



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

**JB - 300, MODEM DE BAJA
VELOCIDAD PARA LINEA
CONMUTADA**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N :

Roberto	Julio	Olazo	Solís
Jesús	H. García	Morales	
Aarón	Barona	Velázquez	
Filemón	Díaz	Flores	



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.

A nuestros Padres
por habernos dado
su apoyo y comprensión
durante el desarrollo de
nuestra vida estudiantil.

A nuestros hermanos y amigos.

Agradecemos a la Universidad
Nacional Autónoma de México
por habernos brindado la oportunidad
de haber realizado nuestra formación
profesional.

Expresamos nuestro más sincero agradecimiento a todas aquellas personas, que de alguna manera, nos dieron su apoyo y experiencia para el logro - del presente trabajo.

En particular a:

ING. JUAN MARTINEZ GARCIA
Investigador del Instituto de
Ingeniería de la U.N.A.M.

ING. GILBERTO BECERRIL OLIVARES
Investigador del I. I. M. A. S.
de la U.N.A.M.

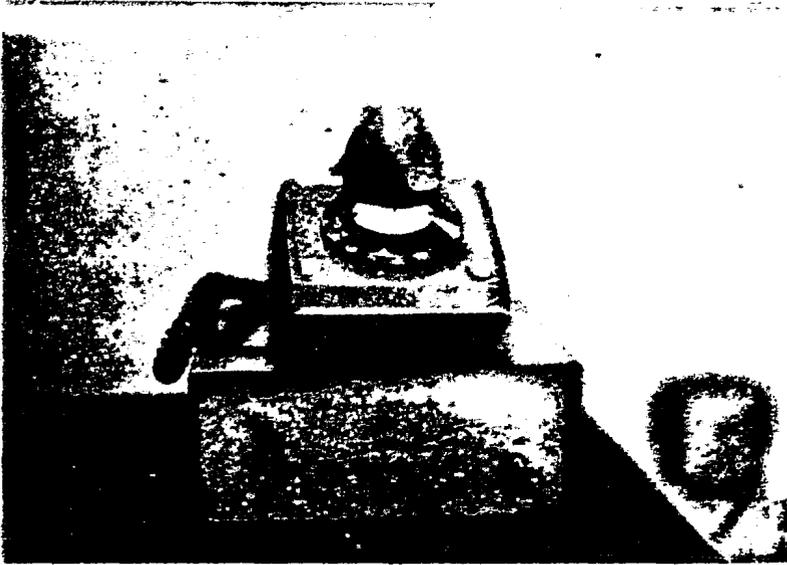
ING. MARIO IBARRA PEREYRA
Profesor de la Facultad de
Ingeniería de la U.N.A.M.

I N D I C E

	PAG.
1. INTRODUCCION	1
2. GENERALIDADES	3
2.1. Modulaci3n	3
Modos de transmisi3n	5
Modos de operaci3n	8
T3cnicos de modulaci3n	10
2.2. Modems	16
Modem Anal3gicos	16
Modem Digital	18
2.3. L3neas tel3fonicas	23
Resistencia	23
Conductancia	25
Capacitancia mutua	27
Inductancia	30
Representaci3n de una l3nea de transmisi3n	32
3. DESCRIPCION DEL MODEM JB-300	42
3.1. Modulador, Demodulador	43
3.1.a. Modulador	43
3.1.b. Demodulador	46
3.2. Dise1o de Filtros de la Recepci3n	49
3.2.a. Filtro Chebyshey	54
3.2.b. Filtro Bicuadr3tico	70
3.2.c. Dise1o de filtros en la transmisi3n	78
3.3. Amplificador, Duplexores, Limitador	81
3.3.1. Amplificador	81
3.3.2. Duplexor	84
3.3.3. Limitador	90
3.4. Circuito de Conmutaci3n autom3tico	94
3.5. Pruebas	100
4. CONCLUSIONES	106
5. BIBLIOGRAFIA	107

A P E N D I C E S .

		PAG.
1	LA NORMA RS 232-C	109
2	LA NORMA C.C.I.T.T. - V.21	121
3	DESCRIPCION DEL DIAGRAMA TELEFONICO COMERCIAL	135
4.	EL MC-6860	143



MODEM JB-300.

1. INTRODUCCION

Para la intercomunicación de computadoras se emplea la infraestructura telefónica ya existente por su bajo costo. Sin embargo la información digital no puede ser transmitida directamente a la línea telefónica, por tener ésta un ancho de banda limitada y por la susceptibilidad de la información transmitida digitalmente al ruido aditivo. Por esta razón se hace necesario el empleo de acopladores entre los dispositivos digitales y las líneas telefónicas mejor conocidos como MODEMS.

La función primordial de un MODEM es la de transformar señales digitales en señales apropiadas para viajar por líneas telefónicas.

El propósito del presente trabajo, es la implementación del MODEM JB-300 de baja velocidad para la línea conmutada FULL-DUPLEX.

La organización del presente trabajo es la siguiente:

El segundo capítulo se dedica al concepto de MODEM y sus características principales y otra parte al estudio de Líneas Telefónicas.

En el tercer capítulo se describe el diseño del sistema JB-300 así como las pruebas realizadas.

En el cuarto capítulo se hacen las conclusiones del presente desarrollo.

Por último se han incluido cuatro apéndices:

Los dos primeros contienen las normas que se satisfacen en el MODEM JB-300 tales como la RS 232-C de la EIA y la V. 21 de la CCITT, el tercero trata de la descripción del diagrama del teléfono comercial y en el cuarto, las características del circuito integrado a MC 6860 de fabricación.

2. - GENERALIDADES.

2.1. Modulación, modos de transmisión y MODEM.

En esta parte se explican las características fundamentales de un MODEM. Se describen las partes que lo forman, así como las técnicas más usadas en la modulación.

Aspectos Generales.

Básicamente un MODEM (MODulador-DEMODulador), está constituido por un transmisor y un receptor, que cuentan con un modulador y demodulador respectivamente.

La transmisión se hace por medio del modulador, que convierte la señal digital, es decir, los niveles lógicos "1" y "0" en una señal analógica a fin de que pueda viajar por el medio de transmisión. Para nuestro caso esta señal está dada por dos tonos de frecuencia.

Una vez que los datos llegan al final del canal de comunicación, el receptor demodula recobrando la señal digital original y la envía a la terminal de datos.

En la figura 2.1.1. se muestra una aplicación típica de MODEM, mostrándose cada sección del mismo.

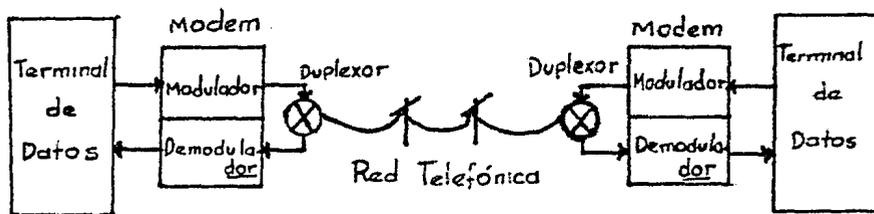


Fig. 2.1.1. Sistema de comunicación vfa MODEM.

Características Generales.

Para el diseño de MODEMS se toman en cuenta tres características principales:

- a) Modos de Transmisión.
- b) Modo de Operación.
- c) Técnicas de Modulación.

a) Modos de Transmisión.

Para la buena transmisión y recepción de mensajes, es necesario tomar en cuenta la sincronía entre el receptor y transmisor.

En los MODEM existen dos modos de transmisión

a.1. Asíncrono.

a.2. Síncrono.

a.1. MODEM Asíncrono.

El MODEM asíncrono es aquel por el cual se puede mandar información sin usar reloj de sincronía.

Los MODEMS asíncronos son usados generalmente en sistemas de baja velocidad (en terminales que van desde 110 hasta 1200 bps). Su transmisión se realiza solamente cuando el canal de comunicación está desocupado.

En esta forma de transmisión se añaden dos elementos a cada

carácter para indicar el comienzo y el término del mismo.

Como se muestra en la figura 2. 1. 2.

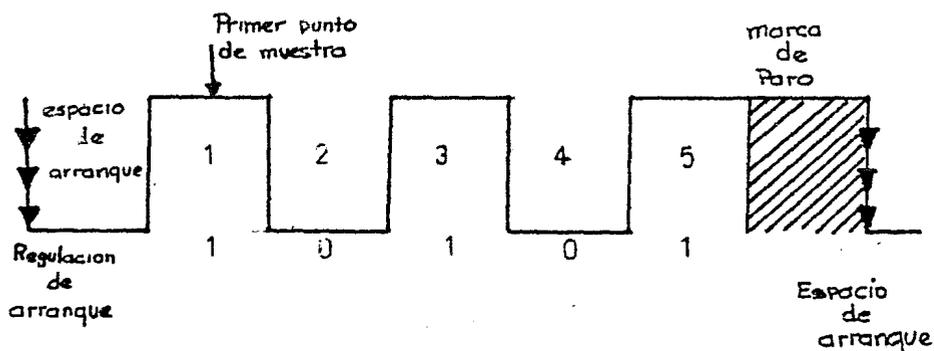


Fig. 2. 1. 2.

En esta forma de transmisión se toma como marca al "1" - y como espacio al "0". Los elementos de la señal de información son de igual duración que el elemento de arranque - y el elemento de paro es de longitud indefinida.

a. 2.) MODEM Síncrono.

El sistema síncrono utiliza relojes de sincronía, por lo que los bits de datos se agrupan en bloques continuos de información, pudiendo ser de diferentes tamaños dependiendo de la velocidad de transmisión.

En la figura 2. 1. 3. se muestra uno de ellos.

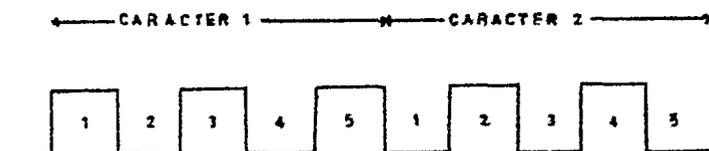


Fig. 2.1.3. Bloques de cinco bits síncronos.

Haciendo una comparación entre los dos tipos de transmisión y recepción de datos puede decirse que la transmisión asíncrona ofrece mayores ventajas en cuanto al costo de su construcción y mantenimiento, pero la eficiencia del ancho de banda del canal de comunicación resulta más baja, debido al uso de la técnica de arranque y paro.

b) Modo de Operación.

La transmisión se puede lograr de tres modos diferentes: -

b.1. Operación simultánea de modo duplex completo (Full-Duplex. FDX)

b.2. Operación alternante de modo semiduplex (Half-Duplex) HDX.

b.3. Operación en un solo sentido modo Simplex.

Los MODEMS que operan en modo FDX, transmiten y reciben simultáneamente, en equipo que utilice dos direcciones separadas para tal objetivo. Esta operación se puede llevar de dos maneras:

b.1.1. Full Duplex 2 Hilos

b.1.2. Full Duplex 4 Hilos

b.1.1. Full Duplex 2 Hilos

En este modo la transmisión y recepción se hace sobre el -

mismo canal simultáneamente utilizando frecuencias distintas. Para ello se usan filtros que aseguran la separación de dichas frecuencias, así como la no interferencia del propio circuito.

Este modo de operación se usa en el presente desarrollo.

b. 1. 2. Full Duplex 4 Hilos.

Aquí la transmisión se hace por un canal y la recepción por el otro, al mismo tiempo pudiendo o no usar frecuencias -- iguales.

En la figura 2.1.4. se muestra los diferentes modos de operación:

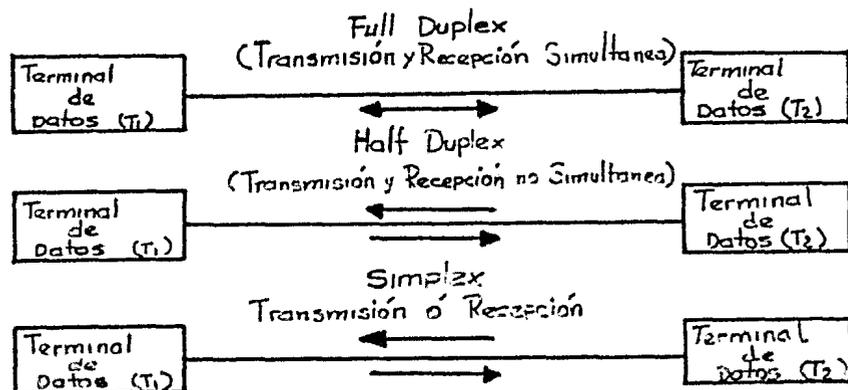


Fig. 2.1.4. Modo de Operación.

c) Técnicas de modulación.

Todas las señales se transmiten sobre algún medio que se para al transmisor del receptor. Pues los mensajes rara vez se transmiten en forma directa sobre el medio.

La eficiencia en la transmisión requiere que esta información sea procesada de alguna manera antes de ser transmitida, La modulación es la que define este proceso y consiste en modificar alguna característica de una señal llamada portadora de acuerdo con otra señal que se le llama moduladora ó señal de información, en forma tal de que transporte la información contenida en esta última señal. Las razones por las cuales se modula son principalmente:

- Para transmisión por radiación.
- Para transmitir varias señales simultáneamente por un mismo canal (multicanalización).
- Para mejorar la relación señal a ruido.

La señal digital que se transmite por medio de los MODEMS generalmente modula a una señal senoidal, de frecuencia mu

cho mayor que la señal de información, tal es el caso del -
JB300.

Los parámetros modulados por la señal de información pue
den ser: Amplitud, fase y frecuencia.

Según el parámetro que se module se tienen tres tipos de -
modulación analógica, esto son:

- c. 1. Modulación en amplitud (AM). La amplitud de la se-
ñal portadora varía en función de la señal de informama
ción.
- c. 2. Modulación en fase. (PM). La fase de la señal portada
dora lleva la información al variar de acuerdo con -
la señal de información.
- c. 3. Modulación en frecuencia (FM). La variación de la -
portadora en la frecuencia es de acuerdo con la señal
de información.

Estos diferentes tipos de modulación se muestran en la fi-
gura siguiente para mayor comprensión.

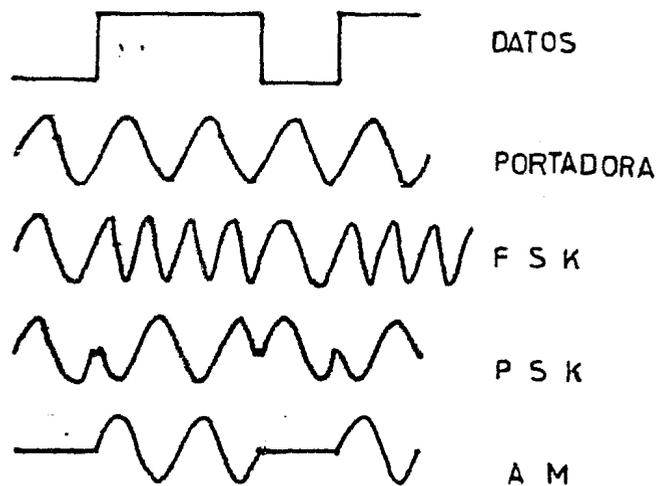


Fig. 2.1.5. Diferentes tipos de modulación.

Los tipos de modulación más usados en la actividad, son los dos últimos, que a continuación se explican.

c. 2.1. Modulación por corrimiento de fase. (PSK).

Este sistema de modulación PSK (Phase Shift Keying). Es atractivo para la transmisión de datos a altas velocidades. Se usa en varias formas, tales como Dos Fases, Fase Relativa y Fase en Cuadratura.

En el sistema dos fases, cada fase se usa para representar los dos estados binarios. Las dos fases están separadas 180 grados. Y se detectan con un detector síncrono empleando una señal de referencia de fase conocida, con respecto a la

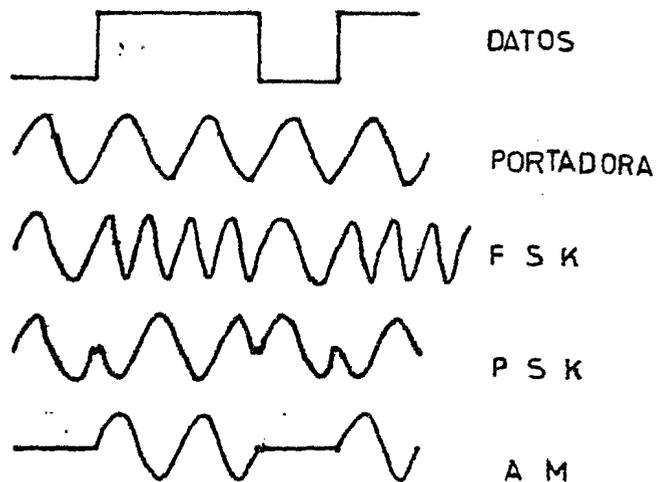


Fig. 2.1.5. Diferentes tipos de modulación.

Los tipos de modulación más usados en la actividad, son los dos últimos, que a continuación se explican.

c. 2.1. Modulación por corrimiento de fase. (PSK).

Este sistema de modulación PSK (Phase Shift Keying). Es atractivo para la transmisión de datos a altas velocidades. Se usa en varias formas, tales como Dos Fases, Fase Relativa y Fase en Cuadratura.

En el sistema dos fases, cada fase se usa para representar los dos estados binarios. Las dos fases están separadas 180 grados. Y se detectan con un detector síncrono empleando una señal de referencia de fase conocida, con respecto a la

señal de llegada y se acomoda a la fase de una de las señales binarias. Como se muestra en la figura 2.1.6.

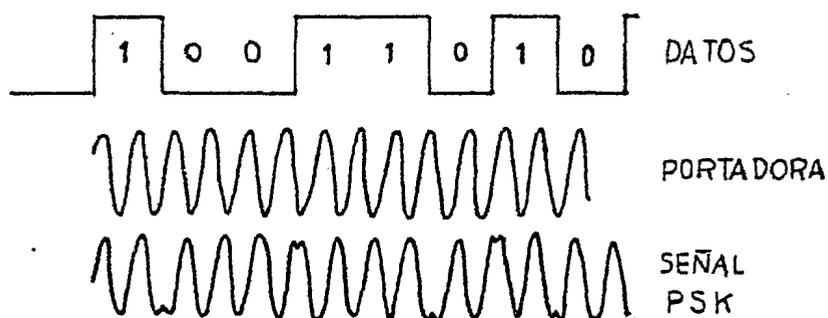


Fig. 2.1.6. Modulación PSK.

Algunas de las ventajas de la modulación en fase son:

1. - Toda la potencia se aprovecha en la información transmitida.
2. - La modulación combinada tiene mayor capacidad al rechazo del ruido.
3. - El ruido que se introduce en la banda base es -- despreciable.

Una desventaja de este sistema es que el equipo que requiere este sistema es muy complejo.

c. 3. 1. Modulación por corrimiento en frecuencia (FSK)

Muchos sistemas de datos emplean modulación FSK (Frequency Shift Keying) por su economía y simplicidad entre otros factores que se mencionarán más adelante.

Los dos estados binarios se representan por dos frecuencias diferentes. Y se detectan usando las dos secciones de tonos, un tono por cada bit. La demodulación de la señal se integra durante un bit, y la decisión binaria se basa en este resultado. La figura 2.1.7. ilustra lo antes dicho:

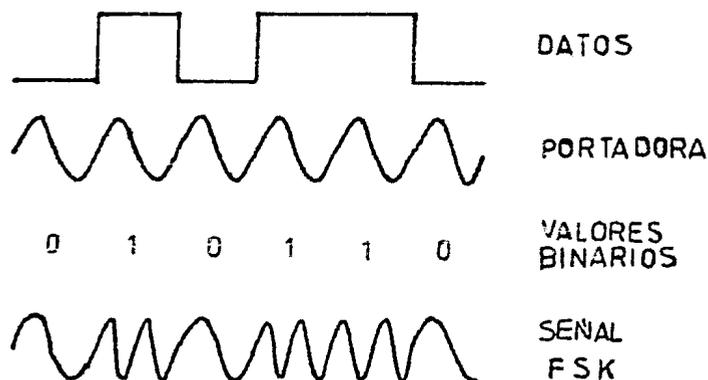


Fig. 2.1.7. Señales usadas para la modulación FSK.

La transmisión digital usando modulación FSK tiene las siguientes ventajas:

1. - La implementación no es más compleja que en el sistema AM.
2. - Las señales recibidas pueden ser amplificadas y limitadas en el receptor, usando un simple amplificador. Mientras que para el sistema de AM requiera un control de ganancia sofisticado para operar en un nivel de rango amplio.
3. - Es inmune a los efectos no selectivos de variaciones de nivel, y donde éstos ocurren los iguala rápidamente.

Se aplica casi en forma universal para la transmisión de datos en baja velocidad (< 1200 bps).

Este método de modulación es el empleado para el MODEM JB-300.

2. 2. MODEMS Analógicos y Digitales.

2. 2. 1. MODEM Analógico.

La modulación en un MODEM analógico, en la mayoría de los casos se realiza por corrimientos de frecuencia de un oscilador controlado por voltaje (VCO). Los dos posibles niveles de la señal digital, son alimentados al VCO, para efectuar la modulación sobre una portadora previamente de terminada.

La salida del VCO es filtrada para eliminar las armónicas indeseables. La fuente de alimentación requiere una buena regulación para tener las entradas correctas en el VCO.

La demodulación en este tipo de MODEM se realiza generalmente por medio de un PLL (Phase Locked Loop), que una vez que logra la recepción adecuada de las señales de diferentes frecuencias realiza su función de la forma siguiente.

Refiriéndose al diagrama de bloques del PLL de la Fig. 2. 2. 1. cuando no existe señal de entrada, el voltaje de control $V_c(t)$ es igual a cero y el VCO mantiene su frecuencia natural de oscilación; si existe señal de entrada, se genera

un voltaje de error $V_e(t)$, al hacerse una comparación de fa se y de frecuencia de ésta con la del VCO.

Este error $V_e(t)$ es entonces filtrado y amplificado para ser aplicado al VCO; en esta forma el voltaje de control $V_e(t)$ - fuerza a la frecuencia del VCO a variar en la dirección en - que se reduzca la diferencia entre la frecuencia de entrada - y la frecuencia del VCO. .

Este proceso es repetitivo hasta que ambas frecuencias sean iguales, existiendo únicamente un error pequeño de fase para mantener el voltaje de error necesario para fijar la nueva frecuencia en el oscilador. Por último a la salida del PLL se utiliza un detector de nivel para producir uno u otro nivel lógico de salida.

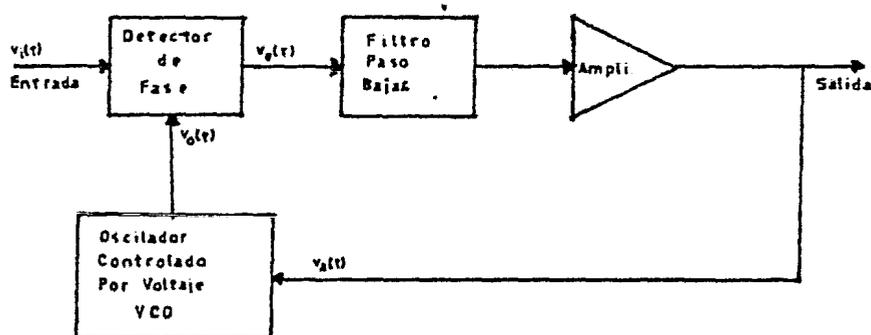


Fig. 2. 2. 1. Diagrama de bloque de un PLL.

2.2.2. MODEM Digital

El MODEM digital, usualmente realiza la modulación a partir de una frecuencia maestra, que se divide por medio de contadores digitales para obtener las frecuencias de transmisión deseadas. Las salidas de la cadena de contadores son aplicados a una red escalera de resistencias (convertidor - D/A), que junto con un decodificador, se usan para generar una señal analógica de varios niveles de forma senoidal.

La onda senoidal compuesta por los diferentes niveles se diseña para proporcionar un máximo aumento de señal de energía en la frecuencia fundamental.

La frecuencia maestra para la modulación debe ser precisa y se obtiene generalmente de un cristal o un oscilador.

Las segundas armónicas producidas por la modulación digital son bajas, por lo que se reducen las señales de interferencia que, se generan y que pueden causar problemas en la operación FuLL-Duplex.

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

Por ejemplo, las frecuencias de 1070Hz y 1270Hz tienen período de medio ciclo de 467ms y 393ms respectivamente. El período óptimo para discriminar entre una frecuencia marca (1270Hz) o un espacio (1070) es la mitad de estos dos períodos de medio ciclo, o 429ms que puede ser fácilmente - medido por un circuito contador.

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

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

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

El pico de "Jitter" fig. (2. 2. 2.) asociado con el proceso de de modulación digital puede ser expresado por la siguiente ecuación.

$$\%J = \frac{1/4 \text{ de frecuencia del intervalo de ciclo}}{\text{Intervalo del periodo de bit.}} \times 100$$

El "Jitter" es máximo cuando se usa el intervalo de ciclo - más grande que ocurre durante un espacio lógico y puede - ser expresado por la siguiente ecuación.

$$\%J = \frac{\text{Razón de Bit}}{4 \times \text{Frecuencia de espacio}} \times 100$$

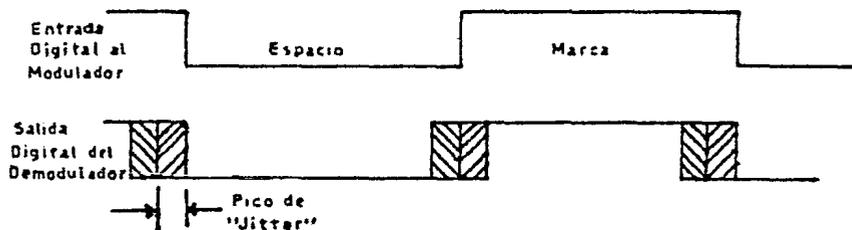


Fig. 2. 2. 2.

Además de la distorsión de "Jitter" a la salida del demodulador se observa también la llamada distorsión de polarización, que consiste en el efecto que produce la modulación - de dos condiciones, donde las condiciones marca o espacio

son más grandes o más cortas en su duración con lo que --
 respecta a la duración teórica de éstas. Esta es una distor-
 sión de tipo repetitivo y se divide en dos tipos:

La distorsión de polarización de marca Fig. 2. 2. 3. A que es
 el alargamiento de la duración de las marcas acosta de la -
 duración de los espacios.

La distorsión de polarización de espacio Fig. 2. 2. 3. B que
 es el alargamiento de la duración de los espacios acosta de
 la duración de las marcas.

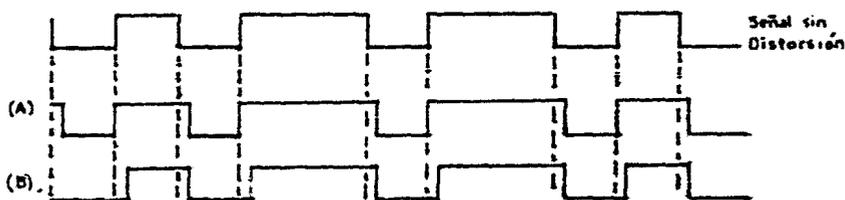


Fig. 2. 2. 3.

2.3. Líneas Telefónicas.

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

2.3.1. Parámetros Primarios

Para la transmisión a través de un par de cables telefónicos se toman en cuenta cuatro características que son fundamentales, y se conocen con el nombre de parámetros primarios. Estos son la resistencia (R), inductancia (L), conductancia (G) y la capacitancia mutua (C).

A). - Resistencia

Representa la oposición al paso de la corriente por el conductor. Es inversamente proporcional a el área de la sección transversal del conductor. Cuando la corriente circular por un conductor se libera calor, lo cual implica una pérdida de energía. La resistencia "ohmica" (medida con corriente directa) que es la que especifican las normas, viene dada por:

$$R_{CD} = \frac{\rho}{S} [1 + 0.004 (T-20)] \quad (2.3.1.1.)$$

siendo,

R_{CD} = resistencia a la corriente directa a $T^{\circ}\text{C}$, en
ohm/km

ρ = resistencia de metal, en ohm. mm^2/km

S = Sección transversal del conductor, en mm^2 .

T = Temperatura del conductor, en $^{\circ}\text{C}$.

Generalmente para los conductores de cobre se emplean las fórmulas siguientes, en las cuales d_c es el diámetro del conductor en mm.:

$$R_{CD} = \frac{23}{d_c^2} \quad \text{ohm/km de conductor a } 20^{\circ}\text{C} \quad (2.3.1.2.)$$

$$R_{CD} = \frac{46}{d_c^2} \quad \text{ohm/km de circuito a } 20^{\circ}\text{C} \quad (2.3.1.3.)$$

Los americanos emplean la fórmula:

$$R_{CD} = \frac{0.1095}{d^2} \quad \text{ohm/ milla de circuito a } 68^{\circ}\text{F} \quad (2.3.1.4.)$$

(d =diámetro del conductor en pulgadas)

A continuación se muestra una tabla de valores típicos de -
resistencia obtenidos en cables telefónicos.

TABLA 2.3.1.1.

Calibre	AWG	19	22	24	26
Diám. Cond.	mm	0.91	0.64	0.51	0.40
Resistencia a la CD	ohm/km circuito 20°C	55	112	117	290
	ohm/milla circuito 68°F	85	171	274	430

La resistencia medida con corriente alterna es mayor que la medida con corriente directa por el hecho de que la corriente alterna tiende a propagarse por la superficie del conductor. En forma aproximada la resistencia a la corriente alterna se puede calcular con la fórmula que sigue:

$$R_{AC} = R_{CD} (0.5 + 0.118 \text{ dc} \times \sqrt{f}) \quad (2.3.1.5.)$$

Siendo dc el diámetro del conductor en mm. y f la frecuencia de la corriente en KHz.

B) Conductancia

Determina la corriente que se pierde transversalmente por medio del aislamiento en forma de calor, debido a que el aisla-

miento en forma de calor, debido a que el aislamiento no separa eléctricamente a los conductores en forma perfecta.

La conductancia a la corriente directa es el inverso de la resistencia de aislamiento, que se puede medir en los cables.

Normalmente la conductancia se expresa en Micro-mhos-km.

La resistencia de aislamiento que se mide en un cable con corriente directa, suele estar del orden de 5000 Megohm-km para cables aislados con papel. Lógicamente su inversa será despreciable.

La conductancia tiene también una componente en corriente alterna, que se calcula con la fórmula:

$$G_{CA} = w.c. \tan \delta \quad (2.3.1.6.)$$

En la cual:

C = capacidad mutua, en Farads

$$w = 2 \pi f$$

Tan δ = ángulo de pérdidas o factor de potencia
del material aislante.

Si aumentamos la frecuencia aumenta proporcionalmente la conductancia, por ésta razón los cables de alta frecuencia se requiere el aislamiento de polietileno que tiene un factor de potencia de tan sólo 0.0005 contra 0.04 del papel seco.

A continuación se dan, a manera de información algunos valores típicos de conductancia para cables aislados con polietileno:

Frecuencia (Hz)	1000	3000	6000
Conductancia (Micromhos por milla)	0.5	1.5	3.1

C) Capacitancia mutua

Se puede comprobar que la capacitancia entre dos conductores con cargas de signos contrarios, separados por un dieléctrico, está dada por la relación de la carga eléctrica y la diferencia de voltaje entre los mismos.

En un cable telefónico, debido a la diferencia de voltaje entre los dos alambres y al efecto capacitivo del aislamiento, hay cargas eléctricas a lo largo de los alambres que están cambiando de signo por el hecho de que la corriente conectada es alterna. Como estas cargas no pueden desplazarse transversalmente entre los conductores, debido a la presencia del aislamiento, tienen que fluir por el mismo conductor, que tiene una cierta resistencia. Al fluir corriente por cualquier resistencia se produce calor por tanto la capacitancia mutua del cable causa una pérdida de energía a lo largo de la línea.

La capacitancia mutua depende de la separación entre los dos conductores, (baja al aumentar la separación) y de la constante dieléctrica del aislamiento (es directamente proporcional a la misma). En la práctica se diseñan los cables telefónicos para capacitancias del orden de 52 nF/km. Se ha visto que el pretender valores menores aumenta mucho el costo de los cables y el usar capacidades mayores implica pérdida alta que posteriormente se tendrá que compensar con equipo adicional.

El cálculo teórico de la capacitancia mutua de un par telefónico dentro de un cable, resulta difícil por la influencia de los otros pares del mismo cable. Normalmente para efectos de medición y cálculos, se consideran que todos los otros pares, que se conectan entre sí y a tierra, forman un blindaje eléctrico alrededor del par en cuestión.

Existen dos fórmulas prácticas para el cálculo, de la capacitancia mutua en cables de pares, tomadas de informaciones técnicas de Condumex.

$$C = \frac{0.012 \epsilon}{\log \left(\frac{0.94 S}{dc} \right)} \quad \mu F/km \quad (2.3.1.7.)$$

$$C = \frac{0.01944 \epsilon}{\log \left(\frac{2S}{dc} \frac{D_2 - S_2}{D^2 + S^2} \right) - 0.1086} \quad \mu F/milla \quad (2.3.1.7.)$$

siendo,

- ϵ = Constante dieléctrica del aislamiento
(1.6 para papel y aire, 2.3 para polietileno)
- S = Distancia interaxial entre conductores
- dc = Diámetro de conductores
- D = Diámetro efectivo de la pantalla eléctrica que rodea al par, aproximadamente 2.57 S.

$\delta =$ Función de $dc/2S$ y de S/D que vale entre 0.05 y 0.15 para los cables normales.

D) Inductancia

Quando circula corriente alterna por dos conductores se origina un flujo magnético cuyo valor es proporcional a la intensidad de la corriente. Se puede considerar que la inductancia es una medida de que tan denso es el campo magnético creado por una cierta corriente. Es decir la inductancia es la medida de la relación entre el flujo magnético concatenado (Φ) e intensidad de corriente (I). En el caso de dos conductores, tiene dos componentes: la inductancia propia de cada conductor y la inductancia entre los dos o inductancia mutua.

La inductancia es benéfica para la transmisión ya que su efecto elimina el efecto de la capacitancia. Sin embargo en los cables telefónicos y debido ha que es función de la separación entre conductores, suele tener valores muy pequeños.

La fórmula con la cual se calcula la inductancia en un par telefónico es :

$$L = 0.1 + 0.92 \log \frac{2S}{dc} \text{ mH/km de circuito} \quad (2.3.1.8.)$$

siendo,

S = La distancia interaxial entre conductores y dc el diámetro de los mismos.

Los valores típicos para la inductancia en cables telefónicos son del orden de 0.6 mH/km.

2.3.2. Parámetros Secundarios y Leyes de Transmisión

La impedancia característica (Z) y la constante de propagación (γ) se les llama parámetros secundarios de una línea telefónica.

La última está formada a su vez por la constante de atenuación (α) y la constante de fase (β). En los siguientes párrafos se explica más ampliamente y se dan fórmulas para su cálculo.

a) Representación de una línea de transmisión.

Para efectos de cálculo, se considera que los parámetros primarios están divididos en pequeñísimas partes y concentrados en elementos de longitud diferencial dx como se indica en la figura siguiente.

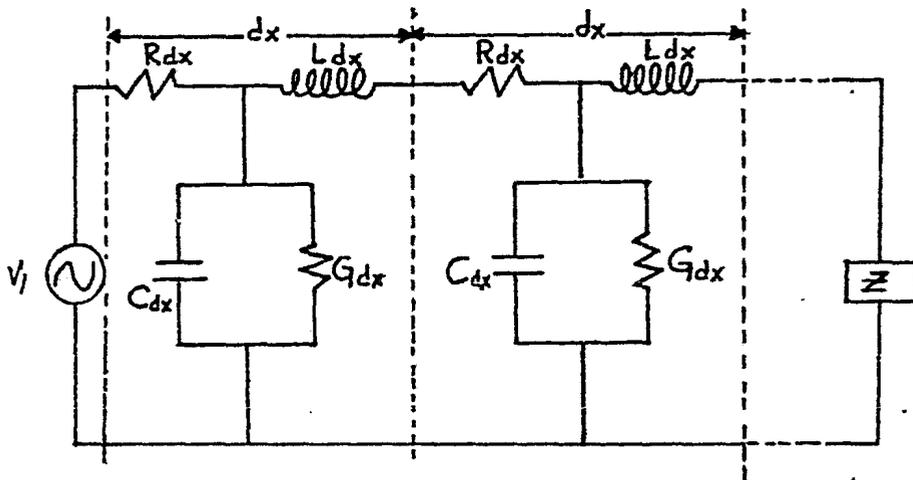


Fig. 2.3.1.

Por simplificación se han considerado los parámetros longitudinales (R y L) concentrados en un sólo hilo, pudiendo haberlos indicado como $1/2 R dx$ y $1/2 L dx$ en ambos hilos.

La impedancia constituida por los parámetros longitudina--
les es $R + j\omega L$, mientras que la constituida por los paráme--
tros secundarios es $1 / (G + j\omega C)$. Todos los elementos -
de la figura 2.3.1. son iguales, es decir los parámetros pri--
marios están repartidos uniformemente. Entonces puede ha--
cerse el estudio.

Considerando un circuito como el de la figura 2.3.2. que se
alimenta por V_1 y cerrado a través de la impedancia Z igual
a la del propio circuito (característica).

En la figura 2.3.2.

$$Z_1 = (R + j\omega L) dx ; Z_2 = \frac{1}{(G + j\omega C) dx} \quad (2.3.2.1.)$$

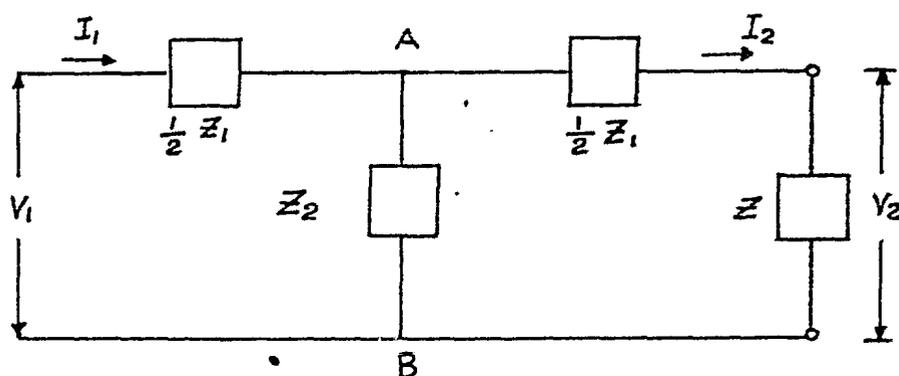


Fig. 2.3.2.

b) Impedancia característica

De la figura 2.3.2. se puede deducir el valor de la impedancia característica de la línea:

$$Z = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_2}{I_2} \quad (2.3.2.2.)$$

Por tanto Z es independiente de la longitud de la línea.

A frecuencia de audio inferiores a 1000 Hz, los valores de la inductancia de la conductancia son insignificantes, por lo que la fórmula 2.3.2.2. se reduce a lo siguiente:

$$Z = \sqrt{\frac{R}{\omega C}} \quad \text{ohm} \quad (2.3.2.3.)$$

Para los cables telefónicos más usuales conductores de calibre 26 AWG, la impedancia característica a 800 Hz vale aproximadamente 1000 ohms.

Al final de este capítulo se muestra una gráfica de curvas de impedancias características y atenuaciones para cables tipo TA sin PUPINIZACION Y PUPINIZADOS.

Debido a que en las líneas telefónicas la resistencia es muy variable con la frecuencia, se tendrán valores de impedancia característica conforme sea variada la frecuencia. Por lo que para el diseño de aparatos que van conectados a la línea telefónica, se toma generalmente el valor de 600 ohms dado que con este valor se obtiene un buen acoplamiento de impedancias que con cualquier otro para una frecuencia de audio tomada al azar. Con ésto se logra obtener menos pérdida de potencia.

c) Constante de propagación.

Del estudio analítico de la propagación de corriente a lo largo del circuito de la figura 2.3.1. se puede derivar las siguientes ecuaciones:

$$V_x = V_1 e^{-\gamma x} \quad (2.3.2.4.)$$

$$I_x = I_1 e^{-\gamma x} \quad (2.3.2.5.)$$

Como el factor $e^{-\gamma x}$ siempre es menor que 1, entonces la tensión y la corriente van decreciendo a partir de los valores iniciales V_1 e I_1 hasta que llegan a cero, cuando;

$$X = \infty$$

A la función que se encuentra en el exponente se le denomina Constante de Propagación y depende de los parámetros -- primarios según la relación:

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L) (G + j\omega C)} \quad (2.3.2.6.)$$

Observando esta ecuación vemos que tiene componentes reales e imaginarios, por lo que podríamos escribir.

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

entonces

$$\alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L) (G + j\omega C)} \quad (2.3.2.7.)$$

Ahora si elevamos el cuadrado ambos miembros de la ecuación, igualando entre sí los términos reales e imaginarios -- por separado y resolviendo las dos ecuaciones resultantes, -- se obtiene que:

$$\alpha = \sqrt{1/2 \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2) (G^2 + \omega^2 C^2)} + 1/2 (RG - \omega LC^2)} \quad (2.3.2.8.)$$

$$\beta = \sqrt{1/2 \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2) (G^2 + \omega^2 C^2)} - 1/2 (RG - \omega LC^2)}$$

(2.3.2.9.)

Donde α se conoce como la constante de atenuación y β como la "constante de fase", α indica en que proporción se va atenuando la corriente o voltaje a lo largo de la línea mientras que β indica la forma de como se va alterando el ángulo del sector representativo de la corriente o el voltaje.

En un cable calibre 26 AWG operando a 800 Hz, la constante de propagación es de aproximadamente

$$\gamma = 1.6 - 16j \frac{\text{db}}{\text{km}}$$

d) Atenuación.

El valor de la corriente en un punto cualquiera de la línea está dado por la ecuación.

$$I_x = I_1 e^{-\alpha x} \quad (2.3.2.10)$$

De aquí se deduce que la atenuación vale:

$$\alpha = L_n \frac{I_1}{I_x} \text{ nepers.} \quad (2.3.2.11)$$

Igualmente

$$\alpha = L_n \frac{V_1}{V_x} \text{ nepers} \quad (2.3.2.12)$$

Esto indica que la atenuación expresa la relación (logarítmica natural) que existe la corriente o el voltaje en un punto cualquiera de la línea y la corriente o voltajes iniciales.

En la práctica es más frecuente entender por atenuación la relación logarítmica decimal entre las potencias en un punto de la línea y el origen y se expresa en bels.

$$\alpha = \log. \frac{W_1}{W_x} = \log \frac{I_1 V_1}{I_x V_x} = 2 \log \frac{I_1}{I_x} \text{ bels} \quad (2.3.2.13)$$

como:

$$\ln \frac{I_1}{I_x} = 2.3 \log \frac{I_1}{I_x} \quad \text{se deduce}$$

La relación entre nepers y bels como medida de atenuación (2.3/2 = 1.15):

$$1 \text{ neper} = 8.69 \text{ decibeles}$$

$$1 \text{ decibel} = 0.115 \text{ nepers}$$

La atenuación de una línea telefónica se calcula con la fórmula 2.3.2.8. o, con la fórmula simplificada para frecuencias de audio despreciando L y G :

$$\alpha = 8.69 \sqrt{1/2 WRC} \quad \text{decibeles} \quad (2.3.2.14)$$

Uncable telefónico normal de calibre 26 AWG tiene una atenuación de 1.6 db/km a 800 Hz. y de 12 db/km a 150 KHz.

El significado de atenuación se puede apreciar mejor con la observación de la siguiente tabla:

TABLA 2.3.2.1.:

EN db/km α	Relación entre potencias inicial y después de un km.	Explicación logarítmica
0	1	log 1 = 0
3	1/2	log 2 = 0.3
6	1/4	log 6 = 0.4
10	1/10	log 10 = 1
20	1/100	log 100 = 2

Si medimos los valores de corriente en distintos puntos, nos daremos cuenta que son diferentes (su valor instantáneo). Es decir existe un ángulo de defasamiento en tiempo entre la corriente en un punto y la corriente en otro punto. Así también hay un defasamiento entre los dos puntos. Estos ángulos de defasamiento están definidos por la constante de fase. θ

El valor de θ , en radianes tomado de la ecuación 2.3.2.9. multiplicando por 57.3 nos da la diferencia en grados.

Puntos correspondientes a una longitud de onda que a su vez corresponden a una "longitud de onda", se encuentran defasados 360° .

Como θ es el ángulo de defasamiento por unidad de longitud de línea, la longitud de línea, la longitud de línea requerida para recorrer la onda 360° , es decir una longitud de onda es:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\theta} \quad (2.3.2.15.)$$

$(\lambda = \text{longitud de onda}).$

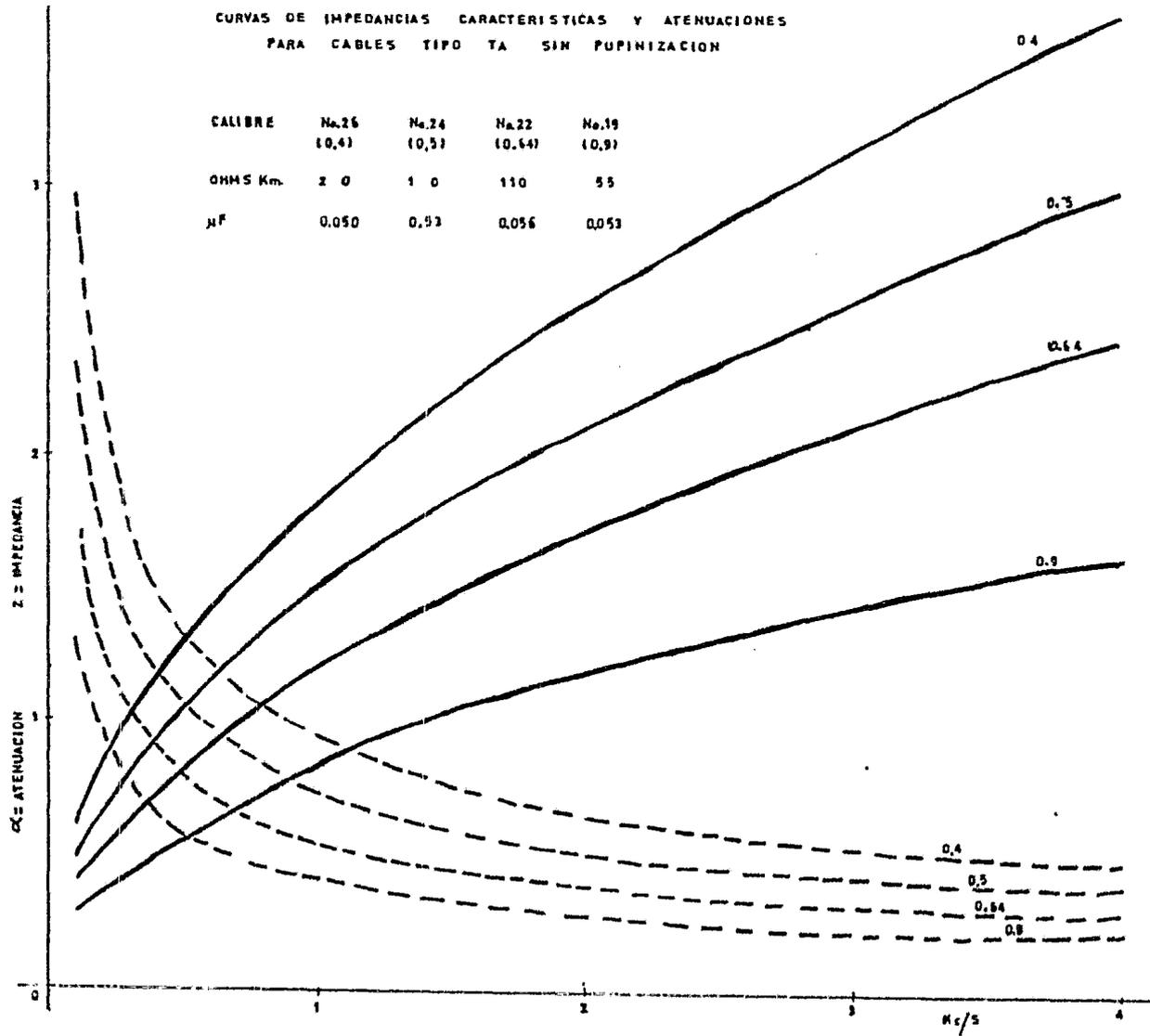
Por otro lado se sabe que $\lambda = \frac{V}{f}$, siendo V la velocidad de propagación de la onda a la frecuencia f. Por tanto:

$$\frac{2\pi}{\lambda} = \frac{V}{f} \quad \text{entonces} \quad V = \frac{2\pi f}{\lambda} = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.3.2.16)$$

En un cable calibre 26 AWG operando a 800 hz, la velocidad de propagación es de aproximadamente 25,600 km/seg.

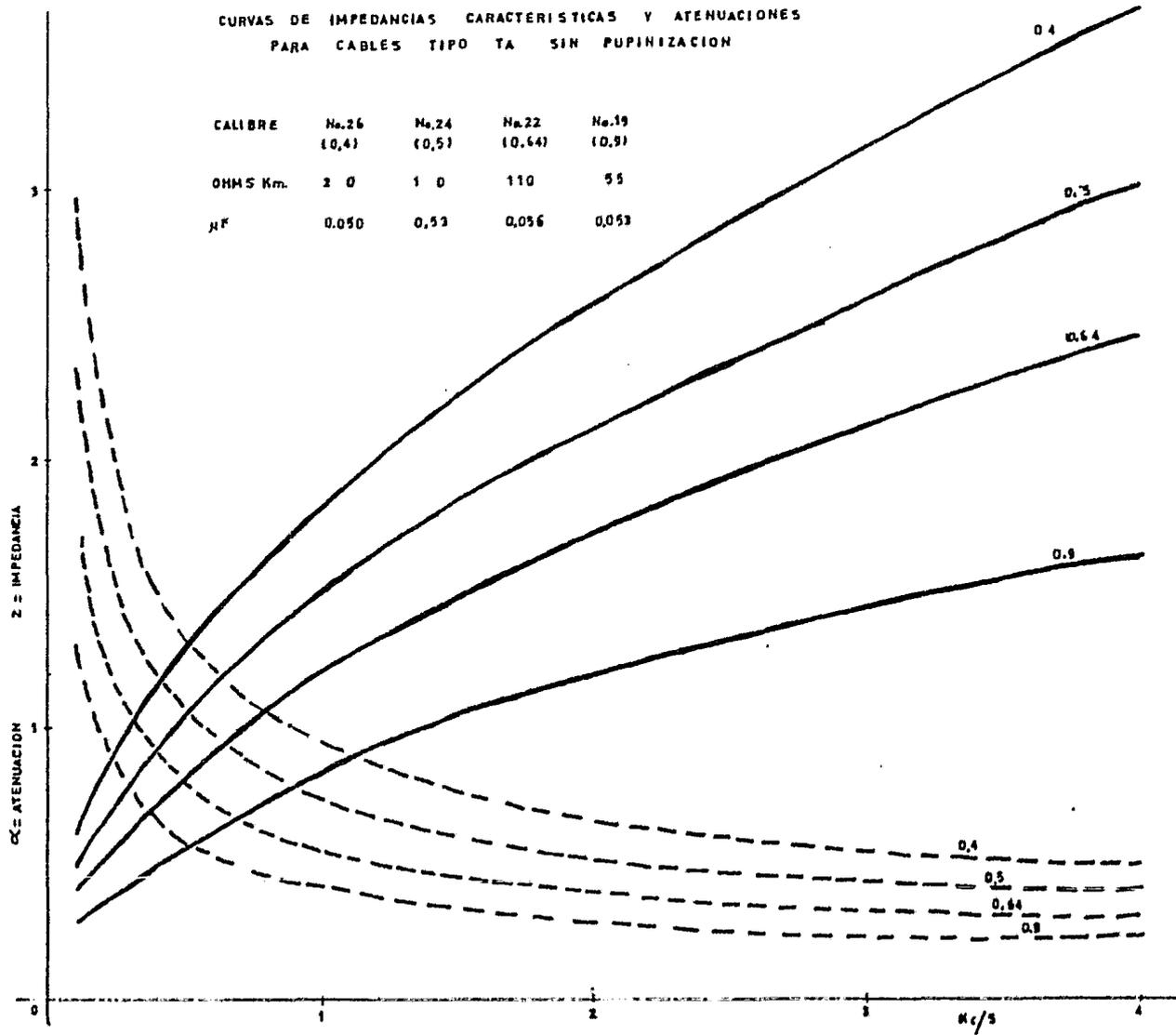
CURVAS DE IMPEDANCIAS CARACTERÍSTICAS Y ATENUACIONES
 PARA CABLES TIPO TA SIN PUPINIZACION

CALIBRE	No.26 (0,4)	No.24 (0,5)	No.22 (0,64)	No.19 (0,9)
OHMS Km.	20	10	110	55
μF	0,050	0,53	0,056	0,053



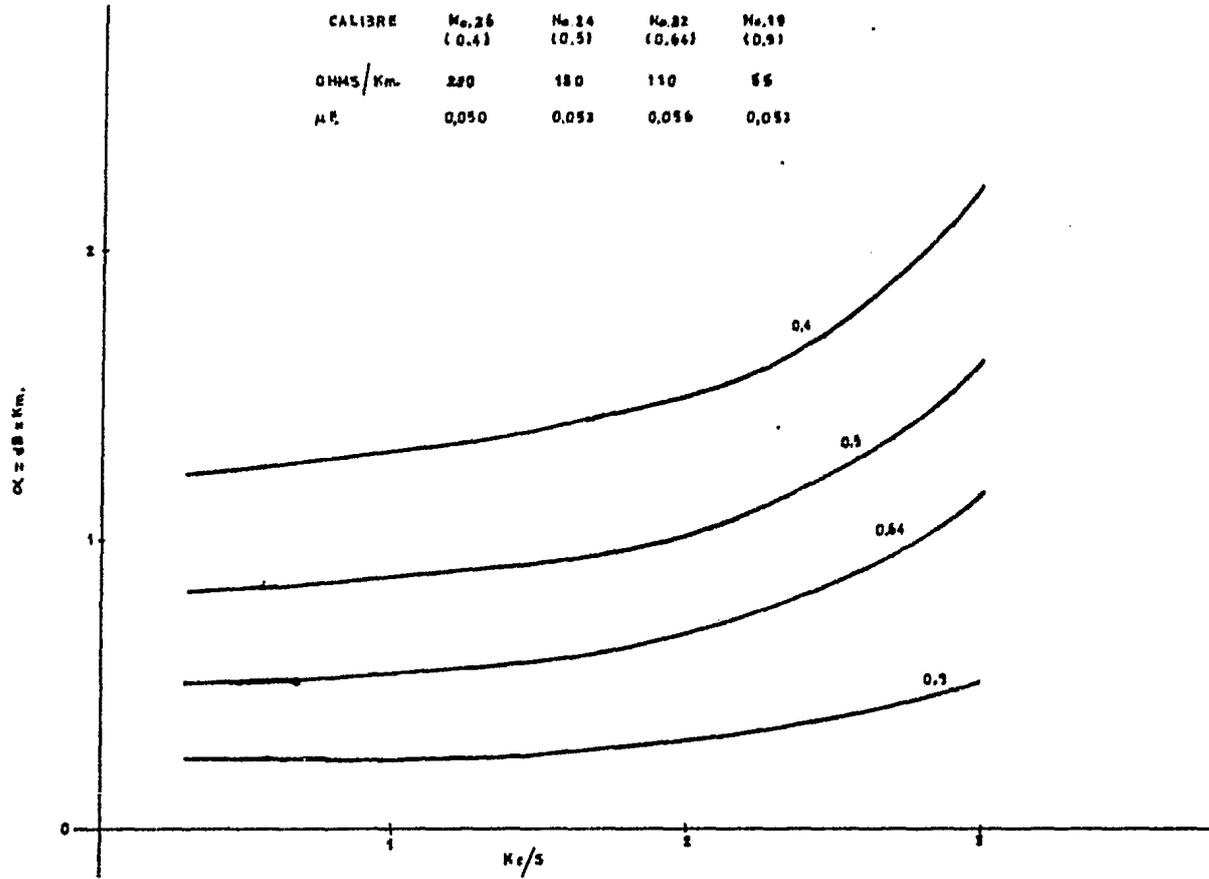
CURVAS DE IMPEDANCIAS CARACTERISTICAS Y ATENUACIONES
 PARA CABLES TIPO TA SIN PUPINIZACION

CALIBRE	No.26 (0,4)	No.24 (0,5)	No.22 (0,64)	No.19 (0,9)
OHMS Km.	2 0	1 0	1 10	5 5
μF	0,050	0,53	0,056	0,053



CURVAS DE ATENUACION DE CABLES TIPO TA PUPINIZADOS

CALIBRE	No. 26 (0.4)	No. 24 (0.3)	No. 22 (0.64)	No. 19 (0.3)
OHMS/Km.	280	180	110	55
$\mu P.$	0,050	0,053	0,056	0,053



3. DESCRIPCIÓN DEL MODEM JB-300

En este capítulo se describen y analizan las partes que componen el sistema MODEM JB-300 y sus interconexiones como se muestra en la Fig. (3.1.)

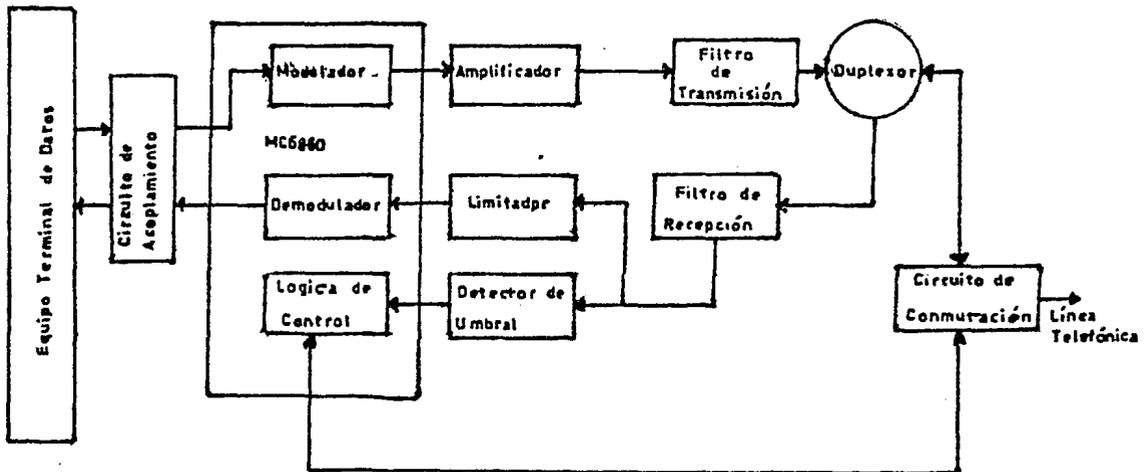


Fig. 3. 1. Diagrama de bloques.

Además al final del capítulo se dan los diagramas de alambrado -- que conforman el MODEM JB-300, tanto como para el MODEM origen como para el MODEM respuesta. Así como el diagrama de la Fuente de Poder utilizada en ambos.

3.1. MODULADOR Y DEMODULADOR

Los procesos de modulación y demodulación requeridos en el sistema MODEM JB300 para la transmisión y recepción de datos como se muestra en la figura 3.1.1. Son realizados por el circuito MC 6860 que utiliza técnicas de modulación y demodulación digital.

Las características del modulador y demodulador del circuito MC 6860* son descritas a continuación.

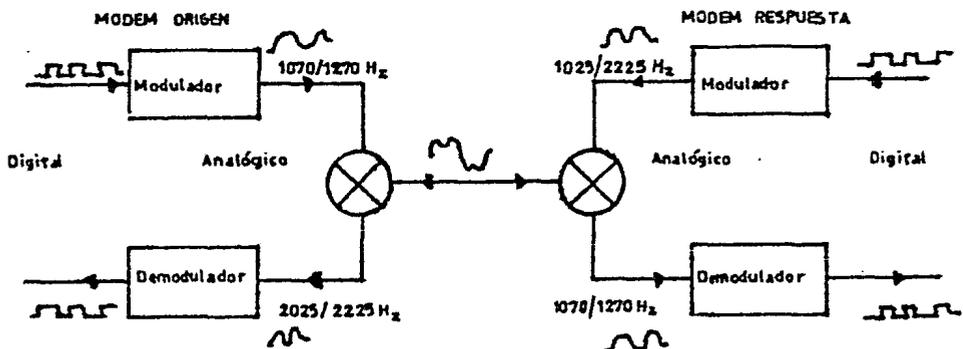


Fig. 3.1.1.

3.1. a.) MODULADOR.

La sección modulador convierte datos digitales serie, en frecuencias analógicas para salir a la red telefónica.

La información digital presentada a la entrada del modulador es convertida a una señal FSK. Esto es, sale del modulador como una onda senoidal sintetizada derivada de un proceso de modulación digital (dentro del MC 6860) teniendo una de las cuatro posibles frecuencias listadas en la tabla 3.1.1., donde se puede observar que un "0" Lógico (Espacio) es la frecuencia más baja y un "1" Lógico (marca) es la frecuencia más alta ó superior de uno u otro par de frecuencias origen ó respuesta.

MODO	origen		Respuesta	
	Envía	Recibe	Envía	Recibe
Marca	1270 Hz	2225 Hz	2225 Hz	1270 Hz
Espacio	1070 Hz	2025 Hz	2025 Hz	1070 Hz

Tabla 3.1.1.

El nivel de la señal analógica de salida es típicamente de 350 mV (RMS) a una carga de 100 kilo-ohms. Esta señal tiene 8 niveles de amplitud por ciclo. Cada escalón se optimiza tal que la forma de onda com--

puesta tenga un máximo aumento de señal de energía en la frecuencia fundamental. La Fig. (3.1.2.) muestra la portadora de transmisión de 1270 Hz y la fig. (3.1.3.) muestra su distribución espectral. Una señal nominal tiene su segunda armónica atenuada a -30 dB. como se observa en la fig. (3.1.3.);

La impedancia de salida del modulador es típicamente 2 kilo-ohms cargando esta salida con una impedancia menor que 100 kilo-ohms pueden producirse armónicas de distorsión. Por tanto se requiere de un amplificador de acoplo para igualar impedancias al duplexor y a la línea telefónica.

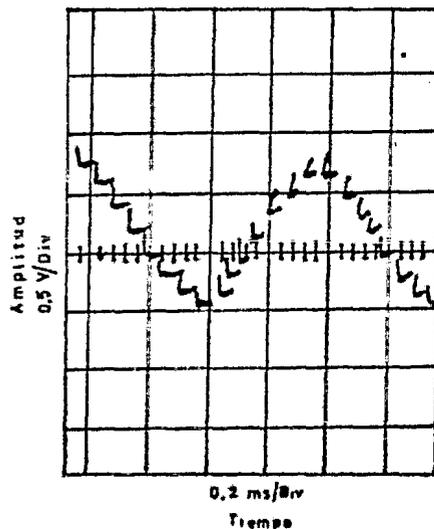


Fig. 3.1.2.

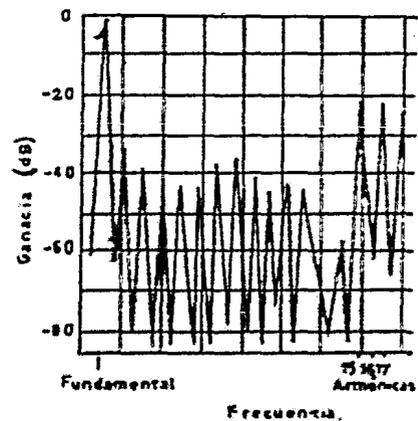


Fig. 3.1.3.

3.1. b.) DEMODULADOR

La sección demodulador recibe uno u otro par de tonos de frecuencias (MODEM origen o respuesta) y por una técnica de demodulación digital de medio ciclo* determina la presencia de una frecuencia -- marca o espacio. Por tanto la información marca/espacio se cuantiza a incrementos de medio ciclo de la portadora recibida. La salida del demodulador será uno u otro nivel lógico "1" ó "0" para ir a una terminal o un equipo de computadoras. La señal analógica llegada de la línea debe ser de banda limitada (Filtrada) y limitada en amplitud, antes de llegar a la entrada del demodulador para remover señales de interferencia y sistemas de ruido. La señal limitada en la entrada del demodulador debe estar 50% del ciclo de trabajo ($\pm 4\%$) -- arriba del rango dinámico de la señal completa de entrada y estar en un nivel compatible a TTL a fin de mantener baja la razón bit/error de funcionamiento.

Los procesos de modulación y demodulación digital por los que pasa la señal le producen un error

* Sección 2.2.2.

de cuantización que aparece en forma de "Jitter" de fase de distorsión de polarización principalmente, en la salida del demodulador.

El "Jitter" de fase de la salida del demodulador es mostrado en la Fig.(3.1.4.) .

La traza inferior muestra el dato recobrado de la salida del demodulador del MODEM respuesta. El "Jitter" de fase inherente del proceso de demodulación está aproximado por la siguiente ecuación:

$$\%J \text{ pico} = \frac{\text{Velocidad de datos}}{4 \times \text{Frecuencia Espacio}} \times 100$$

La frecuencia de espacio recibida para el MODEM - respuesta es 1070 Hz. y la velocidad de datos es de 300 bps. dando un pico de "Jitter" de fase de 7%. Esto corresponde a 0.233 ms. como se muestra en la figura (3.1.4.). La transición Marca/Espacio de salida ocurrirá dentro de 0.233 ms de la transición actual de dato, desatendiendo la distorsión de polarización.

La frecuencia espacio recibida para el MODEM origen es 2025 Hz. El pico de " Jitter" de fase es 3.7% (0.123 ms) en una razón de datos de 300 bps. la distorsión de polarización inherente puede encontrarse de acuerdo a la siguiente fórmula:

$$\% \text{ distorsión de Polarización} = \frac{1}{2T} \left(\frac{1}{f_s} - \frac{1}{f_m} \right) 100$$

Donde

T = Período del bit.

f_s = Frecuencia espacio en Hz.

f_m = Frecuencia Marca en Hz.

De este modo el MODEM origen tiene una distorsión por polarización de 0.67% y el MODEM respuesta de 2.2 %

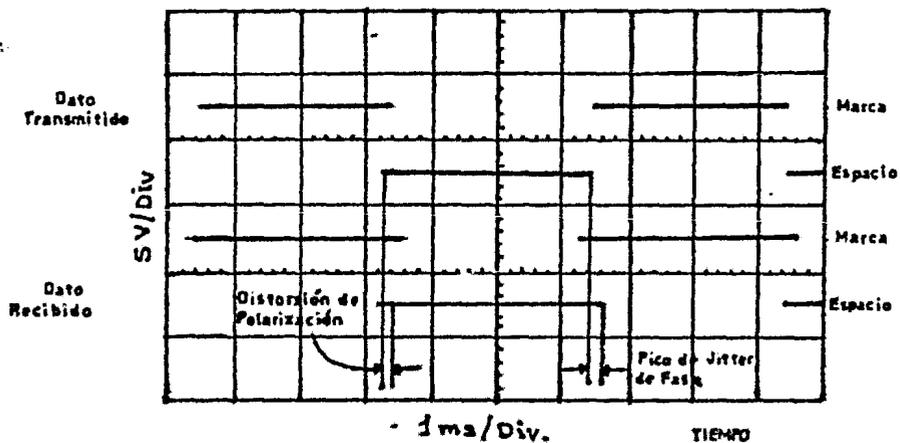


Fig. 3.1.4.

3.2. DISEÑO DE LA ETAPA DE FILTROS.

Los filtros es una de las etapas más importantes dentro de un sistema de modulación y demodulación. Un bloque de filtros es usado para recibir la señal portadora que corresponde a la recepción y otro bloque nos sirve para la portadora que transmitimos como se muestra en la figura (3.1.)

El filtro que recibe, debe tener suficiente rechazo del canal adyacente; sólo durante la operación modo respuesta, el filtro debe pasar las frecuencias recibidas de 1070 y 1270 Hz., pero rechazar las frecuencias transmitidas del canal local adyacente que son de 2025 y 2225 Hz. como se muestra en la fig. (3.2.2.).

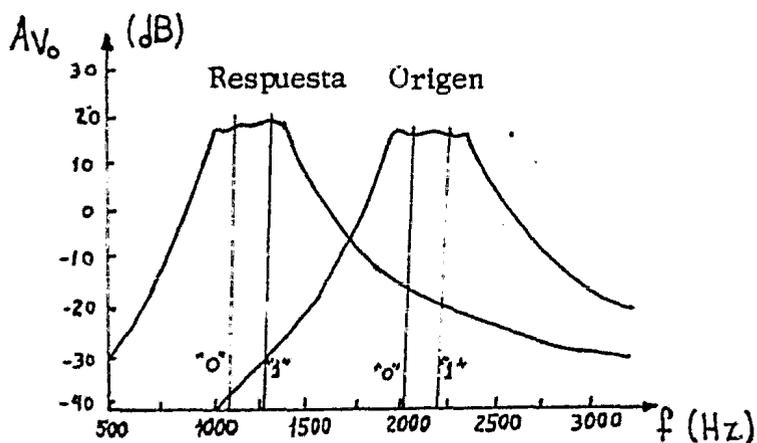


Fig. 3.2.2.

Típicamente la banda de paso de filtro que recibe la portadora, deberá proveer una atenuación mayor que 35 dB para el canal adyacente.

Durante la operación origen, full-duplex la señal transmitida local, produce una segunda armónica de energía, que entra en la banda de paso de filtro de recepción ($2 \times 1070 = 2140$), para reducir el efecto de esta componente de frecuencia en la banda de paso del filtro receptor, deberemos incluir un filtro en la transmisión.

Este filtro puede ser un paso-baja, paso-altas, o un filtro -paso-banda, dependiendo del modo de operación de diseño del MODEM: Sólo origen, sólo respuesta ó bien, auto-respuesta/origen.

En este caso en particular, se diseñaron 2 tipos de filtros: un Chebyshev 6° y un Bicuadrático 6°, el motivo fué, que después de analizar las ventajas que nos ofrecían los diferentes tipos de filtros, en un principio se pensó que debido a su gran selectividad, (que en nuestro problema de la segunda armónica es muy importante). El filtro Chebyshev sexto orden era el más apropiado para la etapa de los filtros en la transmisión, Fig. 3.2.3.

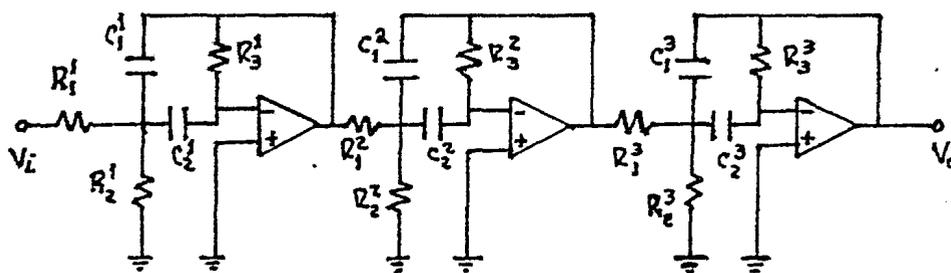


Fig. 3.2.3. Configuración completa del filtro Chebyshev 6° orden.

Sin embargo, debido a que ésta configuración no es estable con respecto a la temperatura y pequeñas variaciones en los valores de los componentes, su sintonización, es difícil de realizar ya - que con cualquier cambio provocamos variaciones bruscas en la frecuencia central, el ancho de banda y en la selectividad Q , - del filtro. Pensando que para producir filtros en serie para -
 Los MODEMS se requerirían componentes de precisión, ex-
 perimentar con otro tipo de configuración, que permitiera -

una mayor estabilidad además de una fácil y rápida sintonización, al grado de que con sólo mover el valor de una resistencia, fuésemos capaces de centrar el filtro a la frecuencia deseada, cambiar su ancho de banda, así como su selectividad. Todo ésto fué posible con la configuración del filtro Bicuadrático, aunque tiene una gran desventaja, que es el costo y el espacio ya que como se muestra en la fig. (3. 2. 4.) necesitamos tres amplificadores operacionales para hacer una etapa, esto es, necesitamos nueve amp. op. en lugar de tres que se ocupan en el diseño del filtro Chebyshev.

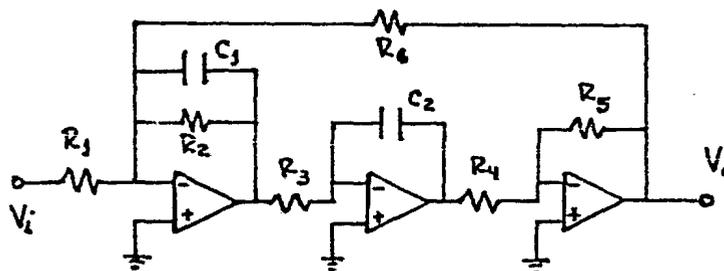


Fig. 3. 2. 4. Configuración de un filtro Bicuadrático de 2° orden, paso banda.

Por su interés general, sin embargo, se incluyen en el presente trabajo los diseños de ambos filtros Chebyshev y Bicuadrático aunque fué éste último el usado en los MODEMS.

Para los filtros en la transmisión es más que suficiente con un filtro de 2° orden paso-bajo, con el motivo de eliminar - problemas de inteferencia en las bandas y de los filtros de Recepción.

3.2.a Diseño del filtro Chebyshev.

En la figura (3.2.a.5.) mostramos la forma de un filtro Chebyshev 6° orden en el cual podemos calcular el factor de forma (Ω_s) del filtro, para un filtro prototipo.

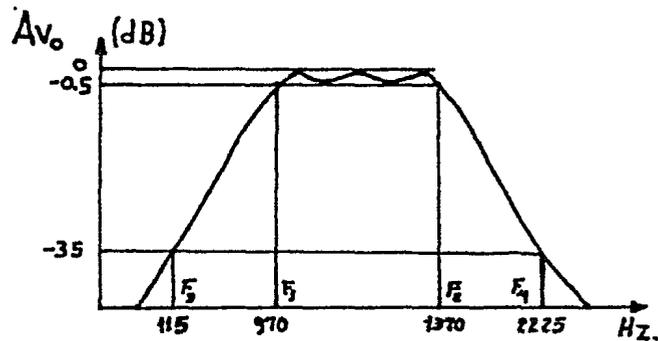


Fig. (3.2.a.5) Forma del filtro Chebyshev 6° orden.

El factor de forma esta dado por:

$$\Omega_s = \frac{F_4 - F_3}{F_2 - F_1} \quad (3.2.a.1.)$$

El siguiente paso en el proceso del diseño de filtro, es determinar la complejidad del filtro, para la cual necesitamos:

NOTA: F_1 y F_2 son las frecuencias que delimitan el ancho de banda del filtro y donde los rizados tienen una ganancia de 0.5 dB.

- a) Amplitud máxima del rizo.
- b) Mínima atenuación en la banda de paro (F_3).
- c) El ancho de banda del rizo, y la primera frecuencia de atenuación mínima Ω_s .

Con una $A_{max} = 0.5 \text{ dB}$, $A_{min} = -35 \text{ dB}$ y $\Omega_s = 5.28$

Entramos a la tabla No. 3.2.a.1. Para determinar el orden del filtro, el procedimiento es: Dibujar una línea de A_{max} , a través de A_{min} , hasta el lado izquierdo de la tabla, en éste punto, dibujamos una línea horizontal, hasta que intercepte otra línea, pero vertical, la cual estará dibujada en el valor de Ω_s . La complejidad mínima ó el orden del filtro, está determinado el número de curvas que pasen a través ó sobre ésta intersección. En nuestro caso el número de curvas es 3 lo que significa que el filtro paso-bajas prototipo tendrá 3 polos y consecuentemente el filtro paso-banda final será de 3 pares de polos.

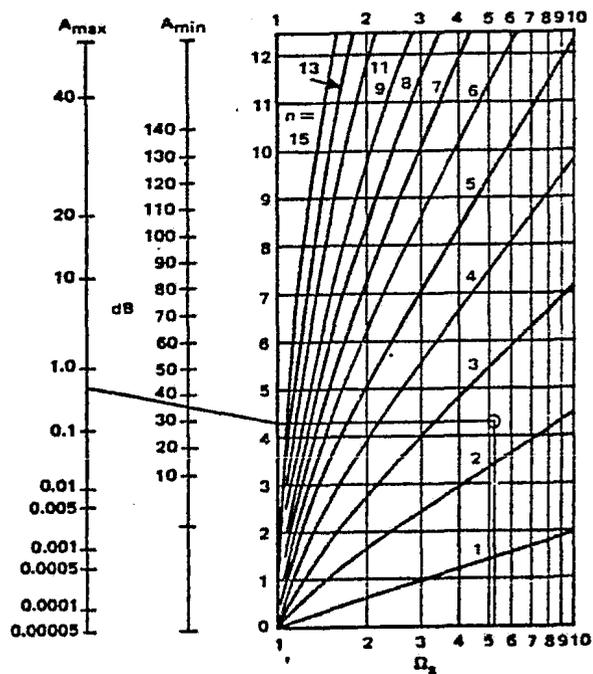


Tabla 3. 2. a. 1. Gráfica para determinar la complejidad de un filtro Chebyshev.

La tabla (3. 2. a. 2.) nos dá la localización y el factor cuadrático para un filtro paso-bajas Chebyshev.

Orden	0.5 dB de Rizo		
	Polos	a_0	a_1
2	- 0.71281 + j 1.00404	1.51620	1.42562
3	- 0.31323 + j 1.02193 - 0.62646	1.14245	0.62646
4	- 0.17535 + j 1.01625 - 0.42334 + j 0.42095	1.06352 0.35641	0.35071 0.84668
5	- 0.11196 + j 1.01156 - 0.29312 + j 0.62518 - 0.36232	1.03578 0.47677	0.22393 0.58625
6	- 0.07765 + j 1.00846 - 0.21214 + j 0.73824 - 0.28979 + j 0.27022	1.02302 0.59001 0.15700	0.15530 0.42429 0.57959
7	- 0.05700 + j 1.00641 - 0.15972 + j 0.80708 - 0.23080 + j 0.44789 - 0.25617	1.01611 0.67688 0.25388	0.11401 0.31944 0.46160
8	- 0.04362 + j 1.00500 - 0.12422 + j 0.85200 - 0.18591 + j 0.54929 - 0.21929 + j 0.19991	1.01193 0.74133 0.35865 0.08800	0.08724 0.24844 0.37182 0.43859
9	- 0.03445 + j 1.00400 - 0.09920 + j 0.88291 - 0.15199 + j 0.65532 - 0.18644 + j 0.34869 - 0.19841	1.00921 0.78936 0.45254 0.15634	0.06891 0.19841 0.30397 0.37288
10	- 0.02790 + j 1.00327 - 0.08097 + j 0.90507 - 0.12611 + j 0.71826 - 0.15891 + j 0.46115 - 0.17615 + j 0.17615	1.00734 0.82570 0.53181 0.23791 0.05628	0.05580 0.16193 0.25222 0.31781 0.35230

Tabla 3. 2. a. 2. Localización de los polos y factores cuadrático de $(s^2 + a_1 s + a_0)$ Para filtros Chebyshev con 0.5 dB de rizo.

Los valores obtenidos de la tabla (3. 2. a. 2.) son:

- 0.31323 ± j 1.02193	Polos Complejos Conjugados
- 0.6246 ± j 0.0	Polo Real
$a_0 = 1.14245$	Término independiente
$a_1 = 0.62646$	Coefficiente de S de la Ecuación ($s^2 + a_1s + a_0 = Hs$)

- Factores de amortiguamiento y frecuencias naturales del filtro paso-bajas prototipo.

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

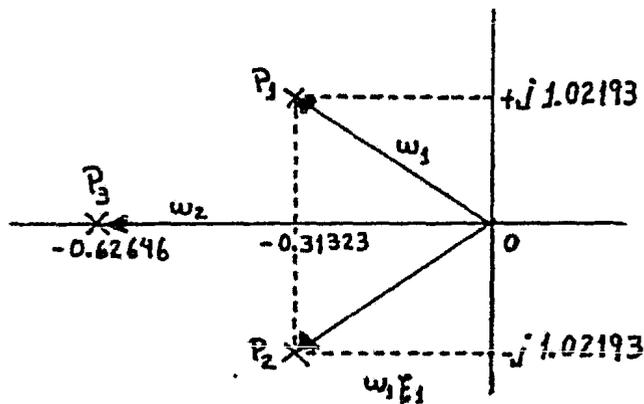


Fig. 3. 2. a. 6. Localización de los Polos.

Tenemos que:

$$w_1^2 = (1.02193)^2 + (-0.31323)^2 \quad (3.2.a.2.)$$

$$\therefore w_1 = 1.069$$

También:

$$w_1 \zeta_1 = 0.3132 \quad - - - \quad (3.2.a.3.)$$

$$\zeta_1 = \frac{0.3132}{1.069} \quad ; \quad \zeta_1 = 0.293$$

$$w_2^2 = (0)^2 + (-0.62646)^2$$

$$\therefore w_2 = 0.62645$$

Y finalmente

$$w_2 \zeta_2 = 0.6264 \quad \therefore \zeta_2 = 1$$

Sección.Q del filtro y frecuencia central.

El polo complejo conjugado del filtro prototipo paso-bajas es transformado en un par de polos complejos conjugados para el paso-banda, y el polo real, del paso-bajas es convertido en un par de polos conjugados en el filtro paso-banda, de la forma que se ilustra en la fig. (3.2.a.7.)

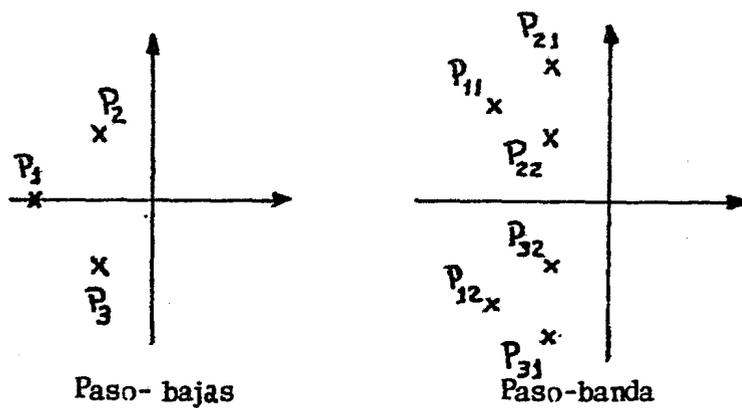


Fig. 3.2.a.7. Comparación de los polos entre los filtros paso-bajas y el paso-banda.

El filtro paso-banda está formado de tres etapas, conectadas en cascada, de dos polos c/u. Cada etapa tiene su frecuencia central y su Q , que deben ser determinadas, por los factores de amortiguamiento (ξ) y su frecuencia natural (ω).

Datos:

$$\begin{aligned} \omega_1 &= 1.069 \\ \xi_1 &= 0.293 \\ F_1 &= 970 \text{ Hz} \\ F_2 &= 1370 \text{ Hz} \end{aligned}$$

$$F_0 = \sqrt{F_1 \cdot F_2} \quad (3.2.a.4.)$$

$$Q_0 = \frac{F_0}{F_2 - F_1} \quad (3.2.a.5.)$$

Por tanto:

$$F_0 = 1152.78 \text{ Hz} \Rightarrow Q_0 = 2.8819$$

$$Q_0 = \frac{1152.78}{400}$$

Para la primera etapa, tenemos:

$$Q_n = \left[\frac{\left[\left[\left(\frac{\omega_n}{Q_0} \right)^2 + 2 \right] + \left[\left[\left(\frac{\omega_n}{Q_0} \right)^2 + 2 \right] + 2 \right]^2 - 4 \left(\frac{2 \xi_n \omega_n}{Q_0} \right)^2 \right]^{1/2} + 2}{2 \left(\frac{2 \xi_n \omega_n}{Q_0} \right)^2} \right]^{1/2} \quad (3.2.a.6.)$$

Sustituyendo para Q_1 , tenemos:

$$Q_1 = 9.345$$

Debido a que la segunda etapa es el polo complejo conjugado y son y son una imagen, tenemos:

$$Q_1 = Q_2$$

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

$$Q_3 = \frac{Q_0}{\xi_2 W_2} \quad (3.2.a.7.)$$

Substituyendo valores en (3. 2. a. 7).

$$Q_3 = \frac{2.882}{(1)(0.627)} = 4.596$$

- Frecuencias Centrales: (3. 2. a. 8.)

$$F_1 = M F_0$$

Donde:

$$M = \frac{\sum_1 W_1 Q_1}{Q_0} + \sqrt{\frac{(\sum_1 W_1 Q_1)^2}{Q_0^2} - 1} \quad (3. 2. a. 9.)$$

Substituyendo valores en (3. 2. 9.) y posteriormente en (3. 2. a. 8.)

Tenemos:

$$M = 1.1932$$

$$\therefore F_1 = 1375.52 \text{ Hz}$$

La sección 2 por ser su imagen se convierte:

$$F_2 = \frac{1}{M} F_0 \quad (3. 2. a. 10)$$

$$F_2 = 966.1 \text{ Hz}$$

Y en la sección 3 la frecuencia central, es la frecuencia central de toda la Banda;

$$F_3 = F_0 = 1152.78 \text{ Hz} \quad (3. 2. a. 11.)$$

Ganancia en la banda de paso

La ganancia producida por los elementos activos del filtro en la banda de paso, pueden superar la pérdida debido a el escalonamiento de las secciones. Cada sección de un filtro paso-bajas excepto la sección central tiene una pérdida representada por la Ec (3.2.12). Para determinar la pérdida de la frecuencia central de cada sección, se requiere de: La frecuencia angular central de todo el filtro (ω_0), la selectividad Q_n y en la sección central la frecuencia angular ω_n . La pérdida total del filtro en cascada será $A_{V_O}(j\omega_0)$ que es la suma de las tres secciones.

$$A_{V_{o_n}}(j\omega_0) \text{ dB} = 20 \text{ Log} \left[\frac{\frac{\omega_n \omega_0}{Q_n}}{\left[(\omega_n^2 - \omega_0^2)^2 + \left(\frac{\omega_n \omega_0}{Q_n} \right)^2 \right]^{1/2}} \right] \quad (3.2.a.12.)$$

$$\omega_0 = 2\pi \sqrt{F_1 \cdot F_2} \quad (3.2.a.13.)$$

$$\omega_n = 2\pi \cdot F_n$$

Así, substituyendo valores tenemos:

Sección 1:

$$\omega_0 = 7.2431 \times 10^3 \text{ rad/s}$$

$$\omega_1 = 8.6426 \times 10^3 \text{ rad/s.}$$

$$Q_1 = 9.345$$

$$/ A_{V01} / \text{ dB} = 20 \log (0.2886)$$

$$/ A_{V01} / \text{ dB} = -10.794 \text{ dB}$$

Sección 2:

$$w_0 = 7.2431 \times 10^3 \text{ rad/s.}$$

$$w_2 = 6.07 \times 10^3 \text{ rad/s.}$$

$$Q_2 = 9.345$$

$$/ A_{V02} / \text{ dB} = 20 \log (0.2886)$$

$$/ A_{V02} / \text{ dB} = -10.794 \text{ dB}$$

Sección 3:

$$w_0 = 7.2431 \times 10^3 \text{ rad/s}$$

$$w_3 = 7.2431 \times 10^3 \text{ rad/s}$$

$$Q_3 = 4.596$$

$$/ A_{V03} / \text{ dB} = 20 \log (1)$$

$$/ A_{V03} / \text{ dB} = 0 \text{ dB}$$

Debido a que: $w_n = w_0$

Por tanto, tenemos la pérdida total inherente al filtro:

$$/A_{V_0} (j\omega) / \text{dB}_{\text{pérdida}} = - 21.58 \text{ dB}$$

Para conocer finalmente la ganancia que debe proporcionar - cada etapa, consideraremos que el MLM 311 aparte de poder proporcionar una ganancia de 40 dB, manteniendo un nivel de salida limitado, teniendo menos que el $\pm 2\%$ para un 50% de ciclo de " trabajo " con un nivel de entrada de - 25 dBm (V_{R_1}).

La línea telefónica provoca atenuaciones entre - 12 dBm y - - 48 dBm. Un duplexor activo provee una ganancia de 6 dB , así el nivel de voltaje de entrada a los filtros fluctua entre - 6 dBm y - 42 dBm. (V_{R_2}). Así la ganancia en la banda de paso deberá ser:

$$\begin{aligned} A_{V_0} &= /V_{R_2} \text{ mín.} / - / V_{R_1} \text{ máx.} / \\ A_{V_0} &= 42 \text{ dB} - 25 \text{ dB} = 17 \text{ dB.} \end{aligned}$$

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

$$A_{V_0} \text{ total} = / A_{V_0} (\text{banda de paso}) / + / A_{V_0} (\text{frecuencia Central}) /$$

$$A_{V_O} \text{ total} = 17 \text{ dB} + 21.58 \text{ dB} = 38.58 \text{ dB.}$$

$$\therefore A_{vo} \text{ total} = 38.58 \text{ dB}$$

Así la ganancia de cada etapa de filtro es:

$$A_{von} = \frac{A_{vototal}}{3} = A_{von} = 12.86 \text{ dB}$$

Esto es cada etapa deberá proporcionar una ganancia de 12.86 - dB o sea 4.41 volts/volt.

Para mantener una probabilidad de erro $P_e \leq 1 \times 10^{-5}$ la relación - de señal a ruido a la entrada del limitador deberá ser mayor que + 12.12 dB. La probabilidad teórica está dada por:

$$P_e = \frac{1}{2} \times e^{-\left[\frac{\left(\frac{V_s}{V_n} \right)^2 \left(\frac{BW_n}{BW_s} \right)}{2} \right]} \quad (3.2.a.15)$$

Donde:

V_n = Nivel del ruido

V_s = Nivel de la señal

BW_n = Ancho de banda del ruido (400 Hz)

BW_s = Ancho de banda de la señal (300 Hz)

Cálculos de los valores de los componentes.

Ahora conociendo la ganancia de cada etapa, la frecuencia -- central, y la selectividad Q_n , podemos calcular los valores de los componentes, fijamos los valores de los Capacitores a $0.01 \mu f.$ y con las relaciones siguientes tenemos:

$$R_3 = \frac{2 Q_1}{\omega_1 C} \quad (3.2.a.16.)$$

$$R_1 = \frac{R_3}{2 A_{V01}} \quad (3.2.a.17.)$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_3}{(4 Q_1^2 R_1) - R_3} \quad (3.2.a.18.)$$

Después de obtener los valores de los componentes, realizamos físicamente los filtros y debido a que los capacitores son comerciales al igual que las resistencias, así como los amplificadores operacionales no son ideales, vimos en el analizador de espectros que estaban un poco corridos los valores de las frecuencias ω y las selectividades Q , por lo que procedimos a hacer la sintonización de cada una de las etapas, para la cual necesitamos la sensibilidad de las resistencias con respecto a ω_0 y Q .

$$S_{R_3}^W = -1/2 \quad (3.2.a.19.)$$

$$S_{R_1}^W = \frac{-1}{2 (w_0)^2 R_1 R_3 C_1 C_2} \quad (3.2.a.20.)$$

$$S_{R_2}^W = \frac{-1}{2 (w_0)^2 R_2 R_3 C_1 C_2} \quad (3.2.a.21.)$$

$$S_{R_1}^Q = \frac{R_1}{2 (R_1 + R_2)} - \frac{1}{2} \quad (3.2.a.22.)$$

$$S_{R_2}^Q = \frac{R_2}{2 (R_1 + R_2)} - \frac{1}{2} \quad (3.2.a.23.)$$

$$S_{R_3}^Q = + \frac{1}{2} \quad (3.2.a.24.)$$

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

$$S_{R_1}^Q \longrightarrow 0$$

$$S_{R_2}^Q \longrightarrow -\frac{1}{2}$$

Esto implica que con la R_2 podemos variar la Q y que R_2 y R_3 cambian la magnitud de Q igual y en sentido opuesto, esto es si variamos R_2 y R_3 en la misma proporción, la Q no variará, y con R_3 podemos cambiar w.

Así los pasos a seguir en cada etapa fueron:

- 1) Incrementamos o decrementamos R_3 para ajustar la w.
- 2) Incrementamos o decrementamos R_2 en la misma proporción para que no variara la Q o bien para ajustarla al valor calculado en el diseño.

Así los valores teóricos de las componentes son:

Todos los capacitores a $0.01 \mu f$.

MODO RESPUESTA (1070 - 1270 Hz)

Etapa 1:

$$R_1 = 23.89k, \quad R_2 = 632.2\Omega, \quad R_3 = 211.7k$$

Etapa 2:

$$R_1 = 34.28k, \quad R_2 = 900.5\Omega, \quad R_3 = 303.75k$$

Etapa 3:

$$R_1 = 14.23k, \quad R_2 = 1676.9\Omega, \quad R_3 = 125.72k$$

MODO ORIGEN (2025 - 2225 Hz)

Etapa 1:

$$R_1 = 24.26 \text{ k}, R_2 = 0.1997 \text{ k}, R_3 = 217.26 \text{ k} \Omega$$

Etapa 2:

$$R_1 = 29.85 \text{ k}, R_2 = 242.36 \Omega, R_3 = 267.23 \text{ k} \Omega$$

Etapa 3:

$$R_1 = 13.88 \text{ k}, R_2 = 458.85 \Omega, R_3 = 122.91 \text{ k} \Omega$$

3. 2. b. DISEÑO DEL FILTRO BICUADRÁTICO

Fórmulas de Diseño para el uso de filtros activos Bicuadráticos.

En general la función de transferencia de voltaje bicuadrática está dada por:

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{ms^2 + CS + d}{s^2 + AS + b} \quad (3.2.b.1.)$$

Donde asumimos que la función tiene polos complejos y el circuito es estable para $a > 0$ y $b > a^2 / 4$, con el circuito de la fig.(3.2.b.1.) podemos realizar los filtros siguientes (con un posible cambio de diseño).

Paso bajas	$m = c = 0$
Paso banda	$m = d = 0$
Paso altas	$c = d = 0$
Rechaza banda	$m = 0, = c, d = 0$
Paso todo	$c = -ma, d = mb$

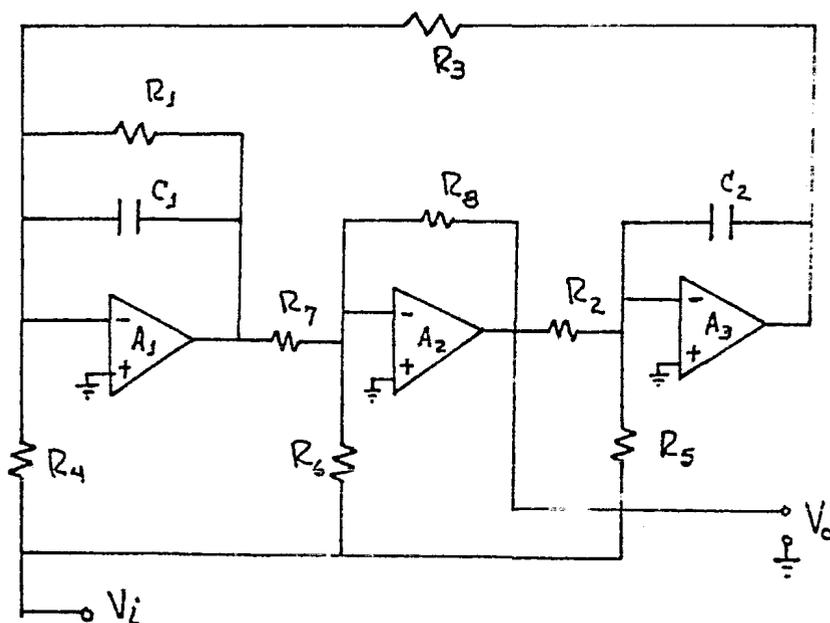


Fig. (3. 2. b. 1.) Circuito de una función Bicuadrática.

El cero complejo, sección donde los ceros están localizados a la derecha de los polos en el plano complejo de frecuencias.

$$m > 0, \quad c > 0, \quad d > 0 \quad \text{y} \quad (ma - c) \geq 0$$

La función de transferencia del circuito esta dada por:

$$\frac{V_o}{V_i}(S) = \frac{\frac{R_8}{R_6} S^2 + \frac{1}{R_4 C_4} \left[\frac{R_8}{R_6} - \frac{R_1 R_8}{R_4 R_7} \right] S + \frac{R_8}{R_3 R_5 R_7 C_1 C_2}}{S^2 + \frac{1}{R_4 C_4} S + \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2} \times \frac{R_8}{R_7}} \quad (3.2.b.2.)$$

De (3.2.b.1.) y (3.2.b.2.) tenemos:

$$R_1 = \frac{1}{a C_4} ; \quad R_2 = \frac{k}{\sqrt{b} C_2} ; \quad R_3 = \frac{1}{k_1 k_2} \quad \times \frac{1}{\sqrt{b} C_1}$$

$$R_4 = \frac{1}{K_2 (ma-c) C_1} ; \quad R_5 = \frac{k}{d} \frac{b}{C_2} ; \quad R_6 = \frac{R_8}{m} ; \quad R_7 = k_2 R_8$$

Donde C_1 , C_2 , R_8 , K_1 y K_2 son parámetros libres de diseño:

$$R_3 C_1 = R_2 C_2 \quad \text{y} \quad K_1^2 K_2 = 1$$

Escogemos que $C_1 = C_2$ \therefore $R_3 = R_2$ y $R_7 = R_8$

Para el filtro paso-banda, tenemos que $m = d = a$.

y de la Ecuación (3.2.b.1.) y queda:

$$\frac{V_o}{V_i}(S) = \frac{-cs}{S^2 + as + b} \quad (3.2.b.3.)$$

Por tanto:

$$\frac{V_o}{V_i}(S) = \frac{-\frac{1}{R_4 C_1} \left[\frac{R_8}{R_6} - \frac{R_1 R_8}{R_4 R_7} \right] S}{S^2 + \frac{1}{R_4 C_1} S + \frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2} \times \frac{R_8}{R_7}} \quad (3.2.b.4.)$$

También sabemos que:

$$H(s) = \frac{H_o \propto \omega_o s}{S^2 + \propto \omega_o s + \omega_o^2} = H_o \frac{\frac{\omega_o s}{Q}}{S^2 + \frac{\omega_o s}{Q} + \omega_o^2} \quad (3.2.b.5.)$$

Por tanto

$$\propto = 1/Q \quad (3.2.b.6.)$$

Comparando (3.2.b.5.), (3.2.b.4.) y (3.2.b.1.) tenemos:

$$R_1 = \frac{Q_n}{\omega_n C_1} \quad (3.2.b.7.)$$

$$b = \omega_n^2 \quad (3.2.b.8.)$$

$$R_2 = \frac{K_1}{\sqrt{b} C_2} = \frac{K_1}{\omega_n C_2} ; R_2 = R_3 \quad (3.2.b.9.)$$

$$R_4 = \frac{Q_n}{\omega_n C_1 G_n} = \frac{R_1}{G_n} \quad (3.2.b.10.)$$

$$R_8 = R_7 \quad (3.2.b.11.)$$

$$R_6 = \frac{R_8}{m} \rightarrow \infty \quad (\text{no se pone}) \quad (3.2.b.12.)$$

$$R_5 = \frac{K_1 \sqrt{b}}{d C_2}; R_5 \rightarrow \infty \quad (\text{no se pone}) \quad (3.2.b.13.)$$

Se calculan los valores para cada etapa teniendo en cuenta -- que la $w_0 = w_n$ al igual que G_n es la ganancia de cada etapa.

Estos filtros se calcularon con un An cho de Banda de 300 Hz, por ese motivo los Q_n cambian así como sus ganancias por - etapa k_n . Sustituyendo valores en los Ec. (3.2.b.7.), - - - (3.2.b.9.), (3.2.b.10.) para cada una de las etapas encontra mos los valores teóricos de las resistencias.

MODO RESPUESTA (1070-1270 Hz).

Etapa 1:

$$f_0 = f_1 = 1160.34 \text{ Hz. } Q_1 = 6.17, K_1 = 2.27$$

$$R_1 = 8.46 \text{ K}\Omega, \quad R_2 = 1.37 \text{ K}\Omega, \quad R_4 = 3.7 \text{ K}\Omega$$

$$R_7 = 2.7 \text{ K}\Omega$$

Etapa 2 :

$$f_2 = 1323.82 \text{ Hz}, \quad Q_2 = 12.45, \quad K_2 = 2.27$$

$$R_1 = 15 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 1.2 \text{ K}\Omega, \quad R_4 = 6.5 \text{ K}\Omega, \quad R_7 = 2.7 \text{ K}\Omega$$

Etapa 3 :

$$f_3 = 1017.03 \text{ Hz}, \quad Q_3 = 12.45, \quad K_3 = 2.27$$

$$R_1 = 19.48 \text{ K}\Omega, \quad R_2 = 1.5 \text{ K}\Omega, \quad R_4 = 8.5 \text{ K}\Omega, \quad R_7 = 2.7 \text{ K}\Omega$$

El valor de los capacitores es $C_1 = C_2 = 0.01 \mu\text{f}$ y tenemos las resistencias $R_3 = R_7 = R_8$ son del mismo valor que R_2 para ambos filtros.

MODO ORIGEN (2025 - 2225 Hz).

Etapa 1 :

$$f_0 = f_1 = 2119.70 \text{ Hz}, \quad Q_1 = 11.28, \quad K_1 = 2.27$$

$$R_1 = 8.47 \text{ K}\Omega, \quad R_2 = 750 \Omega, \quad R_4 = 3.7 \text{ K}\Omega, \quad R_7 = 2.7 \text{ K}\Omega$$

Etapa 2 :

$$f_2 = 2278.56 \text{ Hz}, \quad Q_2 = 22.61, \quad K_2 = 2.27$$

$$R_1 = 15.79 \text{ K}\Omega, \quad R_2 = 698 \Omega, \quad R_4 = 6.9 \text{ K}\Omega, \quad R_7 = 2.7 \text{ K}\Omega$$

Etapa 3 :

$$f_3 = 1971.91 \text{ Hz}, \quad Q = 22.61, \quad K_3 = 2.27$$

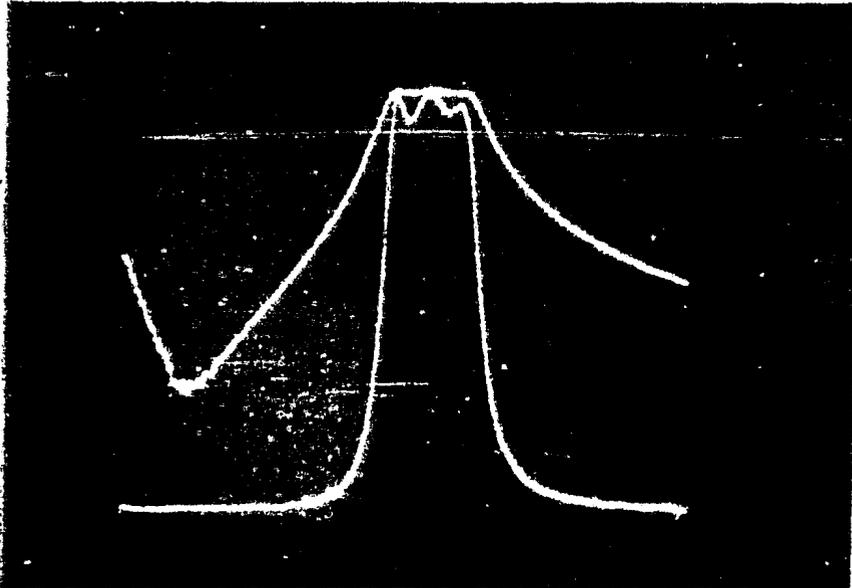
$$R_1 = 18.24 \text{ K}\Omega, \quad R_2 = 807 \Omega, \quad R_4 = 8.1 \text{ K}\Omega; R_7 = 2.7 \text{ K}\Omega$$

A este filtro, le tomamos fotografías en el analizador de espectros: cabe hacer la aclaración que el filtro bicuadrático se hizo con un ancho de banda de 300 Hz y con factores de selectividad distintos al Chebyshev.

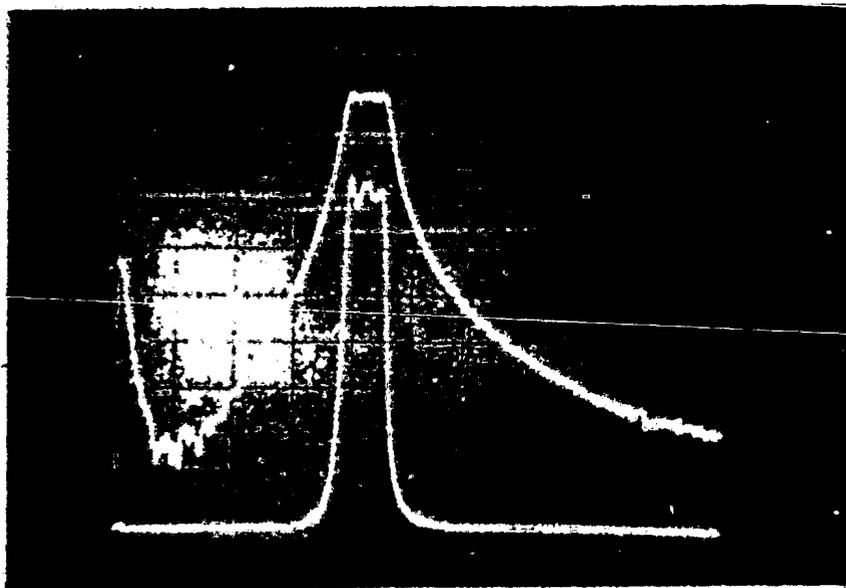
La fotografía # 1 muestra un barrido de 0-2000 Hz y con eje vertical de 0a-100 db con escala de 10 db y vemos las respuestas del filtro en forma logarítmica y en forma lineal.

Esta fotografía corresponde al filtro de 1070-1270 Hz.

En la fotografía # 2 mostramos el filtro de 2025-2225, está graficado con un barrido de 0-5000 Hz y se muestran las respuestas en las formas logarítmica y lineal del filtro.



Respuesta del filtro (1070-1270 Hz) Bicuadrático 6°, en el Analizador de Espectros.



Respuesta del filtro (2025-2225 Hz) Bicuadrático 6°, en el Analizador de Espectros.

3.2.c.) Filtros en la transmisión.

Debido a que los filtros Bicuadráticos 6° orden paso-banda implementados en la recepción, se comportaron excelentemente y demostraron tener, una gran selectividad, no fué necesario que se pusieran en la etapa de transmisión, los filtros Chebyshev 6° orden que se calcularon. Aún sin embargo se diseñaron e implementaron filtros paso-bajas Butterworth 2° orden, con la finalidad de suavisar la onda senoidal sintonizada de la portadora transmitida y eliminar componentes de alta frecuencia que pudieran ocasionar ruido en la etapa de recepción.

Para el diseño del filtro Butterworth 2° paso-bajas, se obtuvieron los valores de los componentes, con los capacitores a $0.01 \mu f$ y una ganancia $G = 2$. de las tablas que vienen en la referencia No. 8.:

Así tenemos:

$$R_1 = 1.126 K \Omega$$

$$R_2 = 2.256 K \Omega$$

$$R_3 = 6.752 K \Omega$$

A los valores obtenidos, se les multiplica por el parámetro K, el cual se calcula de la siguiente forma:

$$K = \frac{100}{f_c C} \quad (3.2.c.1.)$$

donde f_c = frecuencia de corte.

Para el filtro de 1070 - 1270 Hz, tenemos:

$$f_c = 3000 \text{ Hz}$$

$$C = 0.01 \mu\text{f}$$

Substituyendo valores en 3.2.c.1.

$$K = 3.3$$

Por tanto

$$R_1 = 1.126 (3.3)$$

$$R_1 = 3.7 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 2.250 (3.3)$$

$$R_2 = 7.4 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 6.752 (3.3)$$

$$R_3 = R_4 = 22.28 \text{ K}\Omega$$

$$C_1 = C_2 = 0.01 \mu\text{f}$$

Para el filtro 2020-2220 Hz, tenemos:

$$f_c = 5000 \text{ Hz}$$

$$C = 0.01 \mu\text{f}$$

Substituyendo en 3.2.c.1.

$$K = 2$$

$$R_1 = 1.126 (2)$$

$$R_1 = 2.25 \text{ K}\Omega$$

$$R_2 = 2.250 (2)$$

$$R_2 = 4.5 \text{ K}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 6.752 (2)$$

$$R_3 = R_4 = 13.4 \text{ K}\Omega$$

$$C_1 = C_2 = 0.01 \mu\text{f}$$

Así la configuración de los filtros queda, como se muestra en la figura 3.2.c.1.

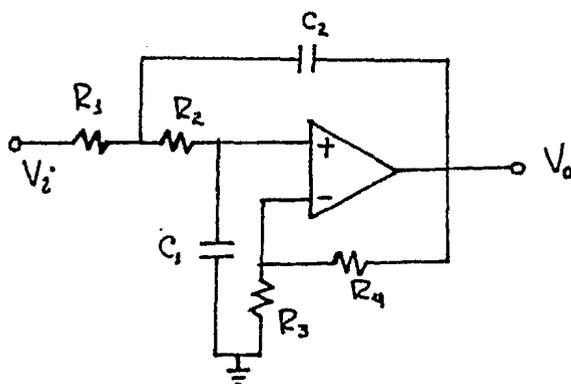


Fig. 3.2.c.1. Configuración de un filtro paso-bajas de 2° Orden Butterworth.

3.3. Amplificador, Duplexor y Limitador.

3.3.1. Amplificador

El circuito amplificador se utiliza a la salida del modulador.

Es el siguiente

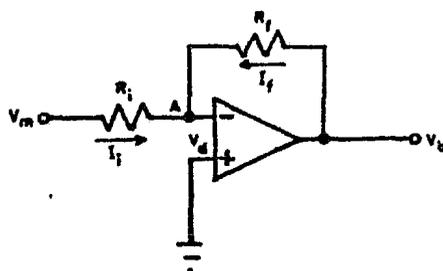


Fig. 3.3.1.1. Amplificador

Como se vé, no es más que un circuito inversor cuya función de transferencia es:

$$\frac{V_b}{V_m} = \frac{R_f}{R_i} = \frac{200 \text{ K}}{100 \text{ K}} = -2; \quad \frac{V_b}{V_m} = 6\text{db} \quad (3.3.1.1.)$$

Donde:

V_b , voltaje a la salida del Amplificador.

V_m , voltaje a la salida del Modulador.

El valor de V_b para este circuito, no es afectado por el factor de amplificación ó ganancia del amplificador operacional (A.O.), si consideramos:

Impedancia de entrada del A. O., $Z_i \rightarrow \infty$

Voltaje diferencial a la entrada del A. O.,

$V_d \rightarrow 0$

Por esto, la corriente en el interior del A. O. es muy pequeña, la cual se desprecia.

La corriente significativa que fluye en el circuito, lo hace por el lazo de realimentación, es decir que:

$$I_i = I_f \quad (3.3.1.2.)$$

Como:

$$I_i = \frac{V_m}{R_i} \quad (3.3.1.3.)$$

Este valor es independiente de R_f . es:

$$V_b = -R_f I_i \quad (3.3.1.4.)$$

Concluyendo que: el valor de V_b , será directamente propor-

cional al valor de R_f .

Aplicando al concepto de tierra virtual al nodo (A), la impedancia que se ve a la entrada del circuito Amplificador es:

$$Z_i = R_i$$

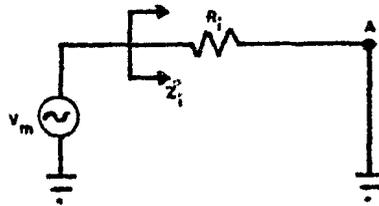


Fig. 3.3.1.2.

Por el análisis anterior, este circuito cumple con las necesidades del sistema, de acoplar las impedancias entre la salida del modulador con la entrada al filtro de transmisión Duplexor y la línea telefónica.

La salida del modulador necesita ver una carga resistiva mayor a los 100 $K\Omega$, puesto que si es menor, producirá distorsión en las armónicas de la señal analógica enviada por el modulador.

El amplificador también se utiliza como aislador resistivo entre la línea telefónica y el modulador no permitiendo el - paso a señales provenientes de la línea telefónica hacia el - modulador.

3.3.2. Duplexor.

El duplexor es usado como un circuito de acoplamiento entre el MODEM y el medio de transmisión, siendo éste una línea telefónica.

Puesto que el flujo de la señal analógica sobre la línea telefónica es bidireccional, el Duplexor deja pasar la señal recibida hacia el filtro pasobanda, acoplando adecuadamente la señal transmitida sobre la línea, esto hace que el nivel de transmisión local se reduzca hacia la entrada del filtro pasobanda y pone fin adecuadamente a la transmisión en la línea telefónica.

El circuito de la Fig. 3.3.2.1. nos muestra sus componentes y se analizan sus ganancias entre:

Filtro de transmisión - Línea Telefónica.

Filtro de transmisión - Filtro Pasobanda (A2)

Línea Telefónica - Filtro Pasobanda (A3)

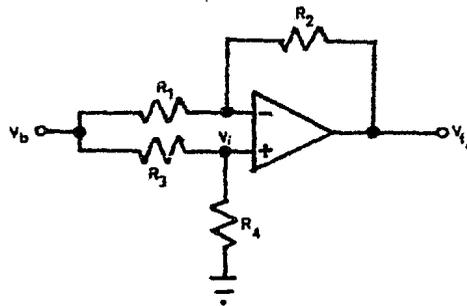


Fig. 3.3.2.1. Duplexor.

- Ganancia del Filtro de transmisión a la Línea Telefónica (A1).

Cuando a la salida del Filtro de Transmisión tenemos la información del Modulador local, ésta será enviada a través de la Línea Telefónica únicamente, viendo el siguiente circuito:

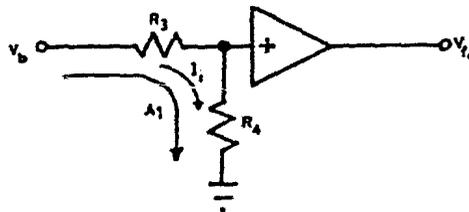


Fig. 3.3.2.2. Ganancia A1.

$$I_1 = \frac{V_b}{R_3 + R_4} = \frac{V_b}{0.6 + 0.6} \quad (3.3.2.1.)$$

$$V_1 = I_1 R_4 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_b \quad (3.3.2.2.)$$

$$A1 = \frac{V_1}{V_b} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{0.6}{0.6 + 0.6} = 1/2 \quad (3.3.2.3.)$$

Donde R_4 es la impedancia de la Línea Telefónica, considerada comunmente de 600 ohms. (caso ideal).

$R_3 = R_4$, para evitar intermodulación, por lo que

$$A1 = 0.5 \quad (6 \text{ dB})$$

- Ganancia de la salida del filtro de transmisión a la entrada del Filtro Pasobanda de Recepción, (A_2).

Analizando de circuito completo de Duplexor

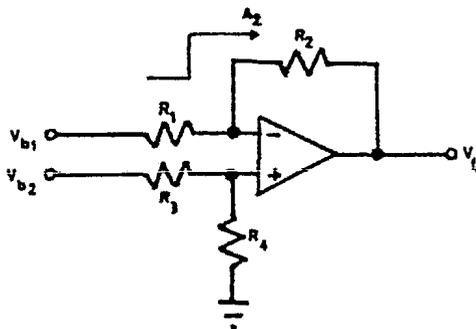


Fig. 3.3.2.3. Ganancia A_2 .

considerando el Amplificador Operacional ideal y aplicando superposición, tenemos:

$$\text{Si, } V_{b1} \neq 0 \text{ y } V_{b2} = 0$$

$$V_{fo1} = - \frac{R_2}{R_1} V_{b1} \dots\dots\dots \text{Ec. (a)}$$

-- Ahora si, $V_{b1} = 0$ y $V_{b2} \neq 0$

$$V_1 = \frac{R_4 V_{b2}}{R_3 + R_4} \dots\dots\dots \text{Ec. (b)}$$

$$V_{fo2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_1 \dots\dots\dots \text{Ec. (c)}$$

-- Sust. Ec. (b) en Ec. (c) :

$$V_{fo2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) V_{b2} \dots\dots\dots \text{Ec. (d)}$$

-- Como $V_{fo} = V_{fo2} = \text{Ec. (a)} + \text{Ec. (d)}$

$$V_{fo} = - \frac{R_2}{R_1} V_{b1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) V_{b2}$$

-- Como; $V_{b1} = V_{b2}$ (voltaje a la salida del filtro de transmisión.)

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

Ec. (3.3.2.4.)

La señal de información que sale de modulador local a la --
 Línea Telefónica, produce cierta intermodulación hacia el -
 Filtropasobanda, efecto que reducimos haciendo que $A_2 =$.
 (0 dB), y como $R_3 = R_4$, la Ec. (3.3.2.4.) será:

$$A_2 = 0 = -\frac{R_2}{R_1} + (1 + \frac{R_2}{R_1}) \frac{1}{2}$$

$$\frac{2R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$2(R_2) = R_1 + R_2 \quad \therefore \quad R_2 = R_1$$

Con esta igualdad y la característica de modo común del -
 A. O., balanceamos la salida del Modulador local a la entra-
 da del Filtro Pasobanda de Recepción, por esta razón se re-
 quiere que $A_2 = 0$ dB ya que también se comportará como -
 una función de impedancia de la Línea Telefónica.

Todas las impedancias excepto la de la Línea, pueden ser -
 controladas correctamente.

Si graficamos A_2 contra variaciones de la impedancia de la
 Línea, desde 200 ohms hasta 1000 ohms, vemos que se pre-
 senta una ranura definida cuando la Línea Telefónica es pu-

ramente resistiva, siendo de 600 ohms el caso ideal.

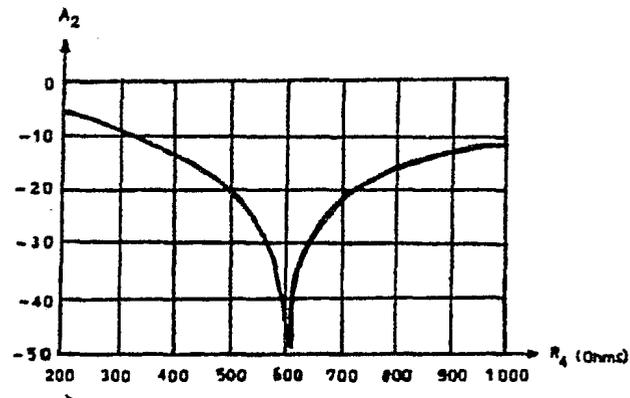


Fig. 3.3.2.4. A_2 contra impedancia de la Línea.

En la práctica la impedancia de la Línea puede tener variaciones de componentes reactivos y resistivos, por lo que, la ganancia A_2 del Duplexor tendrá un valor máximo de -10 dB, aunque con las muchas conexiones la atenuación será mayor.

- Ganancia de la Línea Telefónica a la entrada del Filtro Paso banda (A3).

Haciendo cero el voltaje a la salida del Filtro Transmisión tenemos el circuito siguiente:

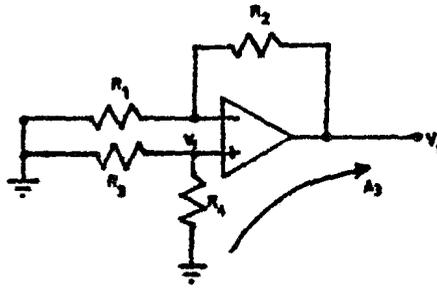


Fig. 3.3.2.5. Ganancia A3.

$$\frac{V_1}{R_1} = \frac{V_1 - V_f}{R_2} \quad 3.3.2.5.$$

$$A_3 = \frac{V_f}{V_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad \text{Pero,} \quad R_1 = R_2$$

$$A_3 = 2 \quad (6\text{dB}) \quad 3.3.2.6.$$

3.3.3. Limitador.

El Limitador es una forma de circuito recortador que se usa extensamente en el campo de la electrónica aplicada.

El propósito del limitador es eliminar las variaciones de amplitud de la señal FSK entrante antes de que sea demodulada.

El circuito Limitador que se utiliza para este MODEM debe cumplir con las siguientes restricciones:

La señal que entra al Limitador es analógica.

La señal que sale del Limitador es digital, ésta debe producir medio-ciclo de período simétrico.

Cada medio ciclo de período es medido en referencia a una base de tiempo exacta que determina si la frecuencia recibida es una marca ó un espacio.

Para nuestro caso particular, la portadora de FSK que entra al demodulador en el MC6860, sólo permite entrar a la señal cuyo período de medio - ciclo sea mayor ó igual a $429 \pm 1 \mu s$ para la banda baja ó, $235 \pm 1 \mu s$ para la banda alta, reconociéndolos como ceros.

Además la señal entrante al demodulador es unipolar, de cero a +5 volts.

Circuito a utilizar:

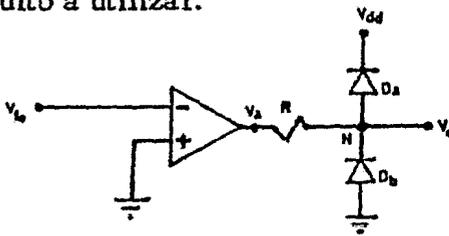


Fig. 3.3.3.1. Circuito Limitador.

Funcionamiento del circuito Limitador.

Considerando el análisis para el A.O., sabemos que:

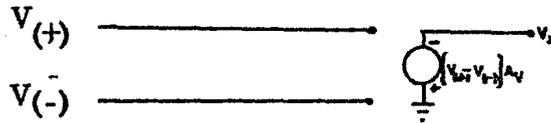


Fig. 3.3.3.2.

y para nuestra aplicación tenemos:

$$V_{(-)} = V_{fo} \quad \text{y} \quad V_{(+)} = 0$$

Esto implica que, el voltaje a la salida del A. O. en el circuito, sea:

$$V_a = -A_v V_{fo} = -A_v V_{fo}$$

mostrándonos, que el voltaje V_a está defasado 180° con respecto al voltaje de entrada V_{fo} y amplificado en magnitud por un factor A_v propio del A. O.

Al pasar V_a por R ($R \gg$), se disminuye la corriente para proteger los diodos.

Al presentarse el semiciclo positivo de la onda senoidal de V_a en el nodo N, el diodo Db se abre y el diodo Da conducirá, teniendo a la salida del Limitador $+5V$ (V_{dd}) todo el semiciclo positivo.

Cuando aparece el semiciclo negativo al nodo N, el diodo D_a se abre y el diodo D_b conducirá, pero su ánodo está a voltaje nulo, el voltaje a la salida del Limitador será cero volts, mientras dura el semiciclo negativo.

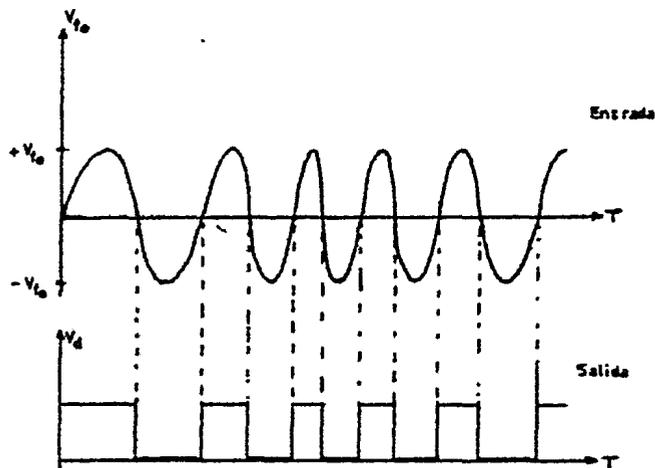


Fig. 3.3.3.3. Entrada y salida del Limitador.

3.4. Circuito de Conmutación Automática.

El MODEM cuenta con un circuito de conmutación automática para poder conectar el MODEM modo respuesta, a la línea telefónica y así poder interconectar los MODEMS.

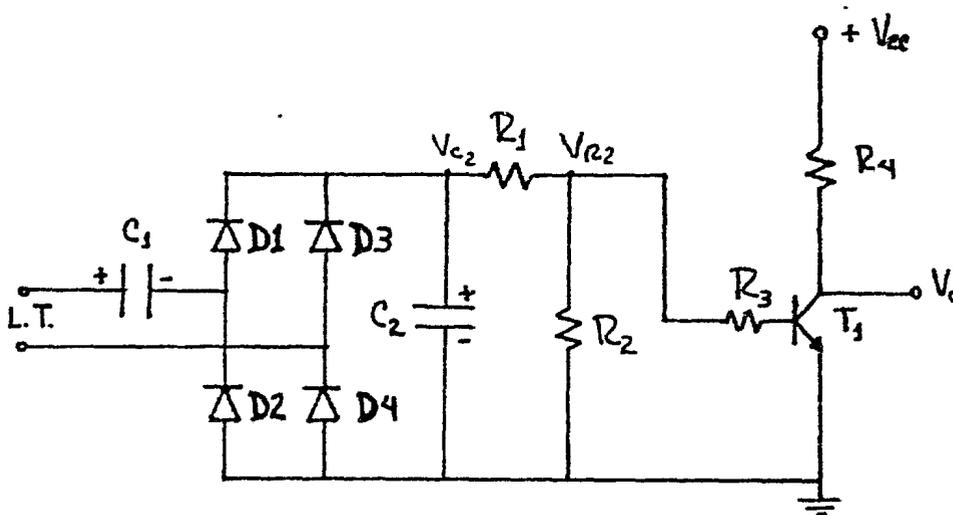
El circuito está formado de tres etapas sencillas que son:

- a) Detector de llamadas
- b) Detector de Portadora
- c) Circuito de Conmutación.

a) El detector de llamadas se encarga de registrar el tono de llamadas que es una señal senoidal de aproximadamente $90V_{rms}$ y una frecuencia de 20 Hz con 2 segundos de llamada y 3 de reposo el cual excita un embobinado en el teléfono y hace tocar la campana. Al registrar esta señal el circuito generará un pulso el cual servirá para iniciar la conmutación del MODEM a la línea.

El circuito consta de un capacitor C_1 para eliminar la componente de corriente directa que contiene la línea telefónica; un puente de diodos que se encarga de rectificar la onda senoidal,

con un capacitor C_2 que nos sirve para conseguir la componente de directa (con rizo pequeño) que nos sirve para saturar un transistor T_1 , por medio de un arreglo de resistencias, como se muestra en la fig. 3.4.a.1.



$$C_1 = 1 \mu f \text{ a } 200 \text{ V.}$$

$$C_2 = 10 \mu f \text{ a } 16 \text{ V.}$$

Fig. 3.4.a.1.

A continuación calcularemos los valores de las resistencias.

$$V_{LT} = 90 \text{ Vrms}$$

$$V_{C2} = 45 \text{ V.C.D.}$$

$$V_{R2} = 5 \text{ V.C.D.}$$

Para obtener las resistencias R_1 y R_2 vemos que tenemos - un divisor de tensión por lo que tenemos.

$$V_{R2} = \frac{V_{c2} \times R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.4.a.1.)$$

$$R_1 = R_2 \frac{(V_{c2} - V_{R2})}{V_{R2}} \quad (3.4.a.2)$$

Sustituyendo los valores en (3.4.a.2.)

$$R_1 = 8 R_2 \quad (3.4.a.3.)$$

$$R_2 = 2.2 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 = 18 \text{ K}\Omega$$

Para saturar el transistor tenemos que: la corriente saturación es de 15 mA

$$I_{sat} = 15 \text{ mA}$$

$$V_{cesat} = 0.2 \text{ V}$$

$$V_{cc} = 5 \text{ V.C.D.}$$

$$\beta = 100.$$

Por tanto

$$R_4 = \frac{V_{cc} - V_{cesat}}{I_c} \quad (3.4.a.4.)$$

Substituyendo valores en la Ec. (3.4.a.4.)

$$R_4 = 3.1 \text{ k}\Omega$$

Sabemos que: $I_b = \frac{I_c}{\beta}$ (3.4.a.5.)

$$I_b = \frac{15}{100} = I_b = 0.15 \text{ mA}$$

De la fig. (3.4.a.1.)

$$V_{R_2} - V_{be} = R_3 I_b \quad (3.4.a.6.)$$

Por tanto, despejando R_3 y substituyendo valores:

$$R_3 = 2.9 \text{ K}\Omega$$

b) El circuito de detección de portadora nos sirve para asegurar que la señal recibida reúna las características mínimas permisibles para poder llevar a cabo el intercambio de información, en caso de que la portadora no sea apropiada el MODEM no realizará ninguna función lógica de control, o en caso de que por algún motivo se pierda la portadora, después

de 17 segundos el MODEM eliminará la señal "Answer Phone" para desconectarse.

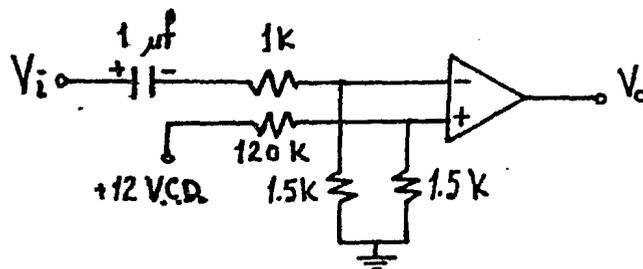


Fig. 3.4.b.1. Detector de Umbral de la Portadora.

c) Circuito de Conmutación.

Como su nombre lo indica, nos sirve para conmutar el MODEM a la línea telefónica, consta de un interruptor analógico y un relevador. Al recibir la llamada el circuito de detección de llamada satura su transistor el cual genera un "Cero" lógico que nos servirá para excitar el "Ring indicator" (RI) del MODEM, el cual generará un "Uno Lógico" en el "Answer Phone" (An Ph) para activar el interruptor, que permitirá el paso de 5 volts que disparan el re

levador, realizando así la conmutación.

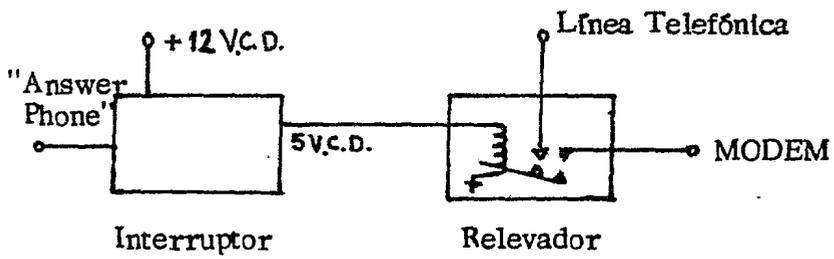


Fig. 3.4.c.1. Circuito de Conmutación.

3.5. PRUEBAS

Comercialmente se considera que una probabilidad de error menor de 10^{-6} en cada bit transmitido permite una transmisión confiable.

Para la prueba del MODEM JB300, el equipo usado es el que se muestra en la figura 3.5.1. a, b. indicándose el alambrado en la figura 3.5.2.

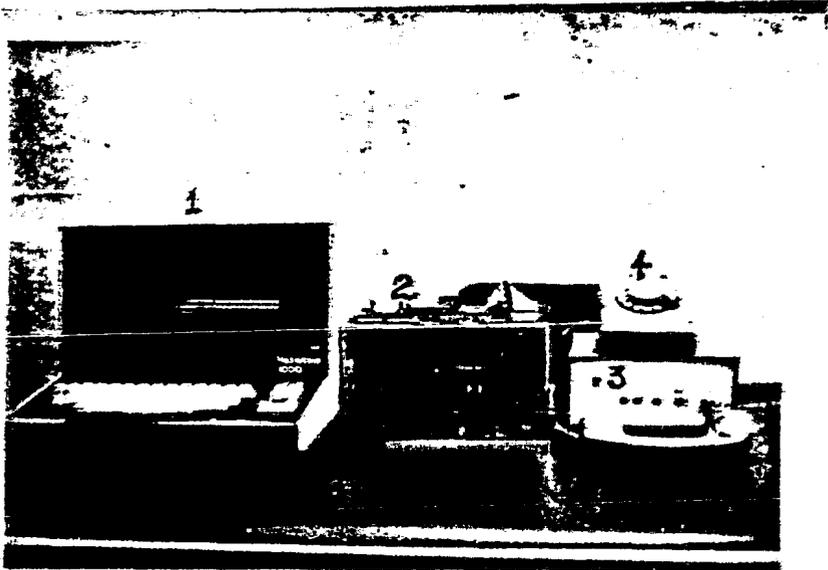


fig. 3.5.1. a

MODO ORIGEN: 1 TERMINAL
2 COMPUTADORA
3 MODEM ORIGEN
4 TELEFONO T₁

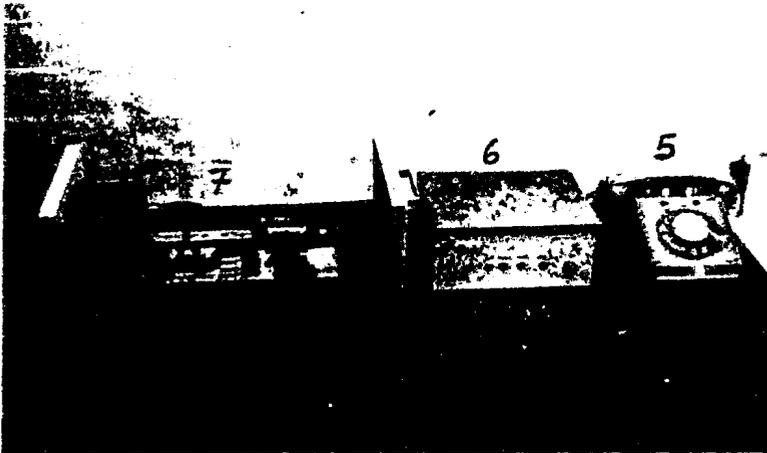


Fig. 3.5.1.b.

MODC. RESPUESTA:

- 5 TELEFONO T₂
- 6 MODEM RESPUESTA
- 7 REPETIDOR DIGITAL.

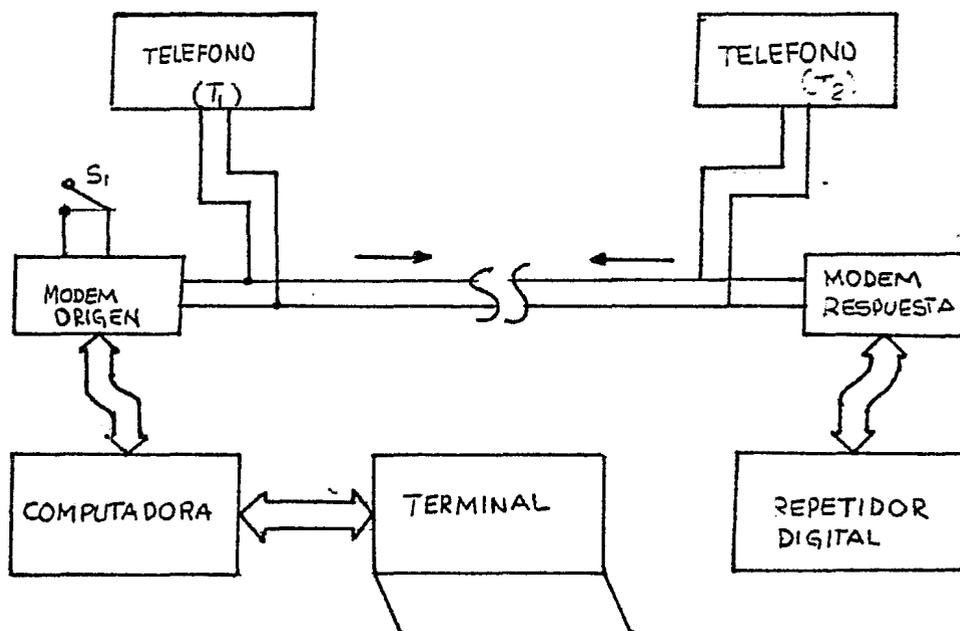


Fig. 3.5.2. Diagrama de Alambrado

El procedimiento es el siguiente:

Refiriéndonos al diagrama de la figura 3.5.2.

Desde T_1 se origina la llamada para establecer la comunicación.

El MODEM que se encuentra en este extremo (MODEM origen) de be estar desconectado de la línea para poder efectuar dicha llama da. Esto se logra con el interruptor (señal-línea).

Una vez que se llama el interruptor debe de estar en posición de señal.

El MODEM respuesta al recibir la llamada, automáticamente se conecta a la línea y manda su portadora de 2225 Hz.

El MODEM origen espera el tono de 2225 Hz enviado por el MODEM Respuesta. Una vez que se obtiene el tono, el MODEM origen envía su portadora de 1270 Hz y en ese momento se establece la comunicación entre MODEMS. Con el osciloscopio se pueden observar las dos portadoras que viajan en la línea telefónica.

En el caso de que por alguna falla el MODEM respuesta, no reciba portadora del MODEM origen en un intervalo de 17 segundos, automáticamente se desconecta de la línea telefónica.

Una vez establecida la comunicación entre MODEMS, la computadora manda patrones con códigos consecutivos (C_n) del 00H al - - FFH con formato síncrono.

Después de transmitir un patrón C_n , espera la respuesta del repetidor digital C'_n antes de mandar el siguiente. Cada vez se compara el patrón transmitido con el recibido. Al acumularse 256 patrones sin error, se imprime un asterisco '*'. Como se puede ver en la figura 3.5.3.

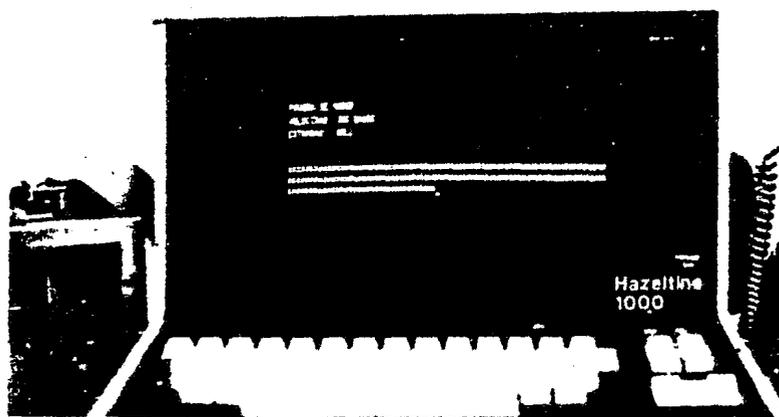


Figura 3.5.3. Muestra el avance de la prueba con una parte de asteriscos.

En caso de existir error en cualquier patrón se imprime en la pantalla, tanto el patrón transmitido como el recibido. El diagrama de flujo del programa se muestra en la fig. 3.5.4.

Los patrones viajaron una distancia de aproximadamente 12 km. a través de la línea telefónica.

En las pruebas realizadas se obtuvieron hasta 400 asteriscos - continuos, lo que significa 102400 patrones sin error, o 1, 024, 000 bits sin error, esto es una probabilidad de error menor a 10^{-6} .

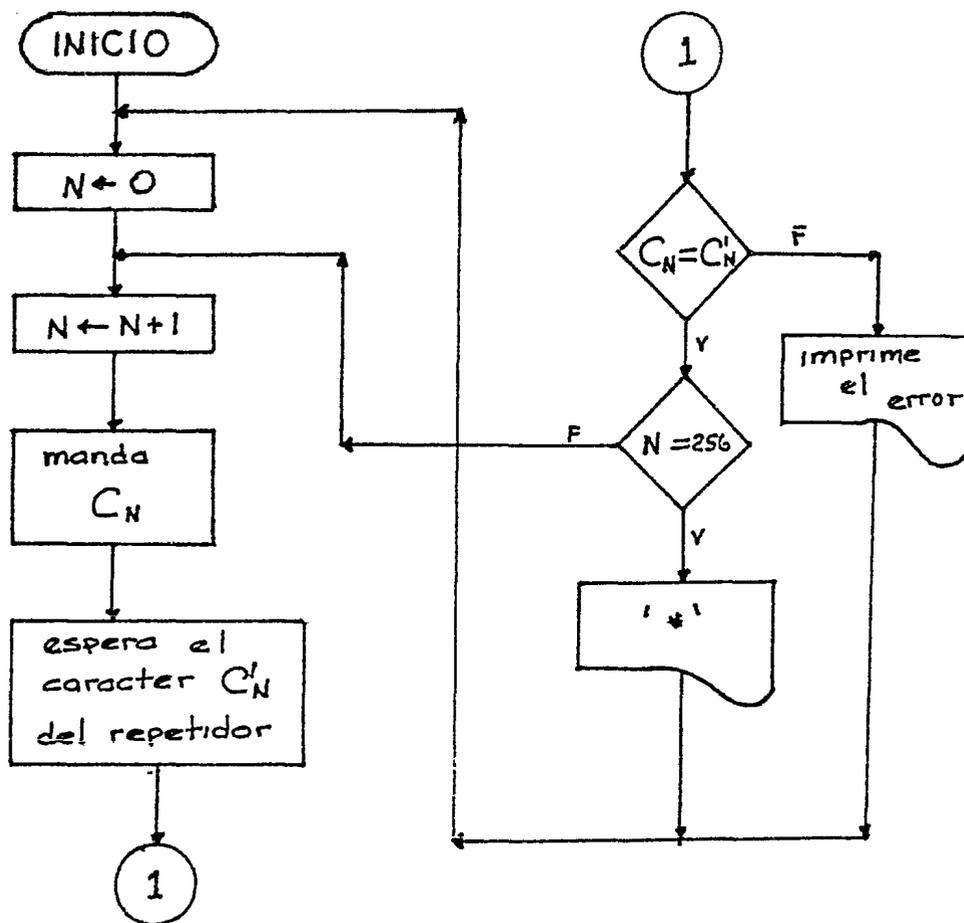
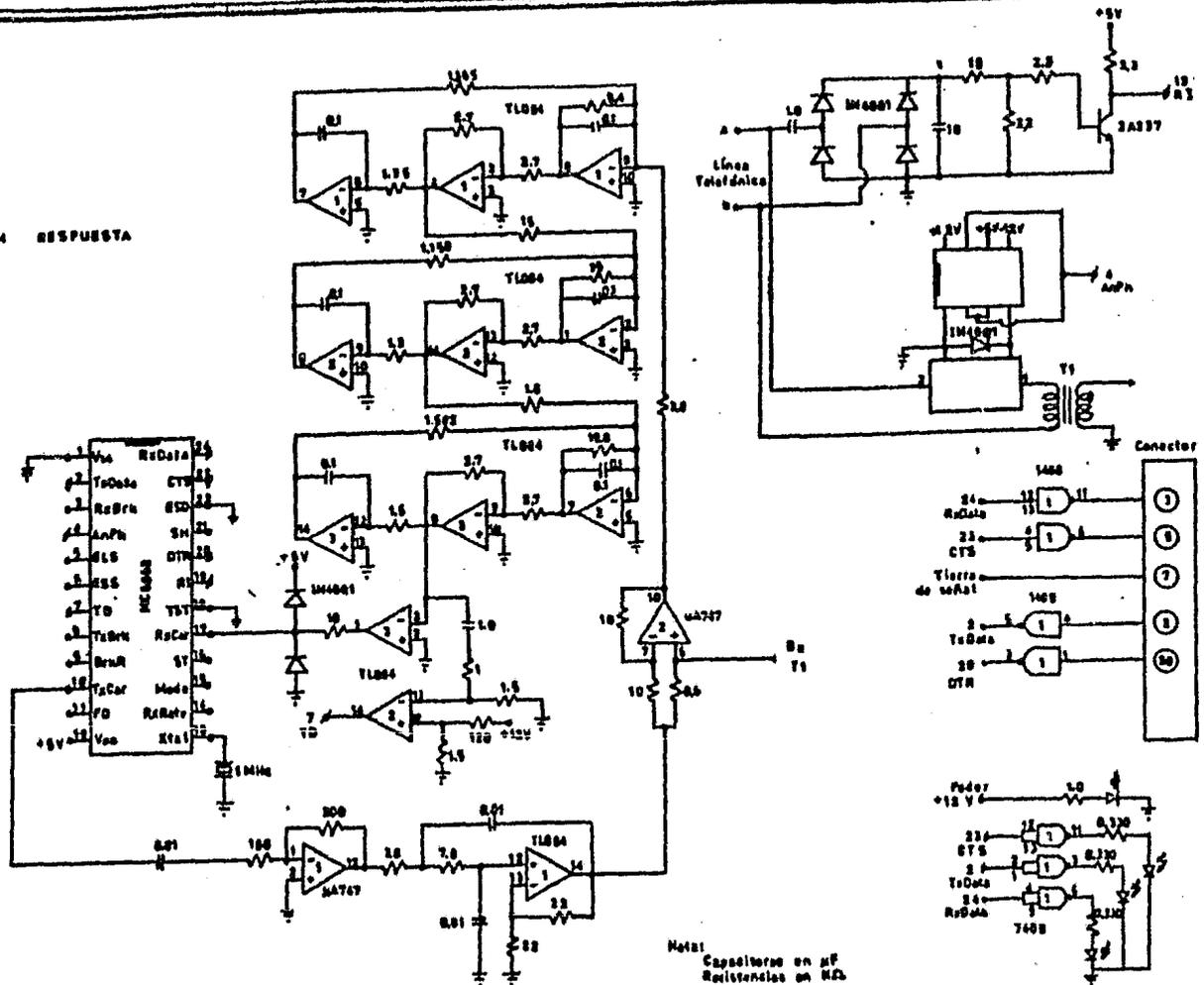
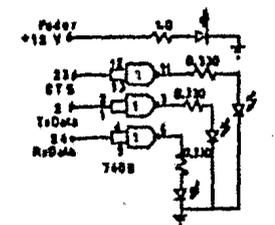
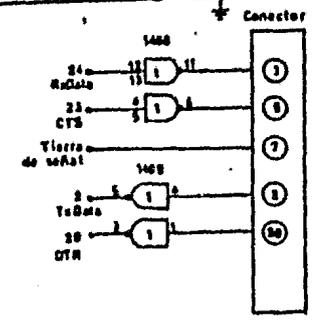


Fig. 3.5.4. Diagrama de flujo del Programa empleado para la prueba.

MODEM RESPUESTA



Nota: Capacitores en μF
Resistencias en Ω .



4. - CONCLUSIONES.

El diseño del MODEM JB-300 cumple, en su mayoría, las normas especificadas por SCT.

Sin embargo, la fabricación en serie del JB-300 sería recomendable utilizar componentes de precisión al 1%, para facilitar una sintonización adecuada en sus filtros.

A los MODEMS JB-300 conectados a la infraestructura de TELMEX, se le corrieron pruebas, las cuales fueron muy satisfactorias, ya que arrojaron una probabilidad menor de 10^{-6} la cual es considerada de confiable por los fabricantes de MODEMS.

El objetivo de obtener un MODEM de bajo costo y que sea capaz de operar en nuestra infraestructura telefónica, ha sido adecuadamente cumplido con el diseño del MODEM JB-300.

5. BIBLIOGRAFIA

- Ref. 1 J. R. DAVEY, "MODEMS", PROCEEDINGS OF THE I E E Vol. 60, No. 11, November 1972.
- Ref. 2 PHILIP DANTER, "MODULATION, NOISE AND ESPECTRAL ANALYSIS", Mc Graw Gill, 1965.
- Ref. 3 W. R. BENOTT AND J. R. DAVER, "DATA TRANSMISION" New York. Mc. Graw Gill 1965.
- Ref. 4 ROGER L. FREEMAN, "TELECOMUNICATION - SYSTEM ENGINEERING".
- Ref. 5 JOHN WILEY & SONS, "ANALOG AND DIGITAL NETWORK DESIGN".
- Ref. 6 MILLMAN AND HALKIAS, "INTEGRATED ELECTRONICS ANALOG AND DIGITAL CIRCUITS AND SYSTEMS", Mc Graw Gill, 1972.
- Ref. TOBEY - GRAEME - HUELSMAN, " OPERATIONAL AMPLIFIERS DESIGN AND APPLICATIONS", Mc. -- Graw Gill.
- Ref. 8 DAVID E. JOHNSON AND JOHN L. HILBURN, " RAPID PRACTICAL DESIGNS OF ACTIVE FILTERS", JOHN WILEY AND SUNS, 1975.

BIBLIOGRAFIA.

- Ref. 9 DATA MODEM
SELECTIO AND EVALUATION GUIDE
Vess U. Vilips.
Edit.: Artech House Inc.
- Ref. 10 Digital And Analog Communication Systems
Shanmugam, K Sam.

APENDICE 1: La norma RS232-C.

En la actualidad existen tipos diferentes de acoplamiento entre los equipos terminales de datos, los cuales difieren por tipo de aplicación y tipo de conexión, el más usado en la fabricación de equipos es el de la norma RS-232-C la cual asigna características eléctricas, funcionales y mecánicas, cuya estandarización está a cargo de la Asociación de Industriales en Electrónica (EIA).

Por ejemplo el conector RS-232-C utiliza 25 puntas terminales

A continuación describiremos al conector, con el número de polo y su descripción.

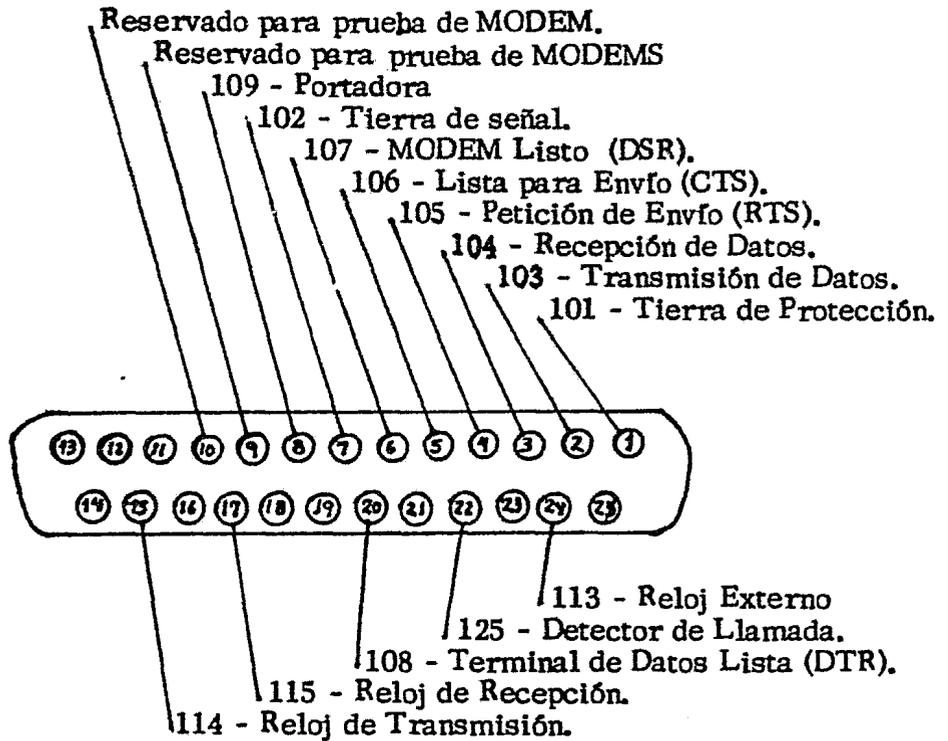


Fig. (1) Estandar RS-232-C.

Características eléctricas de las señales en el Interfas RS-232-C.
(Estandar) de Acoplamiento.

- El máximo voltaje a circuito abierto, la tierra de protección - (101) o la tierra de señal (102) y cualquier línea de intercambio, no debe exceder de 25 volts.
- La corriente máxima en corto circuito entre cualquier par de

conductores (incluyendo tierras), no deberá exceder de 500 mA.

- Cualquier circuito que se use para generar una señal de voltaje en una línea de intercambio se debe diseñar de modo que no cause ningún daño en la condición de circuito abierto, o corto circuito a cualquiera de las líneas de tierra.

- Cualquier circuito usado para recibir señales de una línea de intercambio se debe diseñar para una operación continua con cualquier señal de entrada, dentro de los límites de voltaje de datos.

- Para las líneas, (103) Transmisión, (104), Recepción de datos, la señal se considera presente, cuando el voltaje en el circuito es más negativo que -3V, con respecto a la línea (102) -Tierra de señal, y cuando el voltaje es más positivo que +3V con respecto a la línea (102) - Tierra de señal se considera ausencia de señal.

- Durante la transmisión de datos, la condición de señal presente se usa para indicar el estado binario " Cero ", haciendo no

tar que el estado " Uno ", es la condición normal de una línea de comunicación de datos cuando no se transmite ninguna señal.

Definición de los circuitos de enlace.

Líneas de tierra.

- a) Tierra de protección. Este conductor se adhiere al chasis o gabinete del equipo. Se debe conectar a tierras externas como se requiere para las reglas aplicables.
- b) Tierra de señal. Este conductor establece el potencial de referencia de tierra común para todos los circuitos, excepto para la línea de tierra de Protección.

Señales de datos.

- a) Datos transmitidos. Dirección: al MODEM. Las señales en esta línea se generan por la terminal de datos y se conectan al MODEM para transmisiones remotas. La terminal de datos mantiene ésta línea en la condición UNO (más positivo que + 3 volts.) durante cualquier intervalo de tiempo entre caracteres o palabras, o en cualquier otro momento que no haya transmisión de señal.

- b) Datos recibidos. Dirección: del MODEM. Las señales en esta línea se generan por la recepción del MODEM en respuesta a las señales de datos recibidas desde la terminal de datos remota. En servicio half-duplex, el MODEM de recepción mantiene la condición UNO sobre ésta línea cuando la terminal tiene su línea de solicitud de envío, en condición " baja ".

Señales de control.

- a) Solicitud de envío. Dirección: al MODEM. Las señales en esta línea se generan por la terminal para condicionar al MODEM local a transmitir. Por ejemplo, si el MODEM contiene un modulador, la señal portadora se transmite durante la condición " alta " de ésta línea.

La condición " baja " indica que no se desea enviar o recibir.

La condición " alta " aparece en cualquier otro momento.

La condición " alta " se mantiene siempre que la terminal de datos está transmitiendo o tenga información lista para transmitir. El MODEM transmite todos los datos sobre la línea de transmisión de datos mientras la condición " alta " se mantiene en las líneas; Petición de envío, listo para envío, MODEM listo.

En servicio half-duplex, la condición " baja " mantiene al MODEM en recepción, y la condición " alta " lo mantiene en transmisión. Estas condiciones se establecen sin considerar las señales en las líneas de datos transmitidos y datos recibidos.

- b) Listo para envío. Dirección del MODEM. Las señales en esta línea se generan por el MODEM transmisor, para indicar que está preparado para transmitir datos. La condición " alta " es una respuesta a la condición " alta " de la línea de petición de envío. Cuando la línea de petición de envío cambia a " baja ", la línea listo para envío cambia también a esta condición.

Si la línea está en recepción solamente, la línea listo para envío, se mantiene " baja ". Si la línea está en transmi-

sión en servicio full-duplex, entonces la línea listo para envío, permanece en la condición " alta " .

- c) MODEM listo. Dirección: del MODEM. Las señales que pasan por esta línea se generan por el MODEM local, pa ra indicar que está listo para operar.

Líneas de control.

- a) Terminal de datos lista. Dirección: al MODEM. Las - señales de esta línea se usan para controlar la conmutación del MODEM desde la terminal de datos al canal de comunicación. La condición " alta " indica que el MODEM está conectado a la línea de comunicación. Sin embargo, si la estación está equipada sólo para originar llamadas por medios externos a esta interfase (manualmente o con una unidad automática para originar llamadas), enton-- ces, la condición " alta " sirve sólo para mantener la co nexión establecida por estos medios externos.

La condición " baja " corta la señal del canal de comunicación, por razones tales como:

- 1) Liberación de línea para uso alternado (voz o uso de otras terminales).
- 2) Permitir el uso de equipo terminal de procesamiento de datos para una función alternada.
- 3) Terminar una llamada.

La condición "baja" no desactiva la operación de la línea indicador de llamada.

b) Indicador de llamada. Dirección: del MODEM.

Las señales en esta línea indican la recepción de una llamada desde una estación remota. Este circuito puede requerirse para responder automáticamente a las llamadas. La condición " alta " indica que se está recibiendo una llamada. La condición " baja " se mantiene para cualquier - otro tiempo.

c) Detector de portadora de datos. Dirección: del MODEM.

Las señales en esta línea se usan para proveer una indicación de que la portadora de datos está siendo recibida. Cuando se pierde la portadora debido a que se terminó - de transmitir o debido a una falla en la señal, se presen-

ta la condición " baja " después de un tiempo de retardo apropiado. La condición " alta " indica recepción de portadora de datos.

- d) Detector de modulación de datos. Dirección: del MODEM
Las señales de esta línea se usan para monitorear una demodulación apropiada de la portadora de datos recibida en el MODEM. La condición " alta " se mantiene sólo cuando la portadora se está demodulando. La condición " baja " - ocurre cuando se ha detectado un posible error en el equipo de comunicación de datos, cuando no hay demodulación o cuando el grado de modulación no es el adecuado.

- e) Selector de velocidad. Dirección: al MODEM.
Estas señales se usan para proveer una selección de la velocidad de señalización. Una condición " alta " debe seleccionar la más alta velocidad de señalización.

- f) Selector de velocidad. Dirección: del MODEM.
El mismo uso de la anterior, pero en la dirección opuesta.

Señales de tiempo.

- a) Transmisión de elementos de señal de tiempo. Dirección: al MODEM.

Las señales en esta línea se usan para proveer al MO--
DEM transmisor con un elemento de señal de tiempo de información.

La forma de onda es nominalmente " alta " y " baja " pa
ra períodos iguales de tiempo y una transmisión de " al-
ta " a " baja " indica el centro de cada elemento de se-
ñal en la línea datos transmitidos.

- b) Transmisión de elementos de señal de tiempo. Dirección: del MODEM.

Las señales en esta línea se usan para proveer a la ter-
minal de datos de elementos de señal de tiempo de información.

- c) Recepción de elementos de señal de tiempo. Dirección: al MODEM.

Las señales en ésta línea se usan para proveer al MODEM receptor con elementos de señal de tiempo de información.

d) Recepción de elementos de señal de tiempo. Dirección del MODEM.

Las señales en esta línea tienen el mismo propósito que la anterior, pero en dirección contraria.

En la fig. (2) mostramos la dirección de los circuitos de enlace y lógica de control.

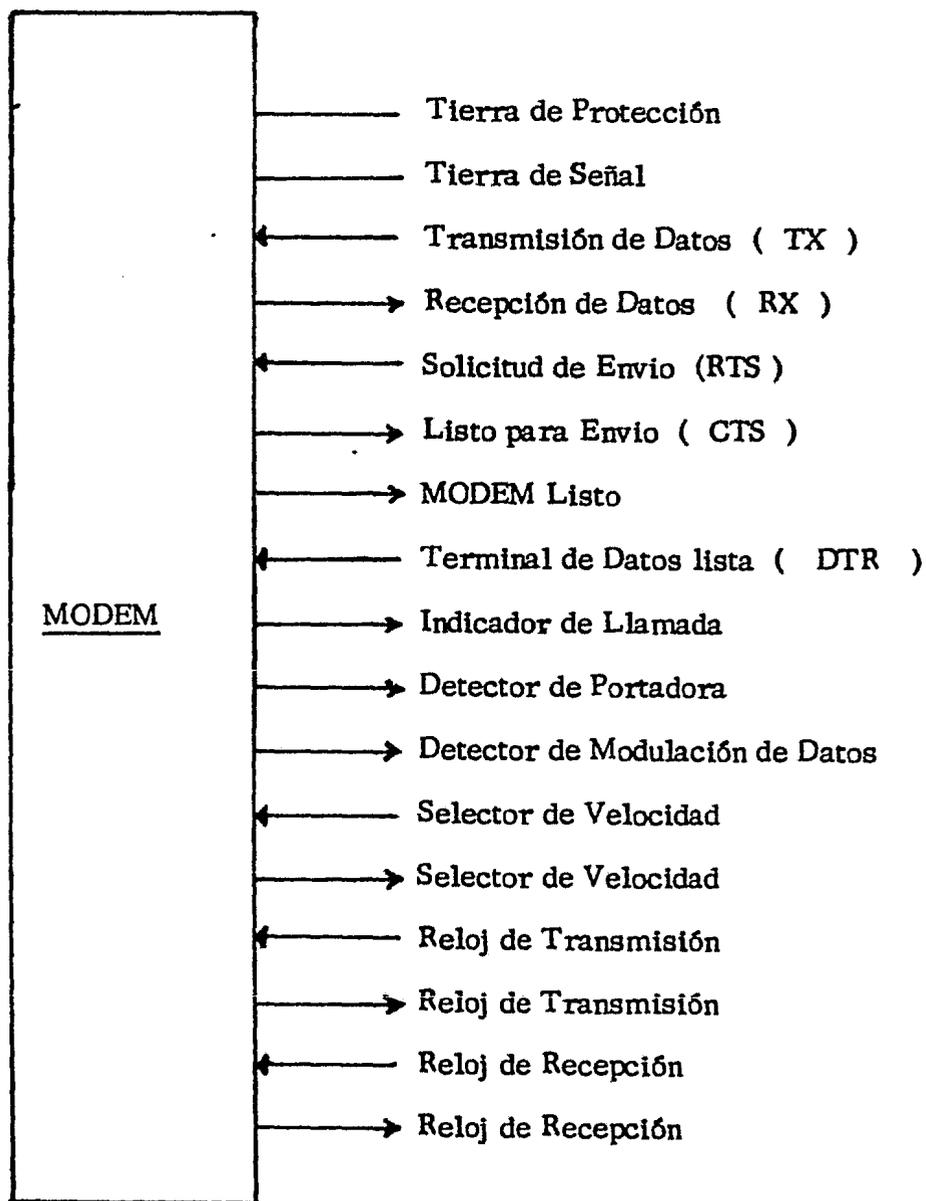


Fig. (2)

APENDICE 2: Recomendación V. 21

MODEM DE 200 BAUDIOS NORMALIZADO PARA USO EN LA RED TELEFONICA GENERAL CON CONMUTACION ¹.

(Ginebra, 1964; modificada en Mar de Plata, 1968, y en Ginebra, 1972 y 1976)

OBSERVACIONES.

El MODEM previsto para uso en comunicaciones establecidas por conmutación en la red pública general puede, evidentemente, utilizarse en líneas arrendadas.

Es económico un sistema de transmisión de datos de baja velocidad de modulación que permita la transmisión de datos por un circuito telefónico explotado alternativamente para conferencias telefónicas y transmisión de datos y que utilice equipos de entrada/salida simples y métodos sencillos de explotación.

La velocidad de modulación debe permitir el empleo de fuentes de datos y de colectores de datos de tipo corriente y en particular de dispositivos electromecánicos.

1 Vease las observaciones 1 y 2 del punto 2 de estas recomendaciones.

El sistema de transmisión de datos será duplex, para permitir la transmisión bidireccional de datos, ó la transmisión hacia atrás de señales, a efectos de protección contra errores. La transmisión deberá ser tal que pueda efectuarse por circuitos telefónicos normales, tanto en lo que respecta a la anchura de banda disponibles como a las restricciones impuestas por la señalización en la red telefónica.

La respuesta en comunicaciones de los corresponsales se efectúa por teléfono; el paso a datos se hace:

- a) Manualmente mediante acuerdo entre los operadores, ó
- b) Automáticamente.

Por estas razones, el CCITT recomienda por unanimidad:

1. - En las comunicaciones telefónicas establecidas por conmutación en la red telefónica general (ó en los circuitos telefónicos arrendados) podrá procederse a transmisiones de datos de baja velocidad de modulación.
2. - El circuito de conmutación para la transmisión de datos será un circuito duplex que permita, en cada sentido de transmi--

sión, la explotación con velocidad de modulación inferior o igual a 200 Baudios.

La modulación será bivalente en serie, obtenida por desplazamiento de frecuencia.

Observación 1. - Los MODEMS de esta Recomendación pueden funcionar también a velocidades de modulación de hasta 300 Baudios. Sin embargo, por el momento, no es posible garantizar en todos los casos una transmisión segura a esta velocidad. En consecuencia puede ser necesaria realizar pruebas a fin de verificar si es posible la explotación a velocidad de hasta 300 Baudios.

Observación 2. - Habida cuenta de las limitaciones mencionadas en la observación 1, en los futuros diseños de MODEM, debe tenerse en cuenta la necesidad de un funcionamiento satisfactorio a velocidades de modulación de hasta 300 Baudios.

3. - En el canal de transmisión No. 1, la frecuencia media nominal será de 1080 Hz.

En el canal de transmisión No. 2, la frecuencia media nominal será de 1750 Hz.

La desviación de frecuencia debe ser de ± 100 Hz; en cada canal de frecuencia característica más elevada debe corresponder a un símbolo 0.

TOMO VIII. I - RECOMENDACION V. 21

La diferencia entre los valores de las frecuencias características ²⁾ medidas a la salida del modulador y sus valores nominales no deberá ser superior a ± 6 Hz.

Para la línea, se propone una diferencia de frecuencia de ± 6 Hz. El demodulador deberá, pues, tolerar diferencias de ± 12 Hz, entre las frecuencias recibidas y sus valores nominales.

4. - La transmisión de datos podrá hacerse según los modos síncronos ó asíncronos; en caso de transmisiones síncronas al MCDEM no tendrá que enviar las señales necesarias para mantener el sincronismo durante los periodos de reposo en la transmisión.

2) Valores nominales de las frecuencias características:

Canal No. 1 ($F_1 = 1180$ Hz, $F_2 = 980$ Hz)

Canal No. 2 ($F_1 = 1850$ Hz, $F_2 = 1650$ Hz)

5. - Corresponderá al usuario decidir si, habida cuenta de los enlaces que establece por este sistema, debe pedir que se provea al equipo de terminación de circuito de datos con un transmisor de señales de neutralización de los supresores de eco. Las características internacionales del dispositivo de neutralización de los supresores de eco han sido normalizadas por el CCITT (Recomendación G.161, División C) y el tono de neutralización deberá tener las siguientes características:

Tono de neutralización transmitido: 2100 ± 15 Hz con nivel de -12 ± 6 dBm0.

Duración mínima del tono de neutralización: 400 ms.
El dispositivo de neutralización por una señal acústica deberá mantenerse en la posición de neutralización para cualquier señal sinusoidal de frecuencia comprendida en la banda 390 - 700 Hz con un nivel de -27 dBm0 ó superior, y entre 700 - 3000 Hz con un nivel de 31 - dBm0 ó superior. El dispositivo de neutralización por señal acústica deberá liberarse con cualquier señal de la banda 200 - 300 Hz, con un nivel de -36 dBm0 ó inferior.

Duración máxima de las interrupciones tolerables de la señal de datos: 100 ms.

6. - La potencia máxima introducida en la línea por el aparato de abonado no deberá exceder de 1 mW, cualquiera que sea la frecuencia.

El nivel de la potencia transmitida por el aparato de abonado se regulará teniendo en cuenta la atenuación prevista entre el aparato de abonado y la entrada de un circuito internacional, de modo que el nivel nominal correspondiente de la señal a la entrada del circuito internacional no exceda de -13 dBm0 (Vease la Recomendación V. 2 División B).

7. - a) Cuando se utilicen los dos canales para la transmisión bidireccional de datos simultáneamente, el canal No. 1 servirá para la transmisión de datos del abonado que llama (es decir, de quien ha hecho la llamada telefónica) hacia el abonado llamado, y el canal No. 2, para la transmisión en el sentido abonado llamado hacia abonado que llama.

b) Cuando uno de los canales sirva para la transmisión de datos y el otro sólo para la transmisión de señales de con

trol, de servicio, etc., se utilizará también el canal No. 1 para la transmisión en el sentido abonado que llama a abonado llamado, cualquiera que sea el sentido en que se transmitan los datos.

c) El procedimiento de asignación de canales descrito en a) y b) se aplica al caso de un servicio general de transmisión de datos que permita la transmisión bidireccional de datos, de señales de control y de servicio, etc., entre dos abonados cualesquiera. En los casos particulares que no respondan a esta regla, el procedimiento de asignación de canales se determinará por acuerdo entre los corresponsales, habida cuenta de las necesidades de cada servicio.

8. - Circuito de enlace.

a) Lista de circuitos de enlace fundamentales para MODEMS, utilizados en la red telefónica general con conmutación, ó en circuitos telefónicos arrendados, sin conmutación (Vease el el cuadro 1/V. 21)

TOMO VIII. I - RECOMENDACION V. 21

Las configuraciones que se indican para los circuitos de enlace son los indispensables para cumplir con las especificaciones relativas a los circuitos de la red con conmutación ó a -

Los circuitos arrendados. De haberse previsto en un MO-DEM una ó más de estas especificaciones, conviene disponer de todos los circuitos de enlace apropiados.

CUADRO 1/V. 21

Circuito de enlace.		Red Telefónica general con conmutación, con equipo que funciones en las condiciones siguientes: llamada manual, respuesta manual, respuesta automática. (Ver. Obser. 1)	Circuito telefónicos arrendados sin conmutación. (Ver Obser. 1)	
Número	Denominación		Entre dos puntos	Entre puntos múlti-
101a	Tierra de protección	X	X	X
102	Tierra de señalización ó retorno común.	X	X	X
103	Transmisión de Datos	X	X	X
104	Recepción de Datos	X	X	X
105	Peticion para transmitir (RTS)	-	Obs. 2 X	X
106	Preparado para transmitir (CTS)	X	X	X
107	Aparato para Datos preparado. (DSR)	X	X	X
108/1	Conectos de Datos	(Obser. 3)X	X	X
108/2	Terminal de Datos preparada. (DTR)	(Obser. 3)X	Obs. 4 X	-
109	Detector de señales	X	X	Obser. 5
125	Indicador de Llamada	X	-	-
126	Selector de la frecuencia de transmisión.	-	-	Obser. 3 X

^aPuede ser excluido si se desea para seguridad local en regulaciones.

Observación 1. - Los circuitos de enlace marcados X deben estar convenientemente terminados, de conformidad con la Recomendación V. 24 en el equipo terminal de Datos y en el equipo de terminación del circuito de Datos.

Observación 2. - En circuito 105 no es necesario cuando se utilizan alternativamente el servicio telefónico y el servicio de Datos en circuitos arrendados punto a punto sin conmutación.

Observación 3. - Este circuito deberá estar en condiciones de -- funcionar como circuito 108/1 (conector de datos) ó como circuito 108/2 (terminal de datos preparada), según como se utilice. En cambio, para la llegada automática, este circuito se empleará sólo como circuito 108/2.

Observaciones 4. - En el caso de un circuito arrendado punto a - punto, puede utilizarse facultativamente un circuito 108/2, cuando se dispone de un servicio alterno Telefonía/Datos.

Observación 5. - El circuito 126 controla las funciones de los circuitos 126 y 127, definidos en la Recomendación V. 24.

b) Tiempos de respuesta de los circuitos 106 y 109.

Definiciones:

1) El tiempo de respuesta del circuito 109 es el período - que transcurre entre el instante en que aparece ó cesa un tono en las terminales de recepción del MODEM del lado de la línea, y el instante en que aparece el correspondiente estado CERRADO ó ABIERTO en el circuito 109.

La frecuencia del tono de prueba debe corresponder a la frecuencia característica de la cifra binaria 1; este tono debe ser generado por una fuente de impedancia igual a la impedancia nominal del MODEM.

El nivel del tono de prueba debe estar dentro de la gama de niveles comprendida entre 1 dB por encima del umbral real de detector de señales de línea recibidas y el nivel máximo admisible de la señal recibida.

En todos los niveles comprendidos en esta gama, los tiempos de respuesta medidos deben estar dentro de los límites especificados.

II) Tiempo de respuesta del circuito 106, es el período que transcurre entre el instante en que aparece el estado CERRADO ó - - ABIERTO.

- En el circuito 105 (cuando exista) y el instante en que aparece el correspondiente estado CERRADO ó ABIERTO en el circuito 106.
- En el circuito 109 (cuando no exista el circuito 105), y el instante en que aparece el correspondiente estado CERRADO ó ABIERTO en el circuito 106.

c) Tiempos de respuesta.

	Observación 1	Observación 2
Circuito 106		
De ABIERTO a CERRADO	20 - 50 ms	400 - 100 ms
De CERRADO a ABIERTO	- 2 ms	- 2 ms
Circuito 109		
De ABIERTO a CERRADO	- 20 ms	300 - 700 ms
De CERRADO a ABIERTO	20 - 80 ms	20 - 80 ms

Observaciones 1. - Estos valores se utilizan en los circuitos - - arrendados punto a punto, sin la posibilidad de pasar alternativamente de la telefonía a la transmisión de Datos, y en las circunstancias arrendados multipunto.

Observaciones 2. - Estos valores se utilizan para el servicio en la red general de conmutación y en los circuitos arrendados punto a punto, con posibilidades de pasar alternativamente de la telefonía a la transmisión de Datos.

d) Umbral del detector de la señal de línea recibida por el canal de Datos.

Nivel de la señal de línea recibida en las terminales del MODEM para todo tipo de conexiones, es decir, circuitos establecidos por la red telefónica general con conmutación y circuitos telefónicos arrendados sin conmutación.

Superior a - 43 dBm circuito 109 en edo. CERRADO

Inferior a - 48 dBm circuito 109 en edo. ABIERTO.

No se especifica el estado del circuito 109 para niveles comprendidos entre - 43 dBm y -48 dBm, salvo si el detector de señales presenta un efecto de histerisis tal que el nivel correspondiente al paso del estado ABIERTO al CERRADO sea por lo menos 2dB superior al nivel correspondiente al paso del estado CERRADO al ABIERTO.

Cuando se conozcan las condiciones de transmisión en circuitos conmutados ó arrendados, las administraciones

podrán modificar, al efectuar la instalación del MODEM, estos - niveles de respuesta del detector de señal de línea recibidas a valores inferiores (por ej. - 33 dBm y - 38 dBm).

e) Bloqueo en el estado binario 1 del circuito 104.

Se proveerán dos modos de funcionamiento en el MODEM:

I) En ausencia del bloqueo, las señales no están sometidas a restricción alguna en el circuito 104.

No hay protección alguna contra ruido, los tonos de supervisión y de control, los fenómenos transitorios de conmutación, etc., que puedan aparecer en el circuito 104.

II) Si se utiliza el bloqueo, el circuito 104 se mantiene en estado de reposo (cifra binaria 1) cuando el circuito 109 está en estado ABIERTO cuando el circuito 109 está en estado CERRADO se suprimer el bloqueo y el circuito 104 - puede responder a las señales de entrada del MODEM.

9. - Se facilitan las informaciones siguientes para ayudar a los constructores de equipo.

a) Las atenuaciones normales en las comunicaciones de -

abonado a abonado, están comprendidas entre 5 y 30 dB a la frecuencia de referencia (800-1000 Hz) suponiendo una atenuación máxima de 35 dB a la frecuencia de 1750 Hz.

b) En el MODEM de Datos, el operador no deberá disponer de ningún dispositivo de ajuste del nivel de transmisión ni de la sensibilidad de recepción.

10. - En caso de interrupción de un circuito arrendado, no se recomienda la utilización de un MODEM no normalizado en el circuito con conmutación establecido en sustitución del circuito arrendado.

APENDICE 3 :

Descripción del diagrama del teléfono comercial.

El diseño del circuito está basado en los requerimientos fijados por TELMEX y está diseñado para el sistema estándar de alimentaciones de 48 V, 2 X 400 ohms, y 48 V, 2 X 250 ohms. El circuito está provisto de regulación automática lograda por elementos no lineales. La intensidad de la regulación está en función de la intensidad de alimentación.

Los componentes del circuito básico del teléfono se muestran en el diagrama de la pág 143.

La impedancia del transmisor T_1 . La impedancia del receptor R y la impedancia de la red de equilibrio N , están conectadas a la impedancia de la línea L , por medio de un transformador que tiene tres embobinados A , B y C .

Descripción del Circuito.

El diagrama de la figura 5 muestra al aparato en posición de colgado; se observa que el teléfono está desconectado de la línea a b y solo el campanario está conectado. Quedando el siguiente circuito:

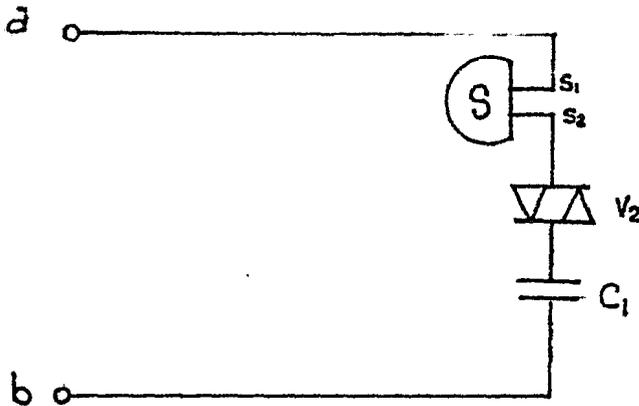


Fig. 1 Circuito de Llamada

Cuando se recibe llamada, entre los contactos "a" y "b" existe un voltaje de 70 ó 90 Vrms. Dependiendo de la central telefónica a la que esté conectado el teléfono.

La corriente de llamada pasa por la campana de baja impedancia $S_1 - S_2$, que es sensible a corrientes mínimas de 5 mA, aunque trabaja normalmente con corrientes de 10 a 20 mA y una frecuencia de 20 Hz. Posteriormente dicha corriente pasa por el varistor V_2 y capacitor C_1 , cerrando la malla.

El voltaje de alterna estará presente sólo cuando exista llamada y el microteléfono (auricular) esté "colgado", ya que cuando se "descuelga" se interrumpe dicho voltaje, mediante un relevador colocado en la central telefónica.

Como se puede observar este circuito es accesible a la corriente alterna que pueda pasar por el condensador, no así a la corriente directa que pueda pasar debido al voltaje de alimentación presente entre a b de valor ya mencionado.

El varistor V_2 sirve para mantener alta impedancia cuando el microteléfono esta colgado.

Para hacer una llamada se levanta el microteléfono; con esta operación los dos juegos de contactos del interruptor de gravedad -- cambian su posición. Hecho esto y obtenido el tono de marcar se está en condiciones de operar el disco. Quedando el circuito: de la Fig. 2.

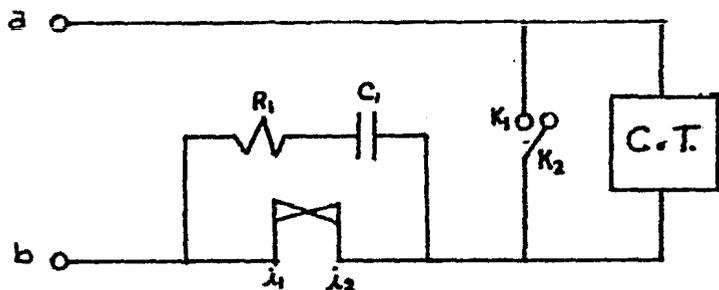


Fig. 2. Circuito de marcar.

Al empezar el giro de izquierda a derecha los contactos K_1 y K_2 normalmente abiertos, cierran para cortocircuitar el circuito de transmisión con el objeto de evitar que se escuchen los pulsos de

marcado y que no tenga intervención ninguna componente del circuito de transmisión.

Cuando se suelta hace que los contactos $i_1 - i_2$ abran y cierren, abriendo un número de veces igual a la cifra marcada.

Una vez que el movimiento del disco termina encontrándose en su posición original, los contactos K_1 y K_2 abren esto se repite en cada número solicitado. Una vez que se termina de marcar, la posición de los contactos es la misma que al principio..

La resistencia R_1 y el capacitor C_1 evitan el desgaste por chispa de los contactos $i_1 - i_2$, ya que proporcionan un camino a la corriente provocada por la tensión en los contactos.

En la conversación se tiene el circuito de la Fig. 3

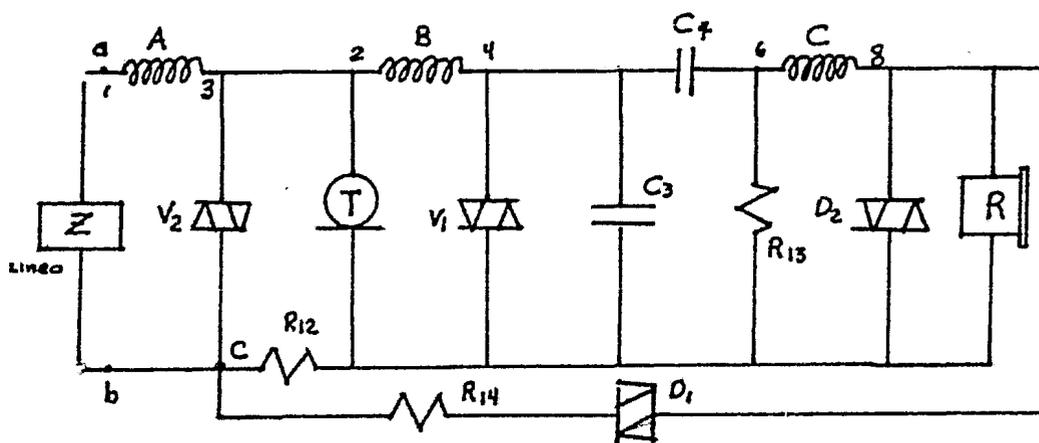


Fig. 3 Circuito de Conversación.

La razón por la cual se usa una conexión en paralelo y no en serie es por que en éste último la corriente de alimentación recorre en serie ambos audifonos y ambos micrófonos y por lo tanto no puede conservarse pura. Cualquier variación en la resistencia del micrófono del abonado que escucha se traduce en una variación en la resistencia total y en la corriente de alimentación que circula por el micrófono del abonado que habla, obteniéndose una distorsión en la voz.

La función del transformador (llamado en telefonía bobina de inducción) es acoplar los teléfonos a la línea, las ventajas que se logran con esto son:

- 1) La corriente de alimentación ya no recorre micrófonos, audifonos y línea, por lo que se evita la pérdida de energía en la línea por el efecto Joule, y que es proporcional al cuadrado de la propia corriente de alimentación.
- 2) No hay pérdida por la resistencia ohmica de los audifonos.
- 3) No hay desmagnetización de los audifonos, ya que si el sentido de la corriente de alimentación es tal que genera en los embobinados de los audifonos un campo magnético contrario al permanente, el campo permanente se debilita, disminuyendo la eficiencia del audifono.

Por otro lado para obtener máxima transmisión de potencia, la impedancia del micrófono, que es el que genera la componente de alterna, debe de ser igual a la impedancia del circuito, que es el elemento consumidor. Para obtener máxima transmisión de potencia de la fuente a la carga.

Cuando las impedancias antes mencionadas no son del mismo valor, se recurre al acoplamiento de impedancias.

Para el caso de micrófono usado en éste circuito la resistencia a corriente directa cuando circulan 30 mA es de 90 ohms y 140 ohms a 1000 Hz.

Los elementos que logran dicho acoplamiento son R_{13} , C_3 y V_1 . Estos básicamente para el efecto local.

El micrófono para ser eficiente requiere que se le suministre un voltaje correcto en forma constante. Y esto no se logra totalmente por estar la resistencia de la línea y el circuito de alimentación, juntamente con el micrófono en el circuito central. Como se muestra en la Fig. 4. Esta eficiencia se logra con el circuito regulador automático de transmisión.

CIRCUITO REGULADOR AUTOMATICO DE TRANSMISION.

El circuito regulador automático de transmisión formado por la resistencia R_{12} , R_{14} , D_1 . Tiene como objetivo restringir el nivel de

de transmisión de emisión y recepción cuando la línea local es -
corta y quedan sin acción cuando la línea es larga.

Ya que entre los puntos "a" y "b" se tiene:

0 ohms ----- 8 a 9 volts y circulan 50 mA

1200 ohms ----- 3 a 4 volts y circulan 22 mA

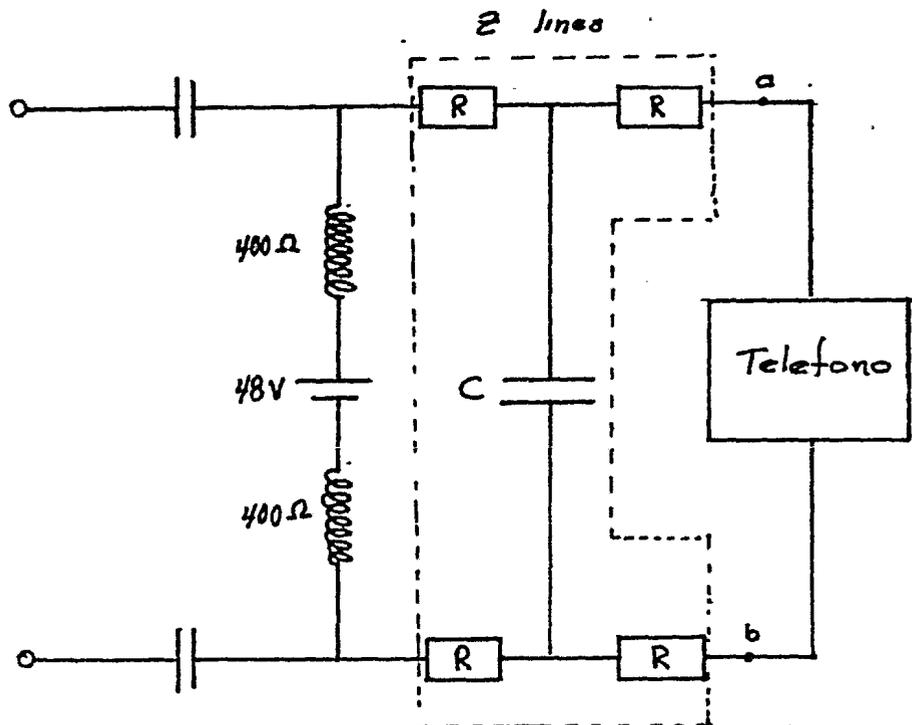


Fig. 4

La regulación de recepción es de aproximadamente 6dB; lo cual -
significa que la recepción se atenúa 6dB., sobre la línea de 0 ohms,

comparado con lo que hubiera sido sin regulación.

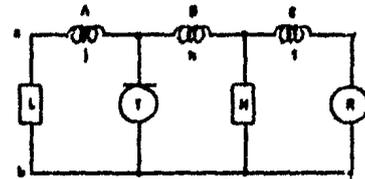
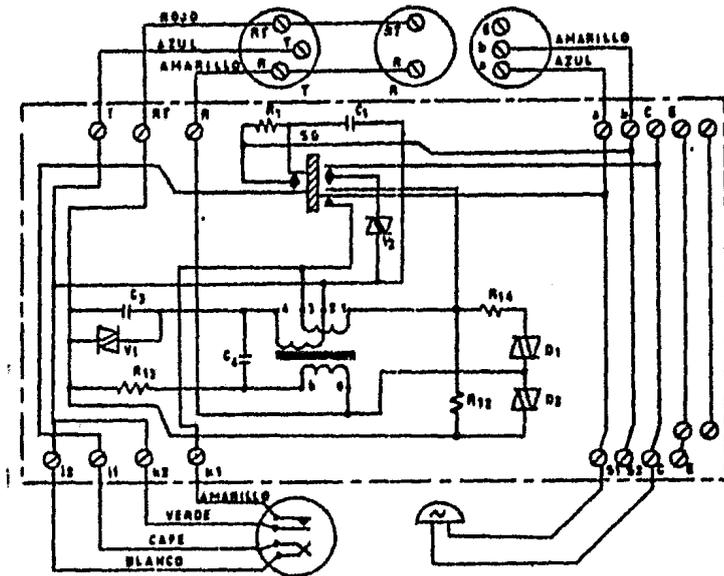
El propósito de la regulación es que la señal captada por el oído mantenga el mismo nivel, independientemente de la longitud de la línea hasta 1200 ohm, incluyendo la atenuación de línea.

Básicamente la corriente a través del dispositivo transmisor deberá ser constante, independiente de la longitud de la línea. Esto se logra con los varistores V_1 y V_2 que son componentes no lineales, cuya conductancia varía, aumentando con la caída de tensión a través del mismo, y que están conectados en paralelo con el micrófono. Cuando aumenta la tensión sobre el micrófono y el componente no lineal también la conductancia del componente aumenta, como resultado de una línea, reducida. De este modo es derivada la corriente no requerida de alimentación - para el micrófono. Se logra una atenuación de 1.5 dB.

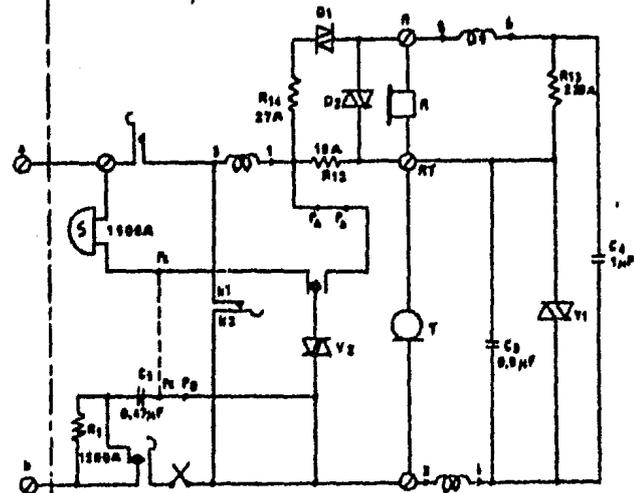
Cuando se detectan de 8 a 9 volts en el punto C Fig. 3 (la resistencia R_{12} lo detecta por la caída de tensión), baja este voltaje momentáneamente hasta 4 volts ya que se deriva la corriente - por la resistencia R_{14} y D_1 .

Por último el diodo D_2 tiene la función de suprimir ruidos en el receptor debido al voltaje de alimentación.

El capacitor C_1 evita el paso de la corriente directa entre los embobinados 2-4 (primario) y 6-8 (secundario), Esto puede verse claro en la Fig. 3 de circuito de conversación.



Circuito Básico



CIRCUITO ELECTRONICO
 DE UN
 TELEFONO COMERCIAL



MOTOROLA

MC6860

10 to 70°C, L or P Suffix

MC6860C

1-40 to 85°C, L Suffix only

0-600 bps DIGITAL MODEM

The MC6860 is a MOS subsystem designed to be integrated into a wide range of equipment utilizing serial data communications.

The modem provides the necessary modulation, demodulation and supervisory control functions to implement a serial data communications link, over a voice grade channel, utilizing frequency shift keying (FSK) at bit rates up to 600 bps. The MC6860 can be implemented into a wide range of data handling systems, including stand alone modems, data storage devices, remote data communication terminals and I/O interfaces for minicomputers.

Bi-channel silicon gate technology permits the MC6860 to operate using a single voltage supply and be fully TTL compatible.

The modem is compatible with the M6800 microcomputer family, interfacing directly with the Asynchronous Communications Interface Adapter to provide low-speed data communications capability.

- Originate and Answer Mode
- Crystal or External Reference Control
- Modem Self Test
- Terminal Interfaces TTL-Compatible
- Full-Duplex or Half-Duplex Operation
- Automatic Answer and Disconnect
- Compatible Functions for 100 Series Data Sets
- Compatible Functions for 1001A/B Data Couplers

MOS

IN-CHANNEL, SILICON GATE!

0-600 bps
DIGITAL MODEM

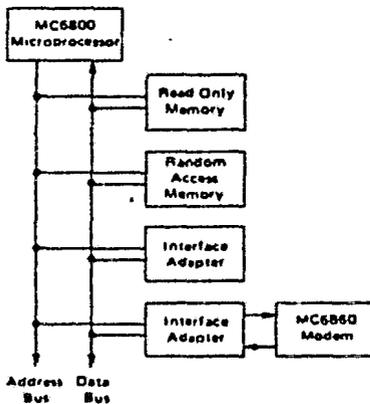


L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 716

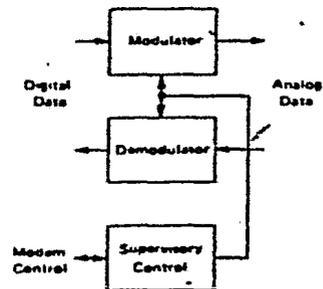
NOT SHOWN

P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 709

**M6800 MICROCOMPUTER FAMILY
BLOCK DIAGRAM**



**MC6860 DIGITAL MODEM
BLOCK DIAGRAM**



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V _{CC}	-0.3 to +7.0	Vdc
Input Voltage	V _{in}	-0.3 to +7.0	Vdc
Operating Temperature Range	T _A	0 to +70	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +150	°C
Thermal Resistance	θ _{JA}	82.5	°C/W

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields; however, it is advised that normal precautions be taken to avoid application of any voltage higher than maximum rated voltages to this high impedance circuit.

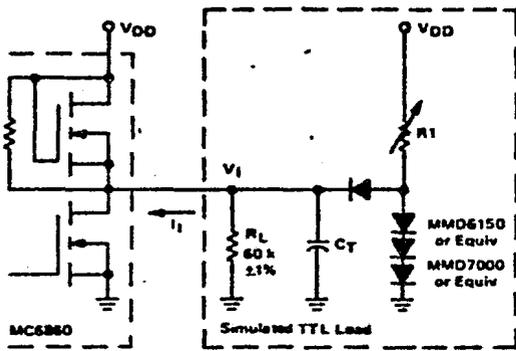
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{DD} = 5.0 ± 0.25 Vdc, all voltages referenced to V_{SS} = 0, T_A = 0 to 70°C, all outputs loaded as shown in Figure 1 unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Output High Voltage, All Inputs Except Crystal	V _{IH}	2.0	-	V _{DD}	Vdc
Output Low Voltage, All Inputs Except Crystal	V _{IL}	V _{SS}	-	0.80	Vdc
Crystal Input Voltage (Crystal Input Driven from an External Reference, Input Coupling Capacitor = 200 pF, Duty Cycle = 50 ± 5%)	V _{in}	1.5	-	2.0	V _{p-p}
Input Current (V _{in} = V _{SS}) All Inputs Except R _x Car, T _x Data, T _D , T _{ST} , R _i , S _H R _i , S _H Inputs	I _{in}	-	-	-0.2 -1.6	mAdc
Input Leakage Current (V _{in} = 7.0 Vdc, V _{DD} = V _{SS} , T _A = 25°C)	I _{IL}	-	-	1.0	μAdc
Output High Voltage, All Outputs Except An Ph and T _x Car (I _{OH1} = -0.04 mAdc, Load A)	V _{OH1}	2.4	-	V _{DD}	Vdc
Output Low Voltage, All Outputs Except An Ph and T _x Car (I _{OL1} = 1.6 mAdc, Load A)	V _{OL1}	V _{SS}	-	0.40	Vdc
Output High Current, An Ph (V _{OH2} = 0.8 Vdc, Load B)	I _{OH2}	0.30	-	-	mAdc
Output Low Current, An Ph (V _{OL2} = 0, Load B)	I _{OL2}	-	-	0.30	mAdc
Input Capacitance (f = 0.1 MHz, T _A = 25°C)	C _{in}	-	5.0	-	pF
Output Capacitance (f = 0.1 MHz, T _A = 25°C)	C _{out}	-	10	-	pF
Transmit Carrier Output Voltage (Load C)	V _{CO}	0.20	0.35	0.50	V(RMS)
Transmit Carrier Output 2nd Harmonic (Load C)	V _{2H}	-25	-32	-	dB
Input Transition Times, All Inputs Except Crystal (Operating in the Crystal Input Mode from 10% to 90% Points)	t _r t _f	- -	- -	1.0* 1.0*	μs
Input Transition Times, Crystal Input (Operating in External Input Reference Mode)	t _r t _f	- -	- -	30 30	ns
Output Transition Times, All Outputs Except T _x Car (From 10% to 90% Points)	t _r t _f	- -	- -	5.0 5.0	μs
V _{DD} Supply Current (All Inputs at V _{SS} and All Outputs Open)	I _{DD}	-	30	65	mAdc

*Maximum Input Transition Times are < 0.1 x Pulse Width or the specified maximum of 1.0 μs, whichever is smaller.

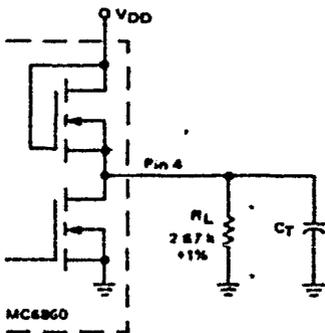
FIGURE 1 - OUTPUT TEST LOADS

Load A - TTL Output Load for Receive Break, Digital Carrier, Mode, Clear-to-Send, and Receive Data Outputs

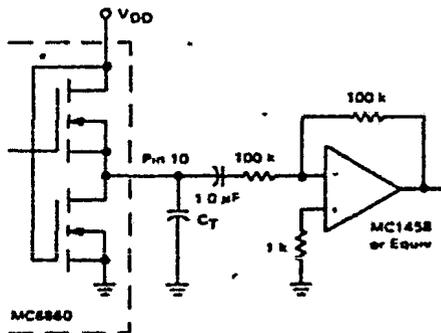


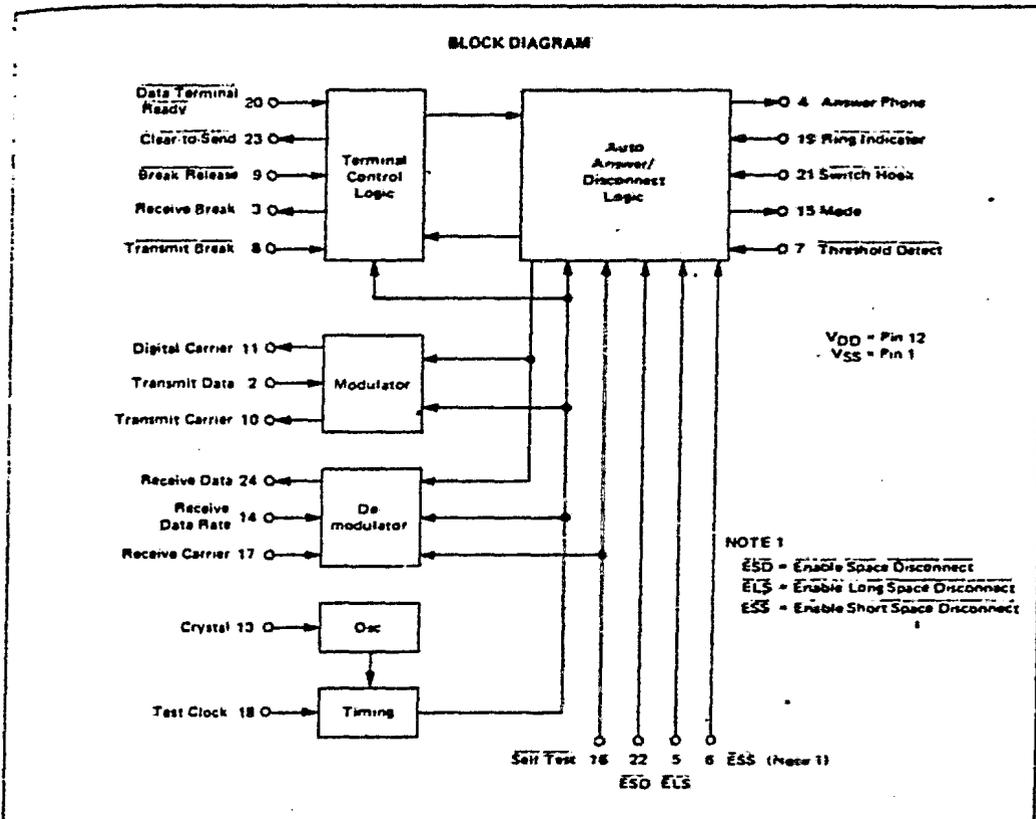
$C_T \approx 20$ pF = total parasitic capacitance, which includes probe, wiring, and load capacitances
 R_1 is adjusted for $I_1 = 1.5$ mA at $V_1 = 0.4$ V when output node is disconnected.

Load B - Answer Phone Load



Load C - Transmit Carrier Load





DEVICE OPERATION*

GENERAL

Figure 2 shows the modem and its interconnections. The data to be transmitted is presented in serial format to the modulator for conversion to FSK signals for transmission on the telephone line. The modulator output is buffered before driving the line.

The FSK signal from the remote modem is received via the telephone line and filtered to remove extraneous signals such as the local Transmit Carrier. This filtering can be either a bandpass which passes only the desired band of frequencies or a notch which rejects the known interfering signal. The desired signal is then limited to preserve the axis crossings and fed to the demodulator where the data is recovered from the received FSK carrier.

The Supervisory Control provides the necessary commands and responses for handshaking with the remote modem, along with the interface signals to the data coupler and communication terminal. If the modem is a built-in unit, all input/output (I/O) logic need not be RS 232

compatible. However, if the modem is a stand alone unit the computer modem I/O interface must conform to the EIA specification. The use of MC1488 and MC1489A line drivers and receivers will provide the required interface.

Answer Mode

Automatic answering is first initiated by a receipt of a Ring Indicator (RI) signal. This can be either a low level for at least 51 ms as would come from a CBS data coupler, or at least 20 cycles of a 20 47 Hz ringing signal (low level = 50% of the duty cycle) as would come from a CBT data coupler. The presence of the Ring Indicator signal places the modem in the Answer Mode, if the Data Terminal Ready line is low, indicating the communication terminal is ready to send or receive data, the Answer Phone output goes high. This output is designed to drive a transistor switch which will activate the Off Hook (OH) and

*See Tables 1 and 2 for delay time tolerances.

MC6860

Data Transmission (DA) relays in the data coupler. Upon answering the phone the 2225-Hz Transmit Carrier is turned on.

The originate modem at the other end detects this 2225-Hz signal and after a 450 ms delay (used to disable any echo suppressors in the telephone network) transmits a 1270 Hz signal which the local answering modem detects, provided the amplitude and frequency requirements are met. The amplitude threshold is set external to the modem chip. If the signal level is sufficient the TD input should be low for 20 μ s at least once every 32 ms. The absence of a threshold indication for a period greater than 51 ms denotes the loss of Receive Carrier and the modem begins hang-up procedures. Hang-up will occur 17 s after RI has been released provided the handshaking routine is not re-established. The frequency tolerance during handshaking is ± 100 Hz from the Mark frequency.

After the 1270-Hz signal has been received for 150 ms, the Receive Data is unclamped from a Mark condition and data can be received. The Clear-to-Send output goes low 450 ms after the receipt of carrier and data presented to the answer modem is transmitted.

Automatic Disconnect

Upon receipt of a space of 150 ms or greater duration, the modem clamps the Receive Break high. This condition exists until a Break Release command is issued at the receiving station. Upon receipt of a 0.3 s space, with

Enable Short Space Disconnect at the most negative voltage (low), the modem automatically hangs up. If Enable Long Space Disconnect is low, the modem requires 1.5 s of continuous space to hang up.

Originate Mode

Upon receipt of a Switch Hook (SH) command the modem function is placed in the Originate Mode. If the Data Terminal Ready input is enabled (low) the modem will provide a logic high output at Answer Phone. The modem is now ready to receive the 2225 Hz signal from the remote answering modem. It will continue to look for this signal until 17 s after SH has been released. Disconnect occurs if the handshaking routine is not established.

Upon receiving 2225 ± 100 Hz for 150 ms at an acceptable amplitude, the Receive Data output is unclamped from a Mark condition and data reception can be accomplished. 450 ms after receiving a 2225-Hz signal, a 1270-Hz signal is transmitted to the remote modem. 750 ms after receiving the 2225-Hz signal, the Clear-to-Send output is taken low and data can now be transmitted as well as received.

Initiate Disconnect

In order to command the remote modem to automatically hang up, a disconnect signal is sent by the local modem. This is accomplished by pulsing the normally low Data Terminal Ready into a high state for greater than

FIGURE 2 - TYPICAL MC6860 SYSTEM CONFIGURATION

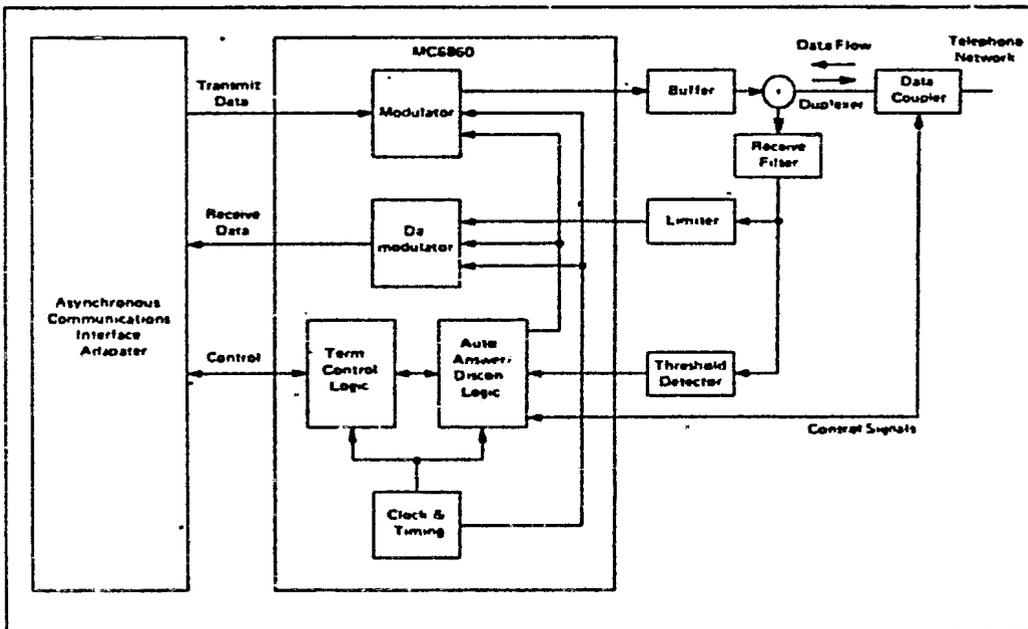
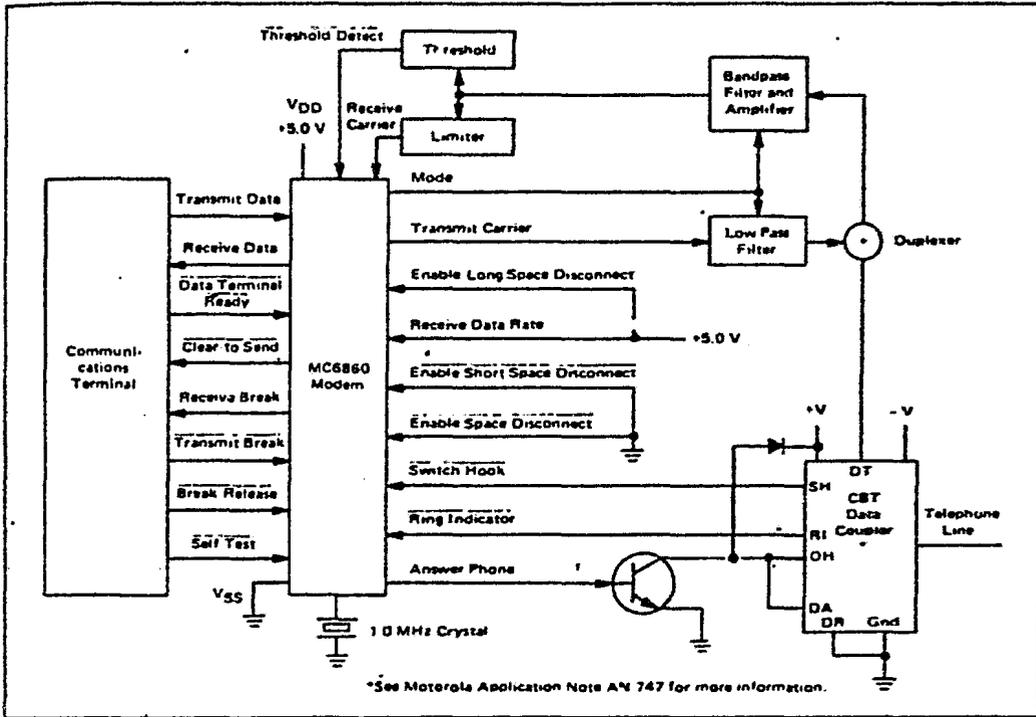


FIGURE 3 - I/O INTERFACE CONNECTIONS FOR MC6860 (ORIGINATE/ANSWER MODE)



34 ms. The local modem then sends a 3 s continuous space and hangs up provided the Enable Space Disconnect is low. If the remote modem hangs up before 3 s, loss of Threshold Detect will cause loss of Clear-to-Send, which marks the line in Answer Mode and turns the carrier off in the Originate Mode.

If ESD is high the modem will transmit data until hang up occurs 3 s later. Receive Break is clamped 150 ms following the Data Terminal Ready interrupt.

INPUT/OUTPUT FUNCTIONS

Figure 3 shows the I/O interface for the low speed modem. The following is a description of each individual signal.

Receive Carrier (Rx Car)

The Receive Carrier is the FSK input to the demodulator. The local Transmit Carrier must be balanced or filtered out prior to this input, leaving only the Receive Carrier in the signal. The Receive Carrier must also be hard limited. Any half cycle period greater than or equal to $429 \pm 10 \mu s$ for the low band or $235 \pm 10 \mu s$ for the high band is detected as a space.

Ring Indicator (RI)

The modem function will recognize the receipt of a call from the CBT if at least 20 cycles of the 20.47 Hz ringing signal (low level $\geq 50\%$ of the duty cycle) are present. The CBS RI signal must be level converted to TTL according to the EIA RS-232 specification before interfacing it with the modem function. The receipt of a call from the CBS is recognized if the RI signal is present for at least 51 ms. This input is held high except during ringing. A RI signal automatically places the modem function in the Answer Mode.

Switch Hook (SH)

SH interfaces directly with the CBT and via the EIA RS 232 level conversion for the CBS. An SH signal automatically places the modem function in the Originate Mode. SH is low during origination of a call. The modem will automatically hang up 17 s after releasing SH if the hand shaking routine has not been accomplished.

Threshold Detect (TD)

This input is derived from an external threshold detector. If the signal level is sufficient, the TD input must

MC6860

be low for 20 μ s at least once every 32 ms to maintain normal operation. An insufficient signal level indicates the absence of the Receive Carrier; an absence for less than 32 ms will not cause channel establishment to be lost, however, data during this interval will be invalid.

If the signal is present and the level is acceptable at all times, then the threshold input can be low permanently. -

Loss of threshold for 51 ms or longer results in a loss of Clear-to-Send. The Transmit Carrier of the originate modem is clamped off and a constant Mark is transmitted from the answer modem.

Receive Data Rate (Rx Rate)

The demodulator has been optimized for signal-to-noise performance at 300 bps and 600 bps. The Receive Data Rate input must be low for 0-600 bps and should be high for 0-300 bps.

Transmit Data (Tx Data)

Transmit Data is the binary information presented to the modem function for modulation with FSK techniques. A high level represents a Mark.

Data Terminal Ready (DTR)

The Data Terminal Ready signal must be low before the modem function will be enabled. To initiate a disconnect, DTR is held high for 34 ms minimum. A disconnect will occur 3 s later.

Break Release (Brk R)

After receiving a 150 ms space signal, the clamped high condition of the Receive Break output can be removed by holding Break Release low for at least 20 μ s.

Transmit Break (Tx Brk)

The Break command is used to signal the remote modem to stop sending data.

A Transmit Break (low) greater than 34 ms forces the modem to send a continuous space signal for 233 ms. Transmit Break must be initiated only after CTS has been established. This is a negative edge sense input. Prior to initiating Tx Brk, this input must be held high for a minimum of 34 ms.

Enabled Space Disconnect (ESD)

When ESD is strapped low and DTR is pulsed to initiate a disconnect, the modem transmits a space for either 3 s or until a loss of threshold is detected, whichever occurs first. If ESD is strapped high, data instead of a space is transmitted. A disconnect occurs at the end of 3 s.

Enable Short Space Disconnect (ESS)

ESS is a strapping option which, when low, will automatically hang up the phone upon receipt of a continuous space for 0.3 s. ESS and ELS must not be simultaneously strapped low.

Enable Long Space Disconnect (ELS)

ELS is a strapping option which, when low, will automatically hang up the phone upon receipt of a continuous space for 1.5 s.

Crystal (Xtal)

A 1.0 MHz crystal with the following parameters is required to utilize the on chip oscillator. A 1.0 MHz square wave can also be fed into this input to satisfy the clock requirement.

Mode:	Parallel
Frequency:	1.0 MHz \pm 0.1%
Series Resistance:	750 ohms max
Shunt Capacitance:	7.0 pF max
Temperature:	0-70°C
Test Level:	1.0 mW
Load Capacitance:	13 pF

When utilizing the 1.0 MHz crystal, external parasitic capacitance, including crystal shunt capacitance, must be \leq 9 pF at the crystal input. Reliable crystal oscillator start up requires that the VDD power-on transition time be $>$ 15 milliseconds.

Test Clock (TST)

A test signal input is provided to decrease the test time of the chip. In normal operation this input must be strapped low.

Self Test (ST)

When a low voltage level is placed on this input, the demodulator is switched to the modulator frequency and demodulates the transmitted FSK signal. Channel establishment, which occurred during the initial handshake, is not lost during self test. The Mode Control output changes state during Self Test, permitting the receive filters to pass the local Transmit Carrier.

ST	SH	RI	Mode
H	L	H	H
H	H	L	L
L	L	H	L
L	H	L	H

Answer Phone (An Ph)

Upon receipt of Ring Indicator or Switch Hook signal and Data Terminal Ready, the Answer Phone output goes high [(SH + RI) \cdot DTR]. This signal drives the base of a transistor which activates the Off Hook and Data Transmission control lines in the data coupler. Upon call completion, the Answer Phone signal returns to a low level.

Mode

The Mode output indicates the Answer (low) or Originate (high) status of the modem. This output changes state when a Self Test command is applied.

Clear-To-Send (CTS)

A low on the CTS output indicates the Transmit Data input has been unclamped from a steady Mark, thus allowing data transmission.

Receive Data (Rx Data)

The Receive Data output is the data resulting from demodulating the Receive Carrier. A Mark is a high level.

Receive Break (Rx Brk)

Upon receipt of a continuous 150 ms space, the mod-m automatically clamps the Receive Break output high. This output is also clamped high until Clear-to-Send is established.

Digital Carrier (FO)

A test signal output is provided to decrease the chip test time. The signal is a square wave at the transmit frequency.

Transmit Carrier (Tx Car)

The Transmit Carrier is a digitally-synthesized sine wave (Figure 4) derived from the 1.0 MHz crystal reference. The frequency characteristics are as follows:

Mode	Data	Transmit Frequency	Tolerance*
Originate	Mark	1270 Hz	-0.15 Hz
Originate	Space	1070 Hz	0.09 Hz
Answer	Mark	2225 Hz	-0.31 Hz
Answer	Space	2025 Hz	-0.71 Hz

*The reference frequency tolerance is not included.

The proper output frequency is transmitted within 3.0 μ s following a data bit change with no more than 2.0 μ s phase discontinuity. The typical output level is 0.35 V (RMS) into a 100 k-ohm load impedance.

The second harmonic is typically 32 dB below the fundamental (Figure 5).

POWER-ON RESET

Power-on reset is provided on-chip to insure that when power is first applied the Answer Phone output is in the low (inactive) state. This holds the modem in the inactive or idle mode until a SH or RI signal has been applied. Once power has been applied, a momentary loss of power at a later time may not be of sufficient time to guarantee a chip reset through the power on reset circuit.

To insure initial power-on reset action, the external parasitic capacitance on RI and SH should be < 30 pF. Capacitance values > 30 pF may require the use of an external pullup resistor to VDD on these inputs in addition to the pullup devices already provided on chip.

FIGURE 4 — TRANSMIT CARRIER SINE WAVE

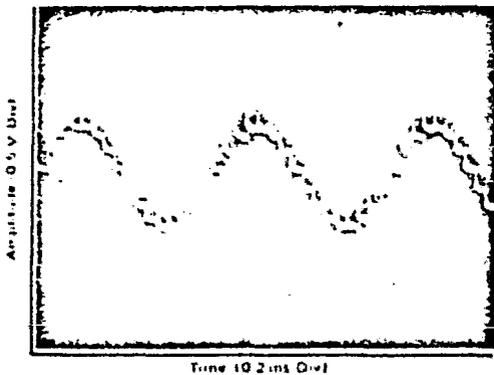
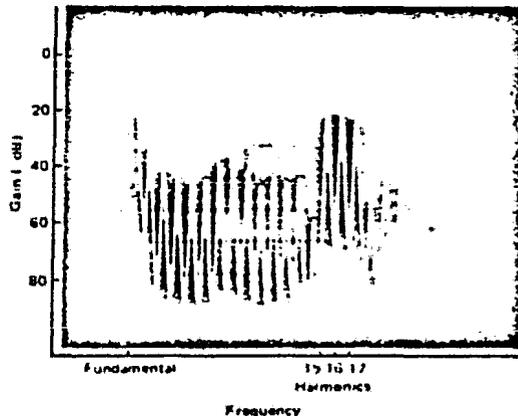


FIGURE 5 — TRANSMIT CARRIER FREQUENCY SPECTRUM



TIMING DIAGRAMS
 FIGURE 6 - ANSWER MODE

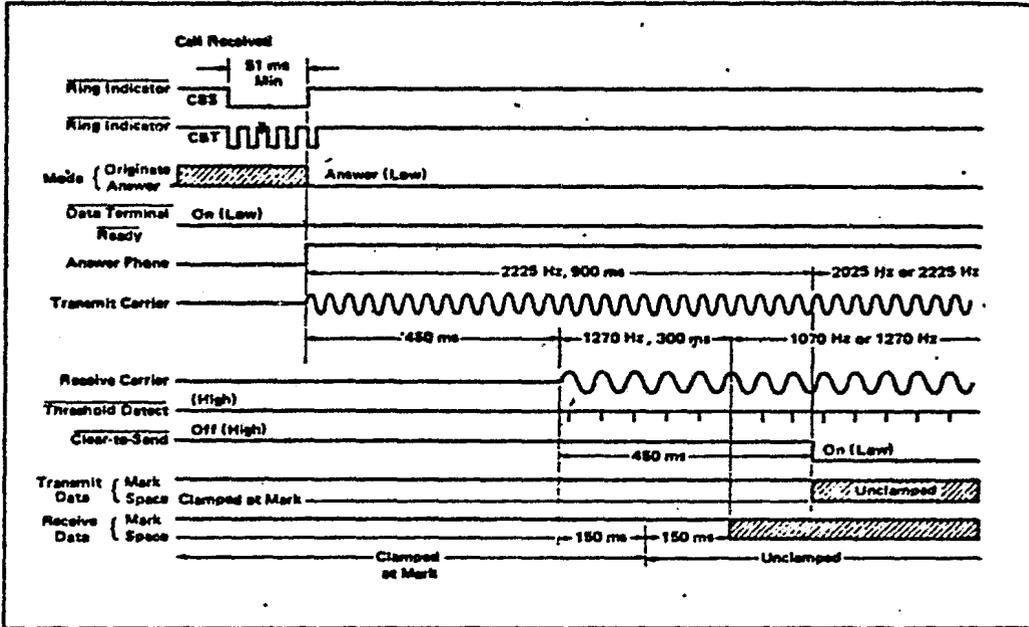


FIGURE 7 - AUTOMATIC DISCONNECT - LONG OR SHORT SPACE

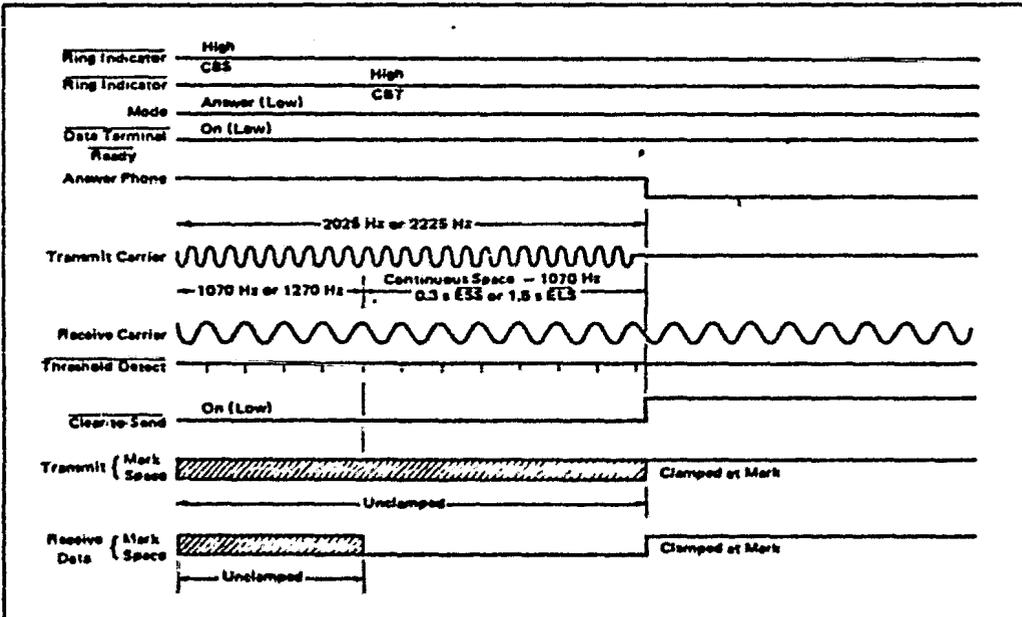


FIGURE 8 - ORIGINATE MODE

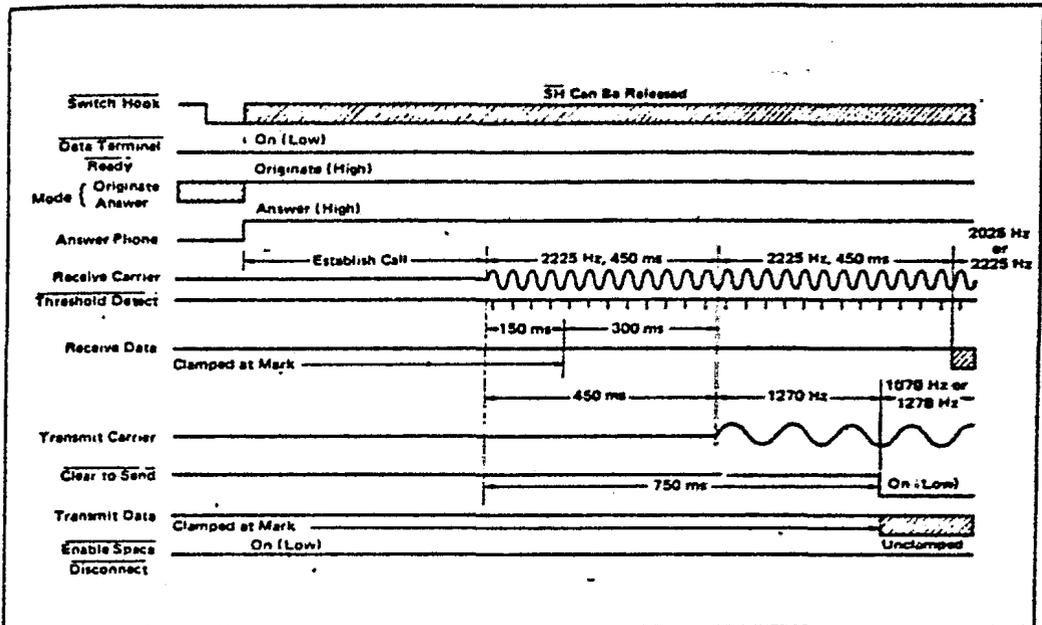


FIGURE 9 - INITIATE DISCONNECT

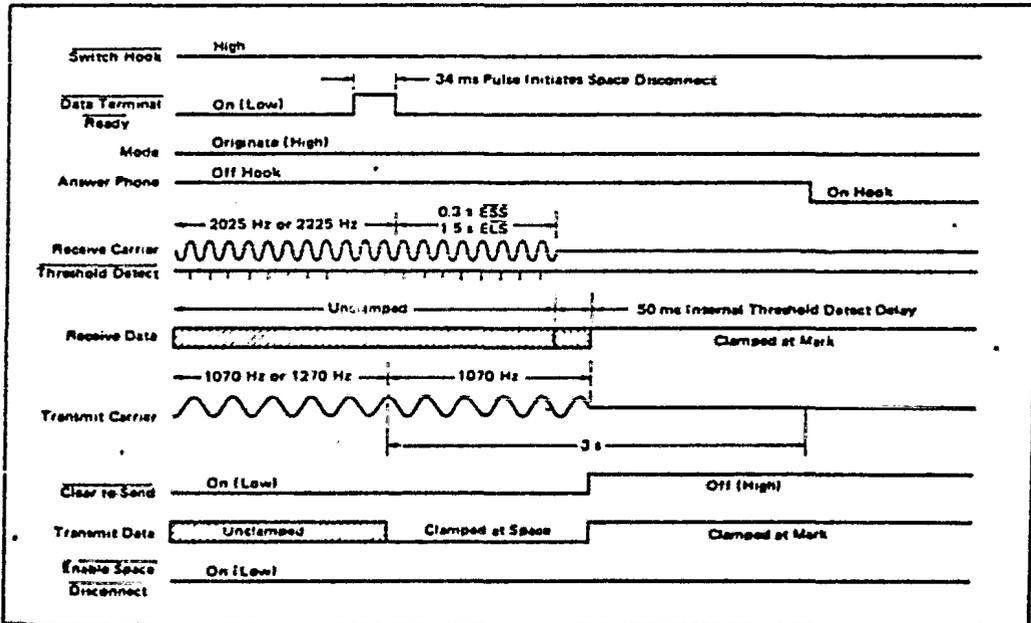


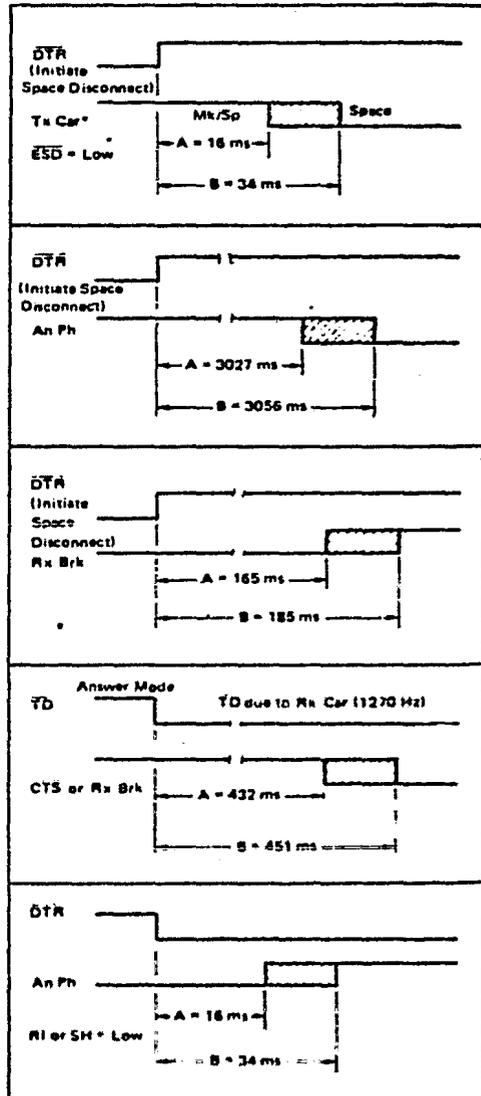
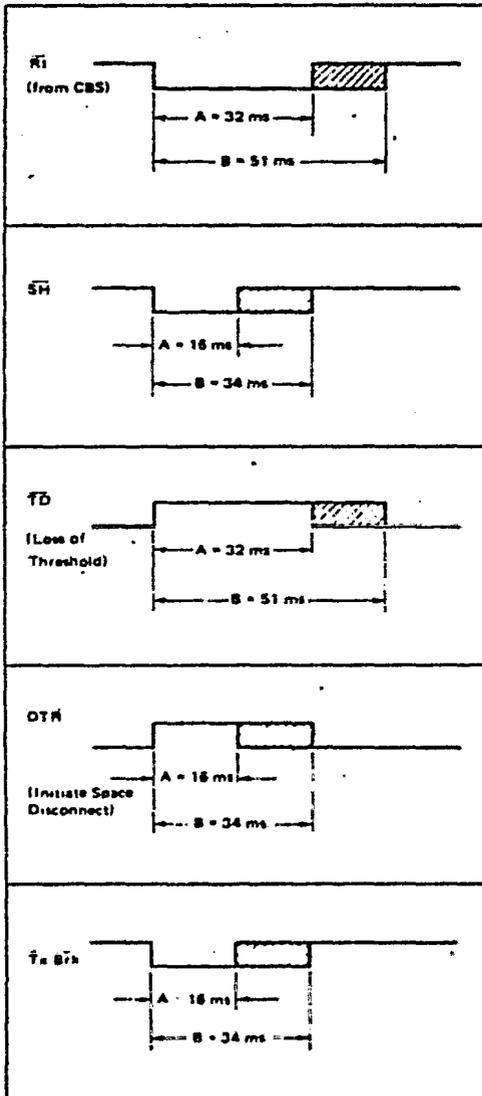
TABLE 1 -- ASYNCHRONOUS INPUT PULSE WIDTH AND OUTPUT DELAY VARIATIONS
 (Time delays specified do not include the 1-MHz reference tolerance.)

Due to the asynchronous nature of the input signals with respect to the circuit internal clock, a delay variation or input pulse width requirement will exist. Time delay A is the maximum time for which no response will occur. Time delay B is the minimum time required to guarantee an input response. Input signal widths in the cross hatched region (i.e., greater than A but less than B) may or may not be recognized as valid.

For output delays, time A is the minimum delay before an output will respond. Time B is the maximum delay for an output to respond. Output signal response may or may not occur in the cross hatched region (i.e., greater than A but less than B).

INPUT PULSES

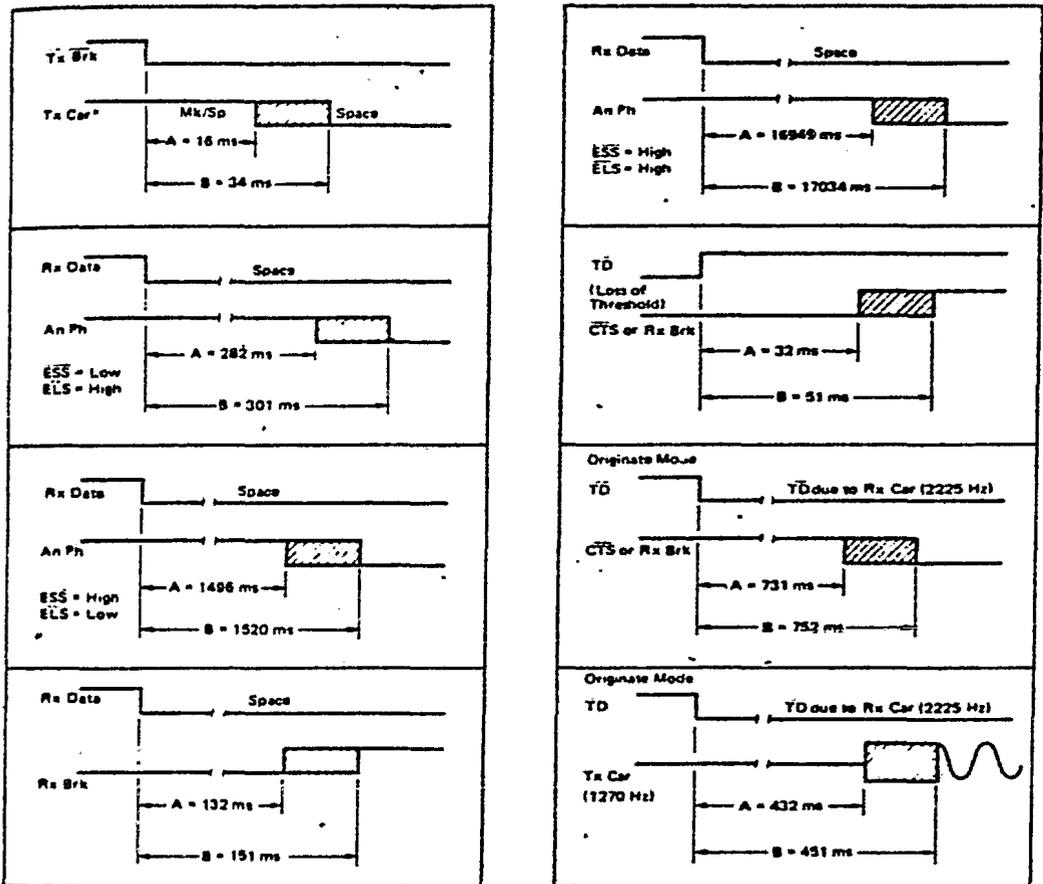
OUTPUT DELAYS



* Digital Representation

(continued)

TABLE 1 - OUTPUT DELAY VARIATIONS (continued)

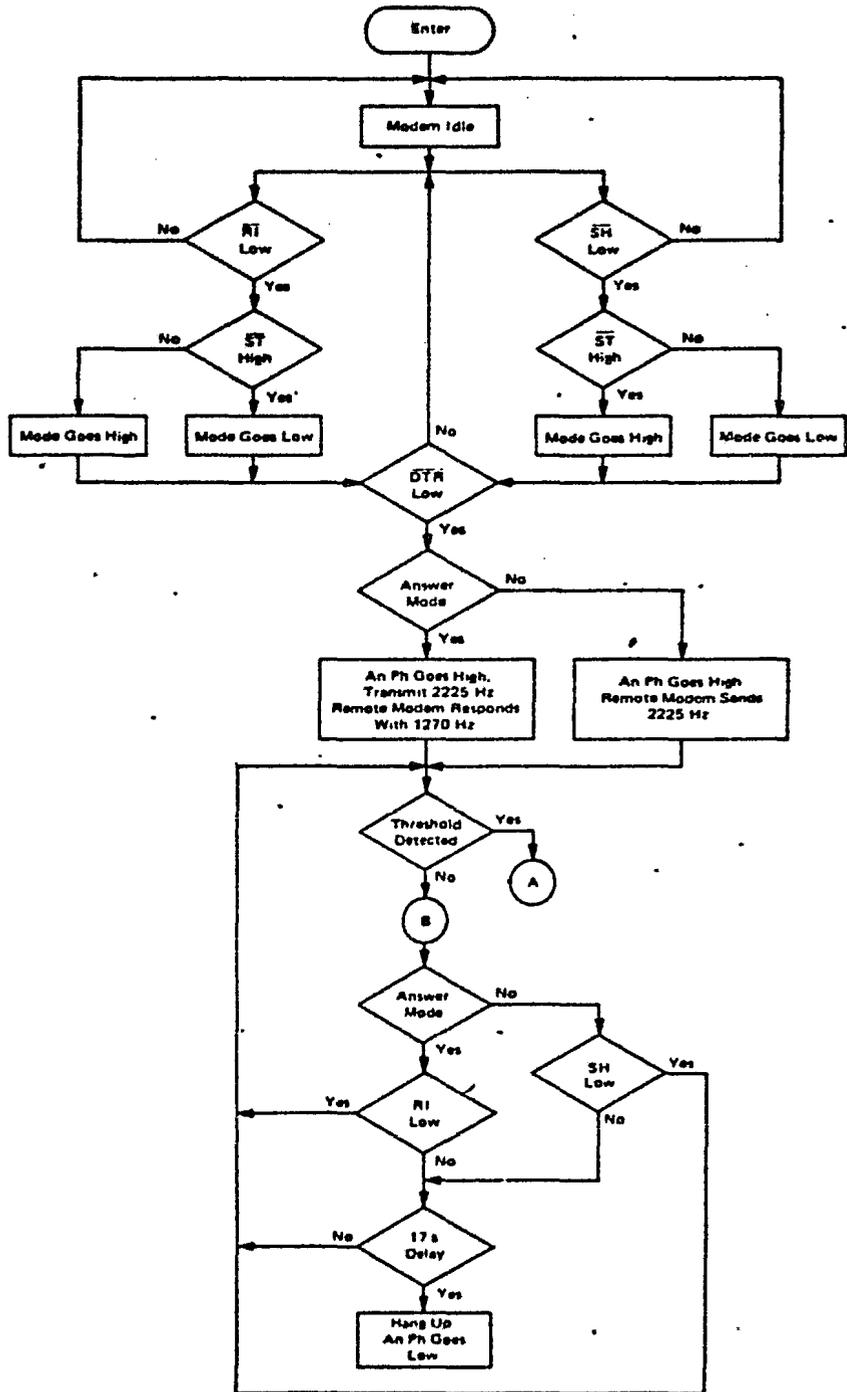


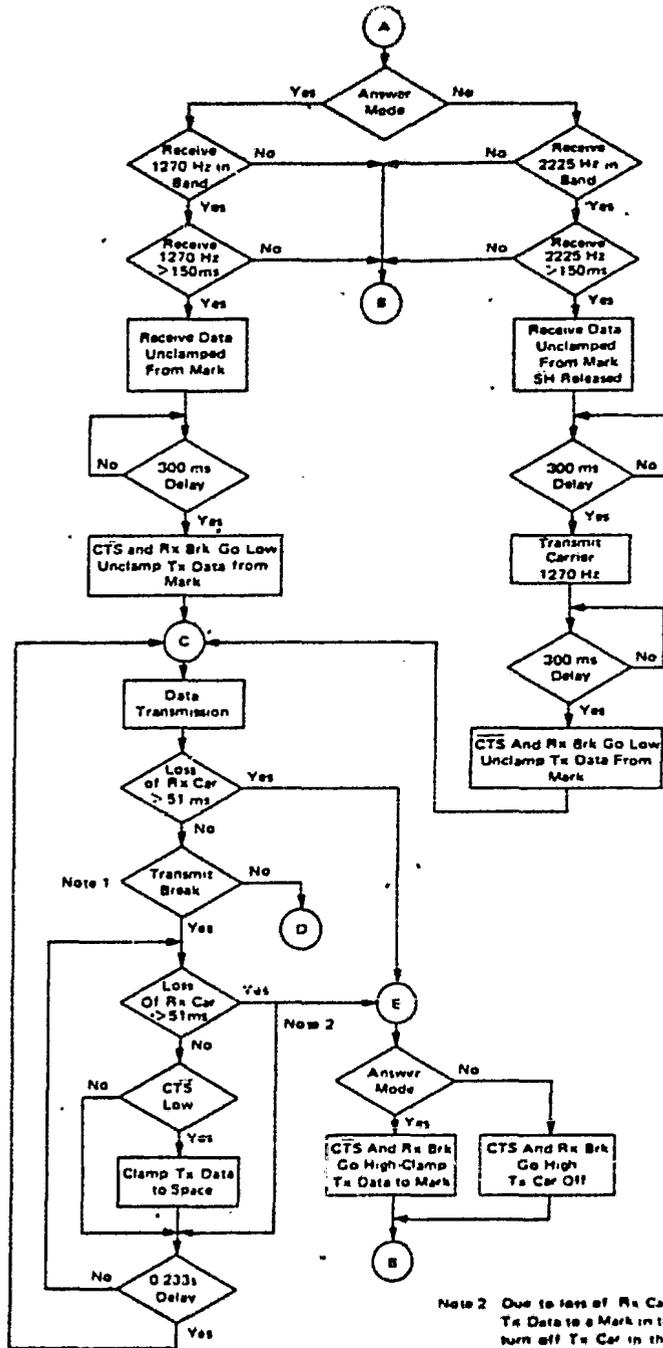
*Digital Representation

TABLE 2 - TRANSMIT BREAK AND DISCONNECT DELAYS

Function Description	Min	Max	Unit
Tx Brk (Space Duration)	232	235	ms
Space Disconnect (Space Duration) (DTR = High, ESD and TD = Low)	3010	3023	ms
Loss of Carrier Disconnect (Measured from positive edge of CTS to negative edge of An Ph with RI, SH, and TD = High)	16965	17034	ms
Override Disconnect (Measured from positive edge of RI or SH to negative edge of An Ph with TD = High)	16916	17101	ms

FIGURE 10 - FLOW DIAGRAM





Note 1 Transmit Break, Initiate Space Disconnect and Receive Space are mutually exclusive events

Note 2 Due to loss of Rx Car, the modem will clamp Tx Data to a Mark in the Answer Mode and will turn off Tx Car in the Originate Mode. If Rx Car is detected before completion of Tx Brk or Initiate Space Disconnect, normal operation of Tx Brk or Initiate Space Disconnect will continue until completion of their respective time delays.

