.85), y localizar su valor en tablas lo cual provocaría una longitud menor en algunos mm.

La fig.3.13.14 muestra la forma del disipador y su montaje.

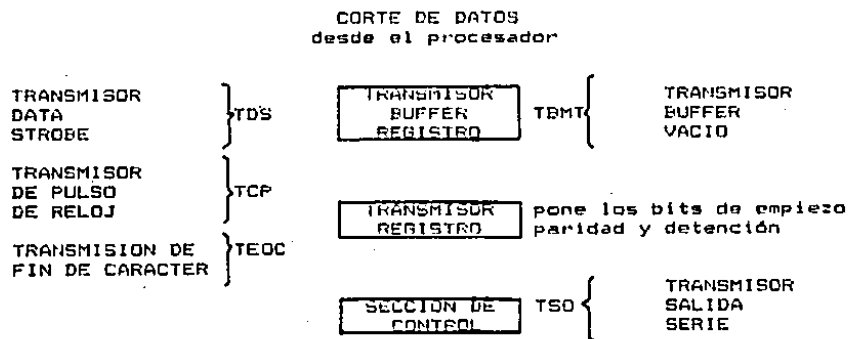


3.14 USOS DE UNA UART.

El componente principal en el diseño de un interface de comunicación de datos es el UART. La palabra UART significa Universal Asynchronous Receiver Transmitter, que en español quiere decir Receptor y Transmisor Asíncrono Universal. Una UART se construye en un solo circuito integrado que realiza todas las funciones de conversión y control de datos.

A continuación en las Figs. 3.14.1, 3.14.2 y 3.14.3 se presentan los diagramas de bloques de sus tres funciones principales.

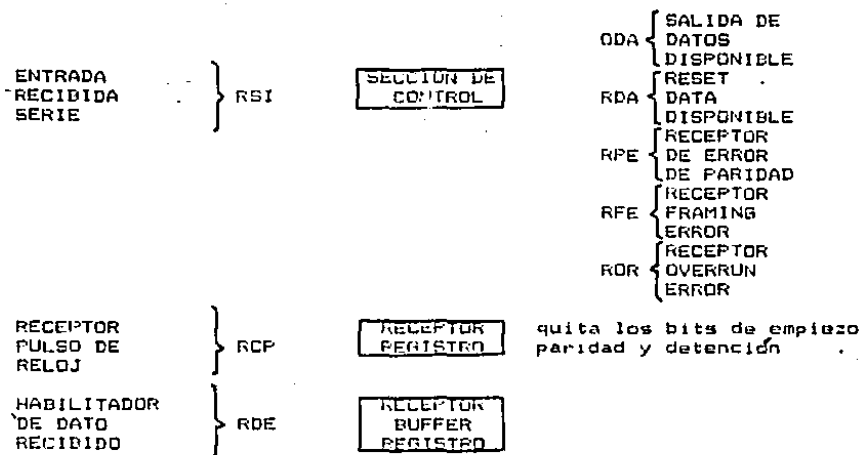
SECCION TRANSMISORA DE UNA UART.



NOTA: El TCP debe ser 16 veces la velocidad en bauds

Fig.3.14.1 Diagrama de bloques de la sección de transmisión

SECCION RECEPTORA DE UNA UART.



NOTA: El RCP debe ser 16 veces la velocidad en bauds, también el TCP y el RCP no tiene que ser igual.

Fig.3.14.2 Diagrama de bloques de la sección de recepción

SECCION DE CONTROL



Fig.3.14.3 Diagrama de bloques de la sección de control.

C A P I T U L O I V

MODIFICACIONES Y CONCLUSIONES DE LA CONSTRUCCION

4.1 TABLA DE CONEXIONES ENTRE TARJETAS

TARJETA SUPERIOR

TARJETA INFERIOR

1	EMISOR DEL TXT DEL RELOJ
2	BASE Y CRISTAL
	3 TIERRA (A XTAL)
	3 COLECTOR A +5 V
4	A 11 DEL 2123
5	A 10 DEL 2123
6	A 1 DEL DEMUX
7	A 19 2120
8	A 20 2120
9	XTAL terminal 3 2120
10	XTAL terminal 4 2120
11	A 1 DE C1
12	A TRANSF TEL
13	A DERIVACION DE TRAN T
14	A 5 DE 2120 Y TRANSF T
15	A 9 DE 2120
16	A 3 DE A1
17	A 5 DE C2 Y D DEL FET
18	A 6 DE C2
19	A 7 DE C2
20	A GATE DE FET Y COLECT DE TXT
21	A -12 V
22	A BASE TXT Y 12 B
23	A 13 DE B
24	A 14 DE B
25	A 7 DE D
26	A 9 DE B
27	10 DE B A TIERRA
28	4 DE D Y 10 DE A A TIERRA
29	A 8 DE B
30	A 5 DE B
31	A 6 DE B
32	A 7 DE B
33	A 3 DE B
34	A 1 DE B
35	A 14 DE A
36	A 12 DE A
37	A 8 DE A Y 5 DE A
38	A 9 DE A
39	A 5 DE D
40	A 2 DE D Y 26 2123
41	A -5 V
42	A 6 DE A
43	A COLECTOR DE Q3
44	A 7 DE A
45	A BASE DE Q3
	46 A EMISOR A TIERRA Q1
47	A 2 DE A
48	A 1 DE A
49	A BASE TXT Q4

50

A COLECT DE 04 Y 8 DE D

52

51 EMISOR DE 04 A TIERRA

53

A 9 DE D

A 14 DE D, 27 DE 2123 Y 12,13

54

DE S4

A 1 DE D, A 3 DE 2123 Y

1 DE 14412

55 4 DE D A TIERRA

56 FTE A TIERRA

4.1.2 ELEMENTOS PASIVOS DEL CIRCUITO

R1 2.2k	R33 1k	C1 82p
R2 2.2k	R34 68k	C2 0.033u
R3 2.2k	R35 600	C3 0.022u
R4 2.2k	R36 300	C4 0.1u
R5 1.2k	R37 400	C5 0.033u
R6 1M	R38 10k	C6 0.033u
R7 10k	R39 10k	C7 0.033u
R8 10k	R40 10k	C8 0.033u
R9 1M	R41 10k	C9 0.033u
R10 10k	R42 10k	C10 0.033u
R11 1k	R43 39k	C11 0.1u
R12 62k	R44 180k	C12 0.22u
R13 100k	R45 392	C13 4.7
R14 47k	R46 39k	C14 1u
R15 62k	R47 180k	C15 0.1u
R16 10k	R48 392	C16 0.001u
R17 100k	R49 39k	C17 0.001u
R18 470k	R50 464	C18 4.7u
R19 100k	R51 180k	C19 2.2u
R20 10k	R52 13k	C20 4.7u
R21 10k	R53 71.5k	C21 4.7u
R22 62k	R54 10k	C22 0.1u
R23 47k	R55 10k	C23 0.1u
R24 100k	R56 10k	C24 4.7u
R25 18k	R57 10k	C25 4.7u
R26 62k	R58 10k	C26 4.7u
R27 1k	R59 10k	
R28 4.7k	R60 10k	
R29 10k	R61 10k	
R30 1M	R62	
R31 120k	DIODO	
R32 10k		

Todos los valores de las resistencias están en ohms.

Los valores de los capacitores están en farads.

DIAGRAMA DE CONEXIONES DE APLICACION PARA LOS DISTINTOS DISPOSITIVOS

ENC	ENC	ENC	ENC	ENC	ENC	ENC	ENC
CON	CON	CON	CON	CON	CON	CON	CON
1	2	3	4	5	6	7	8
APA	APA	APA	APA	APA	APA	APA	APA

CONTACTO	PUNTO DE CONEXION	TERMINAL CIRCUITO	PUNTO DE CONEXION	TERMINAL
1/2	APA	10E 14412	ENC	5v/tierra
3/4	APA	213 2123	ENC	110/220
5/6	APA	19F 2120	ENC	-5v/+5v
7/8	APA	9H 8155	ENC	5v/tierra

CONFIGURACION 1200 EPS

CONTACTO	ESTADO	AUTO
1	ON	ORIG
2	OFF	
3	OFF	
4	ON	
5	OFF	
6	ON	
7	OFF	
8	ON	

CONFIGURACION 1200 EPS

CONTACTO	ESTADO	AUTO
1	OFF	RESP
2	ON	
3	OFF	
4	ON	
5	ON	
6	OFF	
7	OFF	
8	ON	

CONFIGURACION 300 BPS

CONTACTO	ESTADO	AUTO
1	ON	ORIG
2	OFF	
3	OFF	
4	ON	
5	OFF	
6	ON	
7	OFF	
8	ON	

CONFIGURACION 300 BPS

CONTACTO	ESTADO	AUTO
1	OFF	RESP
2	ON	
3	OFF	
4	ON	
5	ON	
6	OFF	
7	OFF	
8	ON	

CONFIGURACION 1200 BPS

CONTACTO	ESTADO	1200
1	ON	ORIG
2	OFF	
3	OFF	
4	ON	
5	OFF	
6	ON	
7	ON	
8	OFF	

CONFIGURACION 1200 BPS

CONTACTO	ESTADO	1200
1	OFF	RESP
2	ON	
3	OFF	
4	ON	
5	ON	
6	OFF	
7	ON	
8	OFF	

CONFIGURACION 300 BPS

CONTACTO	ESTADO	300
1	ON	ORIG
2	OFF	
3	OFF	
4	ON	
5	OFF	
6	ON	
7	ON	
8	OFF	

CONFIGURACION 300 BPS

CONTACTO	ESTADO	300
1	OFF	RESP
2	ON	
3	OFF	
4	ON	
5	ON	
6	OFF	
7	ON	
8	OFF	

4.1.5 TABLA DE CONEXIONES DE LOS CONECTORES
DE ENLACE Y SU PROPIA TARJETA

TARJETA INFERIOR S
 CLL
 I

TARJETA SUPERIOR S
 CLL
 I

TARJETA INFERIOR S
 CV
 I

TARJETA SUPERIOR S
 CV
 I

4.1.4 CLL	CV	POSICION	CLL	CV
7RE	14BBG	I1	R2 Y /C1YC2	R22
19F	8D	I2	R57	R13
2F	2A	I3	R59	R12
20F	3H	I4	R57	R20
3F	7QB	I5	R59	R15
A3	X	I6	C14 Y R32	X
XG	X	I7	C14	X
1C	X	I8	R45	X
14B	X	I9	R60, R26, R58	X
9B	X	I10	R58, R34, R42	X
8D	X	I11	R31	X
5C	X	I12	R33-R34	X
13B	X	I13	R26-R27	X
TRANS	X	I14	R45	X
TRANS	X	I15	R36	X
5G	X	I16	R37	X
A TRANS	3B	I17	R37	RA
7C	12A	I18	R34	RD
2GTF	8A	I19	C8, R30	CD
5B	9B	I20	R42	CF
6RE	9D	S1	7 C1 Y C2	R19, R14
11 2123	13BBG	S2	R7	R27
10 2123	6A	S3	C4	R26, R25, R27
11	7A	S4	C4	R23
26 2123	2D	S5	R10	R10
7 D	1D	S6	R60	R55
3E	9H	S7	XTAL 1M	R54
4E	X	S8	XTAL 1M	X
X	10E	S9	X	R25, R58
X	X	S10	X	X
X	5QB	S11	X	R56
X	X	S12	X	X
X	X	S13	X	X
X	X	S14	X	X
X	11A	S15	X	R26
8B	X	S16	D1 Y D2	X
6B	1A	S17	R41	R14
7B	1B	S18	R41	RB
6BDC	14A	S19	C14, R29	CD
-12	5D	S20	-12	R61

4.2 CONSIDERACIONES ECONOMICAS.

4.2.1 COSTOS DIRECTOS.

El costo aproximado del circuito prototipo desglosado es:

- 20 bases para wrapping	3500 c/u	\$ 70,000.00 (M.N.)
- 2 bases para 22 y 28 ptas.	4000 c/u	\$ 8,000.00 (M.N.)
- 20 circuitos integrados	1000 c/u	\$ 20,000.00 (M.N.)
- 2 ctos especiales	8000 c/u	\$ 16,000.00 (M.N.)
- 5 transistores	3500 c/u	\$ 17,500.00 (M.N.)
- 65 elementos (resist-cap)	100 c/u	\$ 6,500.00 (M.N.)
- 1 transformador	5000	\$ 5,000.00 (M.N.)
- 2 reguladores de tension	1500 c/u	\$ 3,000.00 (M.N.)
- 2 tarjetas perforadas	5000	\$ 5,000.00 (M.N.)
- 2 conectores RS 232c	9000	\$ 9,000.00 (M.N.)
- 1 fusible y portafusible	5000	\$ 5,000.00 (M.N.)
- 1 chasis de 8x11x25	15000	\$ 15,000.00 (M.N.)
- 5 m de cable para wrapping	1000 c/u	\$ 5,000.00 (M.N.)
- 4 conectores macho 40 pt.	4800 c/u	\$ 19,200.00 (M.N.)
- 4 conectores hembra 40 pt.	4800 c/u	\$ 19,200.00 (M.N.)
- 2 disipadores N 1647	800 c/u	\$ 1,600.00 (M.N.)
- varios	6000	\$ 16,000.00 (M.N.)
TOTAL COSTOS DIRECTOS		\$235,000.00 (M.N.)

4.2.2 COSTOS INDIRECTOS

- 10 HORAS DE DISEÑO	10000 c/u	\$150,000.00 (M.N.)
- 50 HORAS DE CONSTRUCCION	5000 c/u	\$250,000.00 (M.N.)
- 1 ENROLLADOR MANUAL	10000	\$ 50,000.00 (M.N.)
TOTAL DE COSTOS INDIRECTOS		\$450,000.00 (M.N.)

COSTO TOTAL DEL PROTOTIPO **\$685,000.00 (M.N.)**

4.3 POSIBILIDADES DE MERCADO.

El costo total del prototipo en función del precio lo hace bastante competitivo con los modelos extranjeros que le son semejantes, algunos precios de éstos en los Estados Unidos son:

ANCHOR EXPRESS	\$185 dls
PROMETHEUS 1200	\$125 dls
PASSWORD 1200	\$149 dls
COURIER 2400	\$335 dls
MICROLINK 2400	\$335 dls
MODEM 1200	\$170 dls
PACKARD BELL 300/1200	\$149 dls
PACKARD BELL 2400	\$279 dls
HAYES 1200	\$299 dls
HAYES 2400	\$449 dls
VENTEL 2400	\$399 dls
WATSON	\$339 dls
EVEREX 300/1200	\$ 89 (INTERNO) dls
VOLKSMODEM 1200	\$ 99 dls
SMARTMODEM 1200	\$299 dls
SMARTMODEM 2400	\$449 dls
PARROT 1200	\$119 dls
T.H.E. 1200	\$109 dls
T.H.E. 2400	\$220 dls

Segun el reporte de costos directos e indirectos de la página anterior, el costo del prototipo se eleva a \$ 485,000.00 (m.n.), de los cuales para la construcción de equipo para venta, los costos indirectos se pueden reducir ó eliminar y en el caso de los costos directos utilizando tarjetas de circuito impreso (evitando las bases de wrapping, el cable y el enrollador) su costo se reduce a \$150,000.00 (m.n.) que convertido al valor actual del dolar equivale a 95 dls.

De acuerdo con los distribuidores de los componentes del aparato, en caso de realizarlo a gran escala, su costo directo se reduciría en un 25 % lo cual lo dejaría en 75 dls.

Las opciones de compra del equipo que se mencionaron al principio de éste trabajo con dos instituciones que están en

expansión, siguen en pie, por lo que ya existe un mercado primario para este prototipo.

El prototipo cuenta con su propia fuente por lo que no recarga los circuitos de alimentación de la computadora (puesto que se conecta aparte), ni requiere de una instalación especial en el interior de la computadora, sino que se conecta en forma externa, mediante un conector RS 232c y un cable plano de 25 hilos lo que permite mantener intacta su instalación actual (slots vacíos).

Considerando la posibilidad de llevar a cabo las recomendaciones propuestas en las conclusiones finales, elevaría el costo directo del modem a 150 dis., lo cual mantiene su precio menor a las opciones del mercado, además de que sería el que tiene el mayor número de opciones.

Por otra parte el precio de los modelos en venta es el que poseen en Estados Unidos y falta el valor que le agrega el impuesto por importación.

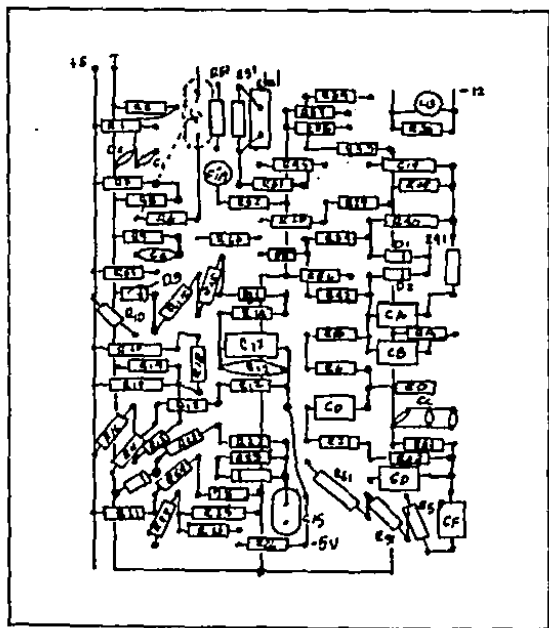
C A P I T U L O V

MANUAL DE PRUEBA, UTILIZACION Y REPARACIONES.

5.1 DIAGRAMAS DE CONEXION Y DIAGRAMAS DE DISTRIBUCION DE CONEXIONES ENTRE TARJETAS.

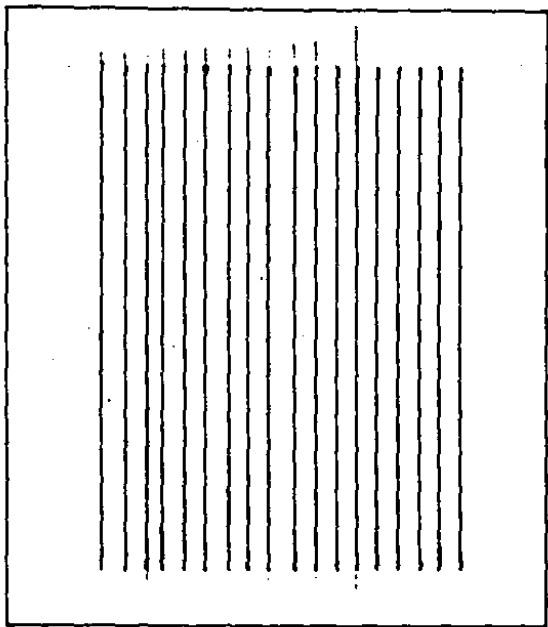
El orden de las laminas de puntos de conexión es:

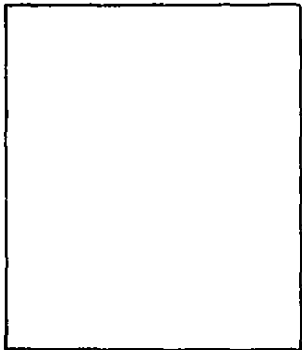
- Conexiones tarjeta superior (vista superior)
- Conexiones tarjeta superior (vista inferior)
- Puntos de conexión tarjeta superior
- Distribución de componentes
- Conexiones entre tarjetas, transformador de línea telefónica y colocación de la fuente de alimentación (vista superior).
- Disposición de circuitos (vista superior)
- Moduladores y demoduladores. (vista inferior)
- Demultiplexor, receptores y transmisores de línea (v.i.)
- Aleatorizador y desaleatorizador. (v.i.)
- Conexiones de alimentación y tierra. (v.i.)
- Disposición de circuitos (vista inferior)



COMPONENTES Y CONEXIONES

VISTA SUP.





257

RS 232 c

1340
XX

X
54

XX
54

X X

X X

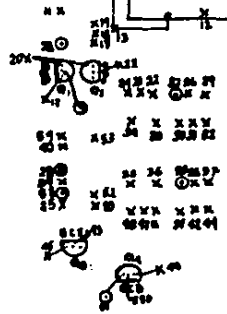
XXXX
XXXX



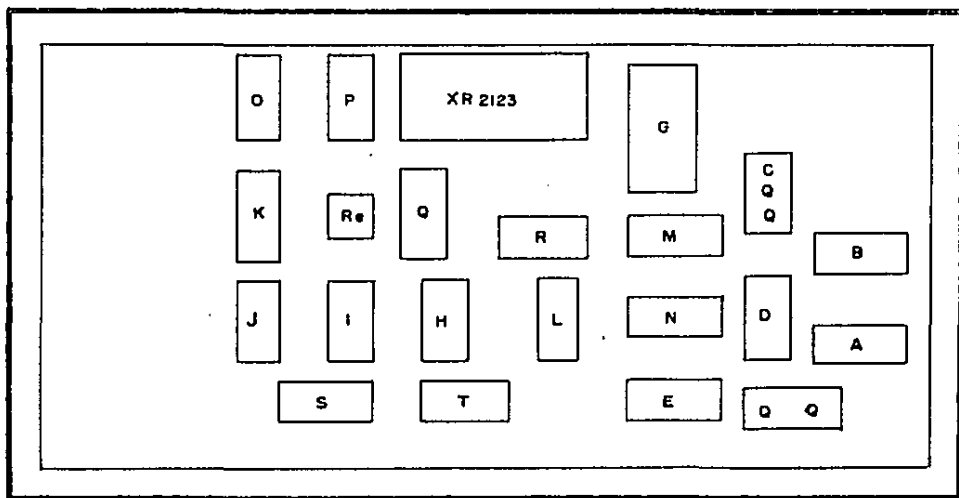
X X

1365
XX

X
54

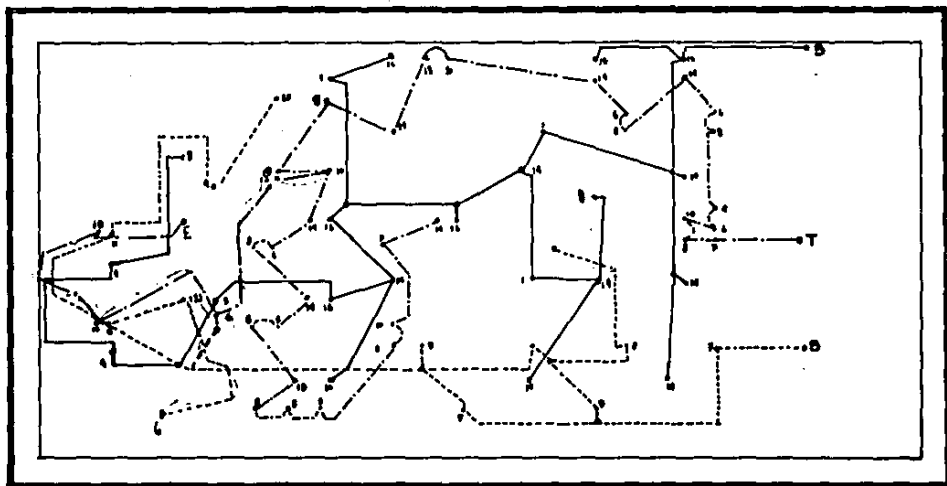


CONEXIONES ENTRE TARJETAS, TRANSF. DE L.T. Y COLOCACION DE LA FUENTE DE ALIMENTACION.

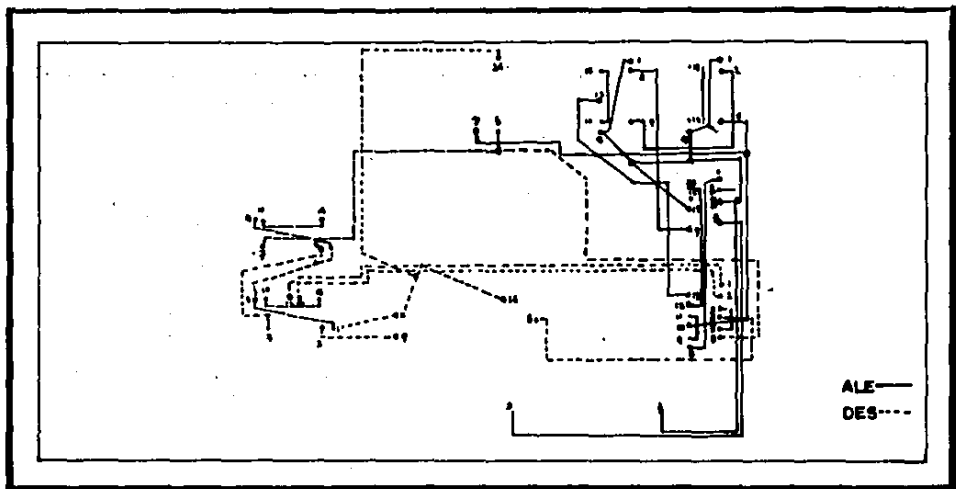


DISPOSICION DE CIRCUITOS

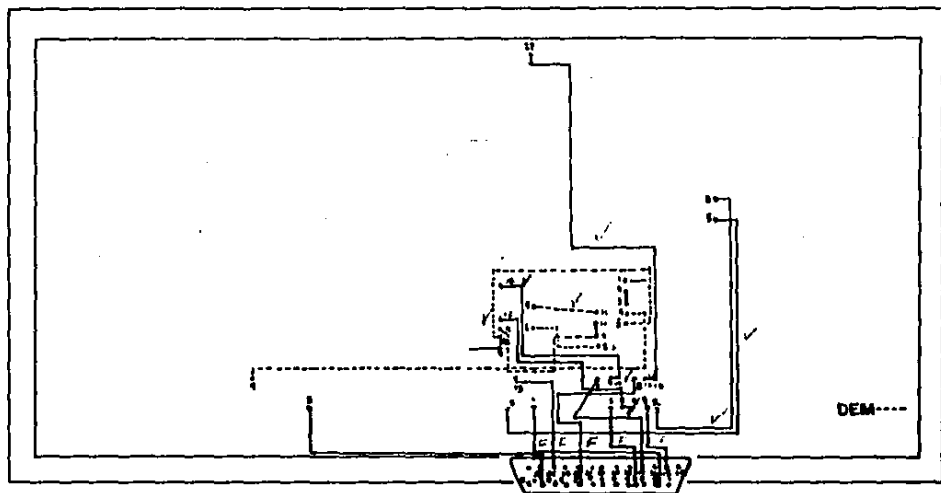
VISTA SUPERIOR



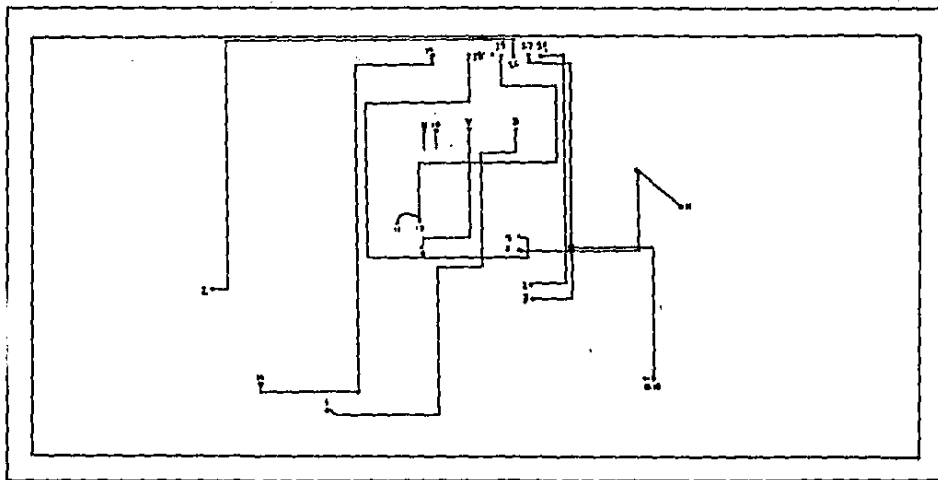
CONEXIONES DE ALIMENTACION Y TIERRA



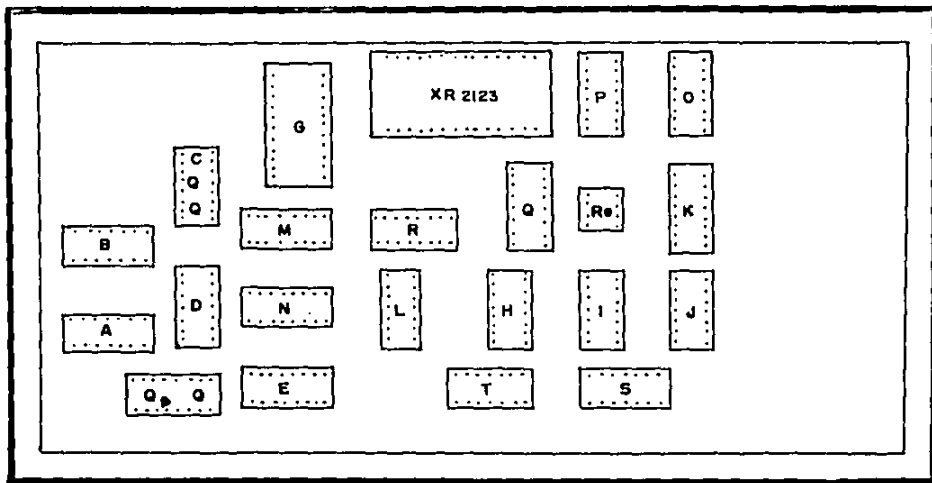
ALEATORIZADOR Y DESALEATORIZADOR



DEMULPLEXOR, RECP. TRANS. DE L.

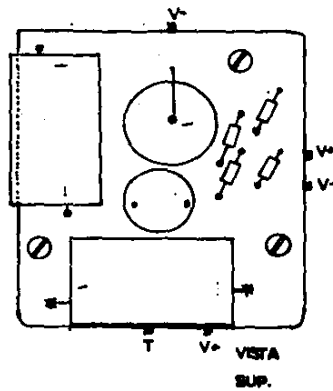


MODULADORES Y DEMODULADORES

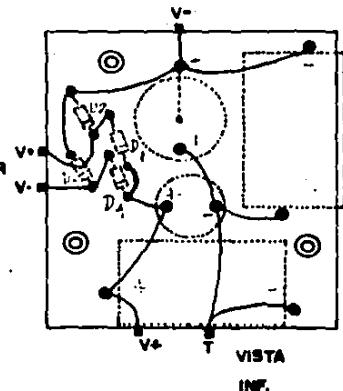


DISPOSICION DE CIRCUITOS

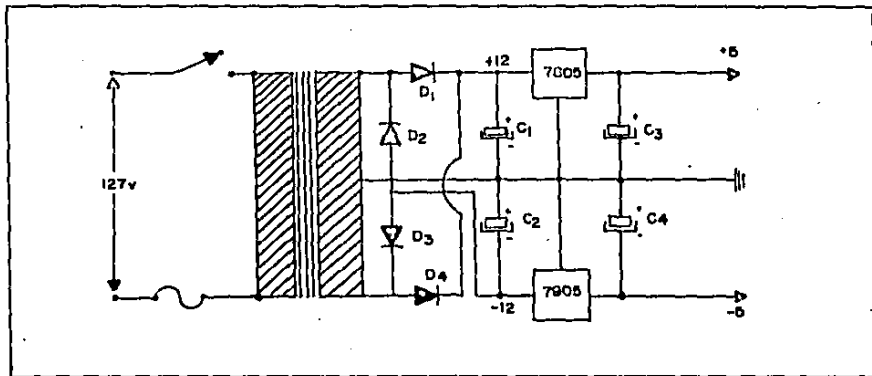
VISTA INFERIOR



TRANSFORMADOR



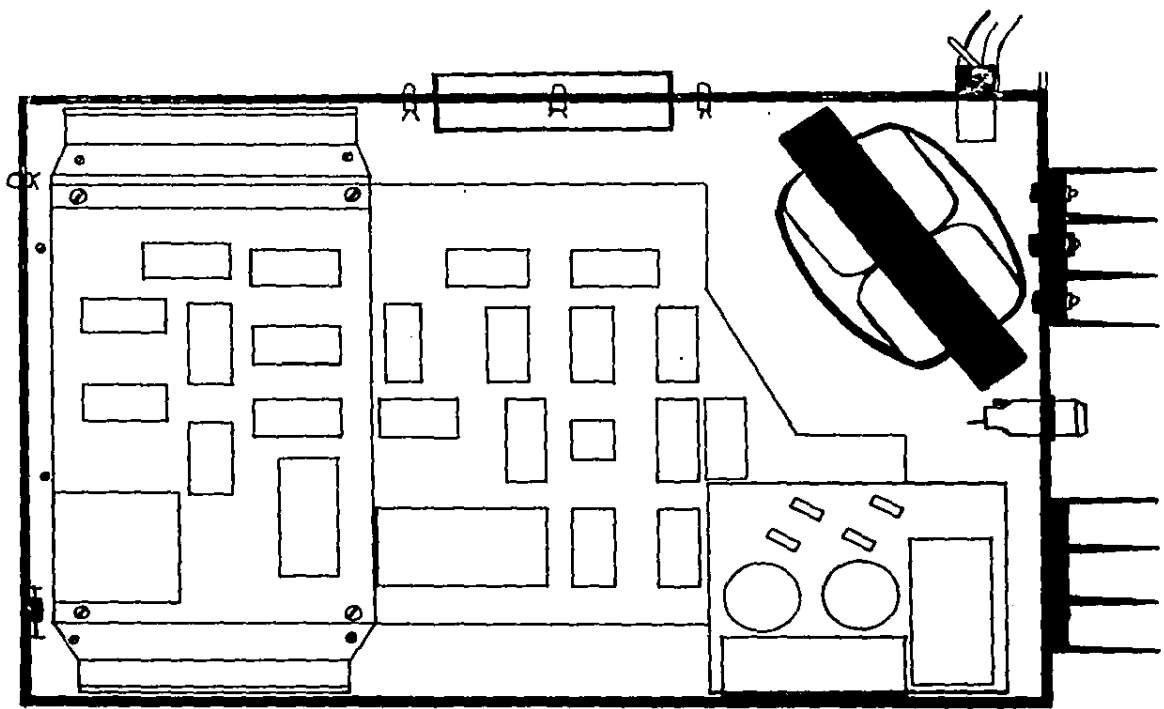
PUNTE DE DIODOS Y CAPACITORES
FUENTE DE PODER.

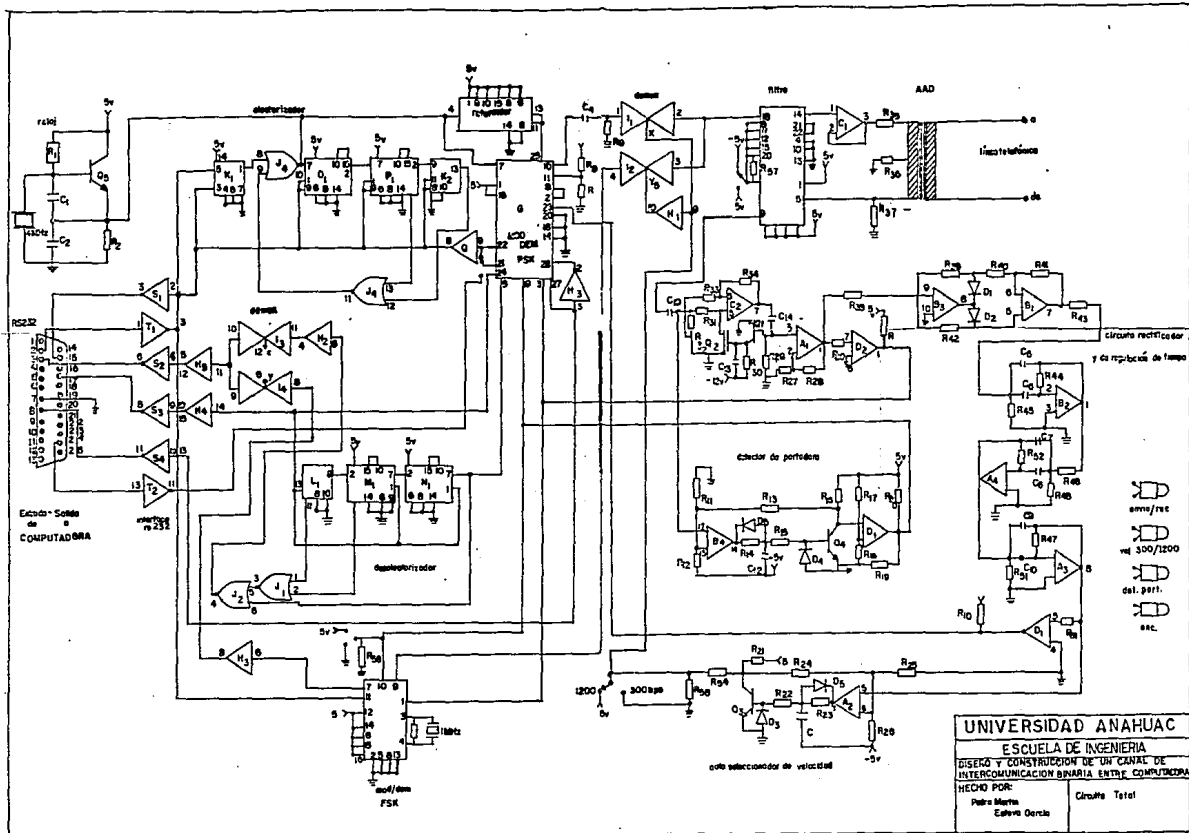


UNIVERSIDAD ANAHUAC

FUENTE
DE
ALIMENTACION

200





UNIVERSIDAD ANAHUAC
 ESCUELA DE INGENIERIA
 DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN CANAL DE
 INTERCOMUNICACION BINARIA ENTRE COMPUTADORAS
 HECHO POR:
 Pedro Martín
 Esteban García

Circuitos Típicos

PROGRAMA DE COMPUTACION PARA LA PRUEBA DEL MODEM.

La prueba principal del modem, mediante la cual se evaluará su funcionamiento, consiste en la extracción de las señales de control y datos desde un computador personal IBM, ó VECTRA de HP, los cuales alimentarán el conector RS 232c del modem.

La salida del modem se conectará en la entrada de micrófono de una grabadora, la cual nos servira como un elemento de almacenamiento el cual nos permitirá enviar la información nuevamente al modem mediante la salida de audio de la misma.

La Fig.1 muestra los componentes y la forma de conexión.

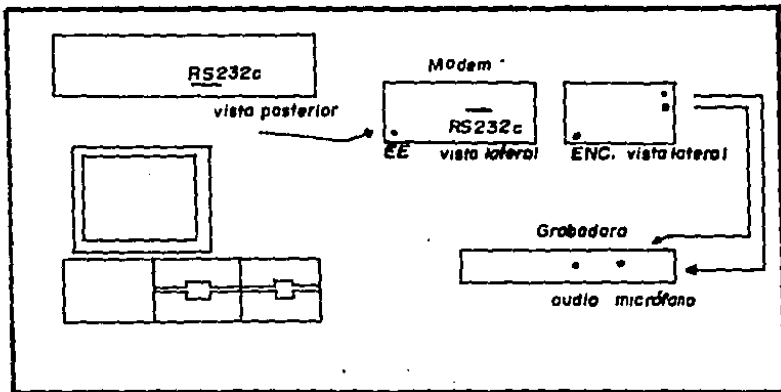


Fig.1 Demostración de las conexiones y los elementos para la prueba de funcionamiento.

El cassette y la grabadora se pueden utilizar puesto que la información que se va a almacenar ésta dentro del rango de voz como si se fuera a enviar a través de las líneas telefónicas, para realizar una simulación más real se utilizará un circuito que se utiliza para producir ruido blanco.

Para ésta prueba es necesario contar con un programa de comunicaciones, el cual se crea específicamente para ésta aplicación, y en el cual se debe tener un amplio conocimiento del hardware ó circuitería del computador.

En la fig. 2 se muestra el equipo de computo a utilizar y en la Fig 3 se muestra el equipo necesario para comunicar computadoras a través de la línea telefónica.

Fig. 2 Computadora printaform (IBM-compatible).

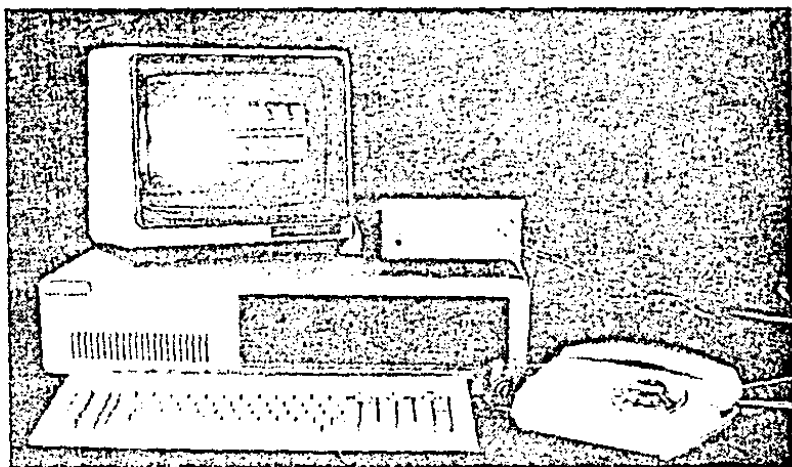


Fig.3 Equipo necesario para la comunicación entre computadoras.

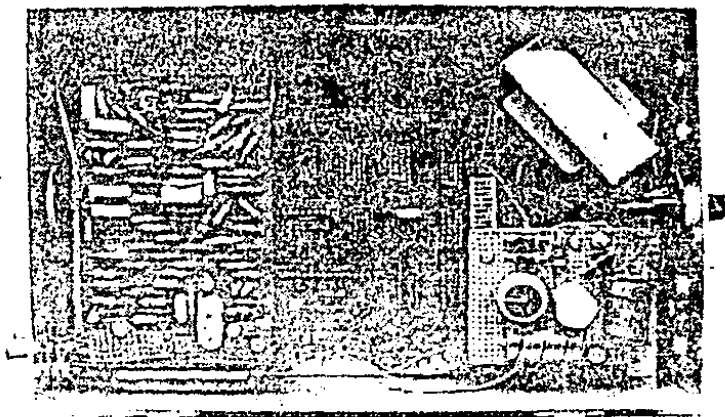


Fig. 4 Vista frontal del interior del aparato

LISTADO Y CORRIDA DEL PROGRAMA

#####

Global predicates

```

Return openS2321(Integer, Integer, Integer,
                Integer, Integer, Integer, Integer)
    - (i1,i2,i3,i4,i5,i6) language c
    */

```

```

Return openS2321PortNo, InputBufSize, OutputBufSize,
                BaudRate, Parity, WordLength, StopBits, Protocol) language c
    */

```

```

PortNo           = 1           Means COM1 communication port located
                                at I/O address 003FB
                  = 2           Means COM2 communication port located
                                at I/O address 002FB

Range for InputBufSize 1-31767 Number of bytes reserved for the
                                input buffer
Range for OutputBufSize 1-31767 Number of bytes reserved for the
                                output buffer

BaudRate         = 0           Means 110 Baud
                  = 1           Means 150 Baud
                  = 2           Means 300 Baud
                  = 3           Means 600 Baud
                  = 4           Means 1200 Baud
                  = 5           Means 2400 Baud
                  = 6           Means 4800 Baud
                  = 7           Means 9600 Baud

Parity           = 0           Means no parity
                  = 1           Means odd parity
                  = 2           Means even parity

WordLength       = 0           Means 5 data bits
                  = 1           Means 6 data bits
                  = 2           Means 7 data bits
                  = 3           Means 8 data bits

StopBits         = 0           Means 1 Stop bit
                  = 1           Means 2 Stop bits

Protocol        = 0           Means pure communication without Xon/Xoff
                                and RTS/CTS
                  = 1           Means communication with Xon/Xoff but
                                without RTS/CTS /# Preferred mode #/
                  = 2           Means communication with RTS/CTS but
                                without Xon/Xoff. RTS will always be
                                in the high state.
                  = 3           Means communication with both Xon/Xoff
                                and RTS/CTS. RTS will always be in the
                                high state.
    */

```

The protocol must always follow the ETR/USR signals which means a remote device has to keep Pin 4 (DSR) high when it is ready to receive/transmit data.

*/

```

Return closeP52321(Integer) - (i) language c
    */

```

/*

```

closeS2321PortNo
PortNo           = 1           Means COM1 communication port located
                                at I/O address 003FB
                  = 2           Means COM2 communication port located
                                at I/O address 002FB
    */

```

It is very important to close an open communication port before a program terminates because this predicate resets interrupt vectors and frees allocated buffers

*/

```
Boolean Tsch_RS232(Integer,Char) - (i,i) language c
```

```
/*  
  Tsch_RS232(PortNo,Char)  
  PortNo          = 1          Means COM1 communication port located  
                                     at I/O address 603FB  
                                     = 2          Means COM2 communication port located  
                                               at I/O address 602FB  
  Char           Character to be transmitted via the COM port.  
*/
```

```
Boolean QueueSize_RS232(Integer,Integer,Integer) - (i,0,0) language c
```

```
/*  
  QueueSize_RS232(PortNo,SizeOfInputQueue,SizeOfOutputQueue)  
  PortNo          = 1          Means COM1 communication port located  
                                     at I/O address 603FB  
                                     = 2          Means COM2 communication port located  
                                               at I/O address 602FB  
  SizeOfInputQueue  Number of characters in the input queue.  
  SizeOfOutputQueue Number of characters in the output queue.  
*/
```

```
Boolean DelOutBuf_RS232(Integer) - (i) language c
```

```
/*  
  DelOutBuf_RS232(PortNo)  
  PortNo          = 1          Means COM1 communication port located  
                                     at I/O address 603FB  
                                     = 2          Means COM2 communication port located  
                                               at I/O address 602FB  
  This predicate flushes the output buffer  
*/
```

```
Boolean Rsch_RS232(Integer,Char) - (i,0) language c
```

```
/*  
  Rsch_RS232(PortNo,Char)  
  PortNo          = 1          Means COM1 communication port located  
                                     at I/O address 603FB  
                                     = 2          Means COM2 communication port located  
                                               at I/O address 602FB  
  Char           Char transferred from the input queue.  
*/
```

```
Boolean DelInBuf_RS232(Integer) - (i) language c
```

```
/*  
  DelInBuf_RS232(PortNo)  
  PortNo          = 1          Means COM1 communication port located  
                                     at I/O address 603FB  
                                     = 2          Means COM2 communication port located  
                                               at I/O address 602FB  
  This predicate flushes the input buffer  
*/
```

Integer status_RS232:Integer,Integer) - (i,i) language c

```
/*
  status_RS232(PortNo,Status)
  PortNo          = 1      Means COM1 communication port located
                        = 2      Means COM2 communication port located
                        at I/O address 603FB
                        at I/O address 602FB
  Status          = 1      Input characters have been lost because
                        the input queue was full when characters
                        were received.
                        = 2      Parity error detected
                        = 4      Overrun detected
                        = 8      Framing error detected
                        = 16     Break signal detected
                        = 32     An Aoff has been received
                        = 64     An Aon has been received
                        = 128    An Aoff has been transmitted
                        = 256    An Aon has been transmitted
                        = 512    Input buffer is empty (when trying to read)
                        = 1024   Output buffer is full (when trying to write)

  The Status value is a bit mask and should be checked after
  each transmission.
*/
```

```
*****
SPECIFIC MODEM PREDICATES -- NAMES COMPATIBLE
Reference Hayes Smartmodem User's manual
```

It is important to always initialize the modem port with
CpmP232 before using the modem predicates

```
*****
```

Color SetModemModel(Integer, String, Char, Integer) - (i,i,i,i) language c

```
/*
  SetModemModel(PortNo,CommandAttention,CommandTerminator, BreakTime)
  PortNo          = 1      Means COM1 communication port located
                        at I/O address 603FB
                        = 2      Means COM2 communication port located
                        at I/O address 602FB
  CommandAttention Normally "AT"
  CommandTerminator Normally "013" (CR)
  BreakTime       Means the length of time a break signal
                        will be placed on the line.
                        Range 0-32676 (0-327 sect).
                        Normal values are 10-25.

  A Modem can be initialized several lines during a connection.
*/
```

Select Test_modem:String,Integer) - (i,i) language c

```
/*
  Test_modem(CommandStr, ModCharTransmitted)
  CommandStr      Command to the modem
  ModCharTransmitted Sometimes
                        it is necessary to retransmit a part or
                        the whole command.
*/
```

```

Determines the control character (ASCII) for language c
/*
  RcvStr_coden(Message)
  Message                                     Response from the modem.
*/

```

```

Determines Sendbreak_EE332 language c
/*
  Send a break signal
*/

```

```

Determines Ticks(Integer) - (s)
/*
  Ticks (1-32767) causes the program to wait for a specified period
  of time, measured in hundredths of seconds.
*/

```

Turbo Prolog Toolbox
 (C) Copyright 1987 Borland International.

Transmission protocol : (A true subset of the XMODEM PROTOCOL)

Hexcode	ASCII value	Description
ACK	6	acknowledgment
NAK	21	Negative acknowledgment
SOH	1	Start of data character
EOT	4	End of transmission

Packet format :
 1 2 3-130 131
 Packet ID, Complement to Packet ID, Data (128) ..., Check sum

Protocol:

TRANSMITTER

RECEIVER

Send SOH
Send packet

Send NAK (repeat until SOH)

Everything is ok:
 Send NAK
 Everything is not ok:
 Send ACK

This will be repeated until transmission is accepted.
 When all packages are transmitted the transmitter will:

Send EOT

CRITERIOS PARA LA EVALUACION Y SELECCION DE LOS MODEMS

SELECCION

1. Necesidades del modem

- Modo de operación
- Tipos de líneas necesarias
- Razón de bit requerida
- Configuración Física del modem.
- Características especiales y capacidades.
- Problemas de aislamiento, servicio y reparación.
- Consideración personal de los modems

2. Funcionamiento del modem

3. Mantenimiento

4. Control de calidad y pruebas de manufactura

5. Producto establecido

6. Garantía

7. Soporte técnico y reparación

8. Documentación

9. Entrenamiento

PRUEBAS RECOMENDADAS

1. Razón de errores de bit

2. Transmisión de datos

- Sistemas punto a punto
- Sistemas multipunto

3. Contestación y llamada automáticas

4. Distorsión de alimentación

5. Observación visual y Comentarios generales

6. Evaluación de los datos de prueba

APENDICE

A.1 CALCULO DE UNA TIERRA FISICA.

Como se definió en la sección 2.1, el interface RS 292c cuenta con dos terminales que se conectan a tierra, una de ellas es la terminal AA, y la otra es la terminal AB la cual establece el potencial de referencia de tierra para todos los circuitos excepto el AA.

El propósito de ésta sección es ahondar un poco más en el concepto de "tierra", presentando un diseño de una tierra física a partir de las ecuaciones de electricidad.

Las características que tiene la "tierra física" son:

- Ser un conductor casi perfecto.
- Tener un potencial cercano a cero.

Como la tierra no es un conductor perfecto, se acostumbra introducir conductores en su interior, así como modificar su composición con materiales de mejor conducción. Para poder obtener su distribución, se necesitan ecuaciones que relacionen la distancia de separación entre ellos con la resistencia que presente.

El primer paso consiste en obtener el potencial y la corriente de un solo conductor en forma radial, lo cual se hace a partir de la Ley de Gauss.

El segundo paso es colocar otro conductor y obtener su potencial y corriente, con el fin de encontrar la impedancia de la tierra.

El tercer paso es la generalización de las fórmulas para n conductores y de ésta manera obtener cuantos de éstos se necesitan y que características deben tener para hacer la

resistencia de la tierra casi cero.

Suponiendo una distribución lineal uniforme de carga ρ_l de longitud L , véa la Fig.a.1.1.

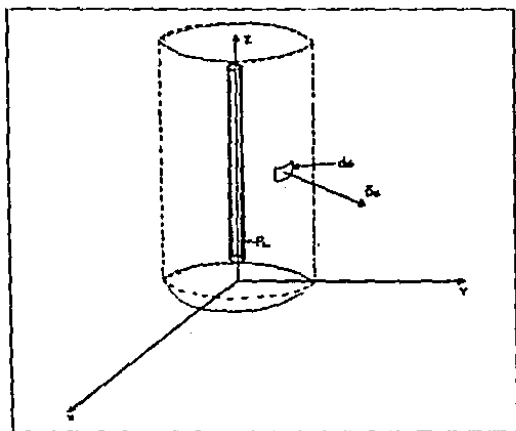


Fig.a.1.1 Distribución lineal de carga.

$$Q = \oint_{\text{cil}} \vec{D}_s \cdot d\vec{s} = D_s \int_{\text{coriol.}} ds + 0 \int_{\text{b.inf}} ds + 0 \int_{\text{b.sup}} ds \quad \text{a.1.1}$$

tomar en cuenta que $\hat{r} \cdot \hat{z} = 1$ $\hat{r} \cdot \hat{\theta} = 0$

así que

$$Q = D_s \int_0^L \int_0^{2\pi} r \, d\phi \, dz \quad \text{siendo coordenadas cilíndricas}$$

$$Q = D_s r \int_0^L \int_0^{2\pi} dz = 2\pi r L D_s \quad \text{a.1.2}$$

por lo que $D_s = D_r = \frac{Q}{2\pi r L}$

pero $Q = \rho_l L$ para una distribución lineal, así que

$$D_r = \frac{\rho_l}{2\pi r} \quad \text{recordar que } \vec{D}_r = \epsilon \vec{E}_r \quad \text{a.1.3}$$

$$E_r = \frac{\rho_l}{2\pi \epsilon r}$$

El potencial es $\int_{r_1}^{r_2} \vec{E} \cdot d\vec{l}$

y la tensión es $V = \int_0^r \frac{\rho}{2\pi\epsilon_0 r} dr = \frac{\rho}{2\pi\epsilon_0} \ln \frac{r_2}{r_1}$

tomando en cuenta que $\vec{J} \cdot \vec{C} = \vec{E}$ $I = \vec{J} \cdot \vec{A}$

$$\begin{aligned} \text{se obtiene } I &= \sigma EA \\ &= \frac{\sigma \rho A}{2\pi\epsilon_0 r} \end{aligned}$$

donde $A = 2\pi r$

y la impedancia para un solo conductor es:

$$\frac{r_2}{2\pi\sigma} \ln \frac{r_2}{r_1}$$

como se puede notar de la ecuación 4.13 la profundidad carece de importancia.

Contando con la resistencia de un conductor, ahora se hace una distribución de n conductores para buscar que la resistencia sea menor.

La resistencia de un par de conductores puestos en paralelo se comporta de acuerdo con

$$R_t = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_1}{2}$$

asi que

$$R = \left(\frac{r_2}{2\pi\sigma} \ln \frac{r_2}{r_1} \right) \left(\frac{1}{2} \right)$$

entonces para n conductores en paralelo $R_t = \frac{R}{n}$

lo que implica que la resistencia de la tierra es:

$$R = \frac{r_2}{2\pi\sigma} \ln \frac{r_2}{r_1} \left(\frac{1}{n} \right)$$

notándose que la $R \rightarrow 0$ cuando el número de conductores $\rightarrow \infty$

En la Fig.a.1.2 se representa la disposición de conductores en el interior de la tierra y algunos de sus características (materiales y formas ampliamente utilizadas).

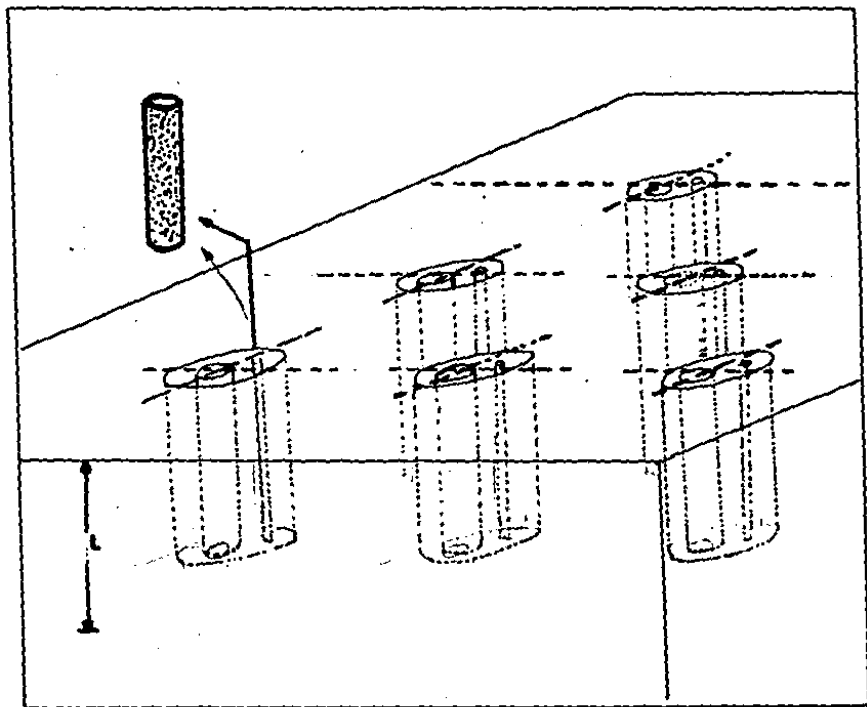


Fig.a.1.2 Distribución de Conductores y sus partes componentes.

A.2 DESCRIPCION FUNCIONAL DE LOS CIRCUITOS DE INTERCAMBIO RESTANTES.

CB LISTO PARA ENVIAR (CCITT) DESDE EL MODEM

Las señales que actúan sobre este circuito las genera el DCE para indicar si el data set está listo ó no para transmitir.

La condición encendido, junto con una condición de encendido de los circuitos CA, CC Y CD indica al DTE, que las señales presentes en BA, se transmitirán al canal de comunicación.

La condición de apagado indica al DTE que no debe transferir datos a través del interface o CI, BA.

La condición ON del CB es una respuesta a la ocurrencia de una ON en CC y CA, retrazado puede ser apropiado para establecer un canal de comunicaciones a un ETD remoto.

Donde CA, no está implementada en el ECD, el circuito CA, asumirá estar ENCENDIDO todo el tiempo, y el circuito CB responden estar de acuerdo.

CC DATA SET READY (CCITT) DESDE DCE

Las señales es éste circuito se usan para indicar el estado del DATA SET local.

La condición de encendido indica:

- a) Que el ECD local, está conectado a un canal de comunicación ("Off Hook" en servicio conmutado) y
- b) Que el ECD (local ó remoto) no está en prueba, en modo de voz alterna ó en modo de llamada y
- c) Que el DCE ha completado, donde sea aplicable

1. Cualquier función de regulación de tiempo requerida por el sistema conmutado para completar el establecimiento de una llamada y
2. La transmisión de cualquier tono de respuesta discreto, cuya duración está controlada únicamente por el DATA SET local.

Cuando el ECD no transmite un tono de respuesta, ó cuando la duración del tono de respuesta es controlado por alguna acción del DATA SET remoto, la condición de encendido no será interpretada como una indicación de que la comunicación de un canal ha sido establecida con una estación DATA SET remota.

La condición apagado aparecerá en todo tiempo y será una indicación de que el equipo terminal de datos desprecia señales que aparecen en otro circuito de intercambio con la excepción del CE (Ring Indicator). La condición apagado no afecta la operación del circuito CE ó el CD .

Cuando ocurre la condición apagado durante el progreso de una llamada antes de que el circuito CD se apague, el ETD interpretará esto como una perdida ó una conexión abortada tomando acción para terminar la llamada. Cualquier subsecuente condición de encendido en el circuito CC se considerará una nueva llamada.

Cuando el DATA SET se usa junto con equipos de llamada automática, la transición de apagado a encendido del circuito CC no será interpretada como una indicación de que el Equipo de comunicación de datos ha abandonado el control del canal de comunicación al DATA SET. La Indicación de esto es dada en la

forma apropiada en el Equipo de comunicación de datos interface (RSS66).

NOTA: Llama la atención el hecho de que si una llamada de datos es interrumpida por un comando de voz alterna, el circuito CC se apaga durante el tiempo en que la comunicación de voz, éste en progreso. La transmisión o recepción de las señales requeridas para condicionar el canal de comunicación o el ECD en respuesta a la condición de encendido del circuito CA (RTS) del transmisor ETD tomará lugar después de que el circuito CC se encienda pero será previo a la condición de encendido de CB (CTS) ó CF (RLSD).

CIRCUITO CD EQUIPO TERMINAL LISTO (CCITT 100.2)

AL ECD.

Las señales sobre éste circuito se usan para el control conmutado del ECD desde el canal de comunicación y para mantener la conexión establecida por medios externos (originación de llamada manual ó automática, respuesta manual).

Cuando la estación está agrupada para la contestación automática de llamadas realizadas y está en modo de respuesta automática, la conexión a la línea ocurre solo en respuesta a la combinación de una señal de ring y la condición de encendido del circuito CD (DTR), quita el ETD se permite presentar la condición de encendido en el circuito CD cuando éste, está listo para transmitir ó recibir datos, excepto como se indica a continuación.

La condición apagado causa al ECD, remover cualquier transmisión desde el canal de comunicaciones siguiendo la finalización de cualquier transmisión en progreso. Vea el circuito BA (datos transmitidos). La condición apagado no deshabilita la operación del circuito CE.

En aplicaciones de redes conmutados cuando el circuito CD se apaga, no se prende otra vez hasta que CC (DSR) sea apagado por el ECD.

CIRCUITO CE (RING END) CCITT 125
DESDE ECD

La condición de encendido indica que una señal de "ring" se está recibiendo en el canal de comunicación. Esta aparecerá coincidiendo con el segmento de encendido del "ring" del canal de comunicaciones.

La condición apagado se mantendrá durante el segmento apagado del circuito "ring" y en todo otro tiempo en que el ring no sea operado por éste circuito, no será deshabilitado por el apagado de circuito CD.

CIRCUITO CF (DETECTOR DE SENAL DE LINEA RECIBIDA) CCITT 109
DESDE EL ECD

La condición de encendido está presente cuando el ECD recibe una señal que conoce su "criterio de adaptabilidad", el cual propone el constructor.

La condición apagado indica que no se está recibiendo señal

ó que no es utilizable para la demodulación.

La condición apagado de CF causará al circuito BB que sea enviado a la condición de "uno" binario.

La indicación de este circuito seguirá la actual "on set" ó pérdida de señal por los "retrazos de guarda".

Sobre los canales de alta frecuencia, el circuito CF se mantiene apagado si el circuito CA está encendido y por un breve intervalo de tiempo, siguiendo la transición encendido apagado del circuito CA.

CIRCUITO CG DETECTOR DE CALIDAD DE SENAL CCITT110

DIR: DESDE ECD

Las señales de éste circuito se usan para indicar si hay ó no una alta probabilidad de un error en el dato recibido.

Una condición de encendido se mantiene cuando no hay razón para creer que ocurrió un error.

Una condición de apagado indica que hay alta probabilidad de error. Esto puede ser usarse para pedir automáticamente la retransmisión de la señal de datos transmitidos previamente.

La respuesta de éste circuito permite la identificación de los elementos de señal sobre el circuito BB.

CIRCUITO CH SELECTOR DE VELOCIDAD DE LA SENAL DE DATOS (CCITT111)
AL DCE

Las señales de éste circuito se usan para seleccionar entre dos razones de señalización de datos en el caso de equipo de datos síncrono de doble velocidad ó entre dos rangos de velocidades de señalización de datos en el caso de equipos de datos síncronos sin doble rango.

Una condición de encendido seleccionará la mayor velocidad de datos ó rango de velocidad.

La velocidad de las señales de regularización de tiempo, si están incluidas en la interface, serán controlados por éste circuito apropiadamente.

CIRCUITO CI SELECTOR DE VELOCIDAD DE SENAL DE DATOS (CITT112)
DESDE ECD (ver anterior)

CIRCUITO DA TRANSMISOR SEGNAL ELEMENT TIMING (ETD SOURCE)
CCITT 113

Las señales en éste circuito proveen la conversión de la señal transmitida con la señal del elemento de información de señal de regularización de tiempo.

La transición de encendido a apagado indica que el centro de cada elemento de señal del circuito BA (cuando el DA está implementado en el ETD) provee la información de regularización

de tiempo sobre éste circuito cuando el ETD esté prendido. Esto le permite al ETD mantener una regularización de información en su circuito durante un corto período, cuando el circuito CA está apagado.

DB ELEMENTO DE REGULACION DE TRANSMISION DE SENAL ECD

Las señales en éste circuito proveen al ETD con información de regulación de tiempo. El ETD proveerá, señal de datos sobre BA (transmisor de datos) en el cual los transmisores entre elementos de señal, normalmente ocurren en el tiempo de las transiciones apagado encendido de la señal en el circuito DB cuando está implementada en el ECD, éste provee la información de regularización de tiempo a este circuito cuando el ECD esté prendido. Esta permitido para el ECD, mantener una regularización de información sobre éste circuito por cortos periodos si el circuito CC está apagado.

DB ELEMENTO DE REGULACION DE SENAL TRANSMITIDA ECD 114

Las señales de éste circuito proveen al ETD información de regulación de tiempo, a lo que el ETD proveerá, señal de datos sobre BA (transmisor de datos) normalmente ocurre en el tiempo de las transiciones apagado encendido de la señal en el circuito DB, cuando está implementada en el ECD, está prendido, está permitido para el ECD mantener una regularización de información de éste circuito por cortos períodos si el circuito CC está apagado.

CIRCUITO DD ELEMENTO DE REGULACION DE TIEMPO ECD 115

Las señales de éste circuito proveen al ETD una información de recepción de elementos de señal de transición de encendido a apagado indicará el centro de cada elemento de señal del circuito BB. La información del circuito DD se proveerá en todo el tiempo que CF esté encendido, puede no ser necesario presentar una señal de transición del circuito CF, de encendido apagado.

CIRCUITO SBA. S. TRANS. DAT. 118

AL DCC.

Este circuito es equivalente al BA, excepto que se usa como canal secundario de transmisión de datos.

Las señales en éste circuito las genera el ETD y se conectan al canal secundario local, transmitiendo la señal convertida para transmitir datos al ETD remoto.

El ETD mantiene el circuito SBA en "UNO" durante intervalos entre caracteres ó palabras y todo el tiempo en que no haya transición de datos.

En todo sistema, el ETD no transmitirá datos por el canal secundario a menos que haya una condición de encendido en los siguientes circuitos:

SCA CC SCB CD

Cuando el canal secundario se usa para seguridad del circuito ó para interrumpir el flujo de datos en el canal primario el circuito SBA, no es provisto y la portadora del canal es encendida ó apagada por medio de SCA.

La portadora apagada se interpreta como interruptora de la acción.

CIRCUITO SBB - RECEPCION DE DATOS CANAL SECUNDARIO. 119
DESDE ECD

Este circuito es igual al BB solo se usa para recibir datos en un canal secundario.

Cuando este se utiliza para "observarse" ó para interrumpir el flujo de datos en el canal primario, el circuito SBB no está provisto, vea el circuito intercambio SCF.

CIRCUITO SCA SEC. REGEST. TO SEND 120
AL DCC

Este circuito es equivalente al circuito CA, excepto que requiere el establecimiento del canal secundario en lugar del primario.

Cuando el secundario se usa como un canal de regreso la condición de encendido del circuito CA deshabilitará al circuito CA y no será posible condicionar el convertidor de señal desde el canal secundario, para transmitir durante cualquier intervalo de tiempo cuando el convertidor del canal primario está condicionado.

Donde las condiciones del sistema dicten que uno de los otros dos canales está en modo de transmisión en todo tiempo pero no simultáneos, aplicando una condición de encendido al SCA y controlando ambos canales en modo complementario por medio del CA, el circuito SCB no necesita estar implementado en el interface.

Cuando el canal secundario se utiliza como un circuito de seguridad ó para interrumpir el flujo de datos del canal primario, el circuito SCA enciende la portadora "sin modular" del canal secundario.

La condición apagado del circuito SCA apagará la portadora del canal secundario y traves de una señal interrumpirá el canal de comunicación remoto.

SCB SECONDARY CLEAR TO SEND CCITT 121
DESDE EL ECD

Este circuito es equivalente al circuito CB, excepto que indica la capacidad del canal secundario en lugar del primario. Este circuito no se provee donde el canal secundario se está usando como circuito de seguridad ó interruptor.

SCF DETECTOR DE SENAL DE LINEA SECUNDARIA RECIBIDA. 122
DESDE ECD

Este circuito es equivalente al CF para un canal secundario.
Los circuitos SCF indican el estado de circuito de seguridad ó
para interrumpir la señal.

A.3 CONSTRUCCION DE "OTROS" FILTROS

3.1 FILTRO PASABANDA CON REALIMENTACION NEGATIVA MULTIPLE.

El principio de la realimentación negativa múltiple se aplica con éxito a los filtros pasabanda, el circuito apropiado se representa en la Fig.3.2.4 y su función de transferencia es

$$A(p) = \frac{\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_3} C \omega_r P}{1 + \frac{2 R_1 R_3}{R_1 + R_3} C \omega_r P + \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_3} C^2 \omega^2 P^2}$$

La frecuencia resonante viene dada por

$$f_r = \frac{1}{2 \pi C} \sqrt{\frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2 R_3}}$$

que es dependiente de los valores de R_1 y R_3

La ganancia para la frecuencia de resonancia es:

$$-A_r = \frac{R_2}{2 R_1}$$

El factor Q del filtro se obtiene mediante:

$$Q = \pi R_2 C f_r$$

De las fórmulas anteriores se observa que la ganancia, el factor Q y la frecuencia resonante se pueden elegir libremente.

El ancho de banda del filtro es:

$$B = 1 / (\pi R_2 C)$$

El valor de la ganancia A_r no depende de R_3 , por lo que es

posible variar la frecuencia de resonancia mediante R_3 sin afectar el ancho de banda B ni la ganancia A_r .

En el caso de omitir la resistencia R_3 , el filtro funciona igual, pero el factor Q se hace dependiente de A_r , pues $R \rightarrow \infty$ y la ecuación se convierte en:

$$- A_r = 2 Q^2$$

Para que la ganancia de bucle del circuito sea mayor a la unidad, la ganancia en bucle abierto del amp. op. debe ser grande en comparación con $2 Q^2$.

Con la resistencia R_3 se pueden alcanzar factores Q altos incluso para una ganancia baja. Esta se debe, al hecho de que la señal de entrada se atenúa en el divisor de tensión R_1, R_3 .

Por lo tanto la ganancia en bucle abierto del amp.op. debe ser grande en comparación con $2 Q^2$. Este requisito es estricto en cuanto se debe satisfacer alrededor de la frecuencia resonante y es determinante en la elección del amp. op..

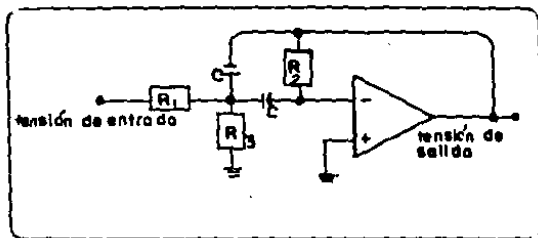


Fig. 3.1 Diagrama del circuito P.B. con retro-múltiple

3.2.1 DISEÑO DEL FILTRO.

De acuerdo a las fórmulas antes mencionadas y teniendo como información básica la frecuencia de resonancia, el factor Q y el ancho de banda, se requiere la obtención de los valores de las

resistencias. El valor de Q y el ancho de banda se escogieron considerando una banda pasante "estrecha", que va de 1140 a 1260 Hz con una atenuación de -3 dB por lo que el valor de "Q" que es: f_r/Af resulta ser de 120.

$$f_r = 1200 \text{ Hz. } Q = 120 \quad B = 10 \quad - A_r = 10$$

$$R = \frac{120}{TT (1200) (0.01\mu F)} = 31737.635 \text{ OHMS}$$

$$R = \frac{R^2}{-2 A_r} = 1586.88 \text{ OHMS}$$

$$R = \frac{10 (158.7)}{2 (144) + (10)} = 53 \text{ OHMS}$$

3. FILTRO (CHEBYSHEV CON RETRO MULTIPLE
 (Configuración de estado estable típica).

Los requisitos de atenuación para un filtro Chebyshev son:

$A_{max} = 1 \text{ dB}$

$A_{min} = 32 \text{ dB}$

La frecuencia resonante es 1000 Hz.

De acuerdo a éstos requisitos y considerando la Fig.3.2, podemos encontrar el orden del filtro.

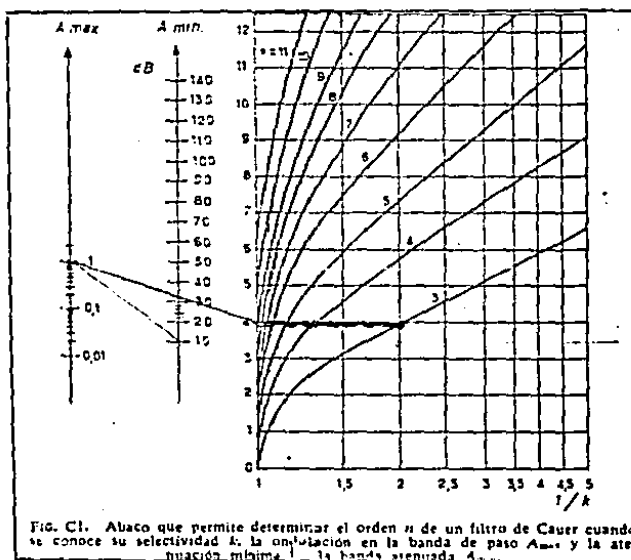


Fig.3.2. Tabla de construcción de filtros Chebyshev.
 (continuación del libro de filtros activos BILUSHEIN)

Dicho orden permite conocer el número mínimo de polos requeridos para ésta respuesta. Los valores ($\omega_0 + a$) se obtienen de la tabla de la Fig. 3.3 reproducida a continuación.

Number of poles	Stage	Design		Tuning	
		ω_0	a	ω_0 or -3 dB^* frequency	$20 \log G(\omega_0)/G(0)$
2	1	1.045456	1.050003	0.707	1.00
3	1	a real pole	0.494171	0.494171	0.00
3	2	0.495609	0.997098	0.931	0.00
4	1	1.274618	0.528581	0.229	0.16
4	2	0.280974	0.993230	0.973	11.1
5	1	a real pole	0.289493	0.289*	
5	2	0.714963	0.653208	0.563	3.51
5	3	0.179971	0.994110	0.986	14.93
6	1	1.314297	0.353139	0.130	0.68
6	2	0.454953	0.740506	0.707	7.07
6	3	0.124942	0.993335	0.991	18.08
7	1	a real pole	0.205414	0.205*	
7	2	0.771049	0.450052	0.402	2.96
7	3	0.316871	0.608366	0.789	10.09
7	4	0.091754	0.996333	0.994	20.76
8	1	1.327947	0.263068	0.091	0.06
8	2	0.511120	0.583832	0.544	6.12
8	3	0.234407	0.830613	0.839	12.66
8	4	0.070232	0.997066	0.932	2.73
9	1	a real pole	0.159330	0.159*	
9	2	0.793674	0.377312	0.312	2.75
9	3	0.369610	0.662310	0.639	8.82
9	4	0.180942	0.880300	0.573	14.88
9	5	0.055467	0.997613	0.997	25.12
10	1	1.334229	0.212136	0.070	0.03
10	2	0.536311	0.476065	0.440	8.74
10	3	0.280839	0.721478	0.707	11.12
10	4	0.144161	0.902134	0.894	16.83
10	5	0.044918	0.998027	0.998	26.93

* These filters are frequency-normalized so that the magnitude response at the pass-band edge passes through the lower boundary of the noise band at $\omega = 1$.

Fig. 3.3 Parámetros para una red Tcheyshyev con 1 dB de rizado.
(extraído del libro OPERATIONAL AMPLIFIERS, Tebey)

de la Fig.3.2.4 podemos ver que:

$$\omega_0 = 0.997098 \quad a = 0.495609 \quad (\text{polo complejo})$$

$$\omega_0 = 0.494171 \quad (\text{polo real})$$

La frecuencia central es:

$$f_0 = \sqrt{f^+ f^-} = 1195.82 \text{ Hz}$$

La Q de todo el circuito es:

$$Q = \frac{f_0}{f^+ - f^-} = 2.9580$$

La Q para cada sección se calcula mediante:

$$Q_a = \frac{(\omega_1/Q_0)^2 + 4 + \sqrt{((\omega_1/Q_0)^2 + 4)^2 - 4 (\omega_1/Q_0)^2}}{2 ((\omega_1/Q_0)^2 + 4)}$$

La frecuencia central de cada sección es:

$$M = \frac{\omega_1 Q_1}{2 Q_0} + \sqrt{((\omega_1 Q_1)/(2 Q_0))^2 - 1}$$

Como el tercer polo es real, se debe transformar en un polo complejo, la Q de la tercera sección es:

$$Q = \frac{2 Q_0}{\omega_1 b} = 10.7 \quad \text{y} \quad F_3 = f_0$$

La respuesta requerida se puede observar en la Fig.3.4.

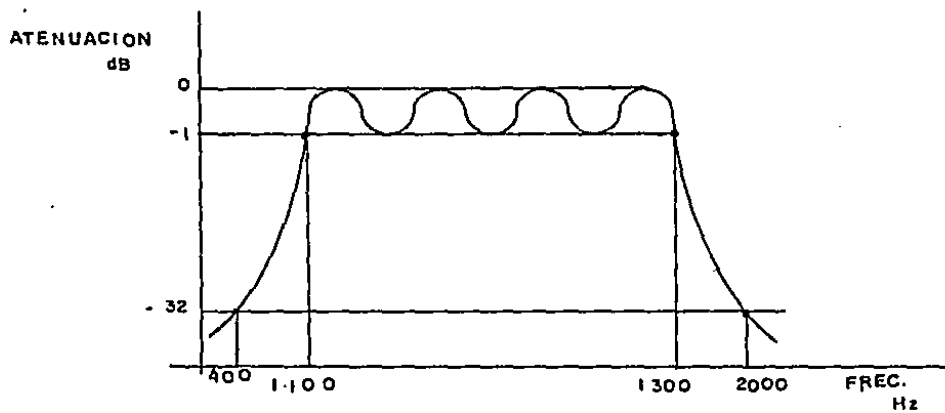


Fig.3.4 Gráfica de valores requeridos.

B FILTRO DE CAUER

Las características esperadas son:

$A_{max.} = 1 \text{ dB}$ vea la Fig.3.2.12

$A_{min.} = 25 \text{ dB}$

$k = 0.2$ $k^{-1} = 5$

De acuerdo con la Fig. 3.6 , vemos que $n=3$ y con $B = 16 \%$ podemos encontrar los siguientes valores.

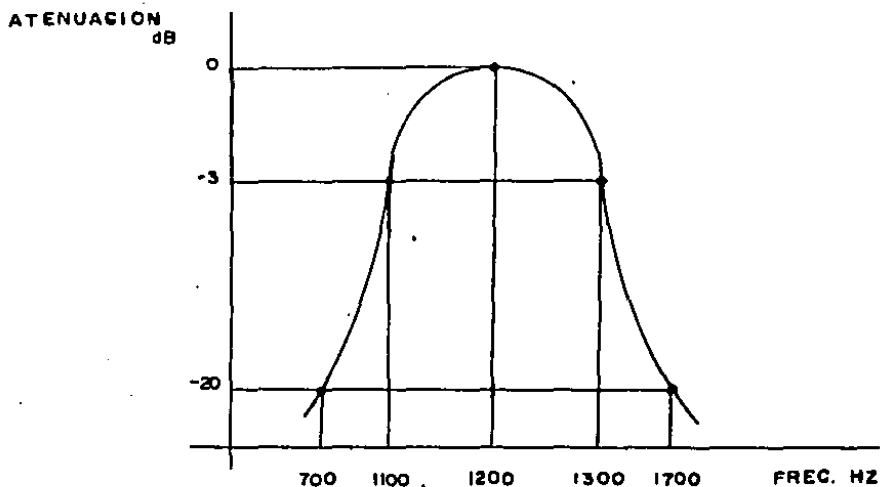


Fig.3.6 Gráfica de respuesta esperada.

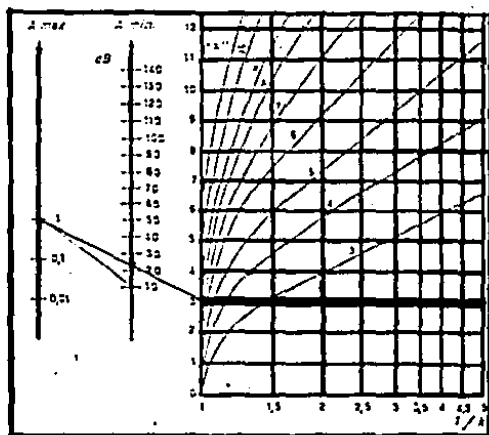


Fig.3.7 Tabla normalizada de valores.

Por último se muestra el diagrama del circuito en la Fig.3.8

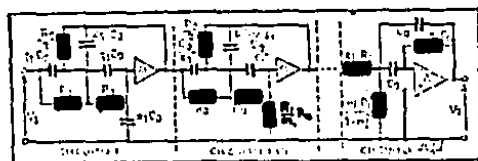


Fig.3.8 Diagrama del circuito.

6. FILTRO DE LEGENDRE

La gráfica que muestra las características esperadas para ésta etapa se encuentra en la Fig.3.9 , la tabla de valores de los elementos del circuito y la función de transferencia se encuentran en la Fig.3.10 y el circuito propuesto en la Fig.3.11

Las atenuaciones buscadas son:

$A_{max.} = 3 \text{ dB}$, $A_{min.} = 25 \text{ dB}$

Los factores de relación entre las bandas son

$k = 0.25$ o k^{-1} , la $F_0 = 1195.826$ y la $B = 16.72 \%$

De la Fig.3.10 se ve que $n=9$, por lo que los valores son:

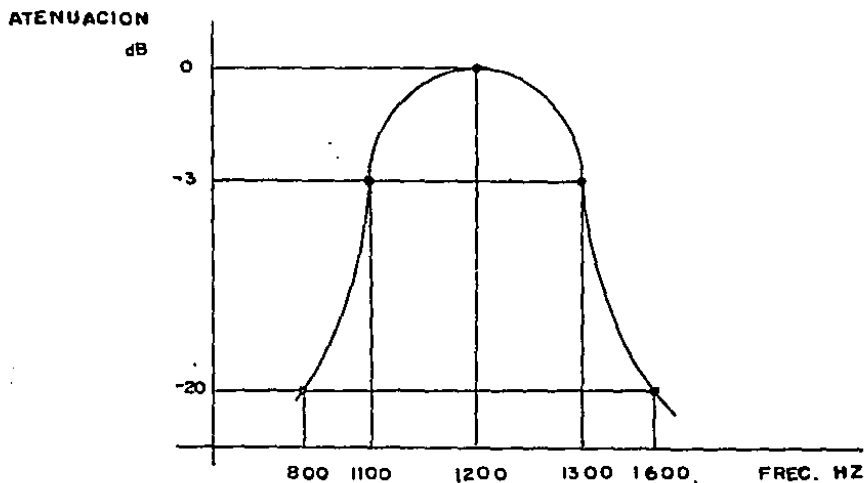


Fig.3.9 Gráfica de respuesta esperada.

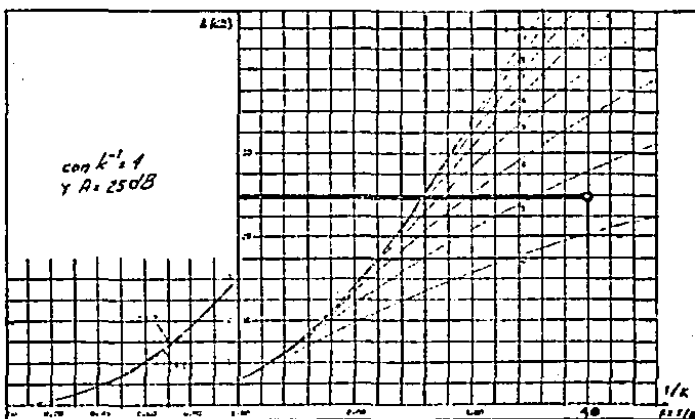


Fig.3.10 Tabla de parámetros del filtro de Legendre.

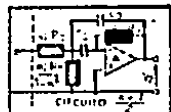
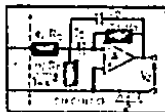
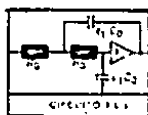
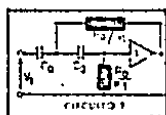


Fig.3.11 Diagrama del circuito propuesto

A.4 DEFINICION Y CLASES DE PROTOCDLOS.

Los protocolos proveen las reglas necesarias para asegurar que la transmisión de datos sea ordenada y exacta.

Los protocolos asociados con la comunicación de datos, definen funciones y operaciones a varios niveles, cada uno se diseña para funcionar en forma independiente aunque depende de la correcta operación del nivel anterior.

Los protocolos forman un conjunto de niveles, los hay desde aquéllos que definen las características eléctricas y mecánicas de los enlaces RS 232, hasta los que son responsables de funciones como "message buffering", conversión de código, reconocimiento y reporte de condiciones de falla en terminales ó líneas de comunicación con el CPU de la computadora principal y manejo de la red de comunicación.

A.4.1 ESTRUCTURA DE LOS CONTROLES DE ENLACE DE DATOS.

Los controles de enlace de datos se clasifican en:

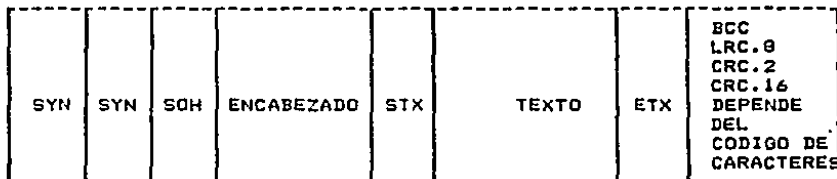
- PCB Protocolos de control de byte.
- PBO Protocolos de bit orientado.

En el caso de los PCB, un conjunto de caracteres de control de comunicaciones, efectua la operación ordinaria del enlace de datos. Esos caracteres de control pertenecen a un código de transmisiones. Los mensajes PCB se transmiten en bloques que se componen de un encabezado ó campo de control, un cuerpo ó campo de texto y un campo de verificación de resultados ó delimitador. La Fig.1 ilustra el formato de dichos bloques.

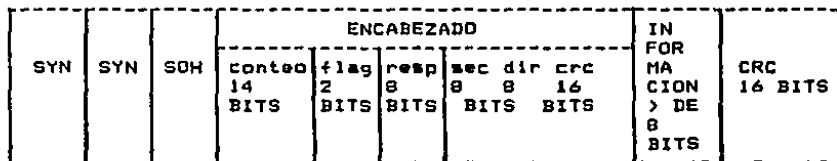
Los PBO, utilizan de dos a tres caracteres de control para manejar el enlace de datos. Esos caracteres, se usan para

delimitar el comienzo (FLAG) y el fin (FLAG, ABORT, GA) de un mensaje. En éstos protocolos, la posición se utiliza para delinear la secuencia que siguen ciertos campos, que son dirección, control, información y la secuencia de chequeo.

Los campos de dirección, control y chequeo de error tienen una longitud fija y el campo de información tiene una longitud variable, que puede ser cero.



COMUNICACION SINCRONA BINARIA
(a)



COMUNICACION DIGITAL DE DATOS
(b)



PROTOCOLO DE BIT ORIENTADO
(c)

Fig.A.5.1 Estructuras típicas de mensajes de protocolos

A.4.2 CARACTERISTICAS DE LOS MENSAJES DE LOS TIPOS DE PROTOCOLOS.

Los mensajes PCB, se forman mediante bloques, el campo de encabezado, contiene información auxiliar que identifica la dirección de destino ó origen del mensaje, el número de trabajo, el tipo de mensaje, la acción de control y un conocimiento positivo ó negativo para asegurar la recepción libre de errores de un mensaje previo. Las acciones de control se utilizan para inicializar una estación secundaria, para conociendo la buena ó mala recepción de los bloques.

El campo de texto contiene cualquier dato que se está transmitiendo, éste puede ser un código de información.

Para asegurar la recepción correcta de información, se acostumbra generar un bloque de caracteres de chequeo y se transmiten como un campo de chequeo de error.

Cada bloque de datos transmitido, se revisa en la estación receptora por medio de varios métodos, entre ellos los verificadores de redundancia y paridad verticales y longitudinales y el verificador de redundancia cíclica, que envuelve una división polinómica de un tren de bits.

Los mensajes PBO son más universales, puesto que todos los mensajes se adhieren a un formato estandar. Sus principales características son la independencia de códigos, de configuraciones de línea y periféricos; el uso de posiciones de diferente peso, el uso de un formato estandar para todos los mensajes; la posibilidad de operación "full-duplex ó half-duplex", la seguridad de la transparencia de la información mediante la inserción y borrado de ceros; y el chequeo de error

en todo el mensaje.

El mensaje comienza con una secuencia FLAG de 8 bits, seguido por las secuencias de DIRECCION, CONTROL, INFORMACION y CHEQUEO DE ERROR y termina con otra secuencia FLAG. Cada estación enlazada de ésta manera, continuamente requiere el envío de las secuencias FLAG y DIRECCION.

Cuando una estación primaria transmite la secuencia de DIRECCION (de 8 bits), designa cual estación secundaria va a recibir. En el caso de que la estación secundaria transmita, la DIRECCION le dice a la estación primaria cual estación secundaria es el origen de dicha transmisión. Una estación secundaria debe reconocer si la dirección enviada le es válida, antes de recibir el mensaje. De la misma manera, la estación primaria solo aceptará mensajes, si la dirección de la estación secundaria es válida. Para asegurar la integridad de los datos enviados, la secuencia de DIRECCION aparece en cada mensaje, lo cual le permite a la estación primaria enviar y recibir mensajes con varias estaciones secundarias sin mezclar los mensajes.

El campo de control sigue a la secuencia de DIRECCION y se compone de uno ó dos bytes (de 8 bits), dependiendo del protocolo. Este campo define el tipo de mensaje, el conteo de la secuencia de envío y recepción del mensaje. La estación primaria utiliza éste campo para indicar la dirección secundaria que debe de funcionar y a su vez está, para responderle a la primaria.

El campo de INFORMACION puede variar en longitud, los datos se pueden configurar en cualquier estructura (binaria, BCD,

decimal, etc.).

Una secuencia de intercambio de información entre una terminal y una computadora se puede realizar de dos formas, vea la Fig.2

TERMINAL

tengo un mensaje
envío de datos
retransmisión de datos
enviar fin de mensaje

COMPUTADORA

listo
error, enviar otra vez
OK, envía el siguiente
OK, desconectar

TERMINAL

SYN SYN
idle sincrono
ENQ enquiry

SYN SYN
transmite mensaje
de bloque

SYN SYN
bloque retransmitido

SYN SYN
bloque de mensajes

SYN SYN
fin de transmisión

COMPUTADORA

SYN SYN
ACK 0 even, positivo,
acknowledge

SYN SYN
NAK negative acknowledge

SYN SYN
ACK 1, odd, positive
acknowledge

SYN SYN
acknowledge

Fig.2 Ejemplos de secuencias de intercambio de información.

En la Fig.a.5.3 se muestra una tabla que define los caracteres de control de un sistema de comunicación síncrona binaria.

CARACTER	SIGNIFICADO	FUNCIONES
SYN	Caracter de sincronía	Establece y mantiene el caracter de sincronía previo al bloque de mensaje y durante la transmisión.
STX	Comienzo de texto	Transmitido antes que el primer conjunto de caracteres indica el fin del bloque de texto comenzando con STX o SHO
ETB	Fin de bloque de trans	Divide un mensaje con el proposito de checar errores.
US/ITB	Fin de bloque intermedio de transmisión	Termina un bloque empezado con SOH ó STX y el fin de una secuencia de bloques.
ETX	Fin de texto	Concluye la transmisión
EOT	Fin de transmisión	Se dirige a todas las terminales, requiriendo una retransmisión
ENQ	Requisición	Indica que el bloque anterior se recibió sin errores y hace la petición para el nuevo.
ACK	Reconocimiento positivo	Se transmite antes que los caracteres de encabezado
SOH	Comienzo de encabezado	El bloque previo es inaceptable, se solicita la retransmisión.
NAK	Reconocimiento negativo	El transmisor no está listo para transmitir, pero quiere mantener la conexión
TTD	Retrazo temporal de texto	Es enviado al transmisor por un receptor en lugar de ACK indicando que el receptor tiene un mensaje de espera de mayor prioridad
RVI	Interruptor inverso	El bloque anterior se recibió sin error, pero el receptor no esta listo para el bloque siguiente.
WACK	Esperar Reconocimiento afirmativo antes de transmitir	Prefijo para caracteres de control durante modo transparente
DLE	Escape de enlace de datos	Transmitida sobre una línea conmutada, cuando todos los mensajes están completos, puede transmitirse en cualquier momento para desconectar
DLE EOT	Secuencia de desconexión para una línea conmutada	Se adhiere antes ó después de una transmisión.
PAD		

Fig.a.5.3 Caracteres de Control de un sistema CSB

A.4.3 DEFINICION DE LOS VERIFICADORES DE REDUNDANCIA.

Como se comento en el primer apartado de éste tema, existen distintos verificadores de información, entre ellos están:

VRV verificador de redundancia vertical
VRL verificador de redundancia longitudinal
VRC verificador de redundancia ciclica

Cada vez que se recibe un caracter, el VRV checa la paridad non, la cual significa que siempre hay un número non de unos en el patrón de bits de cada caracter, en caso de ser par, el Transmisor inserta un uno en la posición MSB, para hacerlo non.

El VRL verifica una línea horizontal buscando una paridad non, realizando el conteo tanto en el transmisor como en el receptor.

El VRC tiene dos modos de uso que son el crc12 y el crc16, el primero se utiliza en códigos de transmisión de 6 bits y el segundo con códigos de 8 bits. Una constante derivada del polinomio del VRC, se usa para dividir el valor numérico binario de cada caracter, el cociente se descarta y el residuo se adhiere al siguiente caracter, el cual se divide nuevamente, esto continua hasta que el caracter de chequeo se recibe, mientras el residuo se transmite como el BCC. El receptor compara el BCC transmitido con su propio BCC, derivado del mensaje que le está llegando, y si ellos están iguales, no existe error. En caso de desigualdad, se solicita la retransmisión. Este método es el único que se utiliza en modo "transparente".

A.5**MANUAL DE CIRCUITOS INTEGRADOS.****INDICE**

LM 339
LM 324
LM 741
LM 1458
CD 4013
CD 4015
CD 4016
CD 4030
CD 4049
CD 4069
MM 7404
MM 74193
XR 1488
XR 1489



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 power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog-to-digital converters, pulse, squarewave, and time delay generators, wide range VCO, MOS clock timers, 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

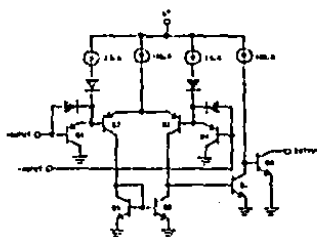
- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near gnd
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

- Wide single supply voltage range in dual supplies

LM139 series,	2 Vdc to 30 Vdc
LM139A series, LM2901	+1 Vdc to +18 Vdc
LM3302	2 Vdc to 24 Vdc
	or +1 Vdc to +14 Vdc
- Very low supply current drain (100 nA) independent of supply voltage (2 mA maximum for ± 15 Vdc)
- Low input biasing current 25 nA
- Low input offset current ± 5 nA
- Low input offset voltage ± 3 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

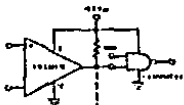
Schematic and Connection Diagrams



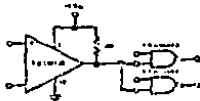
Typical Applications (V+ = 5.0 Vdc)



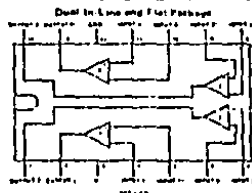
Basic Comparator



Driving CMOS



Driving TTL



Order Number: LM139J, LM139AJ,
LM239J, LM239AJ, LM339J,
LM339AJ, LM2201J or LM3302J
See IIS Package 214A

Order Number: LM239N, LM339AN,
LM2201N or LM3302N
See IIS Package 214A



M139/LM239/LM339,
LM139A/LM239A/LM339A, LM2901, LM3302

Absolute Maximum Ratings

	LM139/LM239/LM339 LM139A/LM239A/LM339A LM3302	LM3302
Supply Voltage, V^+	30 VDC or 15 VDC	28 VDC or 14 VDC
Distorted Input Voltage	18 VDC	28 VDC
Input Voltage	-0.2 VDC to +38 VDC	-0.2 VDC to +38 VDC
Power Dissipation (Note 1)		510 mW
Max. I_{OP}	870 mA	510 mA
Max. I_{SP}	500 mA	510 mA
Max. I_{CP}	170 mA	510 mA
Distortion		0.1% (1 kHz)
Max. Output Current (Note 2)	Continuously	510 mA
Max. Output Voltage (Note 3)	0.5 V	510 mA
Operating Temperature Range	0°C to 125°C	40°C to 125°C
LM139A	-25°C to 125°C	
LM239A	40°C to 125°C	
LM339A	-15°C to 125°C	
Storage Temperature Range	-55°C to 150°C	-55°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering)	200°C	200°C

Electrical Characteristics ($V^+ = 5$ VDC, Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM139		LM239		LM339		LM139A		LM239A		UNITS		
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN		TYP	MAX
Input Offset Voltage	$V^+ = 5$ VDC, $V^- = 0$	±10	±20	±10	±20	±7.0	±15.0	±2.0	±5.0	±3.0	±7.0	±3	mVDC	
Input Offset Current	Input Offset Voltage = 0 Load Resistor, $R_L = 20$ k Ω , $V^- = 0$	25	100	25	100	25	100	25	100	25	100	25	500	nADC
Input Offset Current	Input Offset Voltage = 0 $T_A = 25$ °C	±10	±25	±10	±25	±3.0	±25	±5.0	±10	±5	±10	±3	5100	nADC
Input Common-Mode Voltage Range	$T_A = 25$ °C, $V^- = 0$	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	$V^+ = 5$ VDC, $V^- = 0$, $I_{OP} = 0$, $T_A = 25$ °C	0.8	3.0	0.8	3.0	0.8	3.0	0.8	2.8	0.8	2.8	0.8	3	mADC
Voltage Gain	$V^+ = 5$ VDC, $V^- = 0$, $I_{OP} = 0$, Feedback Resistor, $R_F = 20$ k Ω , $T_A = 25$ °C	50	200	50	200	200		200		25	100	2	30	V/mV
Large Signal Response Time	$V^+ = 5$ VDC, $V^- = 0$, $I_{OP} = 0$, 1.4 VDC V $_O$, 6 VDC V^+ , 0.1 A I_{OP} , $T_A = 25$ °C	200		300		300		300		300		300		ns
Response Time	$V^+ = 5$ VDC, $V^- = 0$, $I_{OP} = 0$, $T_A = 25$ °C, $R_F = 20$ k Ω	1.3		1.4		1.3		1.3		1.3		1.3		ns
Output Short-Circuit Current	Output Voltage = 0 $V^+ = 5$ VDC, $T_A = 25$ °C	80	16	60	16	80	16	80	16	80	16	80	16	mADC
Saturated Output Voltage	Output Current = 0 $V^+ = 5$ VDC, $T_A = 25$ °C	250	400	250	400	250	400	250	400	250	400	250	400	mVDC
Circuit Load Capacity	Output Current = 0 $V^+ = 5$ VDC, $T_A = 25$ °C	0.1		0.1		0.1		0.1		0.1		0.1		nADC

Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM137A		LM239A, LM139A		LM139		LM239, LM139		LM2901		LM2392		UNIT		
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX			
Input Offset Voltage	Note 8)		4.0		4.0		5.0		4.0		8		15	40	mV/DC	
Input Offset Current	$V_{IN(1)} = V_{IN(2)}$		±100		±150		±100		±150		50		200	200	nA/DC	
Input Bias Current	$V_{IN(1)} = V_{IN(2)}$ with Output in Linear Range		200		400		300		400		200		100	1000	nA/DC	
Input Common-Mode Voltage Range		0	$V^+ - 2V$	0	$V^+ - 2V$	0	$V^+ - 2V$	0	$V^+ - 2V$	0	$V^+ - 2V$	0	$V^+ - 2V$	0	$V^+ - 2V$	V/DC
Swampen Voltage	$V_{IN(1)} \geq 1V_{DC}$, $V_{IN(2)} = 0$, $I_{OUT} \leq 5mA$		700		700		700		700		400		700	700	mV/DC	
Output Leakage Current	$V_{IN(1)} \geq 1V_{DC}$, $V_{IN(2)} = 0$, $V_O = 30V_{DC}$		1.0		1.0		1.0		1.0		1.0		1.0	1.0	nA/DC	
Differential Input Voltage	Keep at $V_{IN(1)} \geq 0V_{DC}$ or V^+ , if used, (Note 8)		24		36		29		28		0		24	28	V/DC	

Note 1: For operation at high temperatures, the LM239, LM139A, LM2901, LM2392 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 125°C/W at an ambient for the device intended for a printed circuit board, operating in a still air environment. The LM239 and LM139 must be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The low bias distortion and the "Clipping" characteristic of the output is typical at a load current of very small ($I_{O} \leq 100mA$), provided the output transistors are allowed to saturate.

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: The input current will only go negative when the voltage at any of the inputs tends to drive negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamp. 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 comparators to go to the V^+ voltage level for a long period for a large overdrive, but to become clamped to the input voltage when the input is driven negative. This is not destructive and normal output states will be established when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than $-0.3V_{DC}$ (at 25°C).

Note 4: These electrical data apply for $V^+ = 5V_{DC}$ and $-45^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise stated. With the LM239/LM139A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$, the LM137A/LM139A temperature specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$, and the LM2901, LM2392 temperature range is $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$.

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.

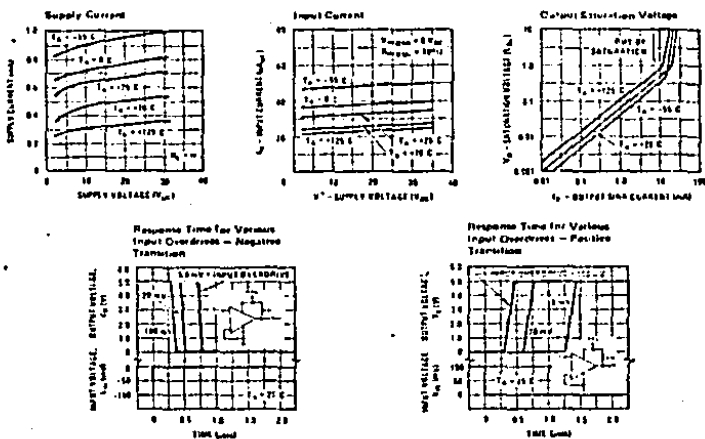
Note 6: The input common-mode voltage or other input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.2V. The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.8V$, but either or both inputs can go to $+30V_{DC}$ without damage (25V for LM137A).

Note 7: The response time specified is at 100 mV input step with 5 mV overdrive. For larger overdrive signals 200 ns can be obtained, see typical performance characteristics section.

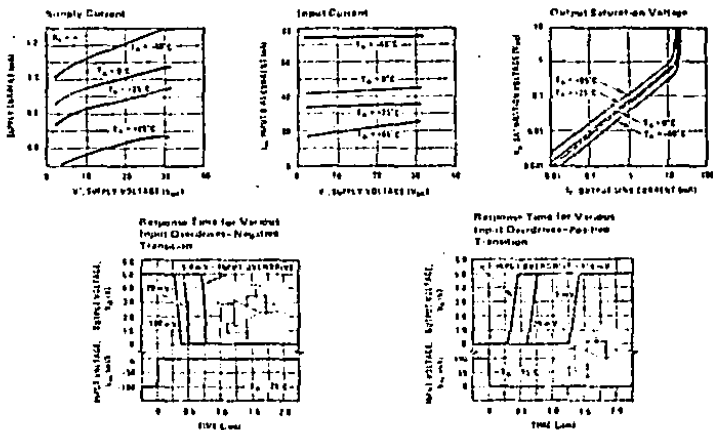
Note 8: Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage remains within the common-mode range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage state must not be less than $-0.3V_{DC}$ for $0.3V_{DC}$ below the magnitude of the relative power supply, if used (at 25°C).

Note 9: An output switch point, $V_O = 1.4V_{DC}$, $R_L = 0.1\Omega$ with V^+ from 5V/DC, and over the full input common-mode range to V_{DC} to $V^+ - 1.8V_{DC}$.

Typical Performance Characteristics LM139/LM239/LM339, LM139A/LM239A/LM339A, LM3302



Typical Performance Characteristics LM2001



Application Hints

The LM1129 series are high gain, wide bandwidth devices which, like most comparators, can easily oscillate if the output load is inadvertently allowed to capacitively couple to the output via stray capacitance. This shows up only during the output voltage transition with a glitch in the comparator characteristic. Power supply bypassing is not required to solve this problem. Standard PC board layout is helpful as it reduces stray input/output coupling. Reducing the input resistors to $< 10 \text{ k}\Omega$ reduces the feedback signal levels and finally, adding even a small amount (1 to 10 mV) of positive feedback (hysteresis) causes such a rapid transition that oscillations due to stray feedback are not possible. Simply socketing the IC and attaching resistors to the pins will cause input/output oscillations during the small transition interval unless hysteresis is used. If the input signal is a pulse waveform, with relatively fast rise and fall times, hysteresis is not required.

All pins of any unused comparators should be grounded.

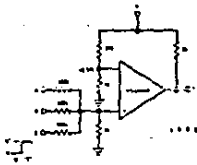
The β as network of the LM1129 series establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 2 V_{DC} to 33 V_{DC} .

It is usually unnecessary to use a bypass capacitor across the power supply line.

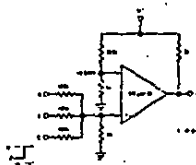
The differential input voltage may be larger than V^+ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than 0.3 V_{DC} (at 25°C). An input clamp diode can be used as shown in the application section.

The output of the LM1129 series is the uncommitted collector of a grounded-emitter NPN output transistor. Many collectors can be tied together to provide an output ORing function. An output pull-up resistor can be connected to any available power supply voltage within the permitted supply voltage range and there is no restriction on the voltage due to the magnitude of the resistor which is applied to the V^+ terminal of the LM1129A package. The output can also be used as a simple SPST switch to ground (when a pull-up resistor is not used). The amount of current which the output device can sink is limited by the drive available (which is independent of V^+) and the β of this device. When the maximum current limit is reached (approximately 16 mA), the output transistor will come out of saturation and the output voltage will rise very rapidly. The output saturation voltage is limited by the approximately 60Ω $r_{e(sat)}$ of the output transistor. The low offset voltage of the output transistor (1 mV) allows the output to clamp essentially to ground level for small load currents.

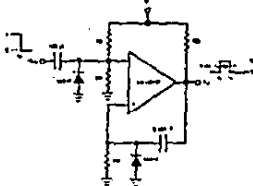
Typical Applications ($V^+ = 15 \text{ V}_{DC}$)



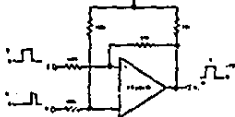
AND Gate



OR Gate



One Shot Multivibrator



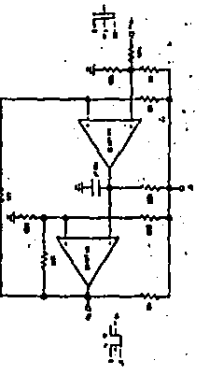
B. Stable Multivibrator

LM1129/LM229/LM339,
LM139A/LM239A/LM339A, LM2901, LM3302

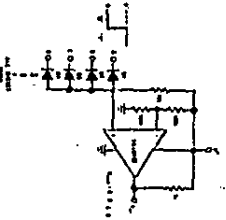


LM139/LM239/LM339,
LM139A/LM239A/LM339A, LM2901, LM3302

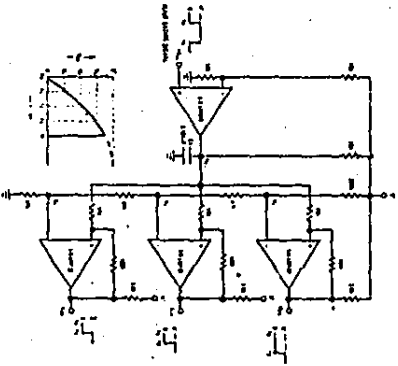
Typical Applications (continued) ($V^+ = 15\text{ Vdc}$)



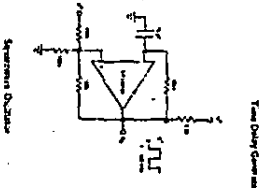
On-Driver Interference with Load Load Out



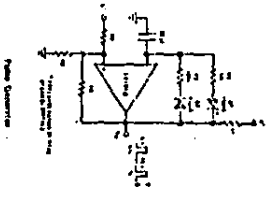
Load Fan-in AND Gate



Eliminating Output



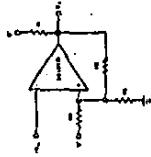
Transistor Driver



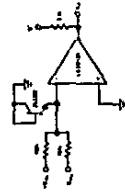
Pulse Generator



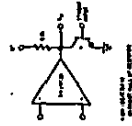
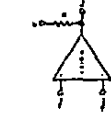
Typical Applications (Common-Mode Input = 5 Volts)



Non-Inverting Comparator with Hysteresis



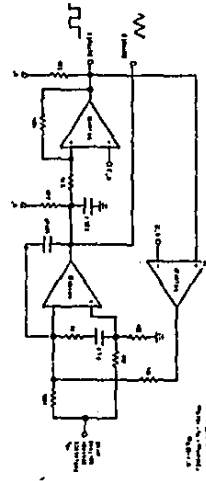
Inverting Comparator with Hysteresis



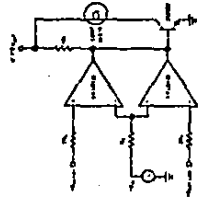
Common-Mode Input Voltage of Opposite Polarity

Level Comparator

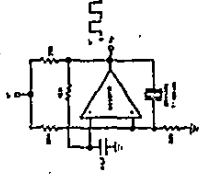
Output Strobble



Two-Output High-Frequency VCO



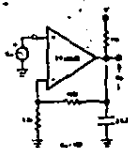
Level Comparator



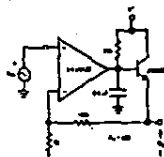
Crystal-Controlled Oscillator

LM139/LM239/LM339,
LM139A/LM239A/LM339A, LM2901, LM3302

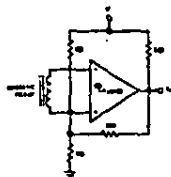
Typical Applications (Continued) ($V^+ = 5 V_{DC}$)



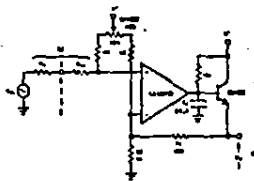
Low Frequency Op Amp



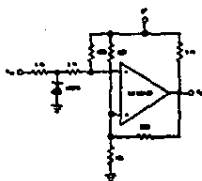
Low Frequency Op Amp
($V_G = 6V$ for $V_{DD} = 6V$)



Transducer Amplifier

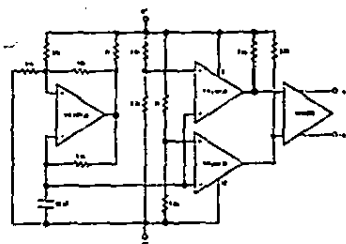


Low Frequency Op Amp with Offset Adjust

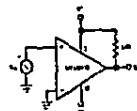


Zero Crossing Detector (Single Power Supply)

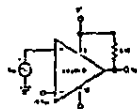
Split-Supply Applications ($V^+ = +15 V_{DC}$ and $V^- = -15 V_{DC}$)



MOS Clock Driver



Zero Crossing Detector



Comparator with a Negative Reference



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 made easily implementable in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard ± 5 Vdc power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ± 15 Vdc 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.

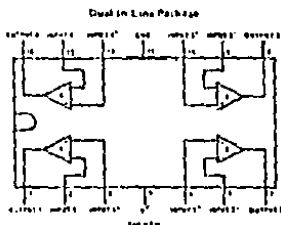
Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows direct sensing near GND and V_{OUT} 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 (BQ₁A) — 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 **2 mV_{DC}**
and offset current **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}** swing

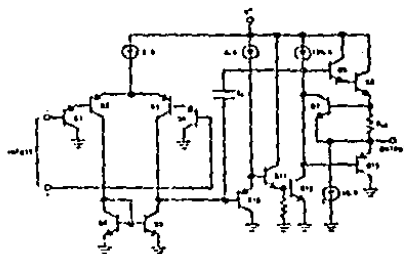
Connection Diagram



Order Number LM124J, LM124AJ,
LM224J, LM224AJ, LM324J,
LM324AJ or LM2902J
See NS Package J14A

Order Number LM324H, LM324AH
or LM2902H
See NS Package N18A

Schematic Diagram (Each Amplifier)



LM124/LM224/LM324, LM124A/
LM224A/LM324A, LM2902

Electrical Characteristics (continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124		LM224A		LM324A		LM224		LM2902		UNITS		
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN		TYP	MAX
Input Offset Voltage (Note 5)		4		4		5		27		75		110	mVDC	
Input Offset Voltage Error	$R_g = 0\Omega$	7		7		7		7		7		7	mV/°C	
Input Offset Current	$I_{IN1} = I_{IN2} = 1$	33		30		75		1100		1150		45	nADC	
Input Offset Current Drift		10		10		10		10		10		10	nADC/°C	
Input Bias Current	$I_{IN1} = I_{IN2} = 1$	43		40		100		40		300		40	800	nADC
Input Common-Mode Voltage Range (Note 3)	$V^+ = 5VDC$	0		$V^+ - 2$		0		$V^+ - 2$		0		$V^+ - 2$		VDC
Common-Mode Voltage Error	$V^+ = 5VDC$ (For Large V_O Swing) $R_{IN} \leq 2k\Omega$	25		25		15		25		15		15		mV/mV
Output Voltage Swing V _{OH}	$V^+ = 5VDC, R_L = 2k\Omega$ $R_{IN} \leq 10k\Omega$	24		24		24		24		24		22		VDC
	$V^+ = 5VDC, R_L = 10k\Omega$	27		28		27		28		27		28		VDC
V _{CL}	$V^+ = 5VDC, R_L = 10k\Omega$	5		5		5		5		5		5		mVDC
Output Current Slew	$V_{IN}^+ = +1VDC, V_{IN}^- = 0VDC, V^+ = 5VDC$	10		20		10		20		10		20		mADC
	$V_{IN}^+ = +1VDC, V_{IN}^- = 0VDC, V^+ = 15VDC$	10		15		5		5		5		5		mADC
Differential Input Voltage (Note 7)		32		32		37		32		32		28		VDC

Note 1: For operation at high temperatures, the LM324/LM324A, LM2902 must be derated based on a +125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 130°C/W which applies for the device operating in a periodic circuit mode operating in still air ambient. The LM124/LM224A and LM224/LM224A can be derated based on a +100°C maximum junction temperature. The distribution is the total of all four amplifiers 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, short circuit output currents can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction. Destructive diode-pump currents from short circuits should be avoided.

Note 3: The input common-mode 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 therefore acting as a diode. In addition to the 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 for a period of time long enough for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output stages will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value of 0 VDC for 3 VDC for 25°C.

Note 4: These specifications apply for $V^+ = 5VDC$ and $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$, unless otherwise stated. With the LM224/LM224A, all temperature specifications are limited to $-25^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$, the LM324/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: $V_O = 1VDC, R_g = 0\Omega$ with V^+ from 5 VDC to 10 VDC and over the full input common-mode range 10 VDC to $V^+ - 1.5VDC$.

Note 6: The accuracy of the input current is set at the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the size of the output as no loading change exists on the input lines.

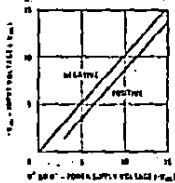
Note 7: The input common-mode voltage of either input signal should not be allowed to go negative by more than 0.2V (at 25°C). The upper end of the common-mode voltage range is $V^+ - 1.5V$, but either or both inputs can go to +32 VDC without damage (170 VDC for LM2902).

Note 8: Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as the type of capacitive increase at higher frequencies.

Typical Performance Characteristics

LM124/LM224/LM324, LM124A/
LM224A/LM324A, LM2902

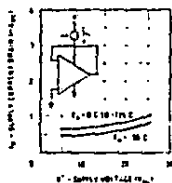
Input Voltage Range



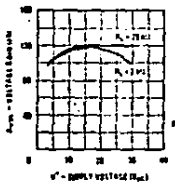
Input Current



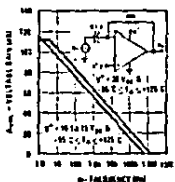
Supply Current



Voltage Gain



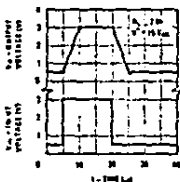
Open Loop Frequency Response



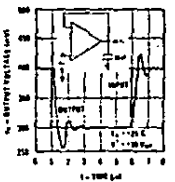
Common Mode Rejection Ratio



Voltage Follower Pulse Response



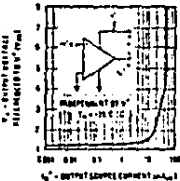
Voltage Follower Pulse Response (Small Signal)



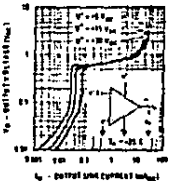
Large Signal Frequency Response



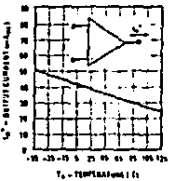
Output Characteristics Current Sinking



Output Characteristics Current Sourcing

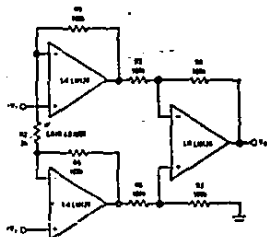


Current Limiting



Typical Single-Supply Applications (Continued) ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)

High Input Z Adjustable Gain DC Instrumentation Amplifier

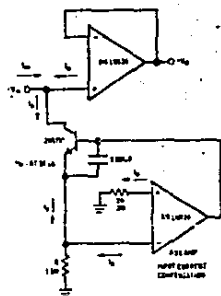


$$A_{CL} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right)$$

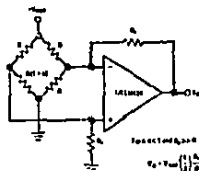
$$V_{OS} = \frac{R_2}{R_1} V_{OS1} + \frac{R_2}{R_1} V_{OS2} + \frac{R_2}{R_1} V_{OS3}$$

$$I_{BIAS} = \frac{V_{OS}}{R_1}$$

Using Symmetrical Amplifiers to Reduce Input Current (General Concept)

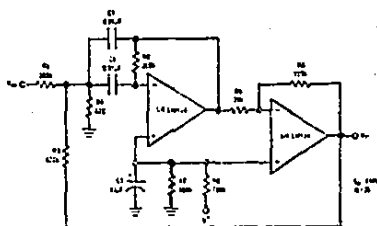


Single Current Amplifier



$$V_{OS} = \frac{I_0 R}{2}$$

Bandpass Active Filter





Operational Amplifiers/Buffers

LM741/LM741A/LM741C/LM741E Operational Amplifier

General Description

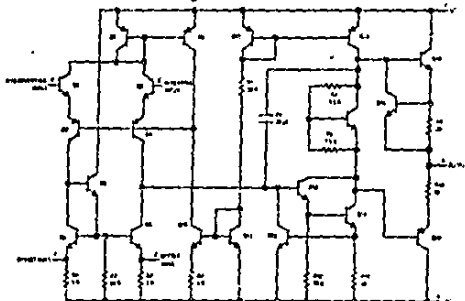
The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM740. They are direct pin-in replacements for the 740C, LM701, MC1439 and 741 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their applications nearly foolproof: overload pro-

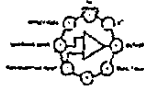
tection on the input and output, no latch up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A, except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Schematic and Connection Diagrams (1 of 2 Views)

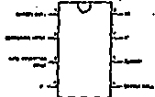


Minimal Pin Package



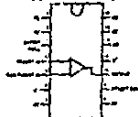
Order Numbers LM741H, LM741AH,
LM741CH or LM741EH
See NS Package #28C.

Dual In-Line Package



Order Numbers LM741CN or LM741EN
See NS Package #16B
Order Number LM741CE
See NS Package #16B.

Dual In-Line Package



Order Numbers LM741CN 14
See NS Package #16B
Order Number LM741E, LM741E 14
or LM741CE 14
See NS Package #16B.

LM741/LM741A/LM741C/LM741E



Absolute Maximum Ratings

	LM741A	LM741E	LM741	-LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Indefinite	Indefinite	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +160°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C

Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/M741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	TA = 25°C										
	RS ≤ 10kΩ				1.0	5.0		2.0	5.0		mV
	RS ≤ 20kΩ		0.8	3.0							mV
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX RS ≤ 50kΩ			4.0					7.5		mV
Average Input Offset Voltage Drift	TA = 25°C, VS = ±10V			15							μV/°C
	TA = 25°C, VS = ±10V	110			115			115			mV
Input Offset Current	TA = 25°C		1.0	31		20	200		20	200	μA
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX			70		95	500			300	μA
Average Input Offset Current Drift	TA = 25°C			0.5							μA/°C
	TA = 25°C		30	80		80	500		80	500	μA
Input Impedance	TA = 25°C, VS = ±10V	1.0	4.0		0.3	2.0		0.3	2.0		MΩ
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX, VS = ±10V		0.5								MΩ
Input Voltage Range	TA = 25°C							112	112		V
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX				112	112					V
Large Signal Voltage Gain	TA = 25°C, RL = 2kΩ										Vm/V
	VS = ±10V, VO = ±15V		50								Vm/V
	VS = ±15V, VO = ±10V				50	200		70	200		Vm/V
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX, RL = 2kΩ										Vm/V
Offset Voltage Sensing	VS = ±10V, VO = ±15V										Vm/V
	VS = ±15V, VO = ±10V					75			15		Vm/V
	VS = ±15V, VO = ±10V		10								Vm/V
	RL = 10kΩ		118								V
Output Short Circuit Current	RL = 2kΩ										V
	RL = 2kΩ		115								V
	VS = ±15V				112	114		112	114		V
	RL = 10kΩ				110	113		110	113		V
Common Mode Rejection Ratio	TA = 25°C		10	25	35	25			25		dB
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX			10	40						dB
Power Bandwidth Product	VS = ±10V, VOM = ±1V				70	70		70	70		Hz
	VS = ±10V, VOM = ±1V		20	75							Hz

Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741/LM741E			LM741			LM741E			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$										dB
	$V_S = 120V$ in $V_S = 15V$	90	90		77	86		77	90		dB
	$R_S \leq 50\Omega$ $R_L \leq 10k\Omega$										
Trimmed Resistor	$T_A = 25^\circ C$, Unity Gain										
	Resistor Drift		0.25	0.6		0.3			0.3		%
Gain Error (Note 4)	$T_A = 25^\circ C$	0.431	1.3								Milli
	$T_A = 25^\circ C$, Unity Gain	0.3	0.1		0.5			0.5			Milli
Supply Current	$T_A = 25^\circ C$				1.7	2.8		1.7	2.8		mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ C$										mW
	$V_S = 120V$	80	150								mW
LM741A	$V_S = 15V$				60	95		60	85		mW
	$V_S = 120V$										mW
LM741E	$T_A = T_{AMIN}$			185							mW
	$T_A = T_{AMAX}$			128							mW
LM741E	$V_S = 120V$			150							mW
	$T_A = T_{AMIN}$			150							mW
LM741E	$T_A = T_{AMAX}$			150							mW
	$V_S = 15V$										mW
LM741E	$T_A = T_{AMIN}$				60	100					mW
	$T_A = T_{AMAX}$				45	75					mW

Note 1: The maximum junction temperature of the LM741/LM741A is $150^\circ C$, while that of the LM741E/LM741E is $100^\circ C$. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of $150^\circ C/W$ junction to ambient, or $45^\circ C/W$ junction to case. The thermal resistance of the surface-mount package is $100^\circ C/W$ junction to ambient.

Note 2: For supply voltages less than $15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = 15V$, $-40^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ (LM741/LM741A). For the LM741E/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$.

Note 4: Calculated value from: BW (Mill) = $0.35/R_{rise}$ (microsec).


**National
Semiconductor**
Operational Amplifiers/Buffers

LM1558/LM1458 Dual Operational Amplifier

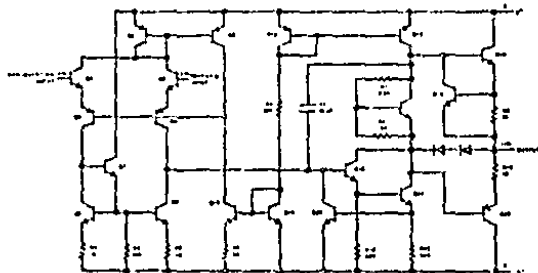
General Description

The LM1558 and the LM1458 are general purpose dual operational amplifiers. The two amplifiers share a common bias network and power supply leads. Consequently, their operation is completely independent. Features include:

- No frequency compensation required
- Short-circuit protection
- Wide common-mode and differential voltage ranges
- Low power consumption
- Bread TO 5 and 8 lead mini DIP
- No latch up when input common mode range is exceeded

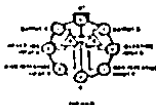
The LM1558 is identical to the LM1553 except that the LM1558 has its specification guaranteed over the temperature range from 0°C to 70°C instead of -55°C to +125°C.

Schematic and Connection Diagrams



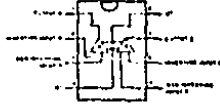
Note: All pins are shown connected and are subject to specification 2.

Metal Can Package



Order Number LM1558-1
or LM1458-1
See NS Package M58C

Dual In-Line Package



Order Number LM1558
or LM1458
See NS Package M58A

Order Number LM1458B
See NS Package M58B

LM1558L, LM1558

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage (LM1558)	1.72V	Output Short-Circuit Duration	Indefinite
LM1558L	1.15V	De-rating Temperature Range (LM1558)	-55°C to 125°C
Power Dissipation (LM1558)	500 mW	LM1558L	0°C to 70°C
LM1558L	400 mW	Storage Temperature Range	-65°C to 175°C
Differential Input Voltage	1.30V	Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	260°C
Input Voltage (Pin 2)	1.15V		

Electrical Characteristics (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	LM1558			LM1558L			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_{L1} = 10\text{k}\Omega$		1.0	5.0		1.0	2.0	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		10	200		30	270	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200	1.0		100	500	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.3	1.0		0.3	1.0		M Ω
Op-amp Common-Mode Rejection	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_{in} = 150\text{V}$		30	5.0		2.0	5.6	nA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_{in} = 150\text{V}$ $V_{out} = 150\text{V}, R_L = 2\text{k}\Omega$	1.0	100		2 ^a	100		V/mV
Input Offset Voltage	$R_L = 10\text{k}\Omega$			6.0			2.1	mV
Input Offset Current				500			300	nA
Input Bias Current				1.5			0.8	μA
Large Signal Voltage Gain	$V_{in} = 150\text{V}, V_{out} = 150\text{V}$ $R_L = 2\text{k}\Omega$	25			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_{in} = 150\text{V}, P_L = 10\text{mW}$	112	118		112	118		V
	$R_L = 2\text{k}\Omega$	110	112		110	112		V
Input Voltage Range	$V_{in} = 150\text{V}$	112			112			V
Common-Mode Rejection Ratio	$R_L = 10\text{k}\Omega$	70	80		70	80		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_L = 10\text{k}\Omega$	77	93		77	96		dB

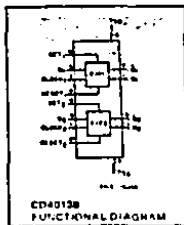
Note 1: The maximum gain is to be specified at $T_A = 150^\circ\text{C}$ when V_{in} is 150V and at $T_A = 100^\circ\text{C}$ for all other V_{in} conditions. Input offset voltage, input bias current, and input offset current are to be specified at $T_A = 25^\circ\text{C}$. Common-mode rejection ratio is to be specified at $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $V_{in} = 150\text{V}$.
 Note 2: For output voltages not near 150V, the large-signal maximum output voltage is equal to the input voltage.
 Note 3: These specifications apply for $V_{in} = 150\text{V}$ and $V_{out} = 150\text{V}$. $T_A = 125^\circ\text{C}$ unless otherwise specified. Power dissipation is limited to 500 mW for LM1558 and 400 mW for LM1558L.

CD4013B Types Dual 'D'-Type Flip-Flop

High-Voltage Types (Q to 20-Volt Rating)

The RCA CD4013B consists of two identical, independent data-type flip-flops. Each flip-flop has independent data, set, reset, and clock inputs and Q and \bar{Q} outputs. These devices can be used for shift register applications, and, by connecting Q output to the data input, for counter and toggle applications. The logic level present at the D input is transferred to the Q output during the positive-going transition of the clock pulse. Setup or resetting is independent of the clock and is accomplished by a high level on the set or reset line, respectively.

The CD4013B types are supplied in 14-lead ceramic dual in-line ceramic packages (D, F, and Y suffix), 16-lead dual in-line plastic packages (E, suffix), 16-lead ceramic flat packages (G, suffix), and in chip form (H suffix).



For MAXIMUM RATINGS see "Ratings and Characteristics" at the beginning of the CMOS/MOS section.



Fig. 1 - Typical delay vs. clock frequency characteristics

Features:

- Set/Reset capability
- Static flip-flop operation — retains state indefinitely with clock level either "high" or "low"
- Medium speed operation — 16 MHz (typ.) clock toggle rate at 10V
- Standard symmetrical output drive

- Quiescent current specified to 20V
- Maximum input leakage of 1 μ A at 20V (full package temperature range)
- 1-V noise margin (full package temperature range)
- 5-V, 10-V, and 15-V parametric ratings

Applications:

- Registers, counters, control circuits

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

At $T_A = 25^\circ\text{C}$, Except as Noted. For maximum reliability, nominal operating conditions should be selected so that operation is always within the following ranges:

CHARACTERISTIC	VDD (V)	LIMITS		UNITS
		ALL PACKAGES ¹		
		MIN.	MAX.	
Supply Voltage Range (If or T_A = Full Package Temperature Range)	—	3	18	V
Data Setup Time t_s	5	40	—	ns
	15	25	—	
Clock Pulse Width t_W	5	140	—	ns
	10	60	—	
Clock Input Frequency f_{CL}	5	dc	2.5	MHz
	15	—	12	
Clock Rise or Fall Time t_{rCL}, t_{fCL}	5	—	15	μ s
	10	—	5	
Set or Reset Pulse Width t_W	5	200	—	ns
	10	100	—	
	15	50	—	

¹If more than one unit is cascaded in a parallel clocked operation, t_{rCL} should be made less than or equal to the sum of the first propagation delay time at 15 pF and the transition time of the output driving stage for the estimated collective load.

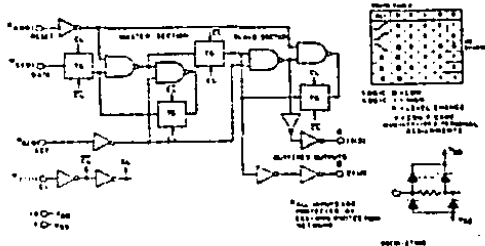


Fig. 2 - Logic diagram and truth table for CD4013B (one of two identical flip-flops).

CD40133 Types

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURES (°C)								UNITS
	V _D (V)	V _{IN} (V)	V _{DD} (V)	V _{DD} and V _{IN} apply to D, K, F, H Packages V _{DD} and V _{IN} apply to G, X Packages								
				-55	-40	+85	+125	MIN	TYP	MAX	+25	
Quiescent Device Current, I _Q Max.	-	-	5	5	5	5	100	-	0.17	5	μA	
	-	-	10	10	10	100	200	-	0.22	10		
	-	-	15	20	20	200	400	-	0.22	20		
Output Drive Current, I _{OL} Min.	0.4	-	5	0.5	0.45	0.10	0.3	0.1	0.8	-	mA	
	0.5	-	10	1	1	0.15	0.15	0.9	1.9	-		
	1.5	-	15	3.3	3.2	2.5	2.2	3	8	-		
P Channel (Source), I _{OP} Min.	-4.6	-	5	-0.5	-0.45	-0.06	-0.3	-0.4	-0.3	-	mA	
	-2.9	-	5	-2	-1.0	-1.3	-1.15	-1.6	-3.2	-		
	-9.5	-	10	-1.1	-1	-0.75	-0.65	-0.9	-1.9	-		
Output Voltage, V _{OL} Max.	-	0.5	5	-	-	0.05	-	-	0	0.05	V	
	-	0.10	10	-	-	0.05	-	-	0	0.05		
	-	0.15	15	-	-	0.05	-	-	0	0.05		
High Level, V _{OH} Min.	-	0.5	5	-	-	4.95	-	4.95	5	-	V	
	-	0.10	10	-	-	0.95	-	0.95	10	-		
	-	0.15	15	-	-	14.95	-	14.95	15	-		
Noise Immunity, Input Low, V _{IHL} Min.	4.2	-	5	-	-	1.5	-	1.5	2.25	-	V	
	9	-	10	-	-	3	-	3	4.5	-		
	13.5	-	15	-	-	4.5	-	4.5	6.75	-		
Inputs High, V _{IHH} Min.	0.8	-	5	-	-	1.5	-	1.5	2.25	-	V	
	1	-	10	-	-	3	-	3	4.5	-		
	1.5	-	15	-	-	4.5	-	4.5	6.75	-		
Noise Margin, Input Low, V _{IHL} Min.	4.5	-	5	-	-	1	-	1	-	-	V	
	9	-	10	-	-	1	-	1	-	-		
	13.5	-	15	-	-	1	-	1	-	-		
Inputs High, V _{IHH} Min.	0.5	-	5	-	-	1	-	1	-	-	V	
	1	-	10	-	-	1	-	1	-	-		
	1.5	-	15	-	-	1	-	1	-	-		
Input Leakage Current, I _{IL} Max.	Any Input	-	20	-	-	21	-	-	10 ⁻⁵	21	μA	



Fig 3 - Maximum Output P Channel drain characteristics.

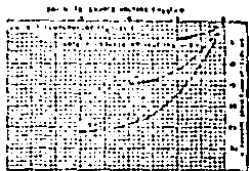


Fig 4 - Typical Output P Channel drain characteristics.

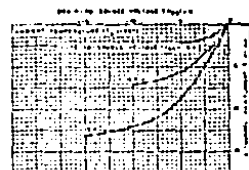


Fig 5 - Minimum Output P Channel drain characteristics.



Fig 6 - Typical propagation delay time vs load capacitance (CLOCK or SET to D CLOCK or RESET to L).

CD4013B Types

DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

At $T_A = 25^\circ\text{C}$; Input $t_p = 20\text{ ns}$, $C_L = 50\text{ pF}$, $R_L = 200\ \Omega$

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	LIMITS			UNITS	
		V _{DD} (V)	ALL PACKAGES			
			MIN.	TYP.		MAX.
Propagation Delay Time: Clock to Q or \bar{Q} Outputs t_{PHL}, t_{PLH}	5	—	150	300	ns	
	10	—	65	130		
	15	—	45	90		
Set to \bar{Q} or Reset to \bar{Q} t_{PLH}	5	—	150	300	ns	
	10	—	65	130		
	15	—	45	90		
Set to \bar{Q} or Reset to \bar{Q} t_{PHL}	5	—	200	400	ns	
	10	—	85	170		
	15	—	60	120		
Transition Time t_{THL}, t_{TLH}	5	—	100	200	ns	
	10	—	50	100		
	15	—	40	80		
Maximum Clock Input Frequency f_{CL}	5	3.5	7	—	MHz	
	10	8	16	—		
	15	12	24	—		
Maximum Clock Pulse Width t_W	5	—	70	140	ns	
	10	—	30	60		
	15	—	20	40		
Minimum Set or Reset Pulse Width t_W	5	—	90	180	ns	
	10	—	40	80		
	15	—	25	50		
Minimum Data Setup Time t_S	5	—	20	40	ns	
	10	—	15	30		
	15	—	12	25		
Clock Rise or Fall Time t_{rCL}, t_{fCL}	5	—	—	15	μs	
	10	—	—	10		
	15	—	—	5		
Average Input Capacitance C_i	Any Input	—	5	—	pF	

* $t_{PHL}, t_{PLH} = 5\text{ ns}$.

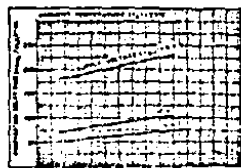


Fig. 7 - Typical propagation delay time vs. load capacitance (SET to \bar{Q} or RESET to \bar{Q}).

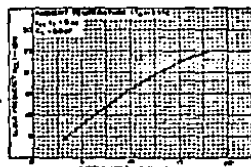


Fig. 8 - Typical maximum clock frequency vs. supply voltage.

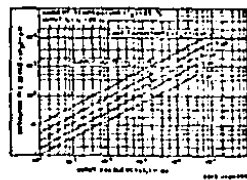


Fig. 9 - Transition time characteristics.

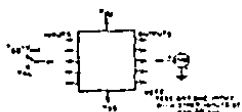


Fig. 10 - Noise immunity test circuit.

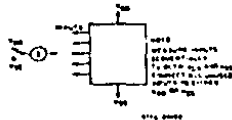


Fig. 11 - Input leakage current test circuit.

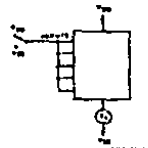


Fig. 12 - Clock gate direct current test circuit.

CD4015A Types

COS/MOS Dual 4-Stage Static Shift Register

With Serial Input/Parallel Output

The RCA CD4015A consists of two identical, independent, 4-stage serial-input/parallel-output registers. Each register has independent CLOCK and RESET inputs as well as a single serial DATA input. 16 outputs are available from each of the four stages on both registers. All register stages are D-type master-slave flip-flops. The logic level present at the DATA input is transferred into the first register stage and shifted over one stage at each positive-going clock transition.

MAXIMUM RATINGS, Absolute Maximum Values

STORAGE TEMPERATURE RANGE (T_{STG})OPERATING TEMPERATURE RANGE (T_A)

PACKAGE TYPES: D, F, K, H

PACKAGE TYPES: E, Y

DC SUPPLY VOLTAGE RANGE (V_{DD})(Voltage referenced to V_{SS} Terminal)POWER DISSIPATION PER PACKAGE (P_D)FOR T_A = +40 to +60°C (PACKAGE TYPES: D, F, K, H)FOR T_A = +40 to +85°C (PACKAGE TYPES: Y)FOR T_A = -55 to +100°C (PACKAGE TYPES: D, F, K, H)FOR T_A = +40 to +125°C (PACKAGE TYPES: E, Y)

DEVICE DISSIPATION PER OUTPUT TRANSISTOR

FOR T_A = FULL PACKAGE TEMPERATURE RANGE (ALL PACKAGE TYPES)

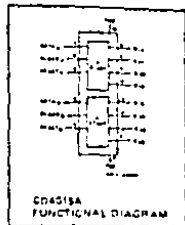
INPUT VOLTAGE RANGE, ALL INPUTS

LEAD TEMPERATURE (DURING SOLDERING)

As distance 1/16 ± 1/32 inch (1.52 ± 0.78 mm) from case for 10 s max.

Resetting of all stages is accomplished by a high level on the reset line. Register expansion to 8 stages using one CD4015A package, or to more than 8 stages using additional CD4015A's is possible.

The CD4015A Series types are supplied in 16-lead hermetic dual in-line ceramic packages (D, F, and Y suffixes), 16-lead dual in-line plastic package (E suffix), 16-lead ceramic flat package (K suffix), and in chip form (H suffix).



Features:

- Medium speed operation
 - 5 MHz (typ.) clock rate at V_{DD} = V_{SS} = 10V
- Fully static operation
- 8 master-slave flip-flops plus output buffering
- Quietest current specified to 15 V
- Maximum input leakage current of 1 μA at 15 V (full package temperature range)
- 1-V noise margin (full package temperature range)

Applications:

- Serial input/parallel output data queuing
- Serial to parallel data conversion
- General purpose register

TRUTH TABLE

CL*	D	R	Q _n	Q _{n+1}
0	0	0	0	Q _{n-1}
0	1	0	1	Q _{n-1}
X	X	0	Q _n	Q _n (NO CHANGE)
X	X	1	0	0

* = LEVEL CHANGE

X = DON'T CARE CASE

Fig. 1 - Truth table.

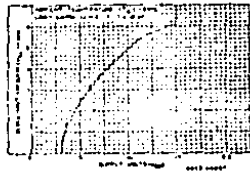


Fig. 2 - Typical clock input frequency vs. setup time.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS at T_A = 25°C, Except as Noted.
For maximum reliability, nominal operating conditions should be selected so that operation is always within the following ranges:

CHARACTERISTIC	V _{DD} (V)	LIMITS				UNITS
		D, F, K, H PACKAGES		E, Y PACKAGES		
		MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
Supply Voltage Range (for T _A = Full Package Temperature Range)		3	12	3	12	V
Data Setup Time, t _S	5	350	—	500	—	ns
	10	80	—	100	—	
Clock Pulse Width, t _W	5	500	—	330	—	ns
	10	175	—	200	—	
Clock Input Frequency, f _{CL}	5	dc	1	dc	0.8	MHz
	10	dc	3	dc	2.5	
Clock Rise and Fall Time, t _r , t _f	5	—	15	—	15	ps
	10	—	15	—	15	
Clock Reset Pulse Width, t _R	5	500	—	500	—	ns
	10	175	—	200	—	

* If more than one unit is used, t_S, t_R and t_f should be the maximum of equal to the sum of (N-1) t_S for t_S and the total propagation delay of the chain of (N-1) stages for the other two cases.

CD4015A Types

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTICS	CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURES (°C)								UNITS
	V _{DD} (V)	V _{OH} (V)	V _{OL} (V)	D, F, H PACKAGES				E, V PACKAGES				
				-55	+25	+125	-40	+25	+85			
Quiescent Drain Current, I _Q Max	-	-	1	5	0.5	5	325	10	0.5	10	250	μA
Output Voltage Low Level, V _{OL}	-	5	5	0 Typ, 0.05 Max								V
Output Voltage High Level, V _{OH}	-	13	10	0 Typ, 0.10 Max								V
Rise Time, t _r OH	-	0	5	8.95 Min, 5 Typ								V
Fall Time, t _f OH	-	0	10	8.95 Min, 10 Typ								V
Noise Immunity Inputs Low, V _{IL}	4.7	-	5	1.5 Min, 2.75 Typ								V
Inputs Low, V _{IL}	9	-	10	3 Min, 4.5 Typ								V
Inputs High, V _{IH}	0.8	-	5	1.5 Min, 2.75 Typ								V
Inputs High, V _{IH}	1	-	10	3 Min, 4.5 Typ								V
Noise Margin Inputs Low, V _{NL}	0.5	-	5	1 Min								V
Inputs Low, V _{NL}	9	-	10	1 Min								V
Inputs High, V _{NH}	0.5	-	8	1 Min								V
Inputs High, V _{NH}	1	-	10	1 Min								V
Output Drive Currents												mA
H Channel (Sour)	0.5	-	5	0.15	0.3	0.12	0.085	0.072	0.1	0.04	0.05	
I _{OL} Min	0.5	-	10	0.11	0.5	0.25	0.175	0.12	0.5	0.1	0.08	
F Channel (Sour)	0.5	-	5	-0.1	-0.16	-0.08	-0.05	-0.06	-0.16	-0.05	-0.04	
I _{OL} Min	0.5	-	10	0.25	-0.44	-0.20	0.12	0.12	0.44	-0.1	-0.08	
Input Tri-state Current, I _I Max	-	-	15	110 ^μ Typ, 51 Max.								μA

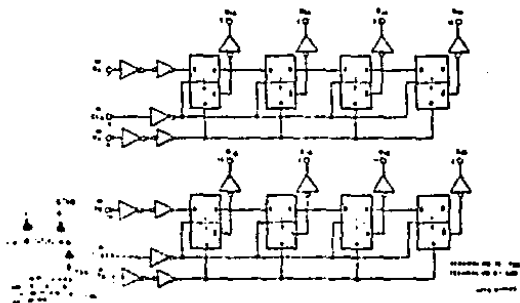


Fig. 6 - Logic diagram.



Fig. 3 - Typical propagation delay time vs. load capacitance.



Fig. 4 - Typical transition time vs. load capacitance.

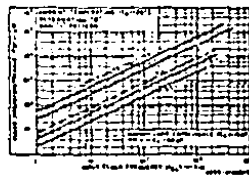


Fig. 5 - Typical distortion characteristics.

7404015A Types

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = 2.0V$, Input t_p , $t_r = 20$ ns, $C_L = 15$ pF, $R_L = 200 \Omega$

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	LIMITS						UNITS
		D, F, K, H PACKAGES			E, Y PACKAGES			
		V_{DD} (V)	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	
MODE OPERATION								
Propagation Delay Time, t_{PLH} - t_{PHL}	5	-	300	750	-	300	1000	ns
		10	-	100	225	-	100	
Propagation Time; t_{PLH} - t_{PHL}	5	-	150	300	-	150	400	ns
		10	-	75	125	-	75	
Minimum Clock Pulse Width, t_w	5	-	200	500	-	200	830	ns
		10	-	100	175	-	100	
Clock Rise & Fall Time, t_{CL} , $t_{\bar{C}L}$	5	-	-	15	-	-	15	μ s
		10	-	-	15	-	-	
Minimum Data Setup Time, t_s	5	-	100	350	-	100	500	ns
		10	-	50	83	-	50	
Maximum Clock Input Frequency, f_{CL}	5	1	2.5	-	0.8	2.5	-	MHz
		10	3	5	-	2.5	5	
Average Input Capacitance, C_i			-	5	-	5	-	pF
RESET OPERATION								
Propagation Delay Time, t_{PLH} - t_{PHL}	5	-	300	750	-	300	1000	ns
		10	-	100	225	-	100	
Minimum Set and Reset Pulse Widths t_w	5	-	200	500	-	200	830	ns
		10	-	100	175	-	100	

*When t_{CL} and $t_{\bar{C}L}$ are specified, t_{CL} should be made less than or equal to the sum of the transition time and the load environment delay of the output of the driving stage for the estimated capacitive load.

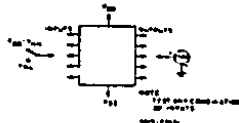


Fig. 7 - Reset immunity test circuit.

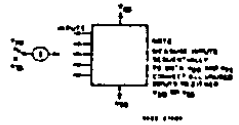


Fig. 8 - Input setup current test circuit.

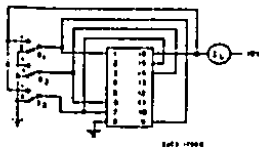


Fig. 9 - Discharge current test circuit.

Test performed with the following sequence of "1"s and "0"s:

	S ₁	S ₂	S ₃
Test	0	1	0
Don't Test	0	0	1
Don't Test	1	0	1
Don't Test	0	0	0
Don't Test	1	0	0
Don't Test	0	0	1
Test	1	0	1
Don't Test	0	0	0
Test	1	0	0

CD4016B Types

S/MOS Quad Bilateral Switch

For Transmission or Multiplexing of Analog or Digital Signals

High-Voltage Types (3 to 20-Volt Rating)

The HCA CD4016B Series types are quad bilateral switches intended for the transmission or multiplexing of analog or digital signals. Each of the four independent bilateral switches has a single control signal

MAXIMUM RATINGS, Absolute Maximum Values*

STORAGE TEMPERATURE RANGE (T_{stg}) -55 to +150°C

OPERATING TEMPERATURE RANGE (T_{op}) -40 to +85°C

PACKAGE TYPES D, F, K, H -55 to +125°C

PACKAGE TYPES V -40 to +85°C

DC SUPPLY VOLTAGE RANGE, V_{DD} (with respect to V_{SS} Terminal) -0.5 to +20 V

POWER DISSIPATION PER PACKAGE (P_{tot})

FOR T_A = 40 to +60°C PACKAGE TYPES V, I 500 mW

FOR T_A = 40 to +85°C PACKAGE TYPES VI 200 mW

FOR T_A = 55 to +100°C PACKAGE TYPES D, F, K 500 mW

FOR T_A = 100 to +125°C PACKAGE TYPES D, F, K 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

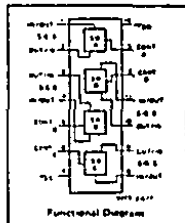
DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

DEVIATION LINEARITY AT 12 mm°C TO 200 mW

input which simultaneously drives both the p and n devices in a given switch ON or OFF. The CD4016 "B" Series types are supplied in 14 lead hermetic dual in-line ceramic packages (D, F, Y suffixes), 14 lead dual in-line plastic packages (E, suffix), 14 lead ceramic flat package (K, suffix), and in chip form (H suffix).



Features:

- 20-V digital or 10-V peak-to-peak switching
- 250 Ω typical ON resistance for 15-V operation
- Switch ON resistance matched to within 10 Ω typ. over 15-V signal-input range
- High ON/OFF output-voltage ratio: GS dB typ. @ I_o = 10 mA, R_L = 10 kΩ
- High degree of linearity: C_{D5} distortion typ. @ I_o = 1 mA, V_o = 5 V p-p, V_{DD}-V_{SS} ≥ 10 V, R_L = 10 kΩ
- Extremely low OFF switch leakage resulting in very low offset current and high effective OFF resistance:
- 10 pA typ. @ V_{DD}-V_{SS} = 10 V, T_A = 25°C
- Extremely high control input impedance (control circuit isolated from signal circuit): 10¹² Ω typ.
- Low crosstalk between switches: -50 dB typ. @ I_o = 0.8 mA, R_L = 1 kΩ
- Matched control input to signal-output capacitance:
- Reduces output signal transients
- Frequency response, switch ON = 40 MHz (typ.)
- Quiescent current specified to 20 V
- Maximum input leakage current of 1 μA at 20 V (full package temperature)

Applications:

- Analog signal switching/multiplexing
 - Signal control
 - Chopper
- Digital signal switching/multiplexing
- COS/MOS logic implementation
- Analog-to-digital and digital-to-analog conversion
- Digital control of frequency, impedance, phase, and analog-signal gain
- Modulator
- Demodulator
- Commutating switch

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability, nominal operating conditions should be selected so that operation is always within the following range:

CHARACTERISTIC	LIMITS		UNITS
	Min.	Max.	
Supply Voltage Range (For T _A = Full Package Temperature Range)	3	18	V

TYPICAL "ON" RESISTANCE CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	SUPPLY CONDITIONS	LOAD CONDITIONS					
		R _L = 10 Ω		R _L = 100 Ω		R _L = 1000 Ω	
		V _{DD} (V)	V _{SS} (V)	VALUE (Ω)	V _{DD} (V)	V _{SS} (V)	VALUE (Ω)
R _{ON}	+15 0	250	+15 0	200	+15 150	150	
R _{ON(max)}	+15 0	200	0 200	0 200	0 200	0	
R _{ON}	+10 0	240	+10 250	+10 240	+10 240	+10	
R _{ON(max)}	+10 0	290	0 250	0 300	0 300	0	
R _{ON}	+5 0	240	+5 270	+5 240	+5 240	+5	
R _{ON(max)}	+5 0	290	0 270	0 300	0 300	0	
R _{ON}	+15 -15	200	+15 200	+15 180	+15 180	+15	
R _{ON(max)}	+15 -15	240	0 200	0 180	0 180	0	
R _{ON}	+5 -5	240	+5 240	+5 240	+5 240	+5	
R _{ON(max)}	+5 -5	290	0 240	0 240	0 240	0	
R _{ON}	+15 -25	270	+15 270	+15 270	+15 270	+15	
R _{ON(max)}	+15 -25	320	0 270	0 270	0 270	0	

* Variation from a perfect switch, R_{ON} = 0 Ω.

CD4016B Types

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (All Inputs $V_{GS} = V_{DS} = V_{DD}$)
 Recommended DC Supply Voltage ($V_{DD} = V_{SS}$) .3 to 16 V

Characteristic	Test Conditions All Voltages in Units of V_{DD} or V_{SS}	Logic						Units		
		Values at -10°C , $+25^{\circ}\text{C}$ or $+75^{\circ}\text{C}$ unless Shown Otherwise								
		V_{DD} (V)	$-S_{1P}$	$-S_{2P}$	$-S_{3P}$	$+S_{2P}$	$+S_{1P}$			
Quiescent Drain or Current, I_{DQ} max (All Voltages Off except Sources Of 1)		5	0.75	-	-	1.5	0.25	0.25	μA	
		10	1.5	-	-	3.0	0.5	0.5	μA	
		15	2	-	-	4.5	0.75	0.75	μA	
		20	3	-	-	6.0	1.0	1.0	μA	
I.T. Peak		5	-	0.75	0.75	-	-	0.75	μA	
		10	-	1.5	1.5	-	-	1.5	μA	
		15	-	2	2	-	-	2	μA	
		20	-	3	3	-	-	3	μA	
Signal Transit Time and Delay to Input										
ON Resistance R _{ON}	$V_{GS} = V_{DD}$	$V_{GS} = V_{DD}$	$V_{GS} = V_{DD}$	Typ. Max.	Typ. Max.	Typ. Max.	Typ. Max.			
				R_{11}	R_{12}	R_{13}	R_{14}			
	+15	+15	+15	120	160	260	320	250	400	Ω
				120	160	260	320	250	400	
	+15	-15	+15	120	160	260	320	250	400	Ω
				120	160	260	320	250	400	
	+15	0	+15	120	160	260	320	250	400	Ω
				120	160	260	320	250	400	
	+15	0	-15	120	160	260	320	250	400	Ω
				120	160	260	320	250	400	
	+15	+15	+15	120	160	260	320	250	400	Ω
				120	160	260	320	250	400	
+15	+15	-15	120	160	260	320	250	400	Ω	
			120	160	260	320	250	400		
ACN Resistance Between Any 2 of 6 Sources & C _{IN}										
										15
Low Wave Propagation (Delay) to Output										
										$R_{11} = 10 \text{ k}\Omega$
Frequency Response Switch ON (Time) to Output										
										$R_{11} = 1 \text{ k}\Omega$
Rise/Fall Time to Output										
										$R_{11} = 1 \text{ k}\Omega$
Input or Output Leakage Current Switch Off (I _{Flow} Off Resistor)										
										$R_{11} = 1 \text{ k}\Omega$
										$R_{11} = 1 \text{ k}\Omega$



Fig 1 - Top "ON" characteristics for 1 of 4 switches with $V_{DD} = +15 \text{ V}$, $V_{GS} = 0 \text{ V}$.



Fig 2 - Top "ON" characteristics for 1 of 4 switches with $V_{DD} = +10 \text{ V}$, $V_{GS} = 0 \text{ V}$.

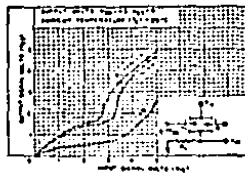


Fig 3 - Top "ON" characteristics for 1 of 4 switches with $V_{DD} = +5 \text{ V}$, $V_{GS} = 0 \text{ V}$.

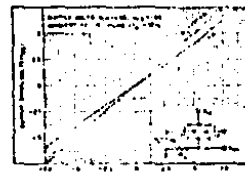


Fig 4 - Top "ON" characteristics for 1 of 4 switches with $V_{DD} = +3 \text{ V}$, $V_{GS} = 0 \text{ V}$.

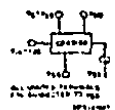


Fig 4 - "OFF" switch input at output

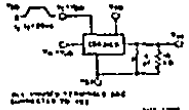


Fig 5 - Test circuit for output mode

CD4016B Types

CRITICAL CHARACTERISTICS (Cont'd) $V_{CC} < V_{IC} < V_{OD}$
 Recommended DC Supply Voltage ($V_{DD} - V_{SS}$) .3 to 18 V

Characteristic	Test Conditions As Voltage Values are in Volts	Temperatures					Unit
		Values at -55°C, +25°C, +75°C Apply to D, J, K, M Packages Values at -40°C, +25°C, +85°C Apply to E, V Packages					
		-55°	-40°	+85°	+25°	Max.	
Crosstalk Between Any 2 of 6 Sources ($t_c = 50$ ns)	$V_{IC} = V_{DD} + 5$ $V_{IC}(R) = V_{SS} - 5$ $V_{IC}(A) = 5$ P.P. $R_L = 1$ k Ω 20 pF (typ.) $V_{DD} = 15$ $V_{SS} = 0$				0.8		V/mV
Propagation Delay (Signal Input to Signal Output)	$V_{IC} = V_{DD}$ $V_{SS} = GND$ $C_{ISS} = 50$ pF $V_{IC} = 10$ Volts $t_r = 20$ ns				45	100	ns
Characteristic Input C_{in}	$V_{DD} = 5$				4		pF
Output C_{out}	$V_{DD} = V_{SS} = 5$				4		pF
Feed-through C_{in}					0.2		pF
Control V_{IC}							
Switch Threshold Voltage V_{TH}	$I_{in} = 10$ μ A	$V_{DD} = 5$	1 mA, 2.75 μ s			V	
		10	2 mA, 4.5 μ s				
		15	2 mA, 8.75 μ s				
Current Leakage (Input C_{in})	$V_{IC} = V_{DD}$	$V_{DD} = 20$	10^{-8} typ., 11 max			μ A	
Control Input to Signal Output	$V_{DD} = 10$ $V_{SS} = 0$ $R_L = 1$ k Ω $C_L = 10$ pF				50	mV	
Turn-On Propagation Delay, t_{ON}	$V_{DD} = 15$ $V_{SS} = 0$ $C_L = 20$ pF $R_L = 1$ k Ω				35	70	ns
Maximum Allowable Control Input Repetition Rate	$V_{DD} = 10$ $V_{SS} = GND$ $R_L = 1$ k Ω $C_L = 50$ pF $V_{IC} = 10$ Volts $t_r = 20$ ns				10		MHz
R_{in} Input Capacitance C_i					5		pF

- Limits determined by minimum feature leakage currents and placement for maximum testing
- Symmetrical about 0 volts
- For all test conditions

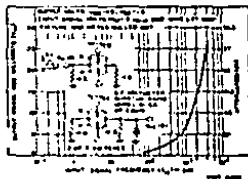


Fig 10 - Typical transfer characteristic between control voltage and the same pin output

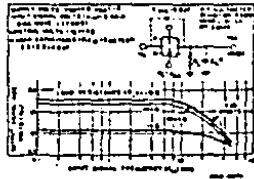


Fig 11 - Typical switch frequency response - switch "ON"

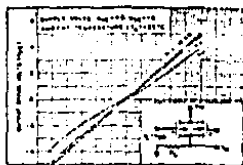


Fig 7 - Top "ON" characteristic for 1 of 6 switches with $V_{DD} = 15$ V, $V_{SS} = 0$ V

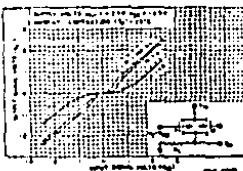


Fig 8 - Top "ON" characteristic for 1 of 6 switches with $V_{DD} = 12.5$ V, $V_{SS} = 3.5$ V

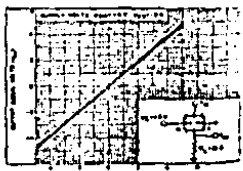


Fig 9 - Top "ON" characteristic for 1 of 6 switches with $V_{DD} = 5$ V, $V_{SS} = 0$ V



Fig 12 - Typical switching frequency response - switch "OFF"

CD4030A Types

OS/MOS Quad Exclusive-OR Gate

The RCA CD4030A types consist of four independent Exclusive-OR gates integrated on a single monolithic silicon chip. Each Exclusive-OR gate consists of four n-channel and four p-channel enhancement type transistors. All inputs and outputs are protected against electrostatic effects.

The CD4030A Series types are supplied in 14 lead ceramic dual in-line ceramic packages (D.F. and Y suffixes), 14 lead dual in-line plastic packages (E suffix), 14 lead ceramic flat package (K suffix), and in chip form (H suffix).

MAXIMUM RATINGS, Absolute Maximum Values	
STORAGE TEMPERATURE RANGE (T _{stg})	-55 to +150°C
OPERATING TEMPERATURE RANGE (T _{op})	-40 to +85°C
PACKAGE TYPES D, F, K, H	-55 to +125°C
PACKAGE TYPE E, Y	-40 to +85°C
DC SUPPLY VOLTAGE RANGE (V _{DD})	-0.5 to +15 V
TRANSIENT VOLTAGE UP TO 100 ns (T _{trans})	-0.5 to +15 V
POWER DISSIPATION PER PACKAGE (P _{tot})	
FOR T _A = 40 to +85°C (PACKAGE TYPES E, Y)	500 mW
FOR T _A = 100 to +85°C (PACKAGE TYPES Y)	Device Limited at 12 mW/°C to 200 mW
FOR T _A = 55 to +100°C (PACKAGE TYPES D, F, K)	500 mW
FOR T _A = 100 to +125°C (PACKAGE TYPES D, F, K)	Device Limited at 12 mW/°C to 200 mW
DEVICE DISSIPATION PER OUTPUT TRANSISTOR	100 mW
FOR T _A = FULL PACKAGE TEMPERATURE RANGE (ALL PACKAGE TYPES)	
INPUT VOLTAGE RANGE, ALL INPUTS	0.5 to V _{DD} - 0.5 V
LEAD TEMPERATURE (DURING SOLDERING)	+260°C
At 100°C (16.7, 3122 mA) (1.58, 1.078 mA) from case for 10 s max	

COMMENDED OPERATING CONDITIONS at T_A = 25°C,
for maximum reliability, normal operating conditions should be selected so that operation is always within the following ranges:

CHARACTERISTIC	LIMITS				UNITS
	D, F, K, H Packages		E, Y Packages		
	Min.	Max.	Min.	Max.	
Supply Voltage Range (if at T _A = Full Package Temperature Range)	3	12	3	12	V

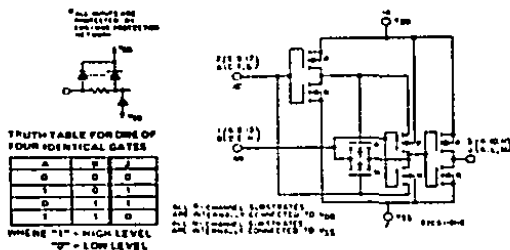
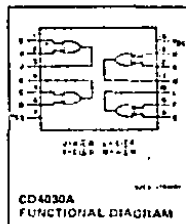


Fig. 1 - Schematic diagram for 1 of 4 identical exclusive-OR gates.

For questions about current, noise immunity, and input leakage current test circuits and "Settings and Characteristics" at the beginning of the COS/MOS section.



Features:

- Medium speed operation t_{PHL} = t_{PLH} = 40 ns (typ.) @ C_L = 15 pF and V_{DD} - V_{OL} = 10 V
- Low output impedance 50 Ω (typ.) @ V_{DD} - V_{OL} = 10 V
- Quiescent current specified to 15 V
- Maximum input leakage current of 1 μA at 15 V (Full package temperature range)
- 1-V noise margin (full package temperature range)

Applications:

- Even and odd parity generators and checkers
- Logical comparators
- Adders/subtractors
- General logic functions

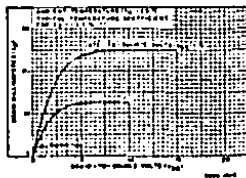


Fig. 2 - Typical output 2-channel diagram characteristics.



Fig. 3 - Typical output 4-channel diagram characteristics.

CD4030A Types

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Conditions		Limits at Indicated Temperature (°C)								Units	
			D, K, P, H Packages				E, Y Packages					
			-55	+25		+125	-40	+25		+85		
Output Drive Current I _{OL} Max	V _O (V)	V _I (V)	V _{DD} (V)	Typ		Limit	Typ		Limit	μA		
Junction Voltage V _{OL} Low Level	-	5	5	0.1V _{DD}		0.5	5		0.1V _{DD}	V		
V _{OL} High Level	-	0	5	4.9V _{DD} Min		5	4.9V _{DD} Min		5	V		
Input Low V _{IL} Min	3.6	-	5	1.6V _{DD}		2.25V _{DD}	3.6V _{DD}		4.5V _{DD}	V		
Input High V _{IH} Min	7.2	-	10	3.6V _{DD}		4.5V _{DD}	7.2V _{DD}		9V _{DD}	V		
Input Low V _{IL} Max	1.4	-	5	1.4V _{DD}		2.25V _{DD}	1.4V _{DD}		2.25V _{DD}	V		
Input High V _{IH} Max	7.2	-	10	3.6V _{DD}		4.5V _{DD}	7.2V _{DD}		9V _{DD}	V		
Input Low V _{IL} Max	0.8	-	5	1.6V _{DD}		2.25V _{DD}	0.8V _{DD}		1.125V _{DD}	V		
Input High V _{IH} Min	0.9	-	5	1.6V _{DD}		2.25V _{DD}	0.9V _{DD}		1.125V _{DD}	V		
Input High V _{IH} Max	7.2	-	10	3.6V _{DD}		4.5V _{DD}	7.2V _{DD}		9V _{DD}	V		
Output Drive Current: N Channel (S _{OL})	0.5	-	5	0.15	17	0.6	0.45	0.35	17	0.7	0.25	
I _{OL} (N/A)	0.5	-	10	15	24	12	0.4	0.7	24	0.8	0.15	
P Channel (S _{OH})	0.8	-	5	-0.45	-0.6	-0.3	-0.21	-0.31	-0.6	-0.15	0.12	
I _{OH} (S _{OH})	0.8	-	10	-0.65	-1.2	-0.45	-0.35	-0.45	-1.2	-0.22	0.07	
Input Leakage Current I _{IL} (I _{IH})	Any Input			±10 ⁻⁷ Typ, ±1 Max								μA

DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS: T_A = 25°C, Input t_r = 20 ns, C_L = 15 pF, R_L = 200 kΩ

Characteristic	Test Conditions	LIMITS						Units	
		V _{DD} (V)	D, F, K, H Packages			E, Y Packages			
			Min	Typ	Max	Min	Typ		Max
Propagation Delay Time: t _{PLH} , t _{PLL}		5	-	100	200	-	100	200	ns
		10	-	40	100	-	40	150	
Transition Time: High to Low Level, t _{HL}		5	-	70	150	-	70	100	ns
		10	-	20	75	-	20	150	
Low to High Level, t _{LH}		5	-	80	150	-	80	100	ns
		10	-	30	75	-	20	150	
Average Input Capacitance, C _i	Any Input	-	5	-	-	-	5	-	pF



Fig 6 - Typical propagation delay time vs load capacitance.

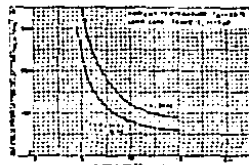


Fig 8 - Maximum propagation delay time vs. input voltage.

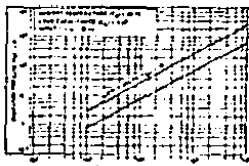


Fig 9 - Typical dynamic power dissipation vs. propagation delay time.

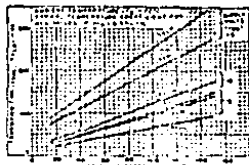


Fig 7 - Typical transition time vs. load capacitance.

CD4049B, CD4050B Types

COS/MOS
Hex Buffer/Converters

High-Voltage Types (3-to-20-Volt Rating)

CD4049B-Inverting Type
CD4050B-Non-Inverting Type

The RCA CD4049B and CD4050B are inverting and non-inverting hex buffers, respectively, and feature logic level conversion using only one supply voltage (V_{CC}). The input signal high level (V_{IH}) can exceed the V_{CC} supply voltage when these devices are used for logic level conversions. These devices are intended for use as CMOS-DTTL or DTL/TTL converters and can drive directly two DTL/TTL loads. (V_{CC}=5 V, V_{OL}≤0.4 V, and I_{OL}≥3.2 mA.)

The CD4049B and CD4050B are designated as replacements for CD4009B and CD4010B.

MAXIMUM RATINGS, Absolute Maximum Values	
STORAGE TEMPERATURE RANGE (T _{STG})	-65 to +150°C
OPERATING TEMPERATURE RANGE (T _{OP})	
PACKAGE TYPES D, F, K, H	-55 to +125°C
PACKAGE TYPES E, V	-40 to +85°C
DC SUPPLY VOLTAGE RANGE (V _{CC})	-0.5 to +20 V
<i>(Voltages referenced to V_{SS} Terminal.)</i>	
POWER DISSIPATION PER PACKAGE (P _{avg})	
FOR T _A =+25 to +50°C (PACKAGE TYPES E, V)	500 mW
FOR T _A =+25 to +85°C (PACKAGE TYPES D, F, K)	Device Limited at 12 mW/°C to 200 mW
FOR T _A =-55 to +100°C (PACKAGE TYPES D, F, K)	500 mW
FOR T _A =+100 to +125°C (PACKAGE TYPES D, F, K)	Device Limited at 12 mW/°C to 200 mW
DEVICE DISSIPATION PER OUTPUT TRANSISTOR	
FOR T _A =FULL PACKAGE TEMPERATURE RANGE (ALL PACKAGE TYPES)	100 mW
INPUT VOLTAGE RANGE, ALL INPUTS	-0.5 to V _{DD} +0.5 V
LEAD TEMPERATURE (DURING SOLDERING)	+260°C
<i>(At distance 1/16 to 3/32 inch (1.59 to 2.41 mm) from lead for 10 s max.)</i>	

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS at T_A=25°C, Except as Noted.

For maximum reliability, nominal operating conditions should be selected so that operation is always within the following ranges:

CHARACTERISTIC	LIMITS		UNITS
	Min.	Max.	
Supply Voltage Range (V _{CC}) (If for T _A =Full Package Temperature Range)	3	18	V
Input Voltage Range (V _I)	V _{CC} *	18	V

*The CD4049B and CD4050B have high to low level voltage conversion capabilities but not low to high level, therefore it is recommended that V_I > V_{CC}.

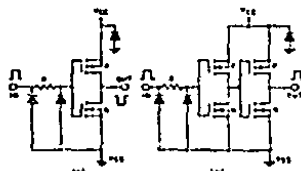
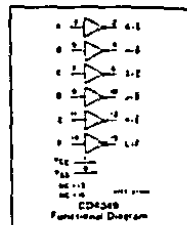


Fig. 1 - a) Schematic diagram of CD4049B, 1 of 6 inverting units.
b) Schematic diagram of CD4050B, 1 of 6 identical units.

respectively. Because the CD4049B and CD4050B require only one power supply, they are preferred over the CD4009B and CD4010B and should be used in place of the CD4009B and CD4010B in all inverter, current driver, or logic level conversion applications. In these applications the CD4049B and CD4050B are pin compatible with the CD4500B and CD4010B respectively, and can be substituted for these devices in existing as well as in new designs. Terminal Pin 16 is not connected internally on the CD4049B or CD4050B, therefore, connection to this terminal is of no consequence to circuit operation. For applications not requiring high sink current or voltage conversion, the CD4009 Hex Inverter is recommended.

The CD4049B and CD4050B types are supplied in 16-lead hermetic dual-in-line ceramic packages (D, F, and Y suffixes), 16-lead dual-in-line plastic package (E suffix), 16-lead ceramic flat package (K suffix), and in chip form (H suffix).

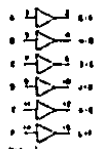


Features:

- High sink current for driving 2 TTL loads
- High to low level logic conversion
- Maximum current specified to 20 V
- Maximum input leakage of 1 μ A at 20 V (full package temperature range)

Applications:

- COS/MOS to DTL/TTL hex converter
- COS/MOS current "sink" or "source" driver
- COS/MOS high to low logic level converter



CD4050
Functional Diagram

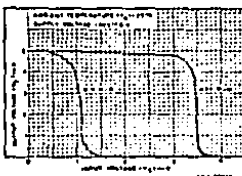


Fig. 2 - Minimum and maximum voltage transfer characteristics for CD4049B.

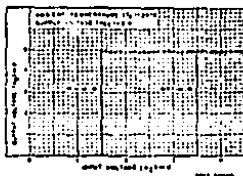


Fig. 3 - Minimum and maximum voltage transfer characteristics for CD4050B.

CD4049B, CD4050B Types

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Conditions			Limits at Indicated Temperatures (°C)						Units	
	V _O (V)	V _{IN} (V)	V _{CC} (V)	Values at -55, +25, +125 Apply to D, K, F, H Pkg			Values at -40, +25, +85 Apply to E, V Pkg				
				-55	-40	+25	+85	+125	Typ.		Max
Directional Device Current, I _L Max	-	-	10	1	1	10	20	-	0.01	0.5	μA
Output Drive Current	0.4	-	4.5	3.3	3.1	2.1	1.8	2.4	5.2	-	
H-Channel (Sink)	0.4	-	5	4	3.8	2.9	2.4	3.2	6.4	-	mA
L-Channel (Source)	0.4	-	11	10	10	6.6	5.6	8	16	-	
I _Q (Typ)	1.5	-	15	26	22	20	18	24	48	-	μA
I _Q (Max)	1.8	-	5	24	20	17.2	16	20.8	41.6	-	
I _Q (Typ)	2.5	-	5	5	5	3.6	3.6	4	8	-	μA
I _Q (Max)	0.5	-	10	22	-	1.4	-	1.8	3.6	-	
I _Q (Max)	0.15	-	15	30	24	2.5	2.1	3	6	-	
Output Voltage Low Level, VOL Max	-	0.5	5	-	-	0.05	-	-	0	0.05	V
Output Voltage High Level, VOH Min	-	0.15	15	-	-	0.15	-	-	0	0.15	
Input Immunity Input Low, V _{IL} Min	1.6	-	5	-	-	1.5	-	-	1.5	2.25	V
Input Immunity Input High, V _{IH} Min	2.7	-	10	-	-	1	-	-	3	4.5	
Input Immunity All Taps, V _{IL} Min	0.8	-	15	-	-	4.5	-	-	4.5	6.75	V
Input Immunity All Taps, V _{IH} Min	1.1	-	4	-	-	1.5	-	-	1.5	2.25	
Input Immunity All Taps, V _{IL} Min	2.8	-	10	-	-	7	-	-	7	4.5	V
Input Immunity All Taps, V _{IH} Min	4.2	-	15	-	-	4.5	-	-	4.5	6.75	
Input Immunity All Taps, V _{IL} Min	1.4	-	7	-	-	1	-	-	1	1.5	V
Input Immunity All Taps, V _{IH} Min	2.2	-	10	-	-	2	-	-	2	3	
Input Immunity All Taps, V _{IL} Min	10.8	-	15	-	-	2.5	-	-	2.5	4.5	V
Input Immunity All Taps, V _{IH} Min	4.5	-	5	-	-	1	-	-	1	-	
Input Immunity All Taps, V _{IL} Min	0	-	10	-	-	1	-	-	1	-	V
Input Immunity All Taps, V _{IH} Min	13.5	-	15	-	-	1	-	-	1	-	
Input Immunity All Taps, V _{IL} Min	0.5	-	5	-	-	1	-	-	1	-	V
Input Immunity All Taps, V _{IH} Min	1	-	10	-	-	1	-	-	1	-	
Input Immunity All Taps, V _{IL} Min	15	-	15	-	-	1	-	-	1	-	V
Input Immunity All Taps, V _{IH} Min	15	-	15	-	-	1	-	-	1	-	
Input Leakage Current, I _L Max	Any Input	20	-	-	-	11	-	-	110-5	21	μA



Fig. 4—Typical output current versus output voltage.

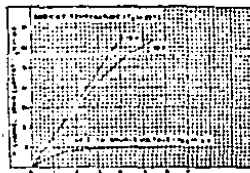


Fig. 5—Minimum output voltage versus output current.

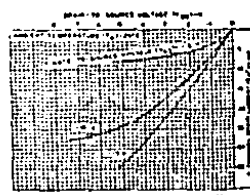


Fig. 6—Typical input voltage versus input current.

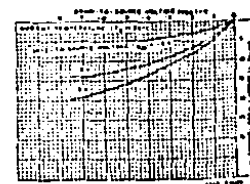


Fig. 7—Minimum input voltage versus input current.

049B, CD4050B Types

DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $T_A = 25^\circ\text{C}$, Input $t_1, t_2 = 20 \text{ ns}$, $C_L = 50 \text{ pF}$, $R_1 = 700 \text{ k}\Omega$

CHARACTERISTIC	CONDITIONS		LIMITS		UNITS			
	V_I	V_{CC}	Typ	Max				
Propagation Delay Time: Low to High, t_{PLH}	CD4049B	5	5	60	120	ns		
		10	10	37	75			
		10	5	45	90			
		15	15	25	50			
		15	5	45	90			
		15	5	70	140			
	CD4050B	10	10	40	80			
		10	5	45	90			
		15	15	30	60			
		15	5	40	80			
		High to Low, t_{PHL}	CD4049B	5	5	37	75	ns
				10	10	20	40	
15	5			16	30			
CD4050B	10		10	15	30			
	10		5	20	40			
	15		15	15	30			
Transition Time: Low to High, t_{TLH}	CD4049B	5	5	80	160	ns		
		10	10	40	80			
		15	15	30	60			
	CD4050B	5	5	30	60			
		10	10	20	40			
		15	15	15	30			
Input Capacitance, C_i	CD4049B	-	-	15	-	pF		
	CD4050B	-	-	5	-			

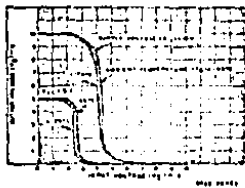


Fig. 8—Typical voltage transfer characteristic at a function of temperature for CD4049B

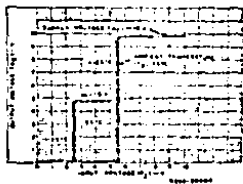


Fig. 9—Typical voltage transfer characteristic at a function of temperature for CD4050B

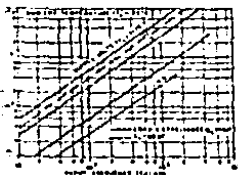


Fig. 10—Typical dissipation characteristic for CD4049B, CD4050B

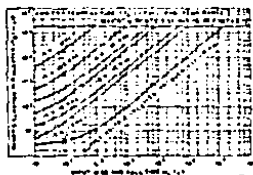


Fig. 11—Typical power dissipation versus propagation time per meter for CD4049B

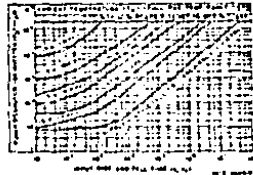


Fig. 12—Typical power dissipation versus transition time per meter for CD4050B

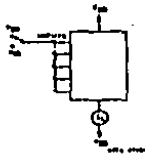


Fig. 13—Output power current test circuit.

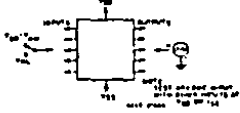


Fig. 14—Noise immunity test circuit.

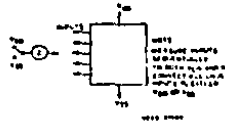


Fig. 15—Input delay to next test circuit.

CD4069B Types

COS/MOS Hex Inverter

High Voltage Types (3 to 20 Volt Rating)

The RCA CD4069B consists of six COS/MOS inverter circuits. This device is intended for all general purpose inverter applications where the medium power TTL drive and logic level conversion capabilities of circuits such as the CD4009 and CD4049 Hex Inverter/Buffer are not required.

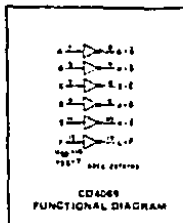
The CD4069B Series types are supplied in 14 lead hermetic dual in line ceramic packages (D, F, and Y suffixes), 14 lead dual in line plastic package (E suffix), 14 lead ceramic flat package (K suffix), and in chip form (H suffix).

Features:

- Medium Speed Operation - t_{PHL} , t_{PLH} = 40 ns (typ.) at 10 V
- Quiescent Current Specified to 20 V
- Maximum Input Leakage of 1 μ A at 20 V (full package temperature range)
- 1 V noise margin (full package temperature range)
- 5 V, 10 V, and 15 V parametric ratings

Applications:

- Logic inversion
- Pulse shaping
- Oscillators
- High input impedance amplifiers



MAXIMUM RATINGS, Absolute Maximum Values:

STORAGE TEMPERATURE RANGE (T _{STG})	-55 to +125°C
OPERATING TEMPERATURE RANGE (T _{OP})	-55 to +125°C
PACKAGE TYPES D, F, K, H	-40 to +85°C
PACKAGE TYPE Y	-40 to +85°C
DC SUPPLY VOLTAGE RANGE (V _{DD})	-0.5 to +20 V
(Voltage referenced to V _{SS} Terminal)	

POWER DISSIPATION PER PACKAGE (P_D)

FOR T _A = -40 to +60°C PACKAGE TYPES E, Y	500 mW
FOR T _A = -55 to +85°C PACKAGE TYPES D, F, H	Derate Linearly at 12 mW/°C to 200 mW
FOR T _A = -55 to +100°C PACKAGE TYPES D, F, K	500 mW
FOR T _A = -100 to +125°C PACKAGE TYPES D, F, K	Derate Linearly at 12 mW/°C to 200 mW
DEVICE DISSIPATION PER OUTPUT TRANSISTOR	100 mW
FOR T _A = FULL PACKAGE TEMPERATURE RANGE (ALL PACKAGE TYPES)	100 mW
INPUT VOLTAGE RANGE, ALL INPUTS	-0.5 to V _{DD} + 0.5 V
LEAD TEMPERATURE (DURING SOLDERING)	+260°C
(At distance 1/16 ± 1/32 inch (1.59 ± 0.76 mm) from case for 10 seconds)	

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability, normal operating conditions should be selected so that operation is always within the following ranges:

CHARACTERISTIC	LIMITS		UNITS
	Min	Max	
Supply Voltage Range (for T _A = Full Package Temperature Range)	3	18	V

DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS at T_A = 25°C; Input t_r , t_f = 20 ns, C_L = 50 pF, H_L = 200 K Ω

CHARACTERISTIC	CONDITIONS	ALL TYPES LIMITS		UNITS	
		T _{typ}	Max		
Propagation Delay Time, t _{pd}	1PHL, 1PHL	5	55	110	ns
		10	20	60	
		15	25	60	
Transition Time, t _{tr}	1THL, 1TLM	5	100	200	ns
		10	50	150	
		15	40	80	
Average Input Capacitance, C _i	Any Input	5	-	-	pF

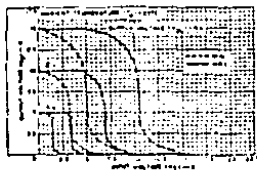


Fig. 1 - Minimum and maximum voltage transfer characteristics

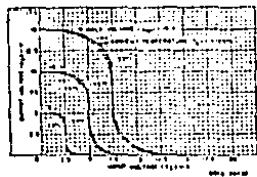


Fig. 2 - Typical voltage transfer characteristics as a function of temperature

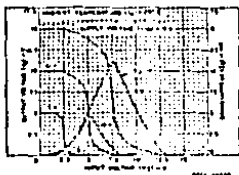


Fig. 3 - Typical output and voltage transfer characteristics

CD4069B Types

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Conditions			Limits of Indicated Temperatures (°C)						Units	
	V _{DD} (V)	V _{IN} (V)	V _{OL} (V)	-55		+25		+125			
				Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Quiescent Drain Current I _Q Max	-	-	5	0.5	0.6	5	10	-	0.01	0.5	μA
	-	-	10	1	1	10	20	-	0.01	1	
	-	-	15	2	2	20	40	-	0.01	2	
Output Drive Current I _{OL} Max	-	-	20	10	10	100	200	-	0.02	10	mA
	0.1	-	5	0.5	0.45	0.35	0.3	0.4	0.8	-	
	0.5	-	10	1	1	0.35	0.45	0.4	1.8	-	
P Channel (Source) I _{OH} Min	-1.5	-	15	3	1.7	2.5	2.2	3	6	-	mA
	-4.4	-	5	0.5	0.45	-0.35	0.3	-0.4	-0.8	-	
	-7.5	-	5	-2	-1.8	-1.3	-1.15	-1.6	-3.2	-	
N Channel (Sink) I _{OL} Min	-1.5	-	10	-1.1	-1	-0.75	0.65	-0.9	-1.8	-	mA
	-3.8	-	15	-1.7	-1.4	-1.2	-1	-1.8	-		
	-	-	10	-1.1	-1	-0.75	0.65	-0.9	-1.8	-	
Output Voltage Low Level V _{OL} Max	-	0.5	5	-	-	0.05	-	-	0	0.05	V
	-	0	10	-	-	0.05	-	-	0	0.05	
	-	0	15	-	-	0.05	-	-	0	0.05	
High Level V _{OH} Min	-	0.5	5	-	-	4.05	-	-	4.95	10	V
	-	0	10	-	-	4.05	-	-	4.95	10	
	-	0	15	-	-	4.05	-	-	4.95	15	
Noise Immunity Input Low V _{IL} Min	3.6	-	5	-	-	1.5	1.5	2.25	-	-	V
	7.2	-	10	-	-	3	3	4.5	-	-	
	10.8	-	15	-	-	4.5	4.5	6.75	-	-	
Input High V _{IHI} Min	1.4	-	5	-	-	1.5	1.5	2.25	-	-	V
	2.8	-	10	-	-	3	3	4.5	-	-	
	4.2	-	15	-	-	4.5	4.5	6.75	-	-	
Noise Margin Input Low V _{NIL} Min	0.5	-	5	-	-	1	1	1	-	-	V
	7	-	10	-	-	1	1	1	-	-	
	13.5	-	15	-	-	1	1	1	-	-	
Input High V _{NIH} Min	0.5	-	5	-	-	1	1	1	-	-	V
	1	-	10	-	-	1	1	1	-	-	
	1.5	-	15	-	-	1	1	1	-	-	
Input Leakage Current I _{IL} Typ Max	Any Input			20	-	-	-	-	-	-	μA
				11	-	-	-	-	-	-	



Fig. 4 - Typical output N channel drain characteristics.

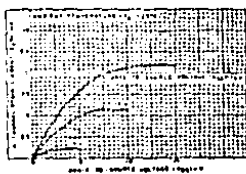


Fig. 5 - Typical output P channel drain characteristics.

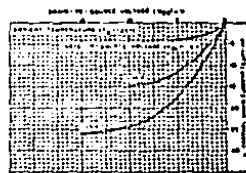


Fig. 6 - Typical output P channel drain characteristics.



Fig. 7 - Minimum output P channel drain characteristics.

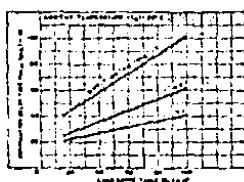


Fig. 8 - Typical propagation delay times vs. load capacitance.

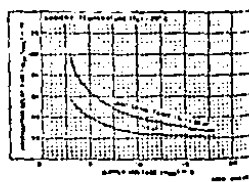


Fig. 9 - Typical propagation delay times vs. supply voltage.

CD4069B Types

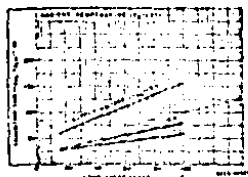


Fig. 10 - Typical transition time vs. load capacitance.

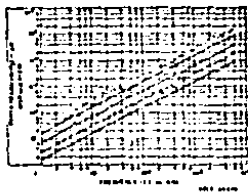


Fig. 11 - Typical dynamic power dissipation.

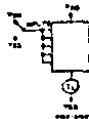


Fig. 12 - Quiescent drain current test circuit.

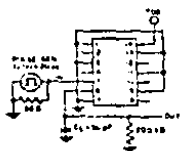


Fig. 13 - Dynamic electrical characteristics test circuit and waveforms.

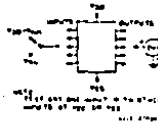


Fig. 14 - Noise margin test circuit.

APPLICATIONS

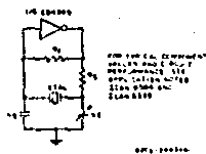


Fig. 15 - Typical crystal oscillator circuit.

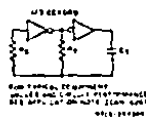


Fig. 16 - Typical RC oscillator circuit.

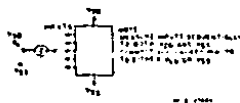


Fig. 17 - Input leakage current test circuit.



Fig. 18 - High input impedance amplifier.

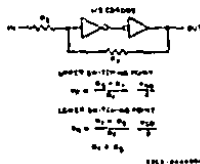


Fig. 19 - Input buffer with Schmitt trigger.

CONCLUSIONES

Algunas experiencias de utilidad al finalizar ésta obra son:

Cuando se desee construir un oscilador para reloj de una frecuencia superior a los 4 Mhz, la opción más sencilla la constituye un circuito Colpits de transistor. Lo anterior se desprende después de haber experimentado con osciladores Colpits y Pierce de circuito integrado (inversores TTL o ECL) y fet.

La sección de filtrado deberá construirse mediante amplificadores operacionales para facilitar su cálculo y construcción. En caso de requerir un filtrado de mejor calidad se recomienda el uso de los circuitos XR2120 ó XR2106, con los cuales se experimentó y que cuentan con varias etapas de filtrado que permiten eliminar las señales de ruido.

En cuanto al protocolo de envío y recepción de información se debe tener cuidado con la configuración de la computadora que se use.

Si se desea probar la línea y los puertos de salida de la computadora ó terminal se puede utilizar un cable preconstruído que emula el funcionamiento del modem, pero que tiene la restricción de 50 m. de longitud.

Para la sección de acoplamiento se prefiere el uso de acoplamientos de acceso directo pues evitan el utilizar un mayor numero de amplificadores.

Respecto a los objetivos planteados al principio de éste trabajo, el objetivo de que ésta obra fuera una herramienta para el estudio de los temas relacionados con el tema principal se cumple ampliamente, en el capítulo 1 y 2, en los cuales se

proporciona una explicación de todos los temas correlativos.

El tamaño de la tesis se justifica de acuerdo a su capacidad didáctica, la cual permite a cualquier persona la introducción en el campo de la transmisión de información.

Como se planteo al principio, el modem se comporta como un modem modelo 212a es decir 1200/300 bps síncrono asíncrono, se recomienda que mediante los apagadores del minidip y algunas resistencias se complemente su uso para dos velocidades extra a 2400/600 bps y mediante dos redes de filtrado extra se pueda utilizar como un modem modelo v24, que lo hace compatible con modems de la CCITT.

El concepto de Modem, que se ha manejado durante todo este trabajo, consiste en dos bloques principales, uno de ellos corresponde al propio modem y el otro es su enlace con el medio exterior.

Quando me planteo la elaboración de éste trabajo, la tecnología de los modem, se caracterizaba por su alto costo, su gran tamaño, su alto consumo de energía y por carecer de altas velocidades de transmisión. El alto costo dependía de la gran cantidad de circuitos integrados, transistores, diodos y elementos pasivos que se utilizaban. Sus grandes dimensiones se debían al tamaño de los componentes que utilizaba. Este problema se resolvió en parte, al lograr una mayor miniaturización de los circuitos que forman al Modem, con el inconveniente de que la sección que enlaza al modem con el medio de comunicación (AAD), se construye con transformadores los cuales no pueden reducir su tamaño (por el momento).

En éste sentido, la compañía Texas Instruments Inc., hace

algunos meses introdujo al mercado el circuito integrado TMS99532, el cual realiza todas las funciones que puede hacer un modem 103 simple (300 bps).

La velocidad máxima de transmisión de datos, era de 9800 bps y ahora supera los 48600 bps.

Para los modems que manejan dos velocidades de transmisión de datos, por el momento es difícil reducir todo el modem a un solo circuito integrado debido a las diferentes clases de modulación utilizadas en función de las velocidades a desarrollar. Pero un avance significativo lo representa el que en un solo circuito integrado se pueda encontrar la sección de filtrado y una forma de modulación.

De acuerdo con el costo de los modems del mercado y su costo actual, éste es muy competitivo.

Algunos modems del mercado son PROMODEM1200-219 dis, HAYES 1200B-209 dis., HAYES COMPATIBLE 300/1200-199 dis, REACH 1200-299 dis.

El costo aproximado de el modem de éste trabajo eliminando algunos costos que no proceden para su posible construcción en masa equivale a 100 dis. En el caso de realizarle las recomendaciones anteriores y proporcionarle capacidad para auto-respuesta y auto-origen de llamadas, su costo se elevaría a 250 dis, lo cual representa una opción muy competitiva pues los modelos actuales, aunque tienen menos opciones tienen un costo aproximado de 300 dis a 600 dis. Otra razón de peso para realizarle las recomendaciones consiste en la amplia gama de opciones que presentaría éste modelo, que lo constituiría en uno

de los modelos mas rentables.

Esas opciones son:

- **** - Auto-respuesta y Auto-origen
- Funcionamiento 300/1200 bps full duplex, asincrono sincrono
- **** - Funcionamiento 600/2400 bps half duplex
- Indicadores de encendido, de presencia de portadora y de velocidad de transmision o recepcion.
- Compatible con el modelo 212a y el 103 de la FCC
- **** - Compatibilidad con modelos de la CCITT

El manual de pruebas y mantenimiento del equipo ilustra la totalidad de los problemas que se pueden presentar en una transmision de datos mediante la linea telefonica.

La idea mas importante que se debe tener en cuenta en caso de realizar las recomendaciones es el construir aparatos de alta calidad que puedan desplazar a los equipos extranjeros, en cuyo caso se debera mantener la investigacion para no sufrir atrazos tecnologicos.

**** RECOMENDACIONES

BIBLIOGRAFIA

- [1] Mano M. Morris, Digital Logic and Computer Design, caps. 1, 5, 6, 7, 8, 9, Ed. Prentice Hall inc., 1979.
- [2] Tocci Ronald J., Sistemas Digitales Principios y Aplicaciones caps. 1,9,10, Ed. Prentice Hall Inc., 1977.
- [3] Lenk D., Handbook of Microprocessors and Microcomputers, caps. 2, 4, Ed. Prentice Hall Inc., 1977.
- [4] Tobey, Graeme, Huelsman, Operational Amplifiers Design and Applications, caps. 8, 9, 10, Ed. Burr Brown, 1971.
- [5] Ralston, Enciclopedy of Computer Science.
- [6] Radio Amateurs Handbook, caps. 12, 15, Ed. American Radio Relay Leage., 1982.
- [7] Tanenbaum A., Computer Networks, cap. 3, Ed. Prentice Hall Inc., 1981.
- [8] Darynani G., Principles of Active Network Sinthesis and Design, caps. 1, 10, 11, Ed. Bell Laboratories Inc., 1976.
- [9] Clarence R., Green R., Bourque M., The Theory and Servicing of AM, FM and FM Stereod Receivers, caps. 9, 10, Ed. Prentice Hall Inc., 1980.
- [10] Bildstein Paul, Filtros Activos, caps. 1, 2, 3 y 5, Ed. Paraninfo.
- [11] Arpad Barna, Operational Amplifiers, caps 3, 4, 9, Ed. Wiley-Interscience, 1971.
- [12] Glasgal Ralph, Basic Techniques in Data Communications,
- [13] Glasgal Ralph, Technical Aspects in Data Communications,
- [14] Ryder J.D., Thomson Charles, Electronic Circuits and Systems, caps 4, 5, 6, Ed. Prentice Hall Inc..
- [15] Bannon Edward, Theory and Servicing, caps. 4, 5, 7, 8, Ed Prentice Hall Inc..
- [16] Mandl Mathew, Handbook of Electronic Testing, Measurement and Troubleshooting, cap. 11, Ed. Prentice Hall Inc..
- [17] Mandado E., Sistemas Electronicos Digitales, caps 1, 7, 8, 9, Ed. Marcombo.
- [18] James Martin, caps. 1,5,8,9,12, The Telecommunications and the Computer, Ed. Prentice Hall Inc..

- [19] Gronner Alfred D., Transistor Circuit Analysis, caps. 1, 4, 7, Ed. Simon & Schuster 1970.
- [20] Sparkes John J., Transistor Switching and Sequential Circuits, caps. 1, 5, 8, Ed. Pergamon Press.
- [21] Lindsey William C., Phase Locked Loops, Ed. IEEE 1978.
- [22] Design Techniques for Electrical Engineers, Ed. Mc Graw Hill 1977.
- [23] Bonnin F. Forteza Fuentes de Alimentacion Reguladas Electronicamente, Ed. Marcombo 1980.
- [24] Schreiber H., Montajes Electricos para el Aficionado, Ed. Marcombo 1979.
- [25] William, Circuitos Integrados
- [26] Hayt W.H., Teoria Electromagnetica, caps. 3, 4, 12, Ed. Mc Graw Hill 1979.
- [27] Guidebook to : Data Communications, Hewitt Packard, 1979.
- [28] Communication Systems, Exar Integrated Systems Inc. 1982.
- [29] Libro Amarillo de la CCITT, sede Ginebra.
- [30] Manual RS 232c
- [31] Chipman Robert A., Lineas de Transmision, Ed. Mc Graw Hill 1971.
- [32] Hughes Eduard, Electrical Technology, Ed. Longman 1977.
- [33] Adler Richard B., Electromagnetic Energy Transmission and radiaton, Ed. Wiley & Sons.
- [34] Skilling Hildreth Hugh, Electric Transmission Lines: Distributed Constants, Theory and Applicattions, Ed Mc Graw Hill 1951.