



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

Facultad de Estudios Superiores Cuautitlán

**Diseño y Construcción de un Tablero de
Prueba para Líneas de Transmisión**

T E S I S

Que para obtener el título de :
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

p r e s e n t a n :

JORGE JUAREZ OLGUIN

RUBEN MENDOZA PARRA

JUAN CARLOS ROA BEIZA

Director de Tesis: **IME Juan Antonio Navarro Martínez**



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

INDICE

	Pag.
<i>Introducción</i>	<i>i</i>
<i>Antecedentes Historicos</i>	<i>iii</i>
CAPITULO I	
<i>Teoría y Características de las Líneas de Transmisión</i>	
<i>1.1 Generalidades</i>	<i>1</i>
<i>1.2 Característica Internas de las Líneas de Transmisión</i>	<i>2</i>
<i>1.2.1 Capacitancia</i>	<i>2</i>
<i>1.2.2 Inductancia</i>	<i>3</i>
<i>1.2.3 Resistencia</i>	<i>4</i>
<i>1.3 Teoría de las Líneas</i>	
<i>1.3.1 Impedancia Característica</i>	<i>4</i>
<i>1.3.2 Atenuación</i>	<i>6</i>
<i>1.3.3 Constante de Propagación</i>	<i>8</i>
<i>1.3.4 Propagación de una Onda en una Línea no Disipativa</i>	<i>9</i>
<i>1.3.5 Propagación de una Onda en una Línea Disipativa</i>	<i>11</i>
<i>1.3.6 Línea de Constantes Distribuidas</i>	<i>13</i>
<i>1.3.7 Cable</i>	<i>15</i>
<i>1.3.8 Línea sin Distorsión</i>	<i>16</i>
<i>1.3.9 Línea de Poca Distorsión</i>	<i>17</i>
<i>1.3.10 Pupinización</i>	<i>19</i>
CAPITULO II	
<i>Simulación</i>	
<i>2.1 Introducción a los Amplificadores Operacionales</i>	<i>21</i>
<i>2.2 Substitución de Bloques Utilizando una Topología Acoplada</i>	<i>26</i>

CAPITULO III.

Simulación de las Líneas

3.1	<i>Simulación de la Línea Infinita con A.O.</i>	32
3.2	<i>Simulación de la Línea de Cable Coaxial con A.O.</i>	44
3.3	<i>Simulación de la Línea Telefónica</i>	55
3.4	<i>Simulación de la Línea Telefónica Pupinizada con A.O.</i>	58
3.5	<i>Circuitos de Ajuste</i>	62

CAPITULO IV

Teoría y Diseño del Frecuencímetro

4.1	<i>Principio de Operación y Características de Diseño</i>	68
4.2	<i>Etapas Condicionadora de Entrada</i>	71
4.3	<i>Base de Tiempo</i>	76
4.4	<i>Contador</i>	77
4.5	<i>Etapas de Control</i>	80
4.6	<i>Sistema Automático de Selección de Escala</i>	84

CAPITULO V

Voltmetro

5.1	<i>Convertidor de Voltaje a Frecuencia</i>	89
5.2	<i>Rectificador de Precisión</i>	93
5.3	<i>Indicador de Signo</i>	96

CAPITULO VI

Medidor de Ganancia y Medidor de Fase

6.1	<i>Teoría y Diseño del Medidor de Ganancia</i>	97
6.2	<i>Teoría y Diseño del Medidor de Fase</i>	103

CAPITULO VII

Selector de Función y Circuitos Impresos

7.1	<i>Etapas de Switcheo</i>	118
7.2	<i>Circuitos Impresos</i>	121

7.3	<i>distribución en el Tablero</i>	122
7.4	<i>Fuente de Alimentación</i>	136
	CONCLUSIONES	137
	BIBLIOGRAFIA	139
	APENDICE	142

INTRODUCCION

Uno de los principales problemas de la educación en todos sus niveles, es el de hacer que los educandos tengan "un profundo interés" en lo que estudian, esto no siempre es posible pues la mayor parte de las veces la educación se da solo en forma teórica, pues la práctica, dentro del proceso educativo es demaciado costosa, siendo pocas veces solucionado este problema.

El proposito de este trabajo, es solucionar en parte este gran problema - entre los iniciados en el estudio de las Comunicaciones, ó, Instrumentación -- Digital. Para esto último, en este trabajo se ha trazado un objetivo principal este es, el de proporcionar una base teórica y práctica para el análisis y diseño de Líneas de Transmisión Simuladas; así como también las bases para el -- diseño de Instrumentos de Medición Digitales.

Este trabajo consiste en el Diseño y Construcción de un Tablero de Prueba que permita medir los distintos parámetros en una línea de transmisión simulada. En este tablero se podrá medir:

- La amplitud y frecuencia de los voltajes de entrada o salida de un circuito cualquiera.
- Se podrá medir la ganancia de cualquier circuito directamente.
- El defasamiento existente entre dos señales cualesquiera de la misma -- frecuencia.

Para poder realizar las mediciones anteriormente descritas, será necesario como primer paso diseñar y construir los circuitos que simulen las diferentes líneas de transmisión que se quieran probar. El segundo paso será diseñar y -- construir los instrumentos de medición que sean necesarios para realizar las me

diciones antes mencionadas. El tablero incluirá Frecuencímetro, Voltmetro, --
medidor de Ganancia y Medidor de Fase.

El diseño de las líneas simuladas y de los instrumentos de medición, se --
hace en base los Amplificadores Operacionales, por lo que se dan algunas de --
las características principales de estos circuitos. Se proponen además las ba --
ses teóricas para la realización de algunos circuitos que emplean amplifica --
dores operacionales.

ANTECEDENTES HISTORICOS

Una breve revisión del desarrollo histórico de la Ingeniería de Transmisión Eléctrica puede ayudar a explicar algunos rasgos de la realidad presente.

El tema tiene comienzo a principios del siglo XVIII cuando Stephen Gray descubrió que el fenómeno de atracción electrostática de pequeñas partículas de materia podría ocurrir en el extremo de una cuerda húmeda de varios centenares de pies de largo, cuando un cuerpo cargado electrostáticamente se sostenía al otro extremo. El concluyó que se transmitía "Fluido Eléctrico" a través de la línea.

Solamente transcurrieron 24 años, después de los experimentos de Gray — antes que el inventor propusiera en el "Schals Magazine" de Edimburgo el 17 de febrero de 1753 un sistema de comunicación eléctrica, a través de distancias considerables, empleando una línea de transmisión con 26 alambres paralelos, soportados a intervalos de 60 pies por aislantes de vidrio. Una secuencia de letras sería transmitida usando la técnica de Gray. Entre 1770 y 1830 algunos sistemas telegráficos electrostáticos fueron construidos en varias partes del mundo, a través de alguna millas de distancia.

El descubrimiento de la pila química por Volta en 1800 y el descubrimiento del efecto magnético de una corriente por Oersted en 1820 fueron usados — en los telégrafos magnéticos experimentales de Gauss, Henry y otros, en los primeros años de la década 1830 - 1840, estos fueron seguidos por el primer telégrafo electromagnético comercial Wheatston u Cook en 1839, y el de Morse en 1844. En ambos casos, líneas de transmisión de alambre aislado fueron probados primero con resultados regulares y entonces se adoptaron rápidamente líneas de transmisión de alambre desnudo sobre postes y árboles.

A medida que se extendieron las líneas telegráficas terrestres, fue necesario tender cables bajo el agua, a través de ríos, lagos y otras grandes extensiones de agua. El funcionamiento de circuitos telegráficos bajo el agua — pronto reveló un nuevo fenómeno de transmisión, el de la distorsión de la señal. Los patrocinadores fueron estimulados naturalmente, por la perspectiva de

de que un cable submarino trasatlántico podría proveer el primer enlace de — comunicación entre Europa y América, pero tenían miedo de invertir grandes — cantidades de capital sin alguna garantía. Para tener alguna certeza, ellos — recurrieron a William Thomson, profesor de filosofía natural en la Universi— dad de Edimburgo. Este puede ser el primer caso de asesoría profesional de — gran alcance en la Ingeniería Eléctrica. Thomson llevo a cabo en 1855 el — primer análisis de circuito distribuido de una línea de transmisión uniforme. Representó a el cable por una resistencia en serie con un capacitor en para— lelo uniformemente distribuidas a lo largo de la línea. Comprendió que una — investigación más completa de las propiedades de transmisión del cable, requie— rían la adición de una inductancia distribuida y una conductancia distribuida en paralelo. Por cálculos de prueba, sin embargo encontró que las frecuencias de las señales telegráficas no consideraban los efectos de la inductancia y a partir de medidas sobre muestras de cables, concluyó que la conductancia po— dría mantenerse lo suficientemente baja para poder desprejarse. La invención del teléfono en 1876 hizo evidente inmediatamente algunas otras complicaciones en el uso de las líneas de transmisión para comunicación eléctrica. Las fre— cuencias requeridas para la reproducción de la voz eran centenares de veces más altas que las usadas en telegrafía. Se hicieron ensayos de telefonía entre ciudades por medio de líneas telegráficas de la época, que consistían en alam— bres sencillos de hierro con la tierra como circuito de retorno, pero fallaron por el bajo nivel y la falta de legibilidad de las señales eléctricas.

El responsable de una análisis matemático más completo de la propagación de las señales en líneas de transmisión fue Oliver Heaviside uno de los más no— tables ingenieros matemáticos de todos los tiempos (1850 - 1924). Sus publica— ciones sobre líneas de transmisión, teoría de circuitos eléctricos, análisis vectorial, cálculo operacional, teoría de campos electromagnéticos y otros nu— merosos temas hicieron mucho para poder definir y establecer los métodos teó— ricos avanzados de la Ingeniería Eléctrica Moderna.

A fines del siglo XIX, el análisis y la experiencia habían indicado que el circuito telefónico en frecuencias de audio, funcionaba mejor al ser cons— truido de dos alambres de cobre largos, de baja resistencia y bien aislados, montados separadamente con líneas de alambre descubierto y sobre postes. El,

uso del retorno por tierra fue abandonado. A partir de sus ecuaciones Heaviside había notado que en las líneas más prácticas, las señales de la voz de debían propagar con pérdidas reducidas y con mayor fidelidad, si la inductancia distribuida de la línea se podía aumentar sin cambiar los otros coeficientes distribuidos. En los Estados Unidos, Mitchel Pupino y George Cambell decidieron en 1900 que una alternativa práctica del difícil proceso de incrementar la inductancia de una línea podría ser la inclusión de bobinas de baja resistencia a intervalos de una milla a largo de una línea.

El micrófono de carbón de telefonía es un amplificador electromagnético cuya potencia eléctrica de salida puede ser mil veces mayor que la potencia mecánica del sonido de entrada. Desde 1890 en adelante se hicieron muchos esfuerzos para desarrollar esta propiedad en la unidad amplificadora y que pudiera ser incrustada en las líneas telefónicas largas para contrarrestar los efectos de resistencia y conductancia.

En este momento crítico del progreso de la comunicación eléctrica Lee de Forest ofreció en 1912, a la industria telefónica, su primitivo amplificador de triodo, que había inventado en 1907. Dos años de investigación intensa en laboratorios mejoraron el dispositivo hasta el punto de hacer de la telefonía transcontinental un realizable en 1915. Con los amplificadores de vacío las pérdidas en las líneas, con pequeños conductores, se podía contrarrestar económicamente con la ganancia estable del amplificador, y la distorsión se podía reducir a un valor deseado por medio de redes que igualaron las características de la línea a través de cualquier rango de frecuencias de la señal.

El interés militar en los tubos electrónicos y sus circuitos asociados, durante la primera guerra mundial, aceleró el desarrollo de los amplificadores, filtros y otros dispositivos, y ayudó a realizar en 1919 la primera instalación de un sistema telefónico de larga distancia con frecuencia portadora en el cual varios canales de audio de un ancho de banda de 9 KHz. eran convertidos a diferentes intervalos de frecuencia más altos para su transmisión.

Probablemente la más grande ironía en la historia de la Ingeniería Eléctrica es el que la técnica del carga de la línea, que fue la salvación de la industria telefónica a larga distancia en el primer cuarto de siglo, había convertido cada línea de transmisión cargada en un filtro pasa bajas incapaz

de transmitir cualquier frecuencia superior de tres o cuatro KHz. y por lo tanto, sin utilidad en sistemas de frecuencia portadora. Entre 1925 y 1940 la mayoría de las bobinas de carga instaladas anteriormente se retiraron.

El progreso durante la guerra condujo a la fundación en los años de 1920 y 1930 de la industria de la radio difusión, usando frecuencias alrededor de 1 MHz., y cuyos principios tecnológicos han tenido solamente cambios pequeños desde ese tiempo. Las exploraciones siguientes de las frecuencias más altas - descubrieron las características extraordinarias de propagación a través del mundo de las "Ondas Cortas" entre 3 y 30 MHz. y los circuitos de radiotelefonía, a estas frecuencias, adaptados en 1930 para el primer servicio telefónico internacional, permanecieron como la única solución comercial al problema durante los siguientes 30 años.

CAPITULO I

TEORIA Y CARACTERISTICAS
DE LAS
LINEAS DE TRANSMISION

1.1 GENERALIDADES

Para el estudio de las líneas de transmisión debemos tener en claro, que estas pueden transportar energía desde potencias del orden de milivatts, hasta potencias grandes (Megarattios) como las empleadas en las grandes industrias, pero - debe tenerse en cuenta que una línea que transporta potencia eléctrica no podrá cumplir con la función de transmitir señales que lleven información y viceversa. Las que transmiten potencia eléctrica, son aquellas que transportan a las grandes urbes la energía eléctrica producida por las centrales eléctricas. Las que transmiten pequeñas señales eléctricas son aquellas que se utilizan en la telefonía, - telegrafía etc., la principal función de estas, es la de transmitir datos para poder establecer una comunicación entre dos puntos.

Pero el estudio y los modelos ideales para su análisis son análogos y la diferencia estriba en la potencia y frecuencias que manejan.

La línea más fácil de estudiar, es la de longitud infinita, del mismo modo - que la manera más fácil de estudiar las ondas del agua, es un canal, o las ondas sonoras en un tubo, ya que en estos tubos o canales no hay reflexión pues estos se extienden infinitamente.

Si bien no existen líneas infinitas en la realidad, las aplicaciones de las mismas son importantes, por tres razones:

- 1.- Muchas líneas reales son tan largas, que, excepto cerca del extremo receptor se comportan como la línea infinita.*

- 2.- Una línea adecuadamente cargada se comporta en toda su longitud como una línea infinita.
- 3.- La propagación de las ondas electromagnéticas en cualquier línea puede deducirse en función de la propagación en una línea infinita de iguales características.

1.2 CARACTERÍSTICAS INTERNAS DE LAS LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.

1.2.1 CAPACITANCIA

Si se aplica a uno de los extremos de la línea una diferencia de potencial " V " entre dos hilos y se mantiene abierto el extremo contrario de la línea, los conductores adquieren una carga eléctrica " q " que es proporcional a la diferencia de potencial aplicada " V " y una constante " C " llamada capacitancia. La carga adquirida por los conductores se representa por medio de la ecuación 1.2.1.1

$$q = C \times V \quad 1.2.1.1$$

Asociado con las cargas eléctricas de los conductores existe un campo eléctrico cuyas líneas de flujo son arcos de círculo que terminan en los dos hilos como puede apreciarse en la fig. (1.2.1.1).

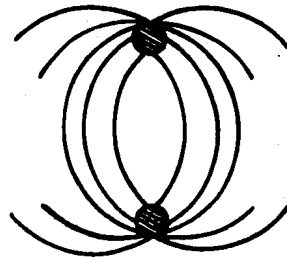
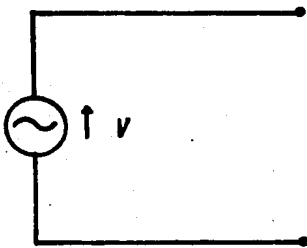


Fig. 1.2.1.1

En otras palabras, la línea se comporta como un condensador, siendo los conductores las placas del condensador y el dieléctrico el aire u otro medio aislante que separe los conductores.

La capacitancia de una línea de transmisión es una función de las dimensiones de los conductores, de la separación entre ellos y la naturaleza del dieléctrico. Si la diferencia de potencial aplicado es una función sinusoidal del tiempo, los conductores cambiarán de polaridad dos veces por ciclo y circulará por ellos una corriente alterna. En las líneas de transmisión cortas y de tensiones relativamente bajas, la corriente capacitiva es generalmente despreciable comparada con la corriente que circula por los conductores debida a la carga alimentada, pero en líneas y cables de alta tensión la corriente capacitiva debe tomarse en cuenta.

1.2.2. INDUCTANCIA.

Supongase ahora que se conecta una carga al final de la línea como se ve en la fig. (1.2.2-1a). La corriente que circulará por los conductores produce un campo magnético como se indica en la fig. (1.2.2-1b).

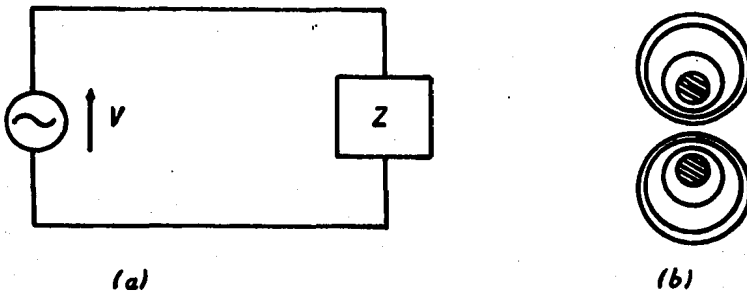


Fig. 1.2.2-1.

Si la intensidad varía en función del tiempo, el campo magnético será también una función del tiempo. Este campo variable induce en los conductores una fuerza electromotriz que se opone a la fuerza electromotriz aplicada al principio de la línea, y cuyo valor está dado por la ec. 1.2.2-1.

$$e = -L \times di / dt$$

1.2.2-1

L es una constante llamada coeficiente de autoinducción o inductancia, y depende de las dimensiones y naturaleza de los conductores y de la separación entre ellos.

La inductancia en las líneas de transmisión tiene una gran importancia en la determinación de las caídas de tensión en las líneas.

1.2.3 RESISTENCIA

Los conductores presentan una resistencia al paso de la corriente eléctrica y causa la conversión de una parte de la energía eléctrica que circula por el conductor en calor, en proporción directa a la resistencia del conductor, y al cuadrado del valor eficaz de la intensidad de la corriente que circula por el conductor. Las pérdidas por segundo están dadas por la ec. 1.2.3-1.

$$P = R_e \times I_e^2 \quad 1.2.3-1$$

Donde:

P Pérdidas de energía por segundo en un conductor. [Watts]

R_e Resistencia efectiva del conductor. [Ohms]

I_e Valor eficaz de la corriente. [Amp.]

La energía consumida en " t " segundos es :

$$W = P \times t = R_e \times I_e^2 \times t \quad \text{Joules} \quad 1.2.3-2$$

Las relaciones anteriores son expresiones matemáticas de la ley de Joule, y determinan la conveniencia de utilizar voltajes de transmisión más elevados para disminuir la magnitud de la corriente y como consecuencia las pérdidas por efecto Joule.

La resistencia de un conductor es directamente proporcional a la resistividad del material de que está hecho, y a la longitud del conductor, e inversamente — proporcional a su sección. Por lo tanto la resistencia es uno de los factores determinantes en la elección del material y del calibre de los conductores.

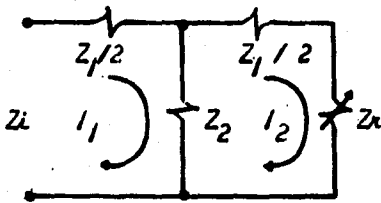
1.3 TEORÍA DE LAS LÍNEAS

1.3.1 IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA

Si a una línea infinitamente larga, se le corta una longitud cualquiera, 100 Km. por ejemplo, la línea seguirá tan larga como antes, ya que cualquier valor — finito al ser sustraído del infinito, dejará inalterable la longitud de la línea infinita.

La impedancia de entrada de cualquier línea infinita, tiene un valor finito debido a la alta capacidad y a la conductancia que están situadas en derivación — entre los conductores.

Esta impedancia, se conoce bajo tres nombres equivalentes: Impedancia Característica, Impedancia Iterativa, ó, Impedancia Neutral, y se designa con el símbolo " Z_0 ". La impedancia de la línea infinita acusa igual valor ante mediciones efectuadas antes y después de quitarse un trozo " L " a la línea infinita, de 100 Km. de longitud. En cualquier trozo de línea infinita las relaciones de tensión y corriente, expresadas por las leyes de Kirchoff, serán dependientes de la magnitud y fase de la impedancia de terminación y no al modo como se ha constituido — dicha terminación. Un trozo de una línea telefónica puede representarse, por una sección " T ", debido a la simetría que existe en ambas direcciones, ya que los — dos trozos en serie serán iguales. Si tal sección " T " fig. (1.3.1-1) se termina en una impedancia variable, " Z_r " y se mide " Z_i ", se obtendrá la gráfica de la fig. (1.3.1-2). Cuando se aumenta Z_r , Z_i aumentará a partir del valor de corto — circuito (Z_{sc}), hacia el valor de circuito abierto (Z_{co}).



$$Z_{sc} = \frac{Z_1}{2} + \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + 2Z_2} \quad 1.3.1-1a$$

$$Z_{co} = \frac{Z_1}{2} + Z_2 \quad 1.3.1-1b$$

Fig. 1.3.1-1.

$$Z_i = \frac{(Z_r + Z_1/2)(Z_2)}{(Z_r + Z_1/2) + Z_2} + \frac{Z_1}{2} = \frac{2Z_r Z_2 + Z_1 Z_2}{2Z_r + 2Z_2 + Z_1} + \frac{Z_1}{2} \quad 1.3.1-2$$

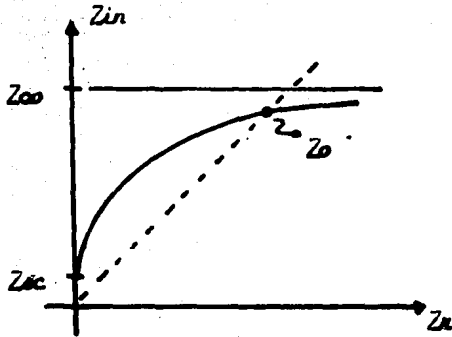


Fig. 1.3.1-2.

Para un valor de Z_L , y solo uno, Z_L será igual a Z_i .

Se ha demostrado que cuando se termina una línea en una impedancia característica Z_0 , la impedancia de entrada es también Z_0 . Este valor se obtiene de la fig. (1.3.1-2), por la intersección de la curva de impedancia con la recta a 45° , Z_L igual a Z_i , esta igualdad puede utilizarse para calcular Z_0 , y Z_i será también Z_0 , entonces de la ec. 1.3.1-2 resulta.

$$Z_0 = Z_i = \frac{(Z_0 + Z_1 / 2)(Z_2)}{(Z_0 + Z_1 / 2) + Z_2} + \frac{Z_1}{2} \quad 1.3.1-3a$$

Despejando Z_0 obtenemos:

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 \times Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}} \quad \Omega \quad 1.3.1-3b$$

Si se multiplica Z_{oc} y Z_{sc} :

$$(Z_{sc})(Z_{oc}) = \left[\frac{Z_1 \times Z_2}{Z_1 + 2Z_2} + \frac{Z_1}{2} \right] \left[\frac{Z_1}{2} + Z_2 \right] = \frac{Z_1^2}{4} + Z_1 \times Z_2$$

$$Z_0 = Z_{oc} \times Z_{sc} = \sqrt{Z_1 \times Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}} \quad \Omega \quad 1.3.1-4$$

1.3.2 ATENUACION

Si una sección "T" termina en Z_0 y se aplica una tensión E_1 a los puertos de entrada, circulará una corriente de entrada I_1 , la corriente y la tensión de salida I_2 y E_2 serán generalmente inferiores a I_1 y E_1 respectivamente

Llamaremos a alfa (α), a la relación I_1 / I_2 , siendo:

$$\frac{E_1}{I_1} = \frac{E_2}{I_2} = Z_0 \quad ; \quad \alpha = \frac{E_1}{E_2} = \frac{I_1}{I_2} \quad 1.3.2-1$$

Si se conectan varias secciones T similares de impedancia característica Z_0 en cada sección individual terminará en Z_0 , como se muestra en la fig. (1.3.2-1), y la relación entre la corriente de entrada y la de salida de cada sección será siempre α , entonces:

$$\alpha = \frac{I_1}{I_2} = \frac{I_2}{I_3} = \frac{I_3}{I_4} = \frac{I_4}{I_5} \quad 1.3.2-2$$

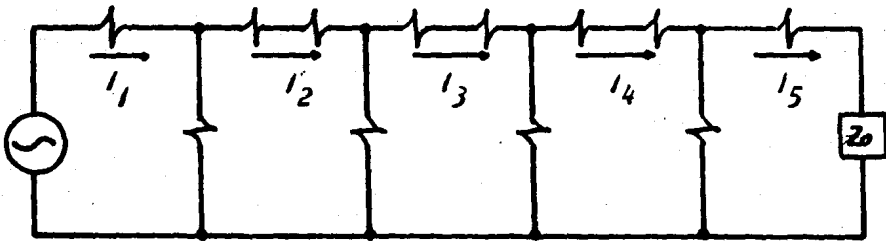


Fig. 1.3.2 - 1.

Para hallar la relación entre I_1 / I_5 se multiplican entre sí los miembros de la ec. 1.3.2-2 y obtenemos:

$$\alpha^4 = \frac{I_1}{I_2} \times \frac{I_2}{I_3} \times \frac{I_3}{I_4} \times \frac{I_4}{I_5} = \frac{I_1}{I_5} \quad 1.3.2-3$$

Para "n" secciones tenemos:

$$\alpha^n = \frac{I_1}{I_{n+1}} \quad 1.3.2-4$$

Donde \mathcal{L}^n es el coeficiente de atenuación.

1.3.3 CONSTANTE DE PROPAGACION

La relación I_1 / I_2 es generalmente un número complejo, que indica un cambio, tanto en magnitud como en fase. El número de decibelios o nepers se computa — teniendo en cuenta solamente, la relación entre valores absolutos. La relación — de las corrientes de una sección T que termina sobre una impedancia Z_0 , fig. (1.3.1-1), cuando Z_L es igual a la impedancia característica, es según se muestra a continuación:

$$\frac{I_1}{I_2} = \left[\frac{Z_1}{2} + Z_2 + Z_0 \right] / Z_2$$

Ordenandola:

$$\frac{I_1}{I_2} = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} + \frac{Z_0}{Z_2} \quad 1.3.3-1a$$

Expresandola como una potencia de "e", la relación se transforma en:

$$e^{\gamma} = \frac{I_1}{I_2} = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} + \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2} + \left[\frac{Z_1}{2Z_2} \right]^2} \quad 1.3.3-1b$$

Donde γ es generalmente un número complejo. La constante γ se llama Constante de Propagación, δ , Constante Compleja de Atenuación, sus partes real o imaginaria se definen por la relación 1.3.3-2

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

$$\gamma = \ln \left[1 + \frac{Z_1}{2Z_2} + \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2} + \left[\frac{Z_1}{2Z_2} \right]^2} \right] \quad 1.3.3-2$$

Si la parte comprendida entre los corchetes se expresa en forma polar: A / β - donde A es el valor absoluto y β el argumento, se tiene:

$$\gamma = \ln A e^{j\beta} = \ln A + \ln e^{j\beta}$$

$$\gamma = \ln A + j\beta$$

1.3.3-3

Como la parte real de esta ecuación debe ser igual a la parte real de la ec. 1.3.3-1b entonces:

$$\alpha = \ln A = \ln \frac{|I_1|}{|I_2|} \quad 1.3.3-4$$

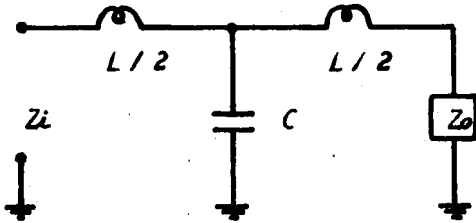
La relación entre las corrientes I_1 e I_2 consta por lo tanto de dos factores e^{α} que representa un cambio de magnitud y el factor $e^{j\beta}$ que según la teoría de los números complejos representa un corrimiento de fase sin cambio de magnitud. α se llama constante de atenuación, y β constante de longitud de onda.

Un circuito de puras resistencias posee constante de atenuación, pero no constante de longitud de onda, por lo tanto no existe defase.

Un circuito de reactivas puras puede tener un valor de β pero no de α .

1.3.4 PROPAGACION DE UNA ONDA EN UNA LINEA NO DISIPATIVA

Considerese el caso de una sección T formada por reactivas puras como se observa en la fig. (1.3.4-1).



$$Z_1 = j\omega L$$

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$$

Fig. 1.3.4-1.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{WL}{WC} - \frac{L^2 W^2}{4}} = \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{L^2 W^2}{4}}$$

Si $L/C \gg \frac{W^2 L^2}{4}$, entonces:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

1.3.4-1

Por lo tanto de la ec. 1.3.3-1a se tiene:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{\frac{JWL}{2} - \frac{J}{WC} + \sqrt{\frac{L}{C} - \frac{W^2 L^2}{4}}}{-J/WC}$$

$$\left| \frac{I_1}{I_2} \right|^2 = \frac{\frac{L}{C} - \frac{W^2 L^2}{4} + \frac{W^2 L^2}{4} - \frac{L}{C} + (W^2 C^2) - 1}{(W^2 C^2) - 1} = 1$$

Se observa que la corriente de salida es igual a la corriente de entrada. — Tal cosa era de esperarse, tratándose de una impedancia característica puramente resistiva. Por cuanto una variación de corriente hubiera significado una pérdida de energía en la transmisión y en los elementos puramente reactivos, ya que estos no pueden disipar energía alguna.

Hay sin embargo un desplazamiento de fase, gracias al cual la corriente y — tensión de salida se atrasan con respecto a la corriente y tensión de entrada. La fig. (1.3.4-2), es un diagrama vectorial de las corrientes y tensiones.

Si se conecta del modo indicado en la fig. (1.3.2-1), una serie de secciones del tipo ilustrado en la fig. (1.3.4-1), la corriente y la tensión en cada uno de los puntos de unión, trabajarán respecto a los valores de la unión precedente. — Por lo tanto, la corriente instantánea a lo largo de tal serie de secciones se — distribuirá en el espacio como una onda senoidal que avanza de izquierda a derecha a medida que pasa el tiempo ver fig. (1.3.4-3).

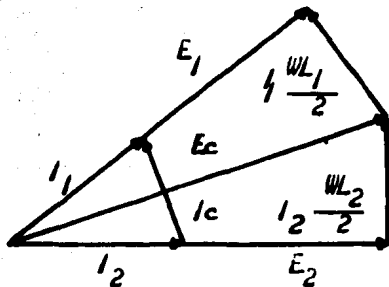


Fig. 1.3.4 - 2

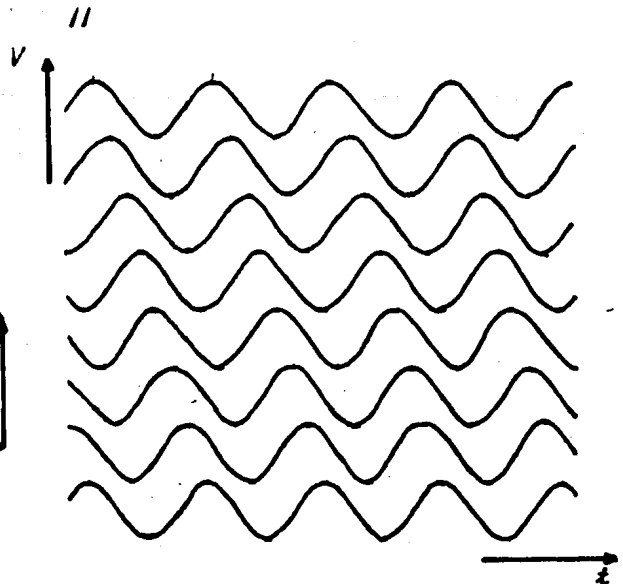


Fig. 1.3.4 - 3

La distancia entre dos máximos pasivos se llama longitud de onda (λ), y ocurre para un número "n" de secciones suficientes para reproducir un retraso de -2π radianes o sea :

$$n\beta = 2\pi \quad 1.3.4-2a$$

Ya que el número correspondiente a una longitud de onda es :

$$n\lambda = \frac{2}{\beta} \quad 1.3.4-2b$$

La constante λ recibe el nombre de longitud de onda, porque permite, precisamente obtener la longitud de onda. La onda se propaga a la carga de la línea a una velocidad definida: de una longitud de onda por ciclo, esta velocidad es :

$$V = n\lambda f = \frac{\omega}{\beta} \quad 1.3.4-3$$

1.3.5 PROPAGACION DE UNA ONDA EN UNA LINEA DISIPATIVA

Si las secciones tienen resistencias en cualquiera de sus ramas, habrá una -

pérdida de potencia, y, la tensión y corriente de salida serán necesariamente inferiores a sus valores respectivos de entrada, tal como se muestra en la fig. — (1.3.5-1), que es un diagrama vectorial. También habrá una diferencia de fase, de modo que la tensión y la corriente variarán en función del tiempo de acuerdo con las curvas de la fig. (1.3.5-2). Si se conectara un amperímetro y un voltmetro en distintos puntos sucesivamente a lo largo de la línea, marcando igual valor en todos los puntos, la línea es no disipativa, ver fig. (1.3.5-3a), mientras que en el caso de una línea disipativa, las lecturas a lo largo de la línea, seguirán la ley mostrada en la fig. (1.3.5-3b).

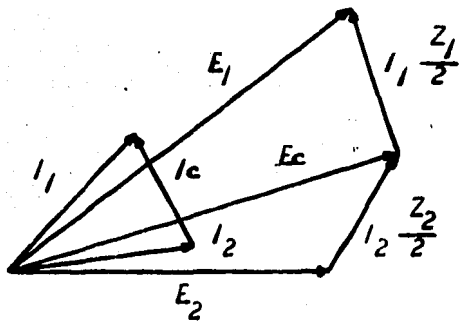


Fig. 1.3.5 - 1

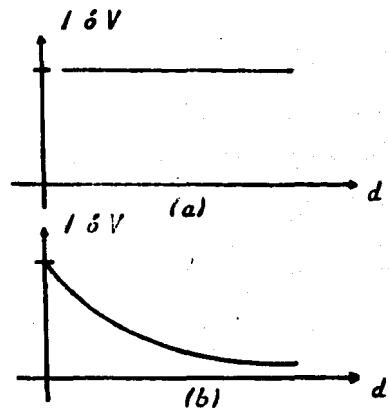


Fig. 1.3.5 - 3

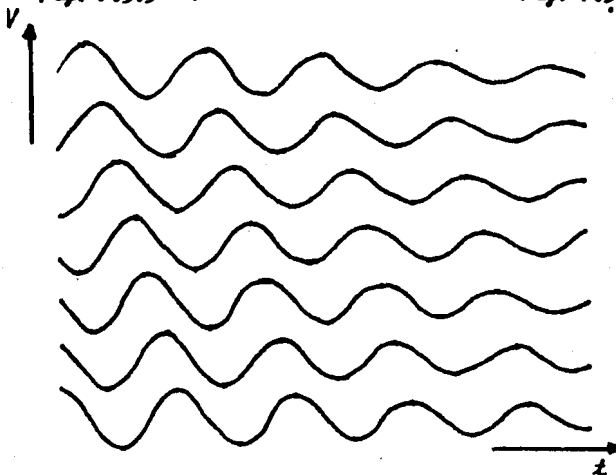


Fig. 1.3.5 - 2

1.3.6 LINEA DE CONSTANTES DISTRIBUIDAS

En una línea real los valores de resistencias, inductancias, capacitancias y conductancias no están concentrados, están regularmente distribuidos a lo largo de la línea. Una sección T simple puede representar a tal línea físicamente. Para construir una línea artificial de características concentradas que simule en un ancho de frecuencias, a la línea real de constantes distribuidas, será necesario dividir la línea en varias secciones. A medida que las magnitudes de las secciones se reducan, la línea artificial presentará características cada vez más próximas a la línea real para todas las frecuencias.

Consideremos un trozo de línea de largo ΔL . Sea $Z \Delta L$ impedancia por unidad de longitud, $Y \Delta L$ admitancia por unidad de longitud.

Una aproximación del trozo de línea ΔL sería entonces el siguiente.

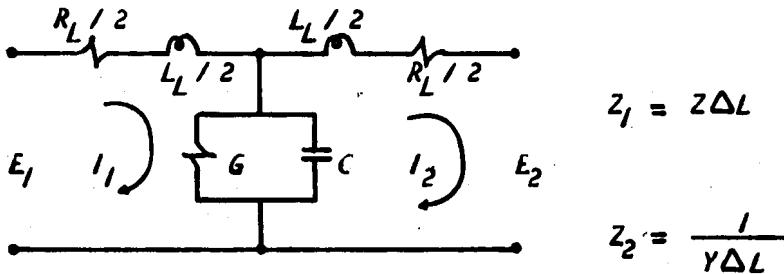


Fig. 1.3.6 - 1

Para encontrar la impedancia característica se aplica la ec. 1.3.1-3b. Para encontrar el valor correspondiente a una línea de constantes distribuidas se hace tender ΔL a cero. En el límite :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \quad 1.3.6-1$$

Que es la ecuación de la impedancia característica de una línea de constantes distribuidas, esta dada en ohms y es independiente de la longitud.

Para encontrar la constante de propagación de una línea de longitud infinita, se reemplazan los valores de la fig. (1.3.6-1), en la ec. 1.3.1-3b. Si un trozo de longitud arbitraria "L" se divide en secciones de longitud ΔL , hará un total de $L/\Delta L$ secciones. La ec. 1.3.3-1b puede desarrollarse mediante el Teorema del Binomio de Newton.

$$(a + b)^{1/2} = a^{1/2} + \frac{a^{-1/2} b}{2} + \frac{a^{-3/2} b^2}{8} + \dots$$

$$\left[\frac{Z_1}{Z_2} + \left[\frac{Z_1}{2Z_2} \right]^2 \right]^{1/2} = \left[\frac{Z_1}{Z_2} \right]^{1/2} + \frac{1}{2} \left[\frac{Z_1}{Z_2} \right]^{-1/2} \left[\frac{Z_1}{2Z_2} \right]^2 + \dots$$

$$e^{\gamma} = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} + \left[\frac{Z_1}{Z_2} \right]^{1/2} + \frac{1}{8} \times \left[\frac{Z_1}{Z_2} \right]^{3/2} + \dots \quad 1.3.6-2$$

Sustituyendo en esta ecuación los valores de la fig. (1.3.6-1), reagrupando y llamando $\gamma \Delta L$ a la constante de propagación para un largo ΔL se tiene:

$$e^{\gamma \Delta L} = 1 + (\gamma \Delta L)^{1/2} + \frac{(\gamma \Delta L)^2}{2} + \frac{[\gamma \Delta L]^3}{8} + \dots$$

1.3.6-3

Pero el desarrollo de e^{γ} es:

$$e^{\gamma} = 1 + \gamma + \frac{\gamma^2}{2!} + \frac{\gamma^3}{3!} + \dots \quad 1.3.6-4$$

$$1 + (ZY)^{1/2} \Delta L + \frac{ZY (\Delta L)^2}{2} = 1 + \gamma \Delta L + \frac{\Delta L^2 \gamma^2}{2}$$

Por lo tanto :

$$\gamma \Delta L = \sqrt{ZY \Delta L^2} \quad 1.3.6-5$$

El término γ así obtenido, corresponde a una sección de longitud ΔL . - Para "n" secciones iguales, la constante de propagación será "n" veces mayor. Para el trozo de longitud L, que consta de $L/\Delta L$ secciones, si llamamos γL al exponente de la ec. 1.3.3-1b. Para el trozo completo resulta :

$$\gamma L = \sqrt{ZY L^2} \quad ; \quad \gamma L = \alpha L + j\beta L$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{E_1}{E_2} = e^{\sqrt{ZY L^2}} = e^{\alpha L} \cdot e^{j\beta L}$$

$$\frac{I_1}{I_2} = e^{\sqrt{ZY L^2}} \quad 1.3.6-6$$

1.3.7 CABLE

Un caso de mucho interés es el de atenuación y velocidad en circuitos de cables, ver fig. (1.3.7-1). La autoinducción y la conductancia de los cables son — despreciables. Es fácil resolver la ec. 1.3.6-6, para este caso :

De la fig. (1.3.7.-1)

$$Z = R \quad ; \quad Y = j\omega C$$

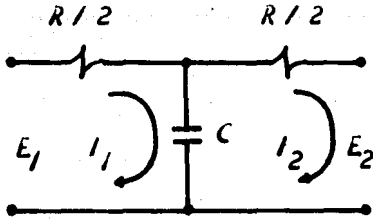


Fig. 1.3.7 - 1

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{WRC / 90^\circ} = \sqrt{WRC} / 45^\circ$$

$$\alpha + j\beta = \sqrt{WRC} (\cos 45^\circ + j \sin 45^\circ)$$

$$= \sqrt{\frac{WRC}{2}} + j \sqrt{\frac{WRC}{2}}$$

$$\alpha = \beta = \sqrt{\frac{WRC}{2}} \quad 1.3.7-1$$

$$v = \frac{w}{\beta} = \sqrt{\frac{2w}{RC}} \quad 1.3.7-2$$

$$z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R}{WC}} \quad 1.3.7-3$$

$$\alpha = 0.707 \frac{R}{|z_0|} \quad 1.3.7-4$$

1.3.8 LINEA SIN DISTORSION

Es posible construir una línea teóricamente exenta de distorsión de frecuencia y de retardo, considerece el caso en que Z y Y tienen el mismo ángulo, es to es :

$$\frac{WL}{R} = \frac{WC}{G} \quad 1.3.8-1$$

De la cuál se deduce :

$$LG = RC$$

Y si :

$$Z = R + j\omega L, \text{ y si se cumple la igualdad 1.3.8-1}$$

$$Y = G + j\omega C = (G/R) Z = (C/L) Z$$

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{Z^2 \frac{G}{R}} = \sqrt{Z^2 \frac{C}{L}}$$

Dado que G/R y C/L son reales :

$$\gamma = Z \sqrt{\frac{G}{R}} = Z \sqrt{\frac{C}{L}} = \alpha + j\beta$$

$$\gamma = (R + j\omega L) \sqrt{C/L}$$

$$\alpha = \sqrt{RG} = \sqrt{\frac{CR^2}{L}} \quad 1.3.8-2a$$

$$\beta = j\omega L \sqrt{\frac{C}{L}} = \omega \sqrt{LC} \quad 1.3.8-2b$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad 1.3.8-2c$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R}{G}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad 1.3.8-3$$

1.3.9 LINEA DE POCA DISTORSION

En realidad no es practicable cumplir la ec. 1.3.8-1 en lineas fisicas. En un cable bien cuidado, G es muy pequena, y seria necesario emplear un valor de L extremadamente grande. No es conveniente aumentar G por que segun la ec. 1.3.8-2a ello causaria una atenuacion mucho mas grande. Considerece el caso en que :

$$\omega L \gg R \quad \text{y} \quad \omega C \gg G$$

Como :

$$Z = R + j\omega L$$

$$Y = G + j\omega C$$

Los argumentos de Z y Y serán en tal caso, muy cercanos a $\pi/2$, el valor absoluto de Z es casi igual a ωL y el valor de $|Y| \cong \omega C$. Para un argumento pequeño Θ vale aproximadamente la siguiente relación:

$$\Theta = \text{Sen } \Theta = \text{Tan } \Theta$$

Para un argumento casi igual a $\pi/2$, vale aproximadamente:

$$\text{Cos } \Theta = \text{Cot } \Theta = \pi/2 - \Theta$$

O sea :

$$\Theta = -\text{Cot } \Theta + \pi/2$$

Por lo tanto en coordenadas polares, y dado que los argumentos de Z y Y son casi iguales a $\pi/2$ para:

$$Z = \omega L / \pi/2 - R / \omega L \quad 1.3.9-1$$

$$Y = \omega C / \pi/2 - G / \omega C \quad 1.3.9-2$$

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \omega \sqrt{LC} \left/ \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \left(\frac{R}{\omega L} + \frac{G}{\omega C} \right) \right. \quad 1.3.9-3$$

El argumento de \sqrt{ZY} es la semisuma de los argumentos de Z y Y como dicho argumento Θ es casi igual a $\pi/2$, el seno puede suponerse igual a 1, y el coseno igual a $\pi/2 - \Theta$, o sea :

$$\text{Cos } \Theta = \frac{1}{2} \left[\frac{R}{\omega L} + \frac{G}{\omega C} \right]$$

Y puede entonces reducirse a su forma rectangular:

$$\alpha + j\beta = Y \cos \Theta + jY \operatorname{Sen} \Theta$$

Según la ec. 1.3.9-3

$$Y = \omega \sqrt{LC} \quad 1.3.9-4a$$

$$\alpha = \omega \sqrt{LC} \times 1/2 (R/\omega L + G/\omega C) \quad 1.3.9-4b$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad ; \quad V = 1/\sqrt{LC} \quad 1.3.9-4c$$

$$Z_0 = \sqrt{Z/Y} = \sqrt{L/C} \sqrt{1/2 (G/\omega C - R/\omega L)} \quad \text{Rd.} \quad 1.3.9-5$$

Combinando las ecuaciones 1.3.9-4a y 1.3.9-5 se obtiene:

$$\alpha = 1/2 (R/|Z_0| + G|Z_0|)$$

Si como ocurre frecuentemente G es despreciable, entonces:

$$\alpha = R/2 \sqrt{C/L} = R/2 \times |Z_0| \quad 1.3.9-6$$

1.3.10 PUPINIZACION

Compárese las ecuaciones 1.3.9-6 y 1.3.7-4, se observará que al aumentar la autoinducción aumenta la impedancia característica, y cuando, la fuga de aislamiento es pequeña. La atenuación es inversamente proporcional a la impedancia característica. El hecho de aumentar la autoinducción de la línea para reducir la atenuación recibe el nombre de pupinización.

Es fácil demostrar, con razonamientos físicos, que al elevar la impedancia característica de una línea aumenta el rendimiento y se reduce la atenuación en

una sección cualquiera, es función del cuadrado de la corriente que circula por la línea. En los circuitos de transmisión de energía las líneas tienen generalmente una función, de longitud de onda larga y consecuentemente, la impedancia de entrada de la línea está mayormente determinada por la impedancia de terminación, a ella conectada. Para transmitir alta tensión y débil corriente, en frecuencias — industriales, basta conectar transformadores entre los extremos de la línea y los respectivos equipos terminales.

En las líneas de comunicaciones las frecuencias son más altas y la longitud — mucho mayor. En tales condiciones, la impedancia de entrada depende mucho más de las constantes de la línea, que de la terminación. Ello resulta particularmente — cuando la atenuación total es elevada. La relación entre las tensiones de entrada, es por lo tanto aproximadamente igual a la impedancia característica, y para una potencia dada están fijadas definitivamente tanto la corriente como la tensión. — Para transmitir la misma potencia con una menor corriente, es preciso aumentar la impedancia característica de la línea: Lo que puede hacerse aumentando la autoinducción o disminuyendo la capacidad.

CAPITULO II

SIMULACION

2.1 INTRODUCCION A LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES

El amplificador operacional ha llegado a ser el pilar de la construcción, común a una multitud de funciones electrónicas que se desempeñan en la instrumentación, cálculo y control. Gracias a la posibilidad de disponer de estos amplificadores económicos y versátiles se ha producido una transición en el perfeccionamiento de estos dispositivos electrónicos, que ha hecho que el amplificador operacional llegue a ser un componente básico.

Las primeras generaciones de amplificadores operacionales fueron concebidas desde la época de los tubos de vacío, pasando posteriormente por su equivalente transistorizado, pero aun estos eran demasiado caros, ocupaban mucho espacio y requerían de fuentes de alimentación demasiado grandes, lo cual hacía que estos dispositivos fueran incosteables y poco prácticos. Muchos años después estos problemas fueron resueltos gracias a la integración de estos dispositivos en una cápsula de plástico, y que en la actualidad se conocen como circuitos integrados y comúnmente se denotan por las siglas "CI", estos proporcionan grandes ventajas sobre sus antecesores, ya que ocupan un espacio muy reducido, y son relativamente baratos. Por lo que han logrado despertar en los diseñadores una verdadera pasión, en el uso de tales dispositivos y gracias a ello se ha logrado desarrollar una gran cantidad de circuitos electrónicos donde el componente principal es el amplificador operacional que es también conocido por las siglas "A.O.".

CONCEPTOS BASICOS DEL "A. O. "

El A.O. es simplemente un amplificador de alta ganancia directamente acoplado. Por lo común, se proyecta para amplificar señales que se extienden dentro de un amplio intervalo de frecuencias y normalmente se usa con redes de retroalimentación externas, por ser este dispositivo un tipo de fuente controlada puede

ser utilizado como un elemento activo. Los A.O. al igual que los VCVS (Fuente de Voltaje Controlada por Voltaje) se caracterizan por tener las siguientes propiedades ideales. Estas propiedades nunca se realizan en la práctica, pero esta suposición ideal permite hacer un rápido análisis preliminar de los circuitos de retroalimentación en qe figuran estos amplificadores.

Las propiedades que generalmente se suponen en el A.O. son:

- 1.- Impedancia de entrada infinita ($Z_i = \infty$)
- 2.- Impedancia de salida cero ($Z_{out} = 0$)
- 3.- Ganancia infinita ($A_v = \infty$)
- 4.- Ancho de banda infinito ($GB = \infty$)
- 5.- Cuando el voltaje de entrada es cero, el voltaje de salida es cero ($V_i = 0 \Rightarrow V_{out} = 0$)
- 6.- Corriente de entrada nula ($I_i = 0$)

INTERPRETACION DE LAS ESPECIFICACIONES DE LAS HOJAS DE DATOS

La mayor parte de los datos básicos para la utilización de un A.O. pueden obtenerse de las hojas de datos. No resultaría práctico explicar aquí todos los formatos de los datos. Por el contrario abordaremos la información típica que se encuentra en ellas:

Input Offset Voltage (Offset del Voltaje de Entrada) :

Es el nivel de voltaje de DC que presenta un A.O. a su salida cuando se le aplica a una, o, a ambas terminales de entrada un voltaje. Puede medirse de la siguiente forma:

Aplicando un voltaje entre las dos terminales de entrada, a través de dos resistencias iguales, debe obtenerse un voltaje a la salida igual a cero, cuando una de las entradas esta a tierra. Ver fig. (2.1-1).

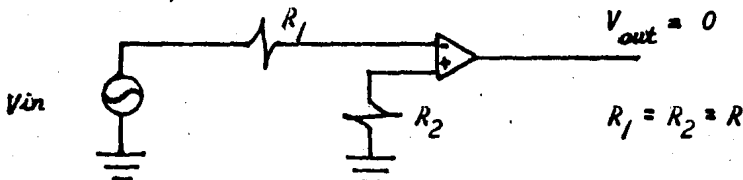


Fig. 2.1 - 1

Input Offset Current. (Offset de la Corriente de Entrada).

Es la diferencia de las corrientes en las terminales de entrada cuando la salida es cero. Ver fig. (2.1-2).

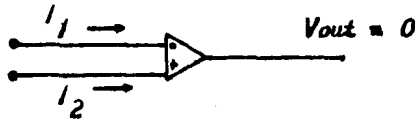


Fig. 2.1 - 2

Input Bias Current. (Corriente de Polarización de Entrada).

Es el promedio del valor de las dos corrientes de polarización a la entrada del A.O. . Ver fig. (2.1-2), de la cual se deduce:

$$I_{BE} = \frac{I_1 + I_2}{2}$$

Common Mode Rejection Ratio. (Relación de Rechazo a Modo Común).

Es la razón del cambio de voltaje de salida al de la entrada de modo común que lo produce, dividido entre la ganancia de lazo abierto. Ver fig. (2.1-3).

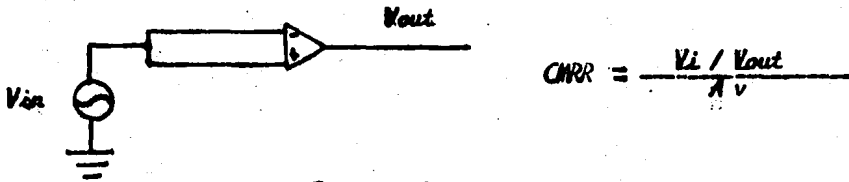


Fig. 2.1 - 3

Input Resistance. (Resistencia de Entrada).

Es la razón de cambio entre el voltaje de entrada y la corriente de entrada con cualquiera de las entradas a tierra. Ver fig. (2.1-4).

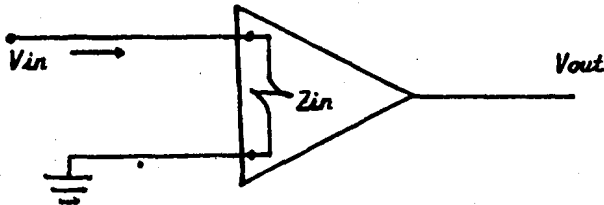


Fig. 2.1 - 4

Output resistance. (Resistencia de salida).

Es la impedancia que presenta una carga a la salida del A.O. . Ver fig.- (2.1-5).

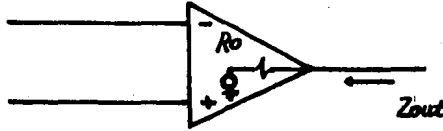


Fig. 2.1-5.

Cuando se aplica retroalimentación, las características del A.O. están de terminadas principalmente por la red de retroalimentación.

" Circuito Inversor Fundamental "

La fig. (2.1-6) muestra el circuito inversor.

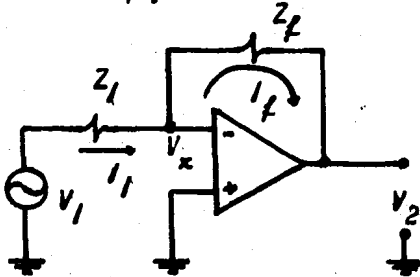


Fig. 2.1 - 6.

Considerando sus características ideales

$$I_1 = \frac{V_1 - V_x}{Z_1} \quad 2.1-1$$

$$I_f = \frac{V_x - V_2}{Z_f} \quad 2.1-2$$

Como $A_v = V_2 / V_x$; cuando $V_x \rightarrow 0 \Rightarrow A_v \rightarrow \infty$

Por lo tanto despreciando V_x de las ecs. 2.1-1 y 2.1-2, tenemos:

$$I_1 = \frac{V_1}{Z_1} \quad 2.1-3$$

$$I_f = \frac{-V_2}{Z_f} \quad 2.1-4$$

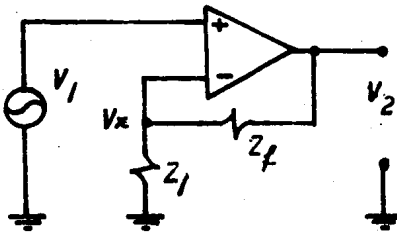
Como la impedancia de entrada es infinita, entonces: $I_1 = I_f$

por lo tanto:

$$\frac{V_1}{Z_1} = - \frac{V_2}{Z_f} ; \frac{V_2}{V_1} = - \frac{Z_f}{Z_1} \quad 2.1-5$$

" Circuito No Inversor Fundamental "

De la fig. (2.1-6)



$$V_x = I_f \times Z_1 = \frac{V_2 \times Z_1}{Z_1 + Z_f} \quad 2.1-6$$

$$V_2 = A(V_1 - V_x) \quad 2.1-7$$

Despejando de la ec. 2.1-7 e igualando con la ec. 2.1-6, obtenemos:

Fig. 2.1 - 7.

$$\frac{V_2}{A} + V_1 = \frac{V_2 \times Z_1}{Z_1 + Z_f}, \text{ despejando } V_1 : V_1 = \left(\frac{1}{A} + \frac{Z_1}{Z_1 + Z_f} \right) V_2$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \left[\frac{1}{A} + \frac{Z_1}{Z_1 + Z_f} \right]^{-1} \quad \text{Como } A \rightarrow \infty$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_1 + Z_f}{Z_1} \quad 2.1-8$$

Si se aprovechan las ecs. 2.1-5 y 2.1-8 podemos determinar:

$$\text{Si } Z_1 = R_1 \quad \text{y} \quad Z_f = R_o // C_o = \frac{R_o (1 / sC_o)}{R_o + 1 / sC_o}$$

Sustituyendo en la ec. 2.1-5, se obtiene:

$$\frac{V_2}{V_1} = - \frac{R_o / R_1}{sC_o R_o + 1} \quad 2.1-9$$

2.2 SUBSTITUCION DE BLOQUES UTILIZANDO UNA TOPOLOGIA ACOPLADA

Para explicar el método, vamos a estudiar primero la topología general de una red como la que se muestra en la fig. (2.2-1).

Aquí los elementos en serie están representados por admitancias (Y_i) y los elementos en paralelo por impedancias (Z_i).

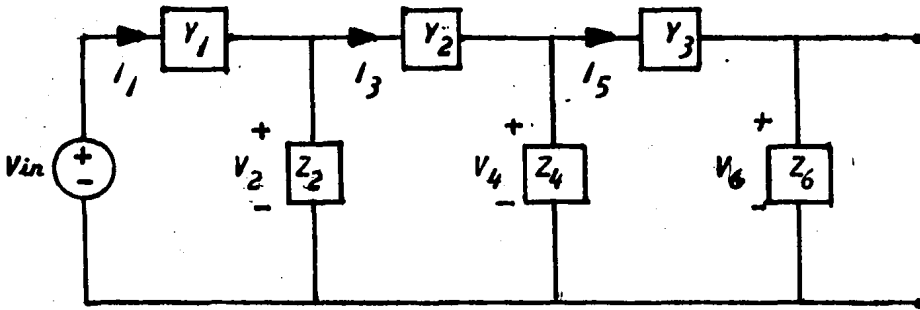


Fig. 2.2 - 1

Las ecuaciones que describen este circuito son:

$$I_1 = Y_1 (V_i - V_2) \quad 2.2 - 1a$$

$$V_2 = Z_2 (I_1 - I_3) \quad 2.2 - 1b$$

$$I_3 = Y_2 (V_2 - V_4) \quad 2.2 - 1c$$

$$V_4 = Z_4 (I_3 - I_5) \quad 2.2 - 1d$$

$$I_5 = Y_3 (V_4 - V_6) \quad 2.2 - 1e$$

$$V_6 = Z_6 I_5 \quad 2.2 - 1f$$

La función de transferencia V_6/V_i , puede ser obtenida de las ecuaciones anteriores, eliminando las variables intermedias I_1 , I_3 , V_2 , V_4 e I_5 . Las ecuaciones 2.2-1 puede ser representadas por el diagrama de bloques que se da a continuación en la fig (2.2 - 2)

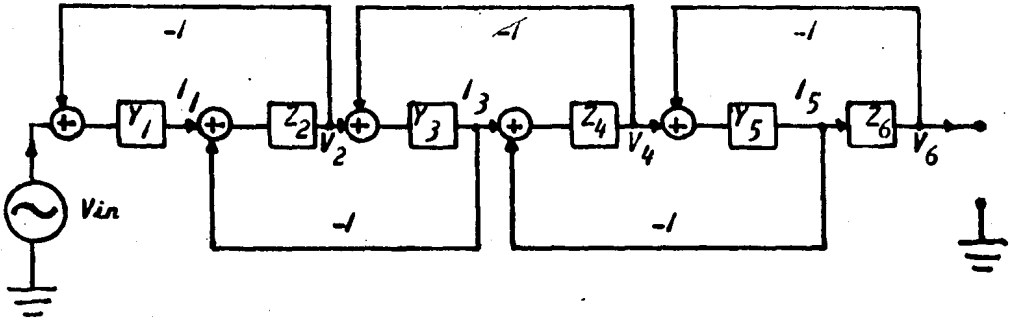


Fig. 2.2 - 2.

Observe que la salida de cada bloque es realimentada a la entrada del bloque anterior.

Como se podrá apreciar en la "Topología acoplada", cada uno de los bloques está aislado con respecto a otro; y cualquier intercambio en la posición de los bloques afectará la corriente y el voltaje de los bloques subsecuentes.

Un efecto esperado de este acoplamiento entre bloques, hace que el ajuste de la red completa sea más fácil, ya que como se dijo anteriormente cada uno de los bloques que componen la red, pueden ser realizados independientemente y una vez hecho esto, acoplarlos de acuerdo a la posición que guarden dentro de la red. Note que si estos bloques tienen alguna retroalimentación esta deberá respetarse porque de lo contrario la función de transferencia final se verá afectada, y por lo tanto esta será representativa de la función de transferencia original.

Consideremos la red hipotética mostrada en la fig. (2.2-3), la cual está definida por ecuaciones análogas a las ecs. 2.2-1 excepto que las variables intermedias están todas en función del voltaje.

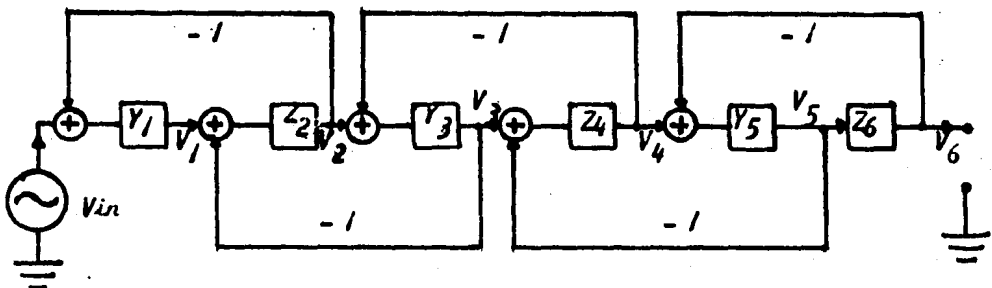


Fig. 2.2 - 3

Las ecuaciones que definen la red de la fig (2.2-3) son :

$$V_1 = Y_1 (V_1 - V_2) \quad 2.2 - 2a$$

$$V_2 = Z_2 (V_2 - V_3) \quad 2.2 - 2b$$

$$V_3 = Y_3 (V_2 - V_4) \quad 2.2 - 2c$$

$$V_4 = Z_4 (V_3 - V_5) \quad 2.2 - 2d$$

$$V_5 = Y_5 (V_4 - V_6) \quad 2.2 - 2e$$

$$V_0 = V_6 = Z_6 V_5 \quad 2.2 - 2f$$

Se observa que: aunque las variables de cada uno de lados de la ecuaciones son voltajes, las Y 's y las Z 's son ahora funciones de transferencia de voltaje - Si las variables intermedias V_2 , V_3 , V_4 y V_5 son eliminadas de este conjunto de ecuaciones, la función de transferencia V_0 / V_1 será obtenida de la misma forma que para la función de transferencia anterior.

Esta simple discusión nos conduce a un importante resultado, ya que el diagrama de bloques representado en la fig. (2.2-3), tiene la misma función de transferencia que la general pasiva que se mostro en la fig. (2.2-1).

La realización física de esta red pasiva, entonces se reduce a conocer los elementos que se tienen en cada rama de la red, así como su respectiva función de transferencia; esto quiere decir que deberá realizarse la función de transferencia que se obtiene de cada una de las diferentes ramas y después acoplarlas, respetando las realimentaciones que estas puedan tener.

Para poder satisfacer las ecuaciones 2.2-2 es recomendable utilizar amplificadores operacionales, ya que estos pueden manejar satisfactoriamente todas sus variables en función de voltajes y además las funciones de transferencia que resultan de cada uno de los bloques son fácilmente realizadas con las diferentes configuraciones de estos amplificadores, debido a sus características casi ideales que hacen que los ajustes de acoplamiento de toda la red, sean realmente innecesarios o relativamente pequeños.

Concretando todo lo anterior, el problema se reduce a la implementación de

cada una de las funciones de transferencia que resultan de los diferentes bloques. A continuación se demuestra la utilidad de este método, por medio de un ejemplo: Considerese la red mostrada en la fig. (2.2-4).

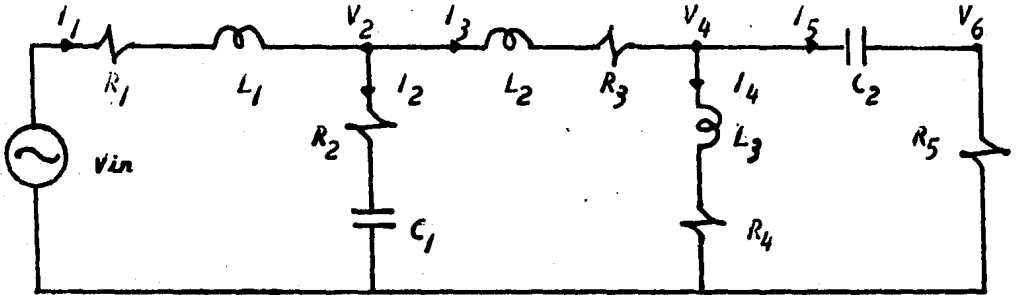


Fig. 2.2 - 4 .

Notece que este circuito posee seis ramas por lo que su diagrama de bloque es similar al de la fig. (2.2-3). A continuación se muestra, la obtención de las - funciones de transferencia que forman cada bloque:

$$T_1 = Y_1 = \frac{1}{R_1 + sL_1} \quad 2.2 - 3a$$

$$T_2 = Z_2 = R_2 + \frac{1}{sC_1} \quad 2.2 - 3b$$

$$T_3 = Y_3 = \frac{1}{R_3 + sL_2} \quad 2.2 - 3c$$

$$T_4 = Z_4 = R_4 + sL_3 \quad 2.2 - 3d$$

$$T_5 = Y_5 = sC_2 \quad 2.2 - 3e$$

$$T_6 = Z_6 = R_5 \quad 2.2 - 3f$$

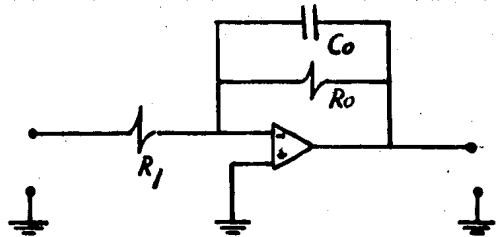
Las ecuaciones 2.2 - 3 son fácilmente realizadas utilizando la estructura básica del amplificador inversor,

Notese que la ec. 2.2-3a es análoga a la ec. 2.1-9, por lo que T_1 se puede simular exactamente si:

$$R_1 C_o R_o = L_1$$

$$R_o = 1$$

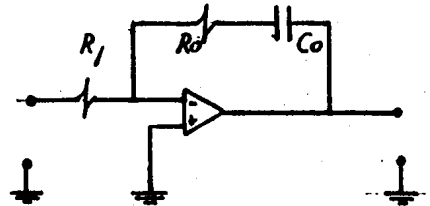
$$R_1 = 1R_1$$



Ahora para simular T_2 , Z_f del inversor deberá ser:

$$R_o + 1 / S C_o = Z_f$$

$$Z_f = R_1$$



Para obtener una función de transferencia

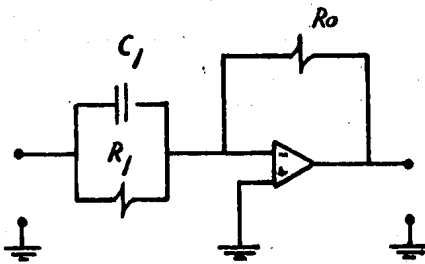
$$\frac{R_o}{R_1} + \frac{1}{S C_o R_1} = A_v, \text{ esta ecuación define a } T_2 \text{ si:}$$

$$\frac{R_o}{R_1} = 1R_2 \quad \text{y} \quad C_o R_1 = C_1$$

T_3 se puede simular de la misma forma que T_1 .

$$C_o = \frac{L_1}{R_1 R_o}, \quad R_o = 1 \quad \text{y} \quad R_1 = 1R_1$$

Para simular T_4 , Z_f del inversor deberá ser:



$$Z_f = R_1 \parallel \frac{1}{S C_1} = \frac{R_1}{S C_1 R_1 + 1}$$

$$\text{y} \quad Z_f = R_o$$

Para obtener una función de transferencia como

$$A_v = R_o C_1 S + \frac{R_o}{R_1}$$

Esta última ecuación define a T_4 si:

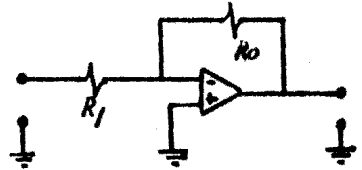
$$\frac{R_o}{R_1} = 1R_4 \quad \text{y} \quad R_o C_1 = L_3$$

T_5 se puede simular si Z_1 del inversor es un capacitor C_1 y Z_f una resistencia R_0 para obtener una función de transferencia igual a T_5 si :

$$R_0 C_1 = C_2$$

T_6 se logra fácilmente si de un inversor :

$$Z_f / Z_1 = R_0 / R_1 = R_5$$



El circuito completo mostrado en la fig. (2.2-5) representa la red de la figura (2.2-4).

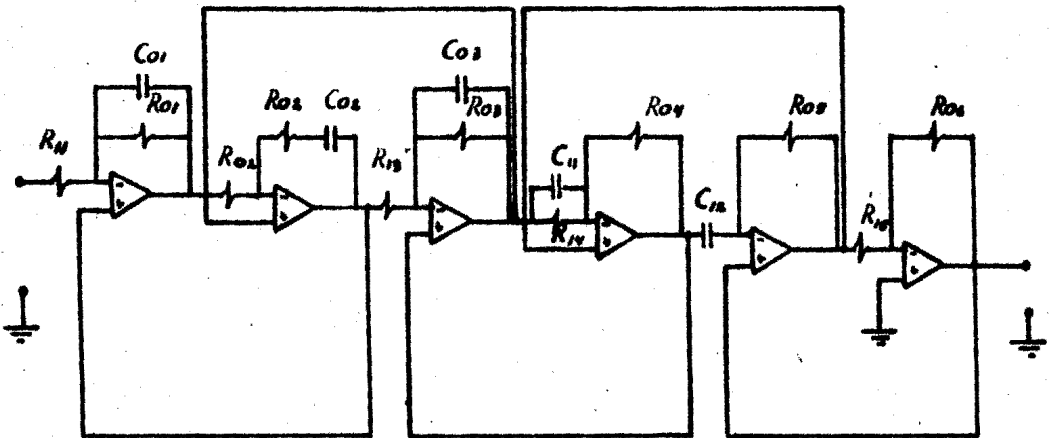


Fig. 2.2 - 5

En general la complejidad de los bloques dependerá del tipo y número de elementos que se tengan en cada rama, serie o paralelo.

CAPITULO III

SIMULACION DE LINEAS

3.1 SIMULACION DE LA LINEA INFINITA CON "A.O."

En este capítulo se empleará el método de "Topología Acoplada" para simular una línea real, cuyo comportamiento es similar al de una línea infinita. El modelo de una línea infinita se muestra en la fig. (3.1-1) y las ecuaciones que describen su comportamiento se han desarrollado ya en capítulos anteriores. Debido a que las características de la línea dependen del tipo de cable con que son construidos, se han diseñado diferentes tipos y algunos de estos se muestran en la tabla siguiente

TIPO	MEDIDA	R (Ω /Km)	L (H/Km)	C (μ F/Km)	G (μ aha/Km)
Cable	Nº 22 A.W.G.	106	0.00062	0.0453	1.09
Cable	Nº 19 A.W.G.	51.7	0.00062	0.0385	0.539
Cable	Nº 16 A.W.G.	26.2	0.00062	0.0385	0.539
Cable	Nº 13 A.W.G.	13.3	0.00062	0.0385	0.539
Línea aérea ..	2.64 mm	6.46	0.00228	0.00519	0.5
Línea aérea — fantasma	2.64 mm	3.23	0.00129	0.00874	0.62
Línea aérea ..	4.19 mm	2.57	0.00226	0.00525	0.5
Línea aérea — fantasma	4.19 mm	1.29	0.00129	0.00938	0.62

Tabla 3.1-1

Si deseamos construir una línea infinita, el cable para su construcción se puede seleccionar de la tabla 3.1-1. En el ejemplo siguiente se escogió el cable, cuyas

características son :

$$R = 6.46 \frac{\text{ohms}}{\text{Km.}} \quad ; \quad C = 0.00519 \frac{\mu\text{f}}{\text{Km.}}$$

$$L = 2.28 \frac{\text{mH}}{\text{Km.}} \quad ; \quad G = 0.5 \frac{\mu\text{mhos}}{\text{Km.}}$$

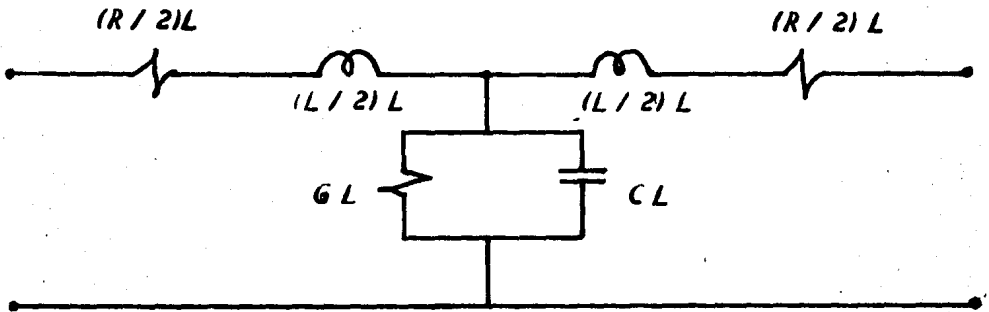


Fig. 3.1.- 1.

Determinaremos a continuación las constantes de "Atenúaación" y "Longitud de Onda" de la línea mostrada en la fig. (3.1-1) para una longitud de 20 Km.

El cálculo de estos parámetros se hará para una frecuencia de 796 Hz / seg. — o sea 5000 rad. / seg. este valor de frecuencia es el valor promedio de las frecuencias de la voz humana y por tal motivo se usa generalmente para medir o calcular la atenuación. De la fig. (3.1-1).

$$Z = R + j\omega L$$

y

$$Y = G + j\omega C$$

De la ec. 1.3.6-d obtenemos "Z₀".

$$Z_0 = \sqrt{\frac{6.46 + j(5000) \times (2.28) \times (10^{-3})}{0.5 + j(5000) \times (0.00519) \times (10^{-6})}}$$

$$Z_0 = 711 \angle -14.14^\circ = 689 - j175$$

Como L es igual a 20 km.

$$R_x = 6.46 \frac{\text{ohms}}{\text{Km}} \times 20 \text{ Km}$$

$$R_x = 129.20 \text{ ohms}$$

$$L_x = 2.28 \frac{\text{mH}}{\text{Km}} \times 20 \text{ Km}$$

$$L_x = 45.60 \text{ mH}$$

$$C = 0.00519 \frac{\mu\text{f}}{\text{Km}} \times 20 \text{ Km}$$

$$C_x = 0.10380 \mu\text{f}$$

$$G_x = 0.5 \frac{\mu\text{hos}}{\text{Km}} \times 20 \text{ Km}$$

$$G_x = 10 \mu\text{hos.}$$

Si a la línea se le aplica una señal de magnitud " V_g " con una potencia — " P_g ", entonces al final de la línea será importante determinar el voltaje " V_L " y la potencia " P_L ", para poder determinar si el nivel obtenido es suficiente para entregar al receptor la señal con una legibilidad suficiente, o establecer si es necesario amplificarla o no.

Para determinar el voltaje V_L y la potencia P_L se establece un modelo eléctrico como el de la fig. (3.1-2).

Donde Z_g es la impedancia interna de la fuente que proporciona la señal.

Z_o es la impedancia característica que presenta la línea al principio o al final de la misma.

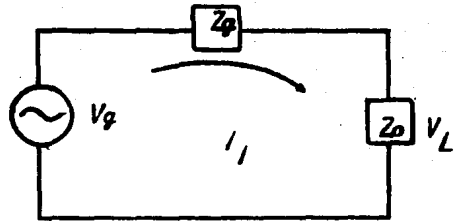


Fig. 3.1 - 2.

El análisis es el siguiente:

$$I_1 = \frac{V_g}{Z_g + Z_o}$$

3.1-1

De acuerdo a la ec. 1.3.6-6

$$I_2 = I_1 \bar{e}^{\gamma L} = I_1 \bar{e}^{-\alpha L} \times e^{j\beta L \times 180/\pi} \text{ Amp.} \quad 3.1-2$$

Donde ;

$$\gamma = \sqrt{ZY} \quad 3.1-3$$

$$\alpha = \gamma \cos \Theta \quad \text{o parte real de } \gamma$$

$$\beta = \gamma \sin \Theta \quad \text{o parte imaginaria de } \gamma$$

$$V_L = Z_0 I_2 \quad 3.1-4$$

$$P_L = I_2 V_L \cos \Theta \quad 3.1-5$$

Ejemplo: Si V_g es igual a 2 volts y Z_g es igual a 600 ohms. entonces:

$$I_1 = \frac{2}{600 + j689 - j175} = 1.539 \angle 7.44^\circ \text{ ma.}$$

De la ec. 3.1-3:

$$\gamma L = \sqrt{(262 \angle 60.46^\circ) (519 \times 10^{-6} \angle 88^\circ)} = 0.3688 \angle 74.41^\circ$$

$$\alpha L = 0.3688 \times \cos 74.41^\circ = 0.0974 \text{ nepers.}$$

$$\beta L = 0.3688 \times \sin 74.41^\circ = 0.356 \text{ rad.}$$

$$I_2 = 1.5139 \angle 7.44^\circ \times e^{-0.0974} \times e^{j0.356 \times 180/\pi}$$

$$I_2 = 1.539 \times 0.909 \angle 7.44^\circ - 20.34^\circ = 1.39 \angle -12.95^\circ \text{ ma.}$$

De la ec. 3.1-4:

$$V_L = 711 \angle -14.14^\circ \times 1.39 \angle -12.95^\circ \times 10^{-3}$$

$$V_L = 988.29 \times 10^{-3} \angle -27.09^\circ \text{ volts.}$$

PL se calcula de la ec. 3.1-5

$$P_L = 988.29 \times 10^{-3} \times (1.39 \times 10^{-3}) \times \cos. -14.14^\circ$$

En la tabla 3.1-2 se muestran el valor que toman los parámetros calculados anteriormente pero para longitudes de 30 Km, 50 Km, y 150 Km.

$Z_0 = 711 \angle -14.14^\circ$ ohms		$V_g = 20$ Volts.							
$Z_g = 600$ ohms		$f = 796$ Hz.							
L_0 Km	L/λ Hz	C_n μf	$R_n/2$ ohms	$1/G_n$ K Ω	αL Nepers	βL Grados	I_2 ma	V_L Volts	P_L mW
20	0.0228	0.1038	64.6	100	0.0991	20.352	1.394	0.991	1.339
30	0.0342	0.1557	96.9	66.6	0.1487	30.52	1.326	0.943	1.212
50	0.057	0.2595	161.5	40	0.2377	50.88	1.201	0.854	0.995
150	0.171	0.7785	484.5	13.3	0.733	152.6	0.742	0.520	0.374

Tabla 3.1-2.

Ahora se procede a la simulación de la línea.

La red de la fig 3.1-1 puede sintetizarse por la red de la fig. 3.1-3 para facilitar su análisis matemático.

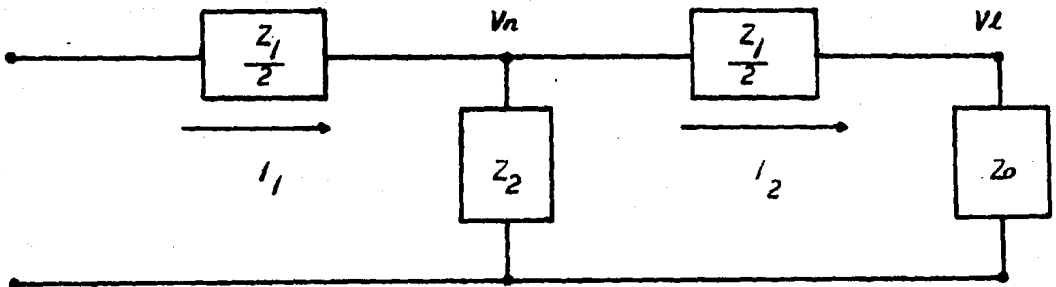


Fig. 3.1-3.

Sus ecuaciones son:

$$I_1 = \frac{2V_{in}}{Z_1} - \frac{2V_n}{Z_1} \quad 3.1-6a$$

$$V_n = Z_2 (I_1 - I_2) \quad 3.1-6b$$

$$I_2 = \frac{2(V_n - V_L)}{Z_1} \quad 3.1-6c$$

$$V_L = I_2 Z_0 \quad 3.1-6d$$

De las ecuaciones 3.1-6 y siguiendo el método de Topología acoplada se determina el diagrama de bloques de la fig. (3.1-4). Donde los bloques .

$$T_1 = -\frac{2}{Z_1}, \quad T_2 = Z_2, \quad T_3 = Z_0$$

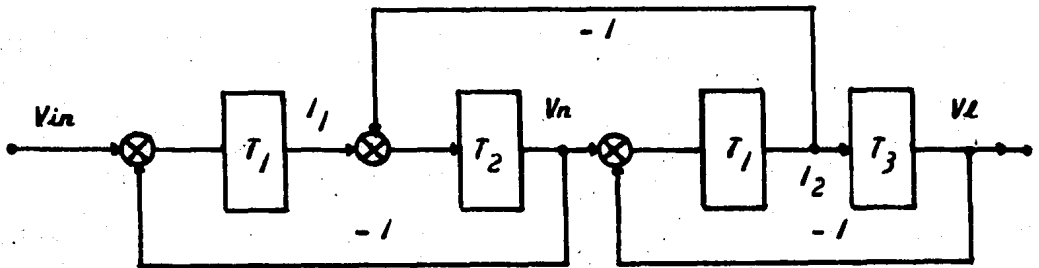


Fig. 3.1 - 4.

Que son fácilmente simulados por inversores como se muestra en la fig.(3.1-5)
 Al simular T_2 por medio de un A.O. en su configuración inversora veremos que este amplificador tendrá una ganancia exageradamente grande por lo que permanecerá casi siempre en saturación sin importar el voltaje de entrada, lo que limita el —

método y lo hace ineficiente. Pero si lo analizamos una solución es la siguiente:

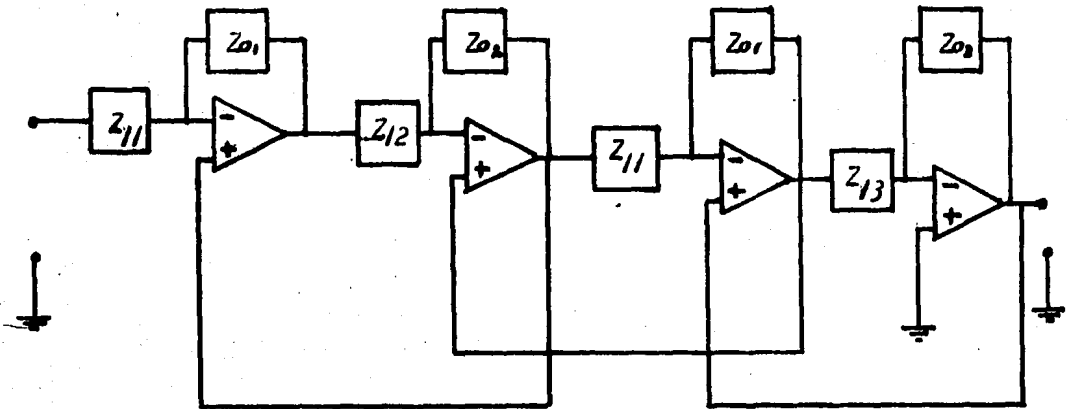


Fig. 3.1 - 5

Si obtenemos la función de transferencia de la fig. (3.1-4) aplicando la ec. 3.1-7.

$$T(S) = \frac{\sum_{i=1}^n G_i \Delta_i}{1 - \sum_{j=1}^n L_j + \sum \text{De todos los productos de ganancias de dos lazos que no se tocan} - \sum \text{De todos los productos de ganancias de tres lazos que no se tocan} + \dots} \quad 3.1-7$$

Donde :

G_i Es la ganancia de la i -ésima trayectoria directa

L_j Cualquier j -ésimo producto posible de las ganancias de lazos

Δ_i Valor de Δ evaluado cuando se eliminan todos los lazos G_i que se tocan.

De la fig. (3.1-4).

$$G_1 = T_1 \times T_2 \times T_1 \times T_3$$

$$L_1 = -T_1 \times T_2$$

$$L_2 = -T_2 \times T_1$$

$$\Delta_1 = 1$$

$$L_3 = -T_1 \times T_3$$

Entonces:

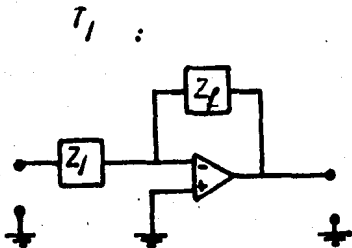
$$T(S) = \frac{T_1^2 \times T_2 \times T_3}{1 + T_1 \times T_2 + T_2 \times T_1 + T_1 \times T_3 + T_1^2 \times T_2 \times T_3}$$

Esta ecuación se simplifica:

$$T(S) = \frac{1}{\frac{1}{T_1^2 \times T_2 \times T_3} + \frac{2}{T_1 \times T_3} + \frac{1}{T_1 \times T_2} + 1} \quad 3.1-8$$

Como T_2 implica una ganancia alta, si lo dividimos por un factor "k" — disminuiríamos su ganancia a un valor deseable pero para que la ec. 3.1-8 no se altere es necesario multiplicar a T_1 también por "k" lo que implica dividir a T_3 entre "k".

El valor de "k" deberá escogerse para un diseño óptimo de la línea simulada. Ahora se calculará cada una de las funciones T 's.



$$I_1 = \frac{V_{in}}{Z_1} \quad ; \quad I_2 = \frac{V_{out}}{Z_f}$$

$$I_1 + I_2 = 0$$

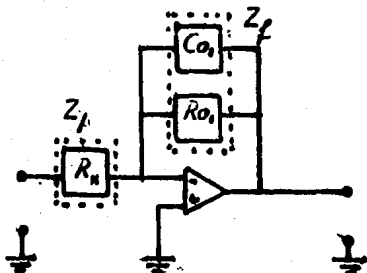
$$\frac{V_{in}}{Z_1} + \frac{V_{out}}{Z_f} = 0 \quad ; \quad \frac{V_{out}}{Z_f} = -\frac{V_{in}}{Z_1}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{Z_f}{Z_i} \quad 3.1-9$$

Como

$$T_i = \frac{Z_f}{Z_i} = \frac{Z}{R_x + S L_x} \quad 3.1-10$$

De la ecuación 3.1-9 Z_f deberá ser el paralelo de una resistencia con un capacitor.



$$Z_f = R_{o1} \parallel C_{o1} = \frac{R_{o1}}{S R_{o1} C_{o1} + 1} ; Z_i = R_x$$

La ec. 3.1-9 se convierte en :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_{o1} / R_x}{R_{o1} C_{o1} S + 1} \quad 3.1-11$$

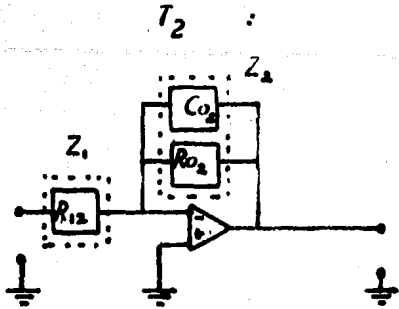
Iguando 3.1-10 y 3.1-11 y considerando el factor "k" tenemos:

$$\frac{k R_{o1} / R_x}{1 + R_{o1} C_{o1} S} = \frac{Z / R_x}{1 + S L_x / R_x}$$

$$R_{o1} C_{o1} S = \frac{S L_x}{R_x} \quad \therefore R_{o1} = \frac{L_x}{C_{o1} R_x} \quad 3.1-12$$

$$\frac{R_{o1}}{R_x} = \frac{Z}{R_x} \quad \therefore R_x = \frac{R_{o1} R_x}{2 k} \quad 3.1-13$$

En las ecs. 3.1-12 y 3.1-13 deberán fijarse C_{o1} y R_{o1} respectivamente.



$$T_2 = Z_2 = \frac{1}{sC} \parallel \frac{1}{G_n}$$

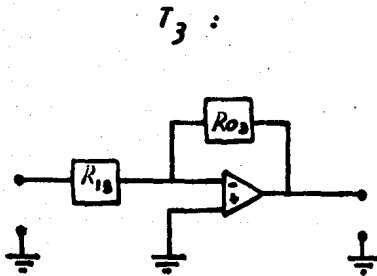
$$T_2 = \frac{1 / G_n}{s C_n / G_n + 1} \quad 3.1-14$$

Iguando esta ultima ecuacion con la ec. 3.1-11 y considerando el factor "k" :

$$\frac{1 / G_n}{s C_n / G_n + 1} = \frac{R_{02} / R_{12}}{R_{02} C_{02} s + 1}$$

$$R_{02} C_{02} = C_n / G_n \quad \therefore \quad R_{02} = \frac{C_n}{C_{02}} \times \frac{1}{G_n} \quad 3.1-15$$

$$\frac{R_{02}}{R_{12}} = \frac{1}{G_n} \quad \therefore \quad R_{12} = \frac{R_{02}}{1 / G_n} \quad k \quad 3.1-16$$



$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{R_{02}}{R_{12}} \quad 3.1-17$$

$$T_3 = Z_0 = 111 \quad 3.1-18$$

Iguando las ecs. 3.1-17 y 3.1-18 y considerando el factor "k" :

$$R_{12} = \frac{R_{02}}{111} \times \frac{1}{k} \quad 3.1-19$$

En la tabla 3.1-3 se dan los valores de los elementos C_{01} , R_{01} y R_{11} para las diferentes longitudes de línea

L Km	R_{01} K Ω	R_{02} K Ω	R_{03} Ω	R_{11} K Ω	R_{12} Ω	R_{13} K Ω	C_{01} μf	C_{02} μf	$h = 100$
20	3.9	100	68	2.2	100	9.1	0.1	0.1	
30	3.9	100	68	3.3	180	9.1	0.1	0.1	
50	3.9	100	68	5.7	270	9.1	0.1	0.1	
150	3.9	100	68	18	820	9.1	0.1	0.1	

Tabla 3.1 - 3

Los valores de la tabla anterior fueron obtenidos de la siguiente forma:

Ejemplo para la línea de 30 kilómetros; Para encontrar los valores de T_1 se utilizan las ecuaciones 3.1-12 y 3.1-13.

$$R_{11} = \frac{R_{01} R_{12}}{2h}$$

$$R_{01} = \frac{Lr}{C_{01} R_{12}}$$

Los valores Lr y R_{12} se toman de la tabla 3.1-2 para 30 km.

Se escoge $C_{01} = 0.1 \mu f$; y sabiendo que $h = 100$

$$R_{01} = \frac{0.0342}{(0.1 \times 10^{-6})(196.9)} = 3.5294 \text{ K}\Omega$$

Escogiendo un valor comercial $R_{01} = 3.9 \text{ K}\Omega$

$$R_{11} = \frac{(3.5294 \times 10^3)(196.9 \times 2)}{2 \times 100} = 3.42 \text{ K}\Omega$$

Escogiendo un valor comercial $R_{11} = 3.3 \text{ K}\Omega$

Para determinar los valores de los elementos de T_2 se utilizan las ecuaciones 3.1-15 y 3.1-16 :

$$R_{02} = \frac{C_x}{C_0} \times \frac{1}{G_x} \quad ; \quad R_{12} = \frac{R_0 k}{1 / G_x}$$

Los valores de C_x y $1 / G_x$ son tomados de la tabla 3.1-2 para 30 km. Se escoge $C_0 = 0.1 \mu f.$ y sabiendo que $k = 100$

$$R_0 = \frac{0.1557 \times 10^{-6}}{0.1 \times 10^{-6}} \times (66.6 \times 10^3) = 103.789 \text{ K}\Omega$$

Valor comercial $R_{02} = 100 \text{ K}\Omega$

$$R_{12} = \frac{103.789 \times 100 \times 10^3}{66.6 \times 10^3} = 155.6 \Omega$$

Valor comercial $R_{12} = 180 \Omega$

Para determinar los valores de los elementos de T_3 se utiliza la ecuación 3.1-19.

$$R_{13} = \frac{R_0}{711} \times \frac{1}{k}$$

Si fijamos R_0 a un valor de $68 \text{ K}\Omega$ entonces :

$$R_{13} = \frac{68 \times 10^3}{711} \times \frac{1}{100} = 9.5639 \text{ K}\Omega$$

Valor comercial $R = 9.1 \text{ K}\Omega$

En la fig. (3.1-6) se muestra la línea infinita, simulada con operacionales - donde los valores de los componentes se toman de la tabla 3.1-3 según la longitud de la misma.

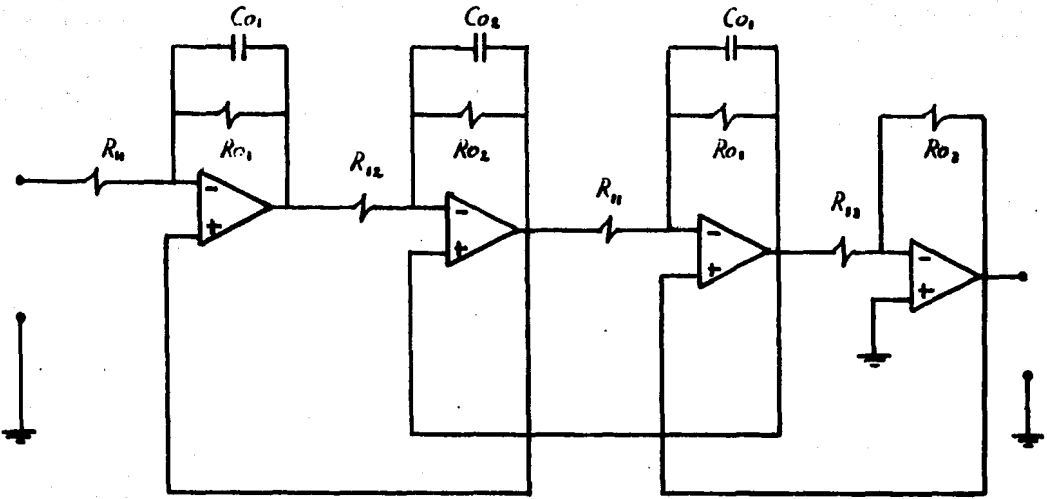


Fig. 3.1 - 6.

3.2 SIMULACION DE UNA LINEA DE CABLE COAXIAL CON "A. O."

Una de las líneas de transmisión más comunes son las que utilizan el cable coaxial, este consiste de un conductor cilíndrico hueco rodea un conductor central, que tiene una sección transversal circular, ver fig. (3.2-1); Cuando una línea rígida es usada, el conductor central es a menudo soportado por un número de discos aislados y espaciados a intervalos tales que son muy pequeños comparados con la longitud de onda de la frecuencia de operación. El conductor externo tiene la forma de un tubo de cobre y está aterrizado. Una ventaja principal de este tipo de construcción es que los campos eléctricos y magnéticos, producidos por la señal eléctrica son confinados totalmente a la región externa del conductor.

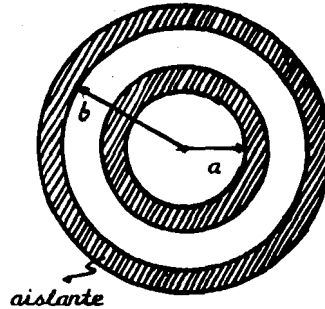


Fig. 3.2 - 1

Donde los requerimientos mecánicos utilizados en líneas rígidas coaxiales o líneas flexibles coaxiales pueden ser formadas de la manera siguiente. El conductor central está formado de un conductor delgado sin aislar y trenzado el cual está forrado de una estructura de plástico que tiene su sección transversal circular. Este plástico sirve como espaciador y dieléctrico para la línea, el plástico envuelto está cubierto por una malla flexible conductora. El cable entero está cubierto por otro aislante. Este tipo de construcción permite al cable tener un grado razonable de flexibilidad mecánica.

Las características del cable coaxial vienen dadas por las ecuaciones 3.2-1.

$$R = \sqrt{\frac{f \mu c}{4 \pi \sigma}} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right) \quad \text{ohms / mt.} \quad 3.2-1a$$

$$C = 24.11 K / \log \frac{b}{a} \quad \text{pf / mt.} \quad 3.2-1b$$

$$L = 0.461 \times \log \frac{b}{a} \quad \mu \text{H} / \text{mt.} \quad 3.2-1c$$

El modelo eléctrico del cable coaxial viene dado por el circuito de la fig. (3.2-2).

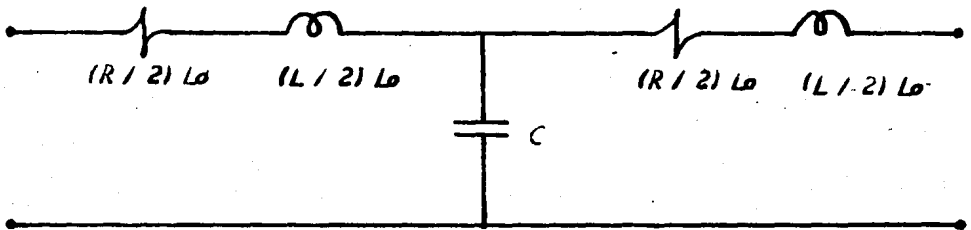


Fig. 3.2 - 2

Si analizamos la ec. 3.2-1a vemos que se pueden presentar dos casos :

Cuando la frecuencia es baja la resistencia lo será también es decir si $f \rightarrow 0$, $R \rightarrow 0$, por lo tanto el modelo de la fig. (3.2-2) se reduce al mostrado en la fig. (3.2-3) al ser despreciable la resistencia comparada con la reactancia inductiva del conductor.

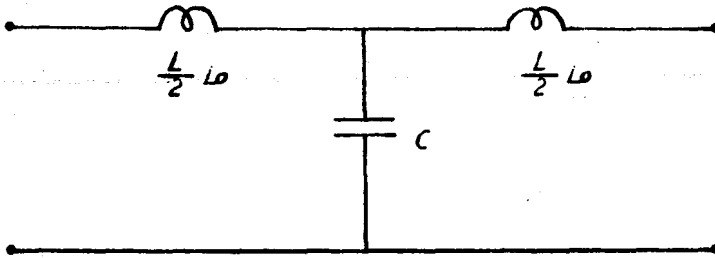


Fig. 3.2 - 3

Otro caso sucede cuando la frecuencia es alta. Si la $f \rightarrow \infty$ la resistencia $R \rightarrow \infty$, por lo cual el valor de la resistencia será muy grande comparado con el valor de la reactancia inductiva, por lo que podrá despreciarse L del modelo de la fig. (3.2-2).

En la simulación de esta línea solo se considera el primer caso. Y en el ejemplo siguiente se utiliza para formar una línea para baja frecuencia:

Ejemplo:

Se utiliza un cable coaxial cuyos diámetros internos son:

$$a = 1/64 \text{ in.} \quad \text{y} \quad b = 1/8 \text{ in.}$$

En la línea se le alimenta con una señal de 2 volts. El generador que proporciona esta señal tiene una impedancia interna de 600 ohms.

Para determinar el voltaje y la potencia de salida de la línea se establece el modelo eléctrico de la fig. (3.2-4).

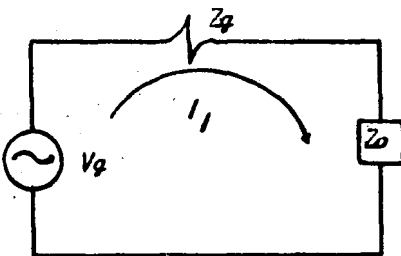


Fig. 3.2 - 4

De la fig. (3.2-4) se deduce que :

$$I_1 = \frac{V_g}{Z_g + Z_o} \quad 3.2-2$$

Donde

$$Z_o = \sqrt{L/C}$$

Como ya se menciono anteriormente.

Considerando las ecs. 3.2-1

Resulta para esta línea ; $Z_0 = 138,28 \log \frac{b}{a}$ ohms. 3.2-3

Como puede apreciarse Z_0 es independiente de la frecuencia y no causa distorsión. De acuerdo a la ec. 1.3.6-6.

$$I_2 = I_1 \cdot e^{-\alpha L} \cdot e^{-j\beta L} = I_1 e^{\gamma L}$$

Como se a visto anteriormente: $\gamma = W \sqrt{LC} \angle 90^\circ$

Aplicando las ecs. 3.2-1 a la expresión anterior tenemos que:

$$\gamma = 3.333 \times 10^{-6} \times W \times L \angle 90^\circ \quad 3.2-4$$

Y como puede verse γ es independiente de la forma del cable.

Como $\alpha = \gamma \cos 90^\circ$ y esto es cero, entonces no existe atenuación; como se sabe $\beta = \gamma \sin 90^\circ$, y como $\sin 90^\circ = 1$

Por lo tanto $\beta = \gamma$ rad / km.

Si estas dos últimas consideraciones las utilizamos para obtener I_2 se tiene

$$I_2 = I_1 \cdot e^{-(j \times 3.33 \times W \times L \times 180 \text{ kg} \times 10^{-6})} \quad 3.2-5$$

$$V_L = Z_0 \times I_2 \quad \text{volts} \quad 3.2-6$$

$$P_L = V_L \times I_2 \quad \text{watts.} \quad 3.2-7$$

Si la línea tiene una longitud de 20 km. I_2 , V_L y P_L tomarán los siguientes valores:

Aplicando las ecs. desde 3.2-3 hasta 3.2-7

$$Z_0 = 138,28 \times \log 8 = 124,88 \text{ ohms.}$$

Resulta para esta línea ; $Z_0 = 138,28 \log \frac{b}{a}$ ohms. 3.2-3

Como puede apreciarse Z_0 es independiente de la frecuencia y no causa distorsión. De acuerdo a la ec. 1.3.6-6.

$$I_2 = I_1 \cdot e^{-\alpha L} \cdot e^{-j\beta L} = I_1 e^{\gamma L}$$

Como se a visto anteriormente: $\gamma = \omega \sqrt{LC} \log \frac{b}{a}$

Aplicando las ecs. 3.2-1 a la expresión anterior tenemos que:

$$\gamma = 3.333 \times 10^{-6} \times \omega \times L \log \frac{b}{a} \quad 3.2-4$$

Y como puede verse γ es independiente de la forma del cable.

Como $\alpha = \gamma \cos 90^\circ$ y esto es cero, entonces no existe atenuación; como se sabe $\beta = \gamma \sin 90^\circ$, y como $\sin(90^\circ) = 1$

Por lo tanto $\beta = \gamma$ rad / km.

Si estas dos últimas consideraciones las utilizamos para obtener I_2 se tiene

$$I_2 = I_1 \cdot e^{-j \times 3.33 \times \omega \times L \times 180 \log \frac{b}{a} \times 10^{-6}} \quad 3.2-5$$

$$V_L = Z_0 \times I_2 \quad \text{volts} \quad 3.2-6$$

$$P_L = V_L \times I_2 \quad \text{watts.} \quad 3.2-7$$

Si la línea tiene una longitud de 20 km. I_2 , V_L y P_L tomarán los siguientes valores:

Aplicando las ecs. desde 3.2-3 hasta 3.2-7

$$Z_0 = 138,28 \times \log 8 = 124,88 \text{ ohms.}$$

$$I_1 = \frac{2}{600 + 124.88} = 2.76 \angle 0^\circ \text{ ma.}$$

$$I_2 = 2.76 \times 10^{-3} \angle \frac{1}{13.33 \times 10^{-6} \times 5000 \times 20 \times 180 \angle 1^\circ}$$

$$I_2 = 2.76 \angle -19.1^\circ \text{ ma.}$$

$$V_L = 124.88 \times 2.76 \times 10^{-3} \angle \frac{0^\circ + (-19.1^\circ)}{0^\circ + (-19.1^\circ)} = 0.34 \angle -19.1^\circ \text{ volts.}$$

$$P_L = 0.34 \times 2.76 \times 10^{-3} = 0.938 \text{ mw.}$$

De la misma manera como se cálculo para 20 km. las corrientes, voltajes etc. se pueden obtener para longitudes mayores o menores de 20km. En la tabla 3.2-1 se dan estos valores para longitudes de 30km, 50 km, 150 km.

L_0 Km	L_x mly	C_x μf	α Hp.	β Grad.	V_L V.	I_2 ma.	P_L mw.
20	8.22	0.535	0.0	19.1	0.34	2.76	0.938
30	12.44	0.803	0.0	28.6	0.34	2.76	0.938
50	20.74	1.33	0.0	47.7	0.34	2.76	0.938
150	62.23	4.00	0.0	143.2	0.34	2.76	0.938
$Z_0 = 124.88 \text{ ohms}$ $Z_g = 600 \text{ ohms}$					$V_g = 2.0 \text{ volts.}$ $f = 976 \text{ hz.}$		
$K = 1$							

Tabla 3.2 - 1

La fig. (3.2-3) se puede representar por el modelo de la fig.(3.2-5) para un análisis mas general.

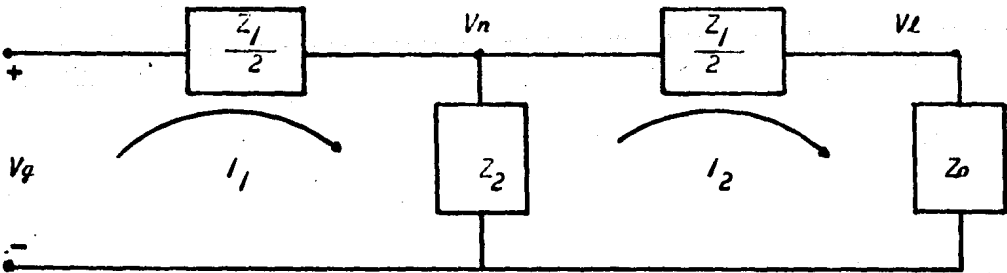


Fig. 3.2-5

De la fig. (3.2-5) se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones.

$$I_1 = \frac{2Vg}{Z_1} - \frac{2Vn}{Z_1} \quad 3.2-8a$$

$$Vn = I_1 Z_2 - I_2 Z_2 \quad 3.2-8b$$

$$I_2 = \frac{2Vn}{Z_1} - \frac{2VL}{Z_1} \quad 3.2-8c$$

$$VL = I_2 Z_0 \quad 3.2-8d$$

De las ecuaciones anteriores se deduce el diagrama a bloques de la fig. (3.2-6a) que describe el comportamiento de la red de la fig. (3.2-3).

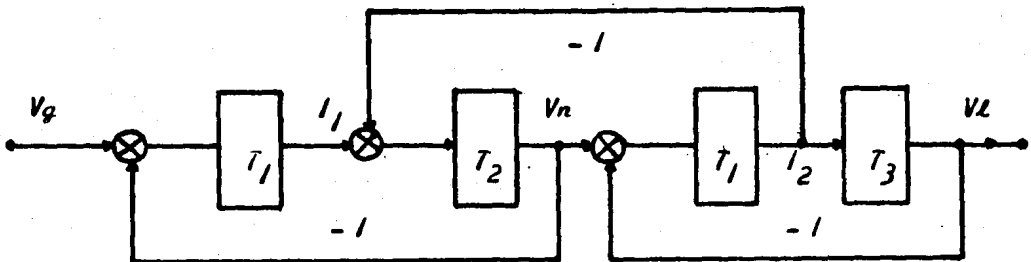


Fig. 3.2-6a

El diagrama de bloque anterior es fácilmente simulado con inversores como se muestra en la figura siguiente.

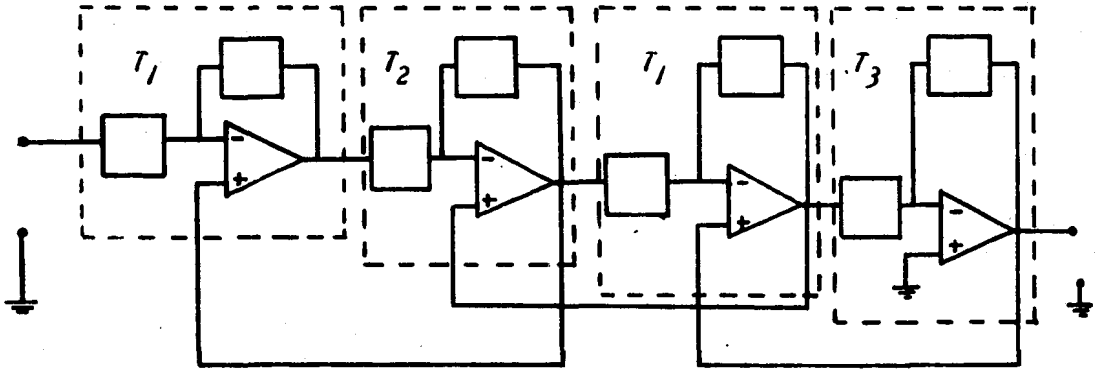


Fig. 3.2 - 6b.

De la fig. (3.2-6a) :

$$T_1 = \frac{2}{Z_1}$$

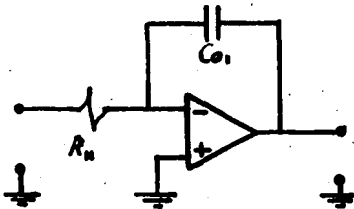
$$T_2 = Z_2$$

$$T_3 = Z_0$$

Para simular T_1 :

$$T_1 = \frac{2}{Z_1} = -\frac{2}{LkS} \quad 3.2-9$$

T_1 queda simulado con un integrador cuya función de transferencia es la siguiente :



$$T(S) = \frac{1}{S R_N C_0} \quad 3.2-10$$

Igualando 3.2-9 y 3.2-10 obtenemos :

$$R_N = -\frac{Lk}{2 C_0} \quad 3.2-11$$

De la ecuación anterior se fija C_0 a un valor comercial.

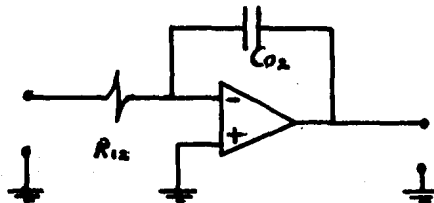
Para simular T_2 :

$$T_2 = Z_2 = \frac{1}{s C_2} \quad 3.2-12$$

T_2 representa también la función de transferencia de un integrador logrado con operacionales cuya función de transferencia es la de la ec. 3.2-10. Igualando la ec. 3.2-10 y la ec. 3.2-12 se obtiene.

$$R_{12} = \frac{C_1}{C_2} \quad 3.2-13$$

De la ecuación anterior se fija C_2 a un valor comercial. Y el resultado que se obtenga debe ser mayor o igual a 1 K Ω . Lo mismo ocurre para la simulación de T_1 .



Para simular T_3 :

$$T_3 = Z_0 = 124.88 \text{ ohms.} \quad 3.2-14$$

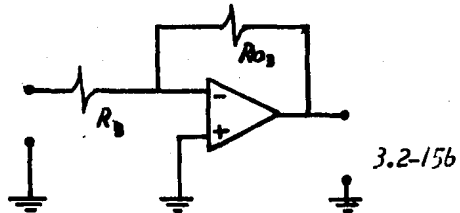
Este valor puede obtenerse con un inversor. Donde su función de transferencia es igual a :

$$T(s) = -\frac{R_{03}}{R_{13}} \quad 3.2-15a$$

Igualando la ec. 3.2-14 y la ec. 3.2-15a se obtiene :

$$R_{03} = 124.88 \times R_{13}$$

De la ec. anterior R deberá fijarse a un valor comercial mayor de 1 K Ω .



A continuación haremos el cálculo de los componentes de los circuitos que simulan a T_1 , T_2 , T_3 para una línea de 50 Km.

Para T_1 : $R_{01} = \frac{Lr}{2 C_{01}}$, el valor de Lr se da en la tabla 3.2-1 y

y fijando C_{01} a $0.1 \mu\text{f}$.
$$R_{01} = \frac{20.74 \times 10^{-3}}{2 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 103.6 \text{ K}\Omega$$

Valor comercial $R_{01} = 100 \text{ K}\Omega$

Para T_2 : $R_{12} = \frac{Cr}{C_{02}}$, el valor de Cr se da en la tabla 3.2-1 y

fijando C_{02} a un valor de $0.001 \mu\text{f}$.
$$R_{12} = \frac{1.33 \times 10^{-6}}{0.001 \times 10^{-6}} = 1.3 \text{ K}\Omega$$

Valor comercial $R_{12} = 1.2 \text{ K}\Omega$

Para T_3 : $R_{03} = 124.88 \times R_{01}$, fijando R_{01} a $1 \text{ K}\Omega$.

$$R_{03} = 124.88 \text{ K}\Omega$$

Valor comercial $R_{03} = 120 \text{ K}\Omega$

De la misma forma como se hicieron los cálculos anteriores para 50 Km. se pueden hacer estos mismos cálculos para longitudes diferentes. En la tabla 3.2-2 se muestran los valores de los elementos C_{0i} , R_{0i} , y R_{1i} para 20 km, 30 km, 50 km y 150 km.

L_0 Km	R_{01} K Ω	R_{11} K Ω	R_{12} K Ω	R_{13} K Ω	C_{01} μf	C_{02} μf
20	120	39	1.2	1	0.1	0.00047
30	120	68	1.8	1	0.1	0.00047
50	120	100	1.2	1	0.1	0.001
150	120	330	3.9	1	0.1	0.001

Tabla 3.2 - 2.

En la fig. (3.2-7) se muestra la línea de cable coaxial simulada con operaciones, donde los valores de los componentes se toman de la tabla 3.2-2 según la longitud de la misma.

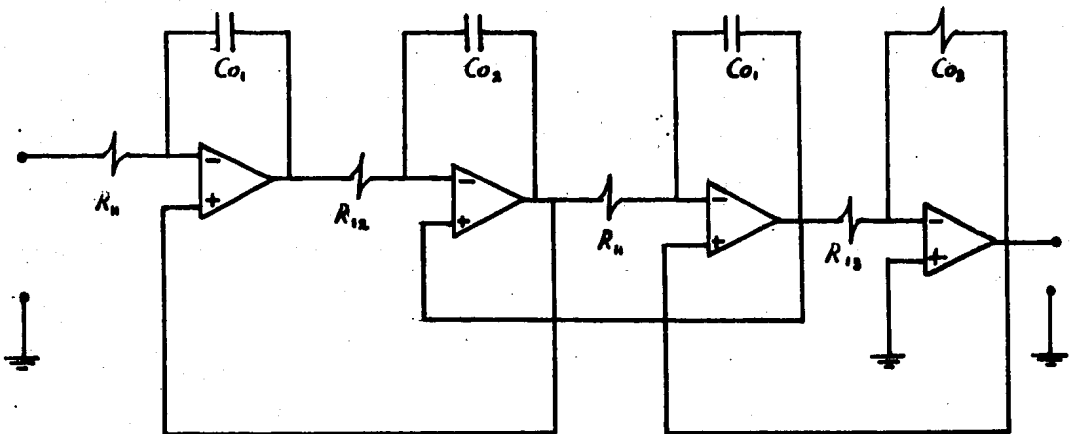


Fig. 3.2 - 7.

Puede suceder que los valores obtenidos, utilizando las ecuaciones para la simulación, no tengan en el circuito simulado el resultado deseado, por lo que, en caso de que ocurra para nuevos cálculos de longitudes diferentes a las calculadas ya, se recomienda un proceso análogo al de la línea infinita donde el factor "k" -debera ser:

De la ec. 3.1-8 si T_1 se multiplica por "k" T_2 y T_3 deberán dividirse por este factor, para no alterar la función de transferencia de la red de la fig. (3.2-5) y con ello no modificar el resultado de VL.

$$T_1 \times k = \frac{2 \times k}{L \times S} = Q_1 \quad 3.2-16a$$

$$\frac{T_2}{k} = \frac{1}{C \times S \times k} = Q_2 \quad 3.2-16b$$

Es deseable que Q_1 y Q_2 sean iguales para poder standardizar a un valor -numérico semejante las funciones T_1 y T_2 ; igualando las ecs. 3.2-16a y 3.2-16b

$$k = \sqrt{\frac{L}{2 C}} \quad 3.2-17$$

Si aplicamos esta última ecuación a las ecs. 3.2-11, 3.2-13 y 3.2-15b, estas -últimas se transforman en:

$$R_{11}' = \frac{L \times k}{2 C \cos k} \quad 3.2-18a$$

$$R_{12}' = \frac{C \times k}{\cos k} \quad 3.2-18b$$

$$R_{o3}' = 124.88 \times R_{13} / k \quad 3.2-18c$$

Entre las diferentes líneas de transmisión de señales, está la línea telefónica, esta es empleada generalmente para la comunicación directa entre dos puntos y a frecuencias de la voz humana, y aun a frecuencias de portadora dependiendo de la longitud de la línea.

Una línea de transmisión telefónica, generalmente esta construida con un par de cables de cobre trenzados entre si, para evitar la inductancia en la línea por efecto de los campos magnéticos opuestos que se forman en cada uno de los cables. Por lo que su modelo eléctrico es de la fig. (3.3-1)

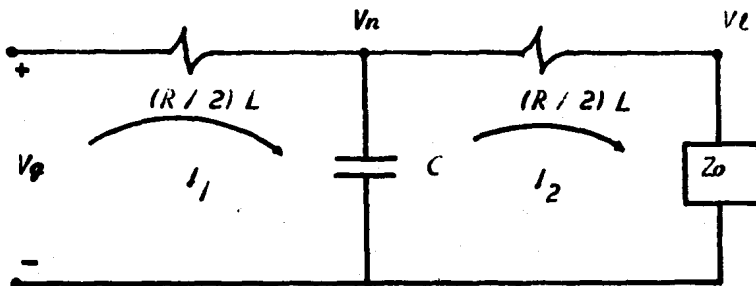


Fig. 3.3 - 1

De la fig.(3.3-1) se obtienen las siguientes ecuaciones.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R}{\omega C}} \quad \underline{1-45^\circ} \quad \text{ohms} \quad 3.3-1a$$

$$\gamma = \sqrt{\omega R C} \quad \underline{1-90^\circ} \quad 3.3-1b$$

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega R C}{2}} \quad \text{rad / km} \quad 3.3-1c$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega R C}{2}} \quad \text{nep / km.} \quad 3.3-1d$$

Como se podrá apreciar en el diagrama de la fig. (3.3-1), esta línea no presenta ninguna inductancia en su configuración, por lo que se hace innecesario simularla con amplificadores operacionales, por lo que es más conveniente con componentes discretos. A continuación se calcularán las variables de esta línea por vía del ejemplo.

Ejemplo:

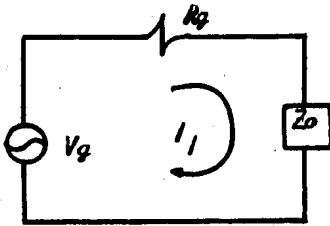
Si usa un cable de 2.64 mm, el cual presenta los siguientes parámetros:

$$R_r = 6.46 \text{ ohms / km. ; } C = 0.00519 \text{ } \mu\text{f / km.}$$

A la línea se le alimenta con una señal de 2 volts. (El generador que proporciona esta señal presenta una impedancia de 600 ohms).

Siguiendo el mismo modelo eléctrico de los ejemplos anteriores para el cálculo de I_1 tenemos:

De la ec. 3.3-1a, c y d. Para una $L_0 = 150 \text{ km.}$



$$Z_0 = \sqrt{\frac{6.46}{(15000)(0.00519 \times 10^{-6})}} = 499 \text{ } \angle -45^\circ \text{ } \Omega$$

$$\gamma L = \sqrt{\frac{(15000)(6.46)(0.00519 \times 10^{-6})}{2}} \times 150 \text{ km}$$

$$\alpha L = 1.3725 \text{ nepers}$$

$$\beta L = 79^\circ$$

De la ec. 3.2-2 :

$$I_1 = \frac{2}{600 + 352 - j 352.84} = 1.968 \times 10^{-3} \text{ } \angle 20.31^\circ \text{ amp.}$$

De la ec. 3.1-2:

$$I_2 = 0.496.22 \times 10^{-3} \text{ } \angle -58.69^\circ$$

De la ec. 3.1-4:

$$V_L = 499 \times 0.496 \times 10^{-3} \angle -45^\circ \ 58.69^\circ$$

$$V_L = 247 \times 10^{-3} \angle -103.79^\circ \text{ volts.}$$

De la ec. 3.1-5 :

$$P_L = 247 \times 10^{-3} \times 0.496 \times 10^{-3} \cos 45^\circ.$$

$$P_L = 0.086 \times 10^{-3} \text{ watts.}$$

Lo mismo puede hacerse para distancias de mayor o menor longitud. En la tabla siguiente se muestran estos valores para longitudes de 20 km, 30 km, 50 km y 150 km.

L_0 Km	$Rr/2$ Ohms	C_r μf	αL Nep.	βL Grad.	I_2 Ma	V_L Volts	P_L Watts
20	64.6	0.1038	0.1838	10.44	1.63	0.813	0.937
30	96.9	0.1557	0.2746	15.73	1.49	0.743	0.783
50	161.1	0.2595	0.4577	26.22	1.24	0.618	0.543
150	484.5	0.7789	0.3730	78.68	0.499	0.247	0.086

Los valores de $Rr/2$ y C_r deberán ser los valores de los componentes que forman la línea simulada.

3.4 SIMULACION DE LA LINEA TELEFONICA PUPINIZADA CON A.O.

La carga inductiva o pupinización, como se menciona en el capítulo 1, es — la técnica de insertar bobinas de inductancia con núcleo magnético idénticas y — agrupadas en serie con los conductores de una línea de transmisión a iguales intervalos a lo largo de la línea.

De las ecs. 1.3.7-4 y 1.3.9-6, se ve que el carga aumenta la impedancia — característica de una línea. Para un nivel dado de potencia transmitida, esto — quiere decir que el voltaje aumenta y la corriente disminuye con relación a sus respectivos valores en la misma línea sin carga. Las pérdidas de potencia en la resistencia distribuida R_r se reducen por lo tanto : las pérdidas en la — tancia distribuida G_r aumentan. Las pérdidas en G_r , son aun, solamente una — pequeña fracción de la pérdida total, por lo tanto el resultado neto es una — disminución considerable en el factor total de la atenuación de la línea, particu — larmente a las frecuencias altas de la voz.

El carga de las líneas de transmisión por medio de bobinas agrupadas tiene dos desventajas serias. La primera se ve a partir de la ec. 1.3.9-4b, donde se indica que la velocidad de fase en una línea se reduce cuando se aumenta la in — ductancia distribuida efectiva, para un valor fijo de capacitancia distribuida. Las conversaciones telefónicas de dos vías sobre circuitos telefónicos a fre — cuencias de la voz a escala transcontinental de dos o tres mil millas de largo serían afectadas adversamente por el retardo extra de la señal, introducido por el carga inductivo.

La segunda desventaja del carga, por medio de bobinas agrupadas, es conse — cuencia de que la línea cargada de esta manera ya no es un sistema distribuido — uniforme. Debe ser visto como una secuencia de secciones finitas de línea, con — sistente, cada una, de una bobina de carga y la sección de la línea entre dos bo — binas consecutivas. El análisis de este sistema compuesto revela que tiene las — propiedades de un filtro paso-bajo, caracterizado por una frecuencia de corte, — la cual es inversamente proporcional a la raíz cuadrada del producto de la induc — tancia total en serie y la capacitancia paralela total por sección de línea. Si los componentes de los circuitos, en si mismos, son independientes de la frecuen — cia y de la intensidad de la señal, las propiedades de transmisión de la lí —

nea cargada vista como una secuencia de las secciones de filtro, son prácticamente independientes de la frecuencia desde cero hasta incluir algún porcentaje de la frecuencia de corte, y no hay transmisión por encima de la frecuencia de corte. Para cualquier cantidad de carga especificada, la frecuencia de corte se puede aumentar sin límite usando más bobinas a separaciones más cortas con menos inductancia por bobina. Sin embargo, el lograr cantidades útiles de carga, con frecuencias de corte más altas de algunos KHz. se vuelve realmente prohibitivo debido a su costo; debido a ello se ha hecho muy poco uso en el cargo de circuitos comerciales de líneas de transmisión operando a frecuencias por encima del rango de la voz.

Aunque el cargo no es capaz hoy en día de proporcionar ninguna contribución útil a la práctica de la telefonía comercial, hay aplicaciones especializadas.

La línea telefónica pupinizada se representa por el circuito de la fig. (3.4-1).

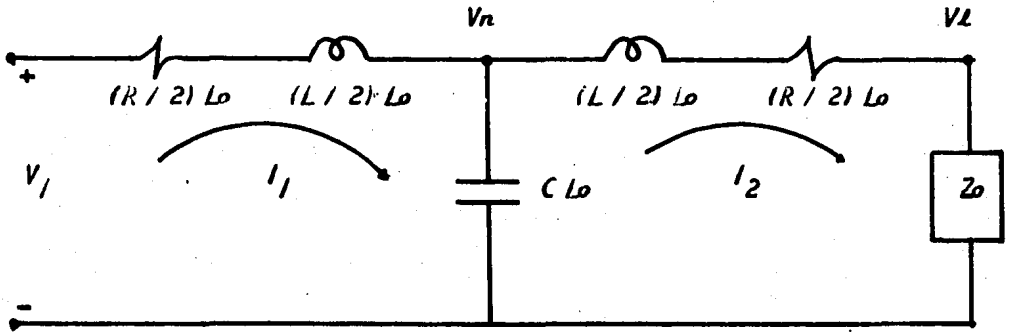


Fig. 3.4 - 1

La figura anterior puede representarse de una forma más general como se muestra en la fig. (3.4-2).

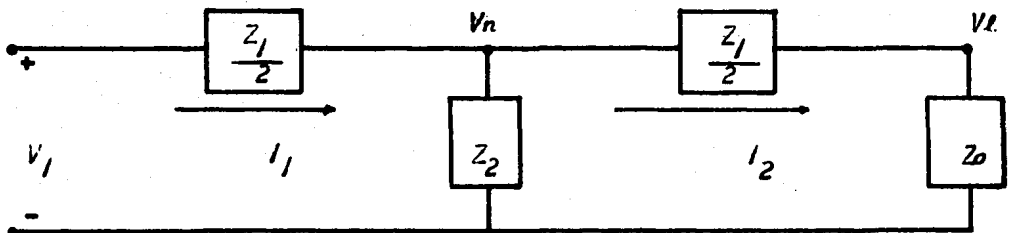


Fig. 3.4 - 2

Como puede observarse la configuración de la fig. (3.4-2), es igual a la de las figs. (3.1-3) y (3.2-5), por lo que el análisis para la simulación también — será semejante. ahora en la tabla 3.4-1 se muestran los valores de los parámetros (I_2 , V_L , P_L etc.), que deben calcularse para diferentes longitudes de línea.

$Z_0 = 710.50 \angle -14.77^\circ$; $Z_g = 600 \text{ Ohms}$; $f = 796 \text{ Hz}$								
L_0 Km	R/L $Ohms$	L/L mH	C/L μf	αL $Nepers$	βL $Grads.$	I_2 mA	V_L $Volts$	P_L mW
20	64.6	22.8	0.104	0.0939	20.42	1.40	0.995	1.346
30	96.9	34.2	0.176	0.1409	30.65	1.33	0.947	1.220
50	161.5	57.0	0.260	0.2349	51.05	1.22	0.863	1.014
150	484.5	171	0.779	0.7447	153.2	0.73	0.518	0.365

Tabla 3.4 - 1

En la tabla 3.4-2 se dan los valores de los componentes discretos que conforman los circuitos que simulan la línea a diferentes longitudes.

L_0 Km	R_{01} $K\Omega$	R_{02} $K\Omega$	R_{11} $K\Omega$	R_{12} $K\Omega$	R_{13} $K\Omega$	C_{01} μf	C_{02} pf	$h = 100$
20	3.9	68	2.2	100	9.1	0.1	100	
30	3.9	68	3.3	150	9.1	0.1	100	
50	3.9	68	5.6	270	9.1	0.1	100	
150	3.9	68	18	820	9.1	0.1	100	

Tabla 3.4 - 2

El circuito de la fig. (3.4-3) es el que simula la línea telefónica pupinizada para una longitud L_0 , donde los componentes C_{0i} , R_{0i} y R_{1i} toman su valor de la tabla 3.4-2, según su longitud.

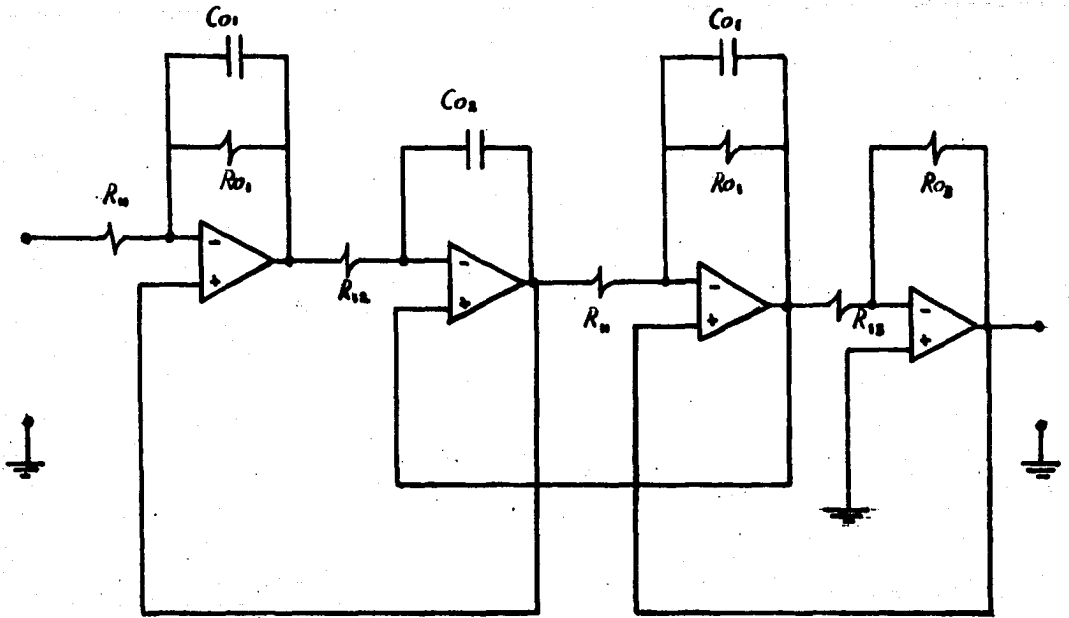


Fig. 3.4-3

En algunas de las líneas simuladas hay necesidad de corregir los resultados de las mismas, debido al error que es introducido por la tolerancia de los componentes y a las características propias de los operacionales. El error no debe exceder del 15 % del valor calculado, para tener la certeza de que el circuito cumple su función. Los errores de los resultados pueden corregirse con circuitos de ajuste.

El error en la magnitud del voltage se corrige simplemente utilizando un "A.O." en su configuración no-inversora de ganancia variable ver fig. (3.5-1).

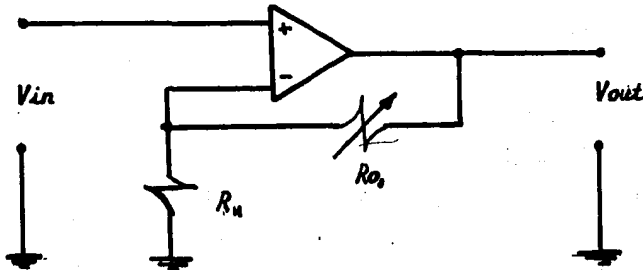


Fig. 3.5 - 1

Para corregir el error de fase se utiliza un arreglo más sofisticado, que a continuación se plantea:

En la corrección de este error es necesario disponer de un circuito que nos permita defasar a voluntad la señal sin alterar su magnitud, es decir su función de transferencia debe ser.

$$T(S) = \frac{V_{out} / \Theta_2}{V_{in} / \Theta_1} = A / \pm \Theta(q) \quad 3.5-1a$$



$$V_{out} / \Theta_2 = V_{in} \times A / \Theta_1 \pm \Theta(q) \quad 3.5-1b$$

Donde "n" debe ser la unidad e independiente de la frecuencia y de "q".

Θ_1 es el ángulo de la señal de entrada (V_{in}).

$\Theta(q)$ es el ángulo que compensa a Θ_1 para corregir el error de fase y este tendrá la facilidad de ajustarse según la necesidad por medio de "q".

Si este circuito se realiza con un amplificador operacional, entonces tendría la forma de la fig. (3.5-2).

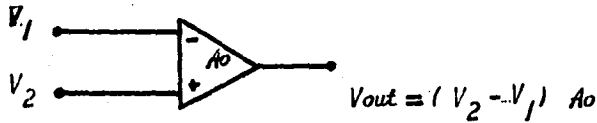


Fig. 3.5 - 2

Como solo se dispone de una sola señal (V_{in}). Por lo que V_2 deberá ser función de V_{in} es decir.

$$V_{out} = A_o (K V_{in} - V_{in})$$

3.5-2

Esta última ecuación debe cumplir con la ec. 3.5-1b.

$$V_{out} = A_o (K V_{in} - V_{in}) / \underline{\Theta_1 \pm \Theta(q)}$$

Lo que determina que la configuración del operacional debe ser la de la fig. (3.5-3).

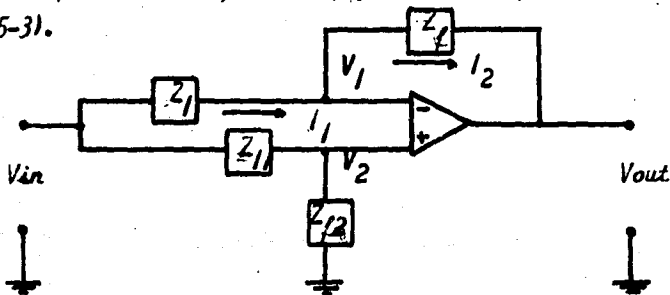


Fig. 3.5 - 3

Haciendo el análisis del circuito de la fig.(3.5-3).

$$I_1 = \frac{V_{in} - V_x}{Z_1} \quad ; \quad I_2 = \frac{V_x - V_{out}}{Z_f}$$

Y como I_1 es igual a I_2 .

$$\frac{V_{in} - V_x}{Z_1} = \frac{V_x - V_{out}}{Z_f}$$

despejando de esta última expresión a V_{out} tenemos:

$$V_{out} = V_x \left(\frac{Z_f - Z_1}{Z_1} \right) - \left(\frac{Z_f}{Z_1} \times V_{in} \right) \quad 3.5-3$$

del circuito de la fig.(3.5-3) V_x es:

$$V_x = \frac{Z_{f2} \times V_{in}}{Z_{11} + Z_{f2}} \quad 3.5-4$$

sustituyendo la ec. 3.5-4 en 3.5-3 obtenemos:

$$V_{out} = \left(\frac{Z_{f2}}{Z_{11} + Z_{f2}} \times \frac{Z_f + Z_1}{Z_1} \right) V_{in} - \frac{Z_f}{Z_1} \times V_{in}$$

obteniendo como factor común a $(Z_f/Z_1) V_{in}$ de la ecuación anterior

$$V_{out} = \frac{Z_f}{Z_1} \times V_{in} \left[\left(\frac{Z_{f2}}{Z_{11} + Z_{f2}} \right) \left(1 + \frac{Z_1}{Z_f} \right) - 1 \right]$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_f}{Z_1} \left[\left(\frac{Z_{f2}}{Z_{11} + Z_{f2}} \times \frac{Z_f + Z_1}{Z_f} \right) - 1 \right]$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_f}{Z_1} \left(\frac{Z_{f2}(Z_f + Z_1) - Z_f(Z_{11} + Z_{f2})}{Z_f(Z_{11} + Z_{f2})} \right) \quad 3.5-5$$

De la ecuación anterior se deduce que Z_f y Z_1 deben ser iguales para que la ec. 3.5-5 cumpla con la condición de las ecs. 3.5-1 de que "A" sea igual a uno e independiente de la frecuencia para esto último Z_f y Z_1 deben ser resistencias.

El segundo término del producto de la ecuación anterior (a), debe ser:

$$a = 1 / \underline{\Theta(a)} \quad 3.5-6$$

para que la ec. 3.5-5 siga cumpliendo con la condición de la ec. 3.5-1.

Desarrollando "a":

$$a = \frac{(Z_{f2}Z_f + Z_{f2}Z_1) - (Z_fZ_{11} + Z_fZ_{f2})}{Z_fZ_{11} + Z_fZ_{f2}}$$

$$a = \frac{Z_{f2}Z_1 - Z_fZ_{11}}{Z_fZ_{11} + Z_fZ_{f2}}$$

como:

$$Z_1 = Z_f$$

entonces:

$$a = \frac{Z_{f2} - Z_{11}}{Z_{11} + Z_{f2}} \quad 3.5-7$$

Para que la ecuación anterior cumpla con la igualdad de la ec. 3.5-6; $-Z_{f2}$ o bien Z_{11} deben ser una reactancia capacitiva o inductiva y la otra impedancia una resistencia variable para poder ajustar la fase del voltaje de salida al valor calculado.

Si : $Z_f = R$ y $Z_{11} = \frac{1}{CS}$

la ec. 3.5-7 será :

$$a = \frac{1 - SCR}{1 + SCR} \quad 3.5 - 8$$

Si de esta ecuación se obtienen sus gráficas de Bode veremos que la ganancia será igual a la unidad, para todo el intervalo de frecuencia y si R es variable la gráfica de fase lo será también conforme R varíe como lo demuestra la siguiente ecuación.

$$\Theta(R) = 2Tq^{-1}(1 / \omega RC) \quad 3.5 - 9$$

donde R cumple la función de "q".

El circuito de corrección de fase que se utilizó fue el siguiente:

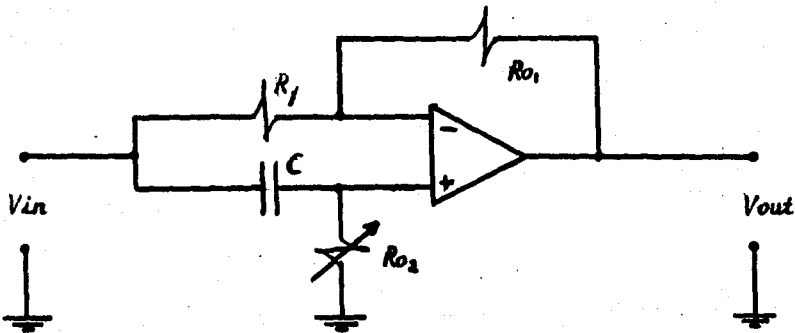


Fig. 3.5 - 4

Donde:

Si la frecuencia de la señal de entrada es pequeña, el producto CxR de la ec. 3.5-8 deberá ser pequeño: R debe ser mayor que $1 K$ y C igual a 0.001μ .

En el diagrama de la fig. (3.5-5), se muestra la forma en que se conectan los circuitos de ajuste, a la salida de los circuitos que simulan las líneas. Para así corregir el error que se pueda presentar.

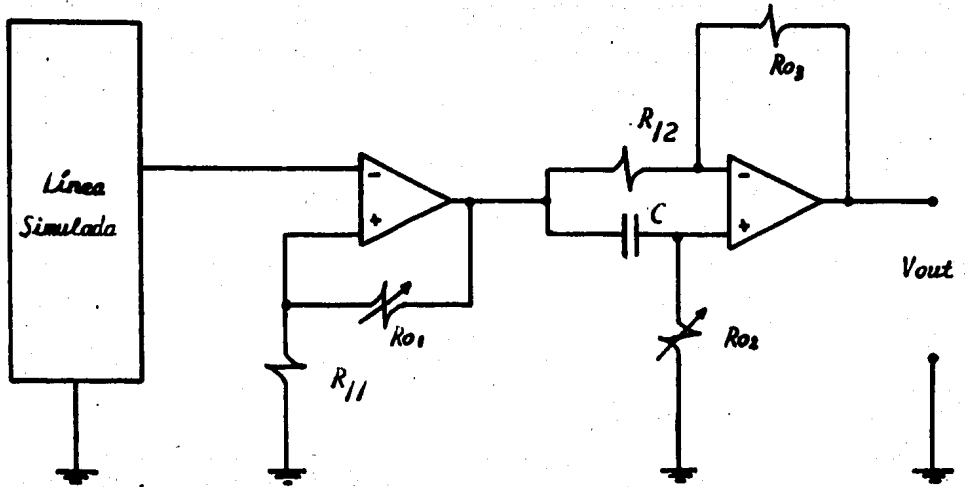


Fig. 3.5 - 5

CAPITULO IV

TEORIA Y DISEÑO
DEL
FRECUENCIMETRO.

4.1 PRINCIPIO DE OPERACION Y CARACTERISTICAS DE DISEÑO

La operación consiste en medir la frecuencia de una onda periódica, contando el número de ciclos de la onda en un período de tiempo de un segundo o fracción decimal de segundo. Esto se basa en el siguiente principio:

Si se tiene un tiempo T_1 igual a n segundos (que será llamado "base"). Ahora si se desea medir una señal con una frecuencia " f " en el tiempo T_1 , la frecuencia será la razón de T_1 entre el período T_2 de la frecuencia " f " es decir:

$$T_1 = n$$

$$f = \frac{1}{T_2} \quad ; \quad T_2 = \frac{1}{f}$$

$$\frac{T_1}{T_2} = n f$$

4.1 - 1

La ecuación anterior nos lleva a concluir que si n es igual a uno la frecuencia medida es la real.

La operación de conteo debe repetirse a intervalos regulares. Esto puede apreciarse en la fig. (4.1-1).

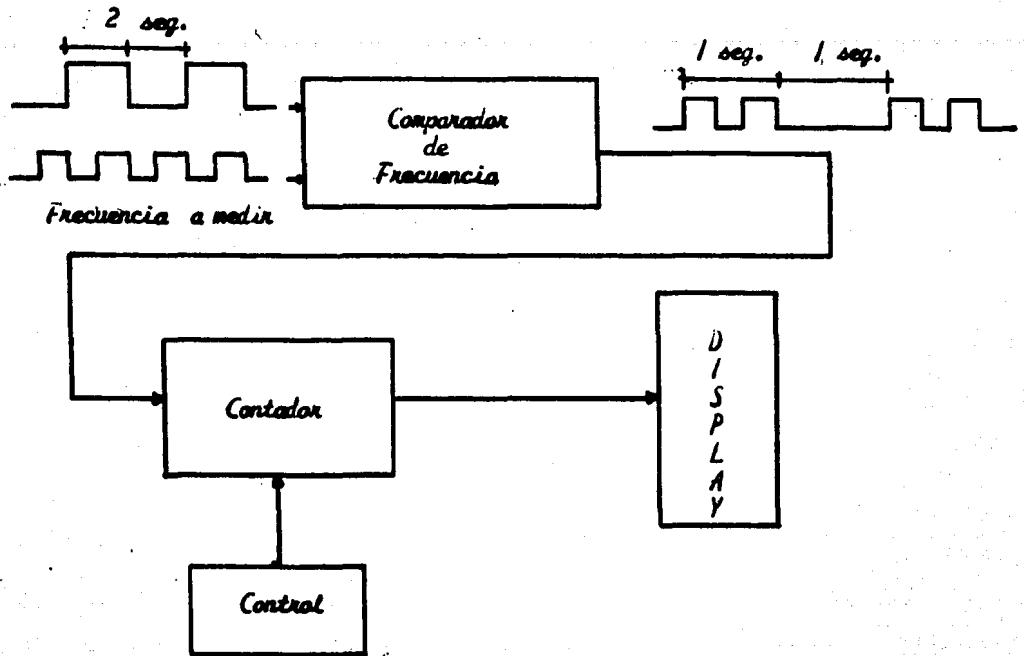


Fig. 4.1 - 1.

De la fig. (4.1-1) se ve que la salida del comparador va directamente al contador, el cual se gobierna por una etapa de control, esta tendrá la función de — definir los periodos de cuenta y no-cuenta, fijado y borrado del contador. Después la salida del contador será mostrada en el display.

CARACTERÍSTICAS DE DISEÑO.

1.- Sensibilidad:

Este frecuencímetro deberá tener una sensibilidad de 2 a 50 volts — (RMS). La forma de onda de la señal a medir podrá ser; sinusoidal, cuadrada triangular, diente de sierra etc..

2.- Exactitud:

Debe ser de $\pm 2\%$.

3.- Rango :

De 1 Hz. a 9.999 MHz.

4.- Este frecuencímetro deberá tener cuatro cifras significativas.

En la fig. (4.1-2) se muestra el diagrama general a bloques del diseño de un frecuencímetro que reúne las características mencionadas.

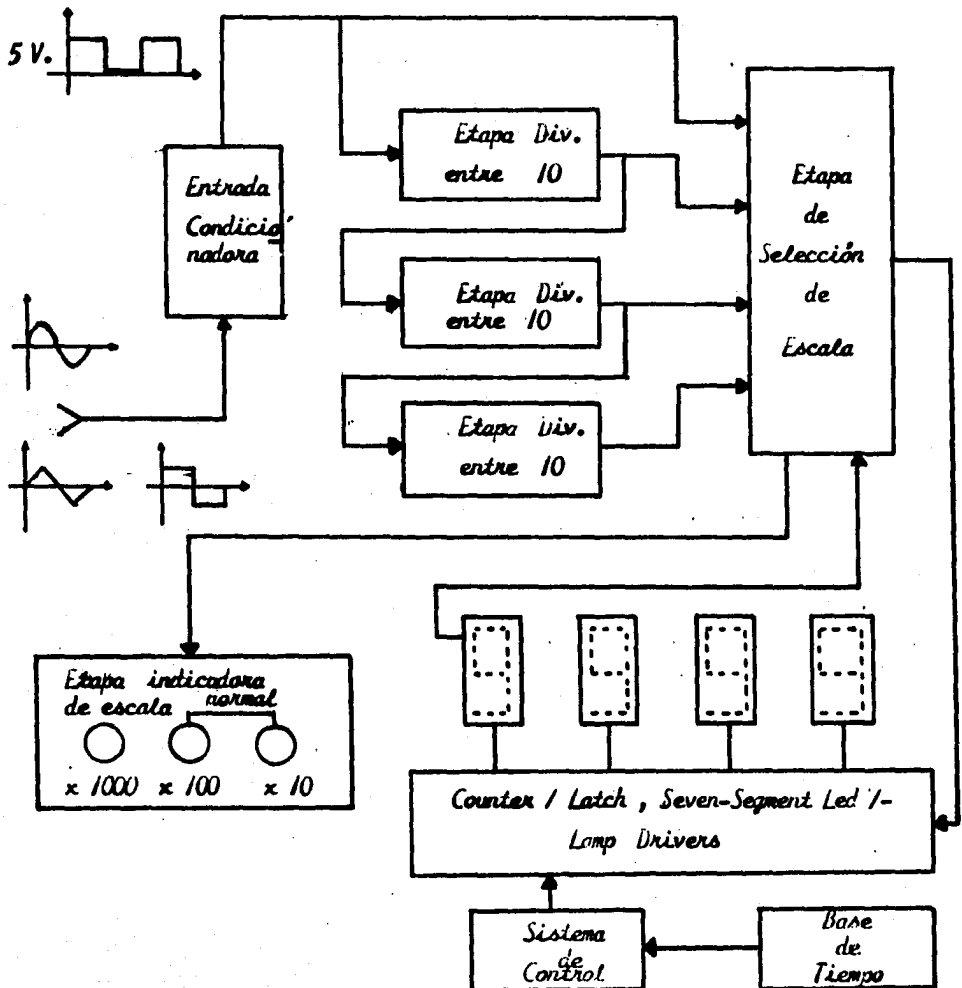


Fig. 4.1 - 2.

4.2 ETAPA CONDICIONADORA DE ENTRADA

Una de las condiciones de diseño de este frecuencímetro, es la de medir la frecuencia de cualquier tipo de señal periódica, y la amplitud de esta debe estar dentro del rango de los 2 a los 50 volts.

Para que esta medición se pueda realizar en este instrumento digital, es necesario que la señal sea convertida a una señal digital de la misma frecuencia - lo cual se logra de la siguiente forma.

La fig. (4.2-1) es el diagrama a bloques del circuito que da la solución a las condiciones antes expuestas.

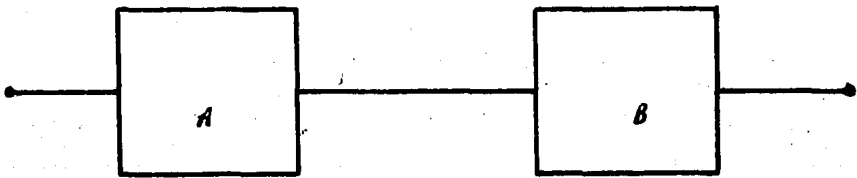


Fig. 4.2 - 1.

El bloque "A" deberá ser un circuito que posea las siguientes características:

- 1.- Debe ser un amplificador para señales débiles (0.1 volt a 9 volts). La señal amplificada deberá tener el nivel suficiente para excitar la etapa siguiente.
- 2.- Para señales mayores de 9 volts y menores o iguales a 50 volts el circuito deberá entregar la señal a un nivel constante (20 V p.p. max.) .
- 3.- Para que el frecuencímetro cumpla con la condición de diseño No. 3 los elementos activos que componen esta etapa deberán tener una buena respuesta a bajas y altas frecuencias.

El bloque "B" debe ser un circuito que nos convierta la señal entregada por la etapa anterior, en una señal digital de la misma frecuencia. Este circuito tan

bién deberá tener una buena respuesta a bajas y altas frecuencias.

un circuito que cumple con las características, del circuito del bloque "A" es el mostrado en la fig. (4.2-2).

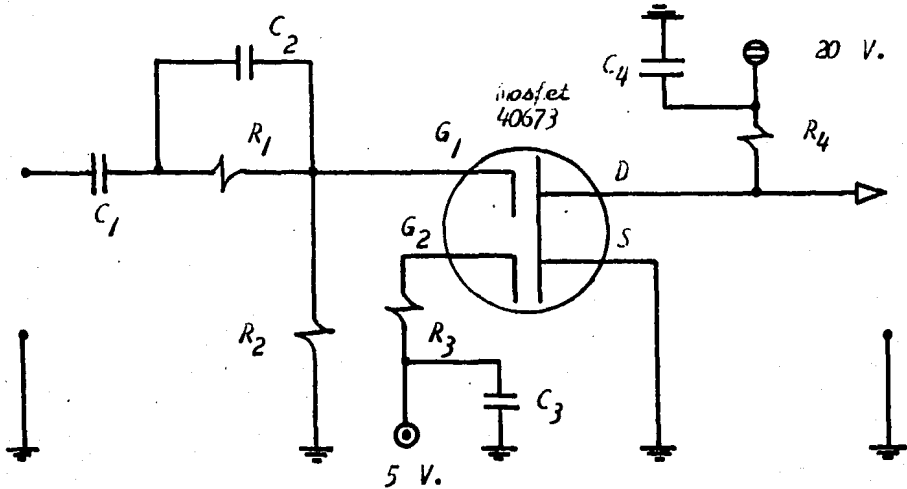


Fig. 4.2 - 2.

Como puede apreciarse el circuito posee un elemento activo y este es un MOS - FET 40673, el cual reúne las características requeridas.

El circuito funciona de la siguiente forma:

La entrada G_2 es utilizada en este caso para ajustar el punto de operación en el lugar más óptimo por medio de un voltaje de d.c. . Como la corriente en G_2 no debe exceder de $10 \mu\text{amp}$. la resistencia R_3 debe ser de 1 Mohms , y el capacitor C_3 se utiliza para aterrizar el ruido.

Una vez fijando G_2 a un voltaje de D.C. la polarización del circuito es - similar a la de un FET de un solo canal. Y esto se hará de acuerdo al diagrama - de la fig. (4.2-3). De la fig. (4.2-3) se deduce que:

$$V_{DS} = V_{DD} - (R_D + R_S) I_D \quad 4.2 - 1$$

$$V_S = -R_S I_D \quad 4.2 - 2$$

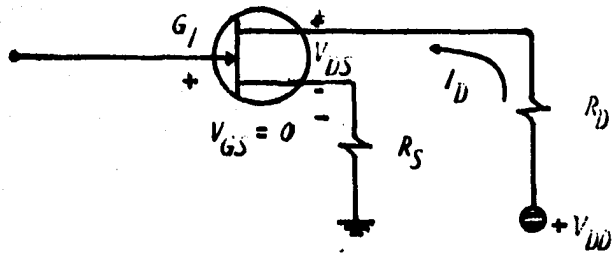


Fig. 4.2 - 3.

Si $V_{GS} = 0$ entonces R_S es cero, y de las gráficas del MOS - FET se obtiene que $V_{DD} = 20$ V., e $I_D = 40$ mA. entonces para una $I_{DQ} = 4.2$ mA. $V_{DSQ} = 0.4$ V.

Para que el MOS - FET opere en la región de amplificación, de la ec. 4.2-1 se obtiene:

$$R_D = R_4 = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_D} = \frac{20 - 0.4}{4.2} = 4.7 \text{ Kohms.}$$

Se puede lograr una mayor amplificación en voltaje si se disminuye R_D o bien aumentando R_S . En este diseño no fue necesario esto último, ya que los valores obtenidos anteriormente nos resuelve el problema.

La red de entrada deberá ser de alta impedancia; la red propuesta se muestra en la fig. (4.2-4) y funciona de la siguiente forma:

R_1 es grande para limitar la corriente de entrada y además presentar una alta impedancia a la señal; R_2 deberá ser por lo menos diez veces mayor que R_1 para que el voltaje en el nodo de unión de estas dos resistencias permanezca sin alterarse. El capacitor C_1 es de acoplamiento (elimina la componente de D.C., de la señal).

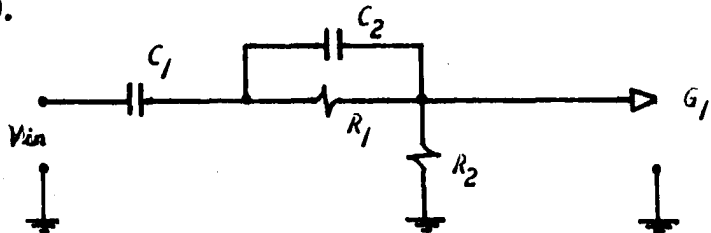


Fig. 4.2 - 4.

El circuito que cumple con las condiciones del bloque "B" se implementó con el C.I. 74LS 13 (TTL), que es en sí un Schmitt - Trigger, el cual funciona de la siguiente forma:

El circuito posee una "zona de trabajo" que está delimitada por dos voltajes, uno inferior y otro superior a los que comúnmente se les conoce con el nombre de "voltajes de umbral", ó, "voltajes de disparo".

Esta zona de trabajo tiene un voltaje de umbral inferior de 0.6 V. y un voltaje de umbral superior de 2 V., esto es mostrado en la fig.(4.2-5).

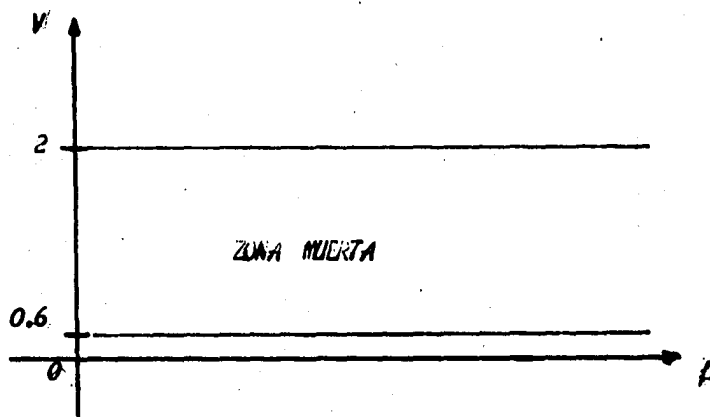


Fig. 4.2 - 5

También posee una etapa de salida que condiciona el nivel de la señal de entrada a un nivel TTL. Este C.I. actúa sobre cualquier señal periódica de la siguiente forma: Cuando el flanco de subida de la onda periódica cruza el nivel inferior de umbral, provocará que la señal ascienda perpendicularmente en ese instante y se mantenga constante a un nivel TTL; después cuando el flanco de bajada de la onda periódica cruza el nivel de umbral superior, provocará que la señal descienda perpendicularmente en ese instante y se mantenga constante en ese nivel de cero volts, hasta que se vuelva a presentar el flanco de subida para volver a iniciar el ciclo; esto es mostrado en los siguientes diagramas.

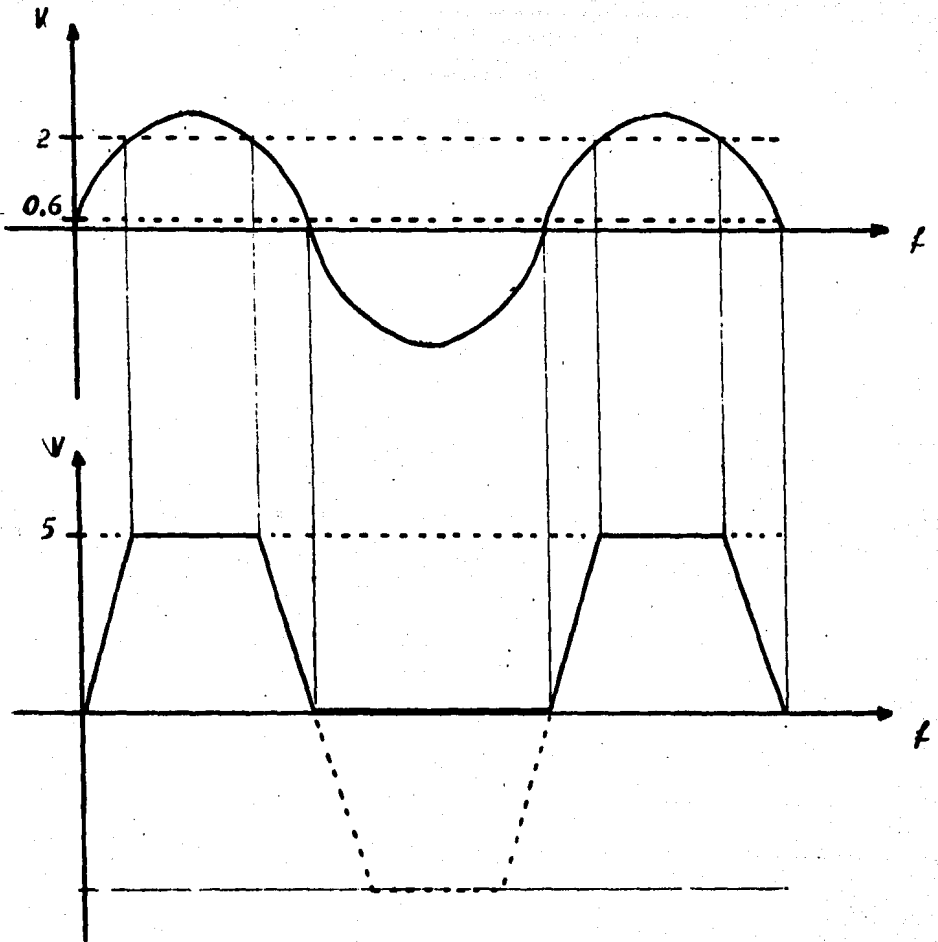


Fig. 4.2 - 6

Como se podrá apreciar de los diagramas anteriores este dispositivo desprecia, la parte negativa de la onda periódica.

4.3

BASE DE TIEMPO.

Una característica muy importante que se debe de tomar en cuenta en el diseño del frecuencímetro es la exactitud. Exactitud que depende del circuito que proporciona una oscilación invariable en cada período.

Puesto que este circuito es la base que rige el funcionamiento de las demás etapas (control, contador). Para la selección del mismo debe tomarse en cuenta el aspecto antes mencionado.

En el diseño de este frecuencímetro se seleccionó como base de tiempo 1 Hz. La fig. (4.3-1) muestra el circuito que cumple con este requisito:

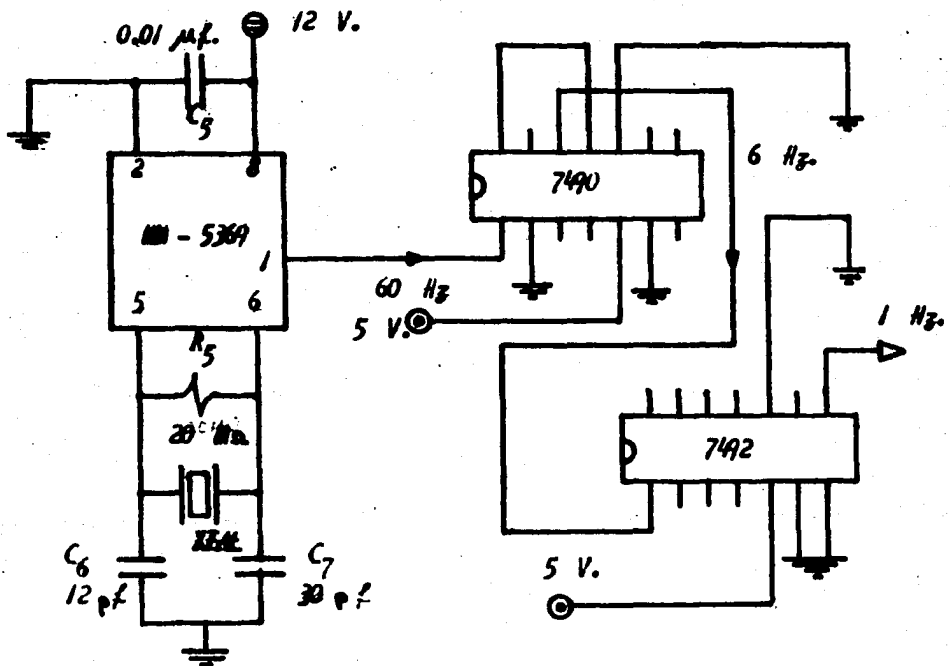


Fig. 4.3 - 1.

En el circuito de la fig. (4.3-1), el circuito integrado C-105 5369 es

un divisor de 17 etapas binarias, que se utiliza para generar una referencia precisa de "60 Hz", por medio de un cristal de cuarzo de 3.579545 MHz., y una red RC, como la mostrada en el mismo circuito. La resistencia R_5 es necesaria para polarizar el amplificador clase "A" del circuito integrado. Los capacitores C_6 y C_7 en paralelo proporcionan una carga capacitiva en serie con el cristal de cuarzo que es requerida para el ajuste preciso del cristal. Los valores mostrados en el diagrama son los que recomienda el fabricante para un óptimo funcionamiento del MM-5369.

Los circuitos integrados 7490 y 7492 (TTL), son utilizados como divisores de frecuencia entre 10 y 6 respectivamente. La función de estos divisores es bajar la frecuencia de 60 Hz. que entrega el circuito integrado CMOS MM-5369 a la frecuencia de 1 Hz.

Debido a que el cristal tiene una variación del 1%, la exactitud del frecuencímetro debera ser también del 1%, mejorando así la condición de diseño — No 2.

4.4

CONTADOR

Para la realización de este contador es necesario establecer las siguientes condiciones para elegir después los componentes más idóneos.

- 1.- Requerimos de un contador que pueda contar diez estados diferentes.
- 2.- Es necesario una memoria que nos almacene los cuatro bits del contador; — esto es realizable con cuatro flip-flops (F.F.) del tipo "D" Latch.
- 3.- Debido a que el contador entrega la cuenta en código BCD es necesario decodificarla a siete bits, y así poder representarla en su número decimal correspondiente en un display de siete segmentos.

Una de las condiciones de diseño es que el frecuencímetro nos muestre cuatro cifras significativas, lo que es posible con cuatro contadores con sus memorias, — decodificadores y displays acoplados. Sería demasiada circuitería si se implementaran con sus equivalentes en TTL los dispositivos que se mencionaron antes, ya que se requerirían tres E.I.'s. por cada display, lo que da un total de doce circuitos integrados; esto nos condujo a buscar un C.I. que agrupará los circuitos an—

tes mencionadas, este requerimiento lo encontramos en los circuitos integrados — 74143 y TIL - 307, siendo el primero más económico, por lo que se selecciono — para utilizarlo como contador.

El C.I. 74143 es en si un Counter - Latch - Decoder y Driver. Este C.I. es representado por el diagrama a bloques de la fig.(4.4-1).

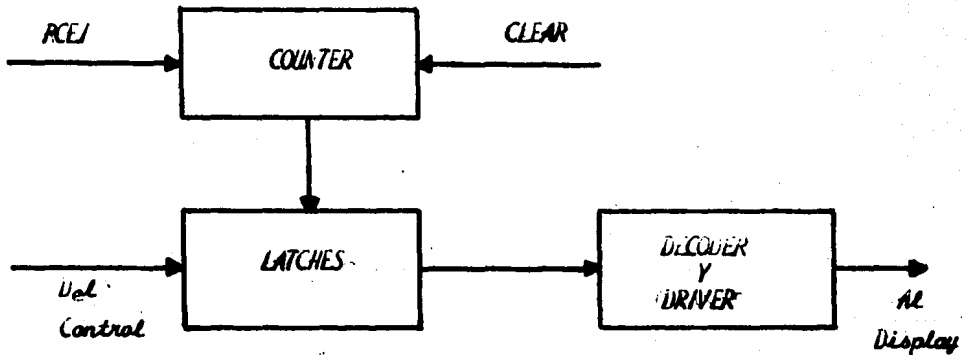


Fig. 4.4 - 1

A continuación se especifica la función de cada una de las patas del C.I. - 74143.

Pata 1.- SERIAL COUNT ENABLE INPUT (SCEI):

Debe estar en cero para una cuenta normal, también debe ser cero para permitir a la terminal 22 ir a cero. Cuando esta en uno la cuenta es inhibida y la terminal 22 es puesta en uno. El nivel lógico no debe cambiarse cuando la terminal 2 — esté a cero.

Pata 2.- CLOCK INPUT :

Cada transición de estado, de cero a uno, incrementa la cuenta solo si el — circuito esta en su modo normal de conteo (patas 1, 12 y 23 estan a tierra).

Pata 3.- CLEAR INPUT :

Cuando es cero, limpia y mantiene los contadores en cero. Debe estar en uno lógico para una cuenta normal.

Pata 4.- RIPPLE BLANKING INPUT (RBI) :

Cuando los datos estan en la memoria estan en BCD, una entrada baja limpiará completamente los displays y forzará que la pata 6 sea cero. Esta terminal no —

tiene efecto si los datos en la memoria son diferentes de cero.

Pata 5.- BLANKING INPUT (BI) :

Cuando es uno, desconecta los displays completamente y obliga a la pata 6 a ponerse en cero. Debe estar en cero para que los displays estén normales.

Pata 6.- RIPPLE BLANKING OUTPUT (RBO) :

Sirve como fuente de información para la pata 4 de la siguiente década. Va a un cero si la pata 5 es uno, o^o, si la pata 4 es cero y los datos en la memoria están en BCD igual a cero; cuando esta terminal sea cero, el display se apagará completamente, por lo tanto, esta terminal debe ser utilizada como un activador para la pata 4.

Pata 7.- DECIMAL POINT INPUT :

Debe estar en uno lógico para marcar el punto decimal. El punto decimal no es indicado cuando esta pata es cero o cuando el display es inhibido.

Patas 8, 9, 10, 11, 13, 14, 15 y 16 .- LED - LAMP DRIVER OUTPUTS :

Estas son las salidas que conducen a cada uno de los siete segmentos del display y su punto decimal.

Patas 17, 18, 19 y 20 .- LATCH OUTPUTS (Q_A , Q_B , Q_C , Q_D) :

En estas terminales pueden ser obtenidos los datos en BCD que son los que maneja el decodificador en los cuatro bits de la memoria y están disponibles estas salidas para manejar otras lógicas o procesos. Las lecturas binarias de las salidas son: $Q_A = 1$, $Q_B = 2$, $Q_C = 4$, $Q_D = 8$.

Pata 21 .- LATCH STROBE INPUT :

Cuando es baja, los datos de la salida de la memoria siguen a los datos del contador. Cuando su entrada es alta, los datos de la memoria son constantes y el contador puede ser operado independientemente.

Pata 22.- MAXIMUM COUNT OUTPUT (MAX COUNT) :

Va a cero cuando la cuenta está en nueve y la pata uno está en cero. Retorna a uno lógico cuando la cuenta cambia a cero y permanece en uno lógico del uno al ocho. Permanece en uno (inhibido) mientras la pata uno esté en uno.

Pata 23.- PARALLEL COUNT ENABLE INPUT (PCEI) :

Debe estar en cero lógico para un conteo normal. Cuando es uno, la cuenta es inhibida. El nivel lógico no debe cambiarse cuando la pata 2 está en cero.

Patas 12 y 24 :

Estas son tierra y alimentación del circuito respectivamente.

El diagrama de conexiones de los contadores y sus displays es mostrado en la fig.(4.4-2).

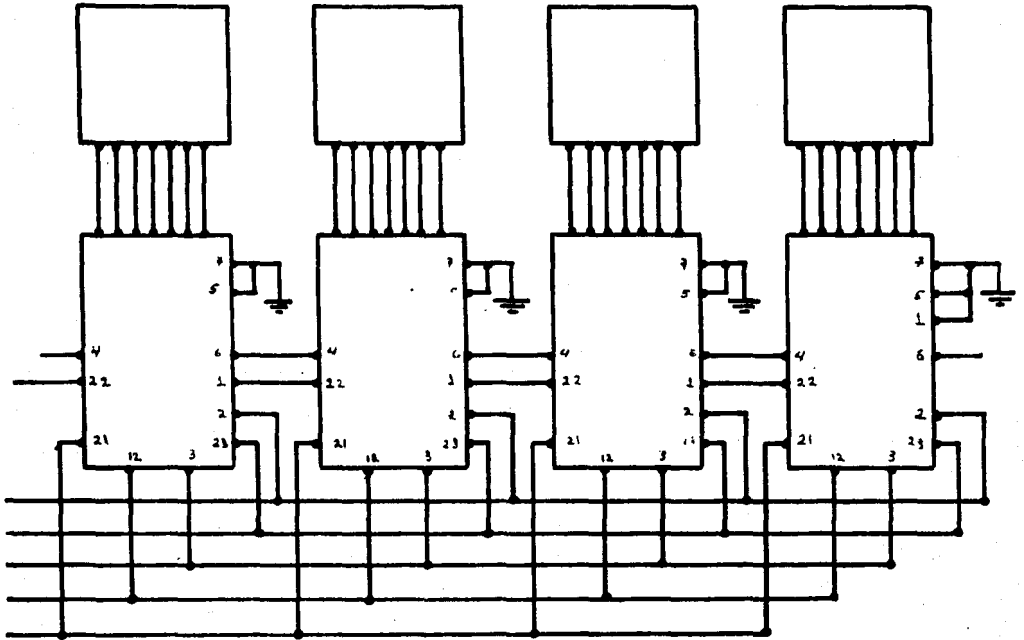


Fig. 4.4 - 2

4.5 ETAPA DE CONTROL

Esta etapa cumple con la función de ordenar, en que tiempos el contador, el borrado y el fijado deben actuar.

Para el diseño del control se toma en cuenta lo siguiente :

- a).- Cuando el contador este en el tiempo de cuenta, el tiempo de fijado y el tiempo de borrado no deben actuar.
- b).- Ahora para cuando el tiempo de cuenta termine, el tiempo de fijado debe actuar, pero no así el tiempo de borrado.

c).- El tiempo de borrado actúa un poco después del tiempo de fijado empezando así un nuevo ciclo.

Estas condiciones son representadas en la fig.(4.5-1), por las formas de onda mostradas.

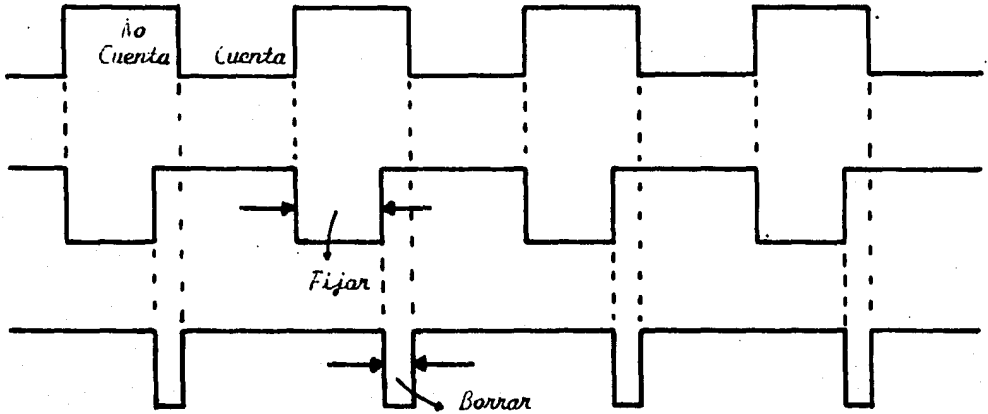


Fig. 4.5 - 1

En la realización de este control se debe tomar en cuenta el circuito seleccionado como contador, el cual tendrá sus características propias de control.

Para cumplir con las especificaciones del circuito 74143 y con las necesidades del control mencionadas en los incisos anteriores. Se proponen las formas de onda mostradas en la fig.(4.5-2).

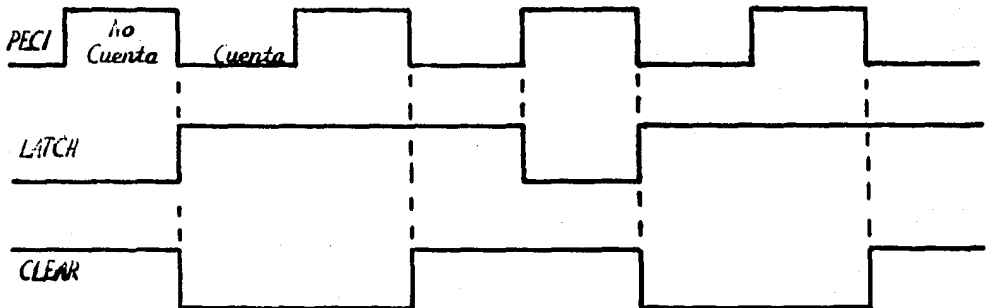


Fig. 4.5 - 2

Para poder generar la onda que nos rige el tiempo de cuenta y no cuenta, se utilizará la onda de un Hertz que es entregada por la base de tiempo, la cual será introducida a un F.F. tipo "T" para dividir la frecuencia de 1 Hertz a — 0.5 Hertz, que en tiempo equivale a 2 segundos.

Esta señal es obtenida en la salida Q_A del F.F. "T" (que en nuestro caso es el PCEI), lo anterior es mostrado en la fig.(4.5-3).

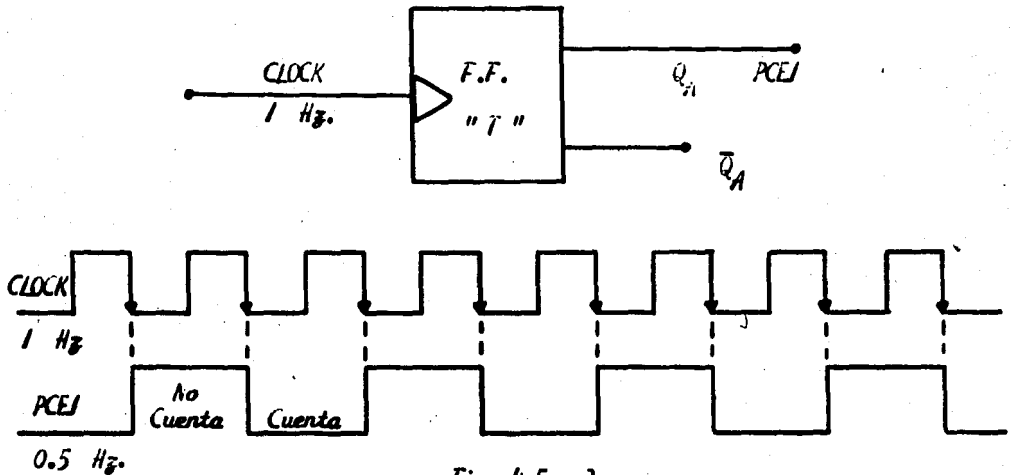


Fig. 4.5 - 3

Como se podrá apreciar en las formas de onda, este F.F. se dispara con los flancos de bajada, esta parte del control se implemento con el C.I. 74107 - (TTL).

De la fig.(4.5-2), se observa que la forma de onda del "Clear" es igual al negado del doble de la frecuencia del PCEI . Por lo que se hace necesario dividir la frecuencia del PCEI ; esto se logra con otro F.F. tipo "T", obteniéndose la forma de onda del CLEAR en la salida \bar{Q}_B del F.F. . Esto se muestra en la fig.(4.5-4).

De la fig.(4.5-2), vemos que el LATCH se puede obtener de las formas de onda del PCEI y del CLEAR. Si se hace el análisis lógico de las formas de onda obtendremos la siguiente tabla de verdad.

PCEI	CLEAR	LATCH
1	1	0
0	0	1
1	0	1
0	1	1

$$LATCH = \overline{PCEI \cdot CLEAR}$$

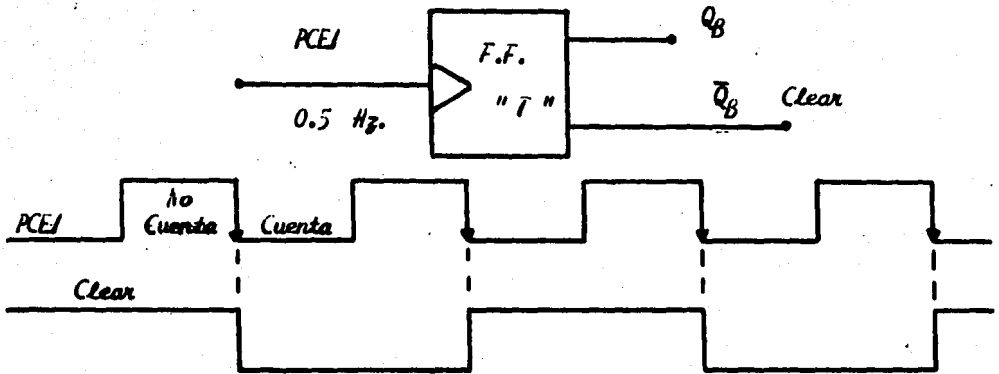


Fig. 4.5 - 4

Como puede verse la tabla de verdad obtenida anteriormente es la tabla de verdad de una compuerta NAND.

El circuito general de este control se muestra en la fig.(4.5-5).

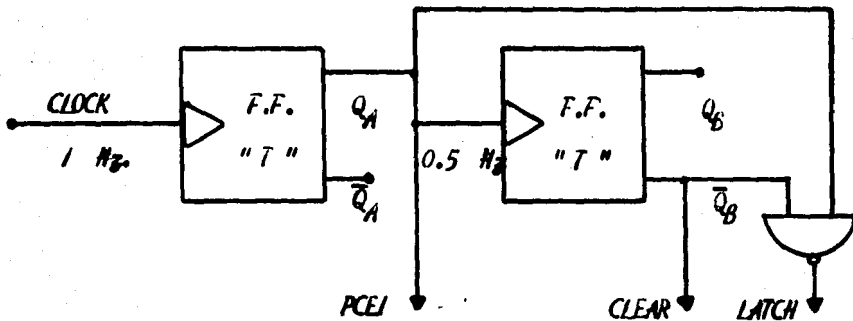


Fig. 4.5 - 5

**APARTIR DE
ESTA PAG.**

**FACCA DE
ORIGEN.**

Algunos de los frecuencímetros comerciales tienen la desventaja, de poseer un sistema manual para la selección de la escala.

En este diseño se ha logrado resolver esto, gracias a que todo este proceso se efectúa internamente, por medio de dispositivos digitales; y sólo hasta que se ha llegado al límite de cuenta del frecuencímetro, se hace necesario, volver a su estado original al frecuencímetro, esto último es fácilmente logrado por medio de un restablecedor externo.

Para lograr el proceso anterior se hace necesario que la señal entregada por la etapa condicionadora (si la señal tiene una frecuencia mayor de 9999 Hz.) - la frecuencia de la señal tendrá que ser dividida entre una cantidad "x", tal - que para la siguiente lectura esta pueda ser mostrada en los cuatro displays; y así sucesivamente hasta lograr la lectura máxima propuesta en las condiciones de diseño (9.999 MHz).

Lo expuesto anteriormente se logra de la siguiente forma :

Si la frecuencia alcanzada en la primera lectura es superior a 9999 Hz, esta se divide entre un factor de 10 , con lo cual , en la siguiente lectura se alcanzará un rango de 99.99 KHz, con este factor, y así sucesivamente hasta alcanzar la máxima lectura. Esto es posible de realizar físicamente con el arreglo mostrado en la fig.(4.6-1). Como se podrá apreciar en este diagrama se utilizó el C.I. 7490 (TTL) como divisor de 10 , este arreglo nos permite alcanzar las lecturas mostradas en las salidas de cada uno de estos divisores. Este circuito nos entrega - cuatro señales que se deberán switchear para poder seleccionar solo una de acuerdo a su frecuencia.

Para poder realizar la operación expuesta anteriormente se escogió el C.I. 74153 (TTL), que es un multiplexor doble de cuatro entradas, el cual posee dos - controles lógicos para seleccionar la salida, que se le indique con la lógica del circuito :

S_0	S_1	Y_a
0	0	I_{a0}
1	0	I_{a1}
0	1	I_{a2}
1	1	I_{a3}

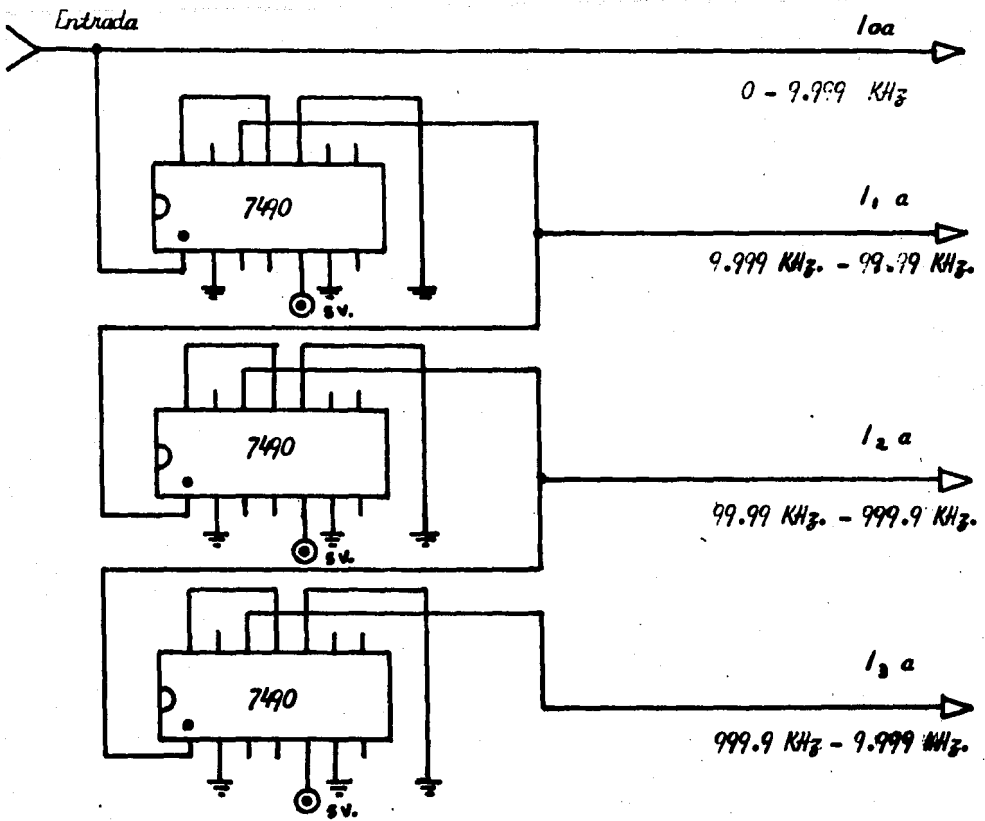


Fig. 4.6 - 1

El 74153 puede seleccionar dos bits de dato de cuatro fuentes por medio de los controles S_0 y S_1 . Los dos multiplexores tienen "Habilitadores" activos bajos \bar{E}_a y \bar{E}_b los cuales pueden ser utilizados para mostrar las salidas independientemente. Las salidas Y_a y Y_b serán forzadas a cero cuando el correspondiente habilitador este alto.

El dispositivo es una implementación lógica de dos polos y cuatro posiciones de switch, donde la posición del switch esta determinada por los niveles lógicos suministrados a las entradas de control.

Para suministrar los niveles lógicos a las entradas de control debe tomarse en cuenta que las posibles combinaciones de estos niveles esta definida como 2^n ;

donde "n" es el número de entradas de control. Por lo tanto el máximo número de combinaciones serán cuatro, con lo que se obtiene la solución para controlar el switcheo de las cuatro entradas. Esto es posible si se implementa un contador a cuatro, así con cada cuenta de este, será posible seleccionar una solo de las entradas. Este contador fue implementado con dos F.F. tipo "T" conectados en serie, los cuales son comandados por la señal de máxima cuenta (pata 22 del C.I. — 74143) del dígito más significativo. Los F.F.'s. tipo T utilizados aquí son los C.I.'s. 74107 (TTL), los cuales poseen "CLEAR's" independientes que se disparan con un pulso de bajada o un cero lógico. Por medio de los CLEAR's podemos implementar el restablecedor, que haga la función de regresar los F.F.'s. a su estado inicial.

Todo lo antes expuesto puede apreciarse en la fig.(4.6-2)

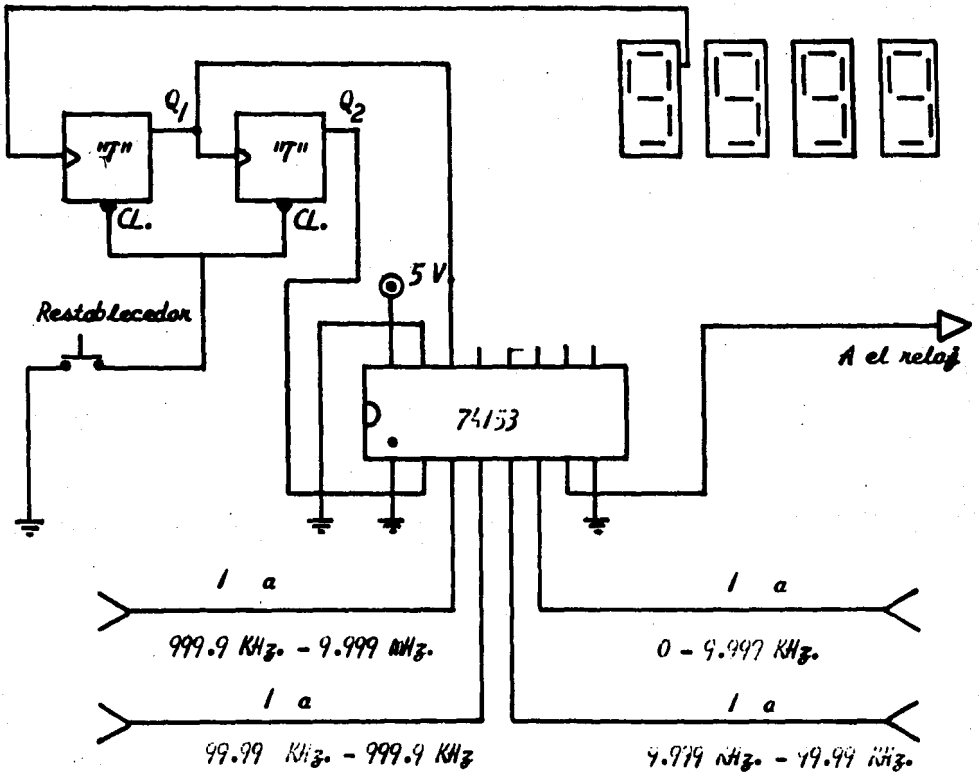


Fig. 4.6 - 2

Para efectos más ilustrativos la salida que gobierna el contador a cuatro, está tomada del dígito más significativo (en la realidad para 22 del C.I. 74143 — que gobierna este display).

ETAPA INDICADORA DE ESCALA

Esta etapa tiene la función de indicar en que escala se debe leer la lectura mostrada en los displays.

Las escalas que pueden ser indicadas por esta etapa son: Normal, por diez, por cien y por mil.

Para implementar esta etapa fue necesario establecer un sistema que indicará en que escala se debe de leer. Esto se logra con LED's., los cuales guardan la posición mostrada en la fig.(4.6-3), con su respectiva escala indicada.

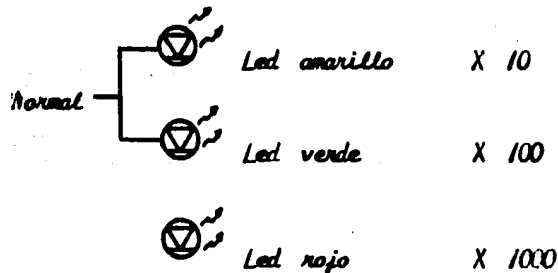


Fig. 4.6 - 3

Debe notarse que cuando los LED's. amarillo y verde estén prendidos al mismo tiempo, se indicará una escala "normal", es decir que no se deberá multiplicarse por ningún factor.

Para la implementación física de esta etapa se aprovecharon las salidas Q_A , \bar{Q}_A , Q_B , \bar{Q}_B , de los F.F.'s. del "Sistema de Selección de Escala Automático", además de una compuerta NAND de dos entradas y un inversor; esto último es mostrado en la fig.(4.6-4).

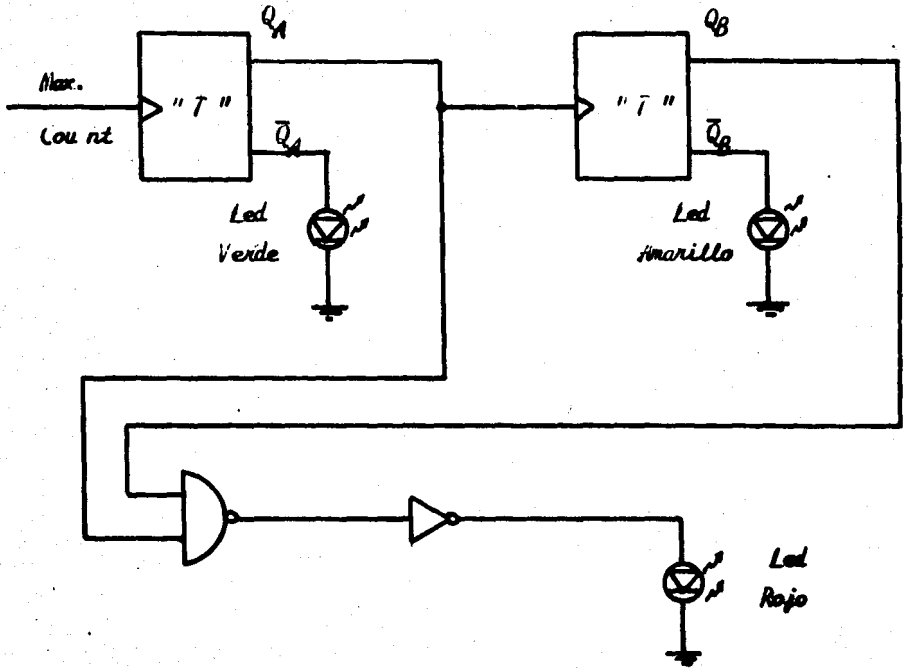


Fig. 4.6 - 4

CAPITULO V

VOLTMETRO

5.1 CONVERTIDOR DE VOLTAJE A FRECUENCIA

Características Generales

Cuando se realiza el análisis de un determinado circuito, generalmente es necesario, conocer los parámetros de entrada y salida del circuito, estos parámetros generalmente son: Voltaje, Corriente, Frecuencia, Fase y Ganancia. Para ello es necesario contar con instrumentos de medición más adecuados; estos pueden ser análogicos ó digitales.

Para poder apreciar en un display el funcionamiento del medidor de ganancia, medidor de fase y voltmetro, se hace necesario el uso de un circuito convertidor de voltaje a frecuencia, para poder usar así el frecuencímetro como circuito base. El convertidor de voltaje a frecuencia (C.V.F.), debe variar su frecuencia de acuerdo al voltaje que le entra. Como C.V.F. se utilizó el C.I. RM 4151, que es también un C.F.V. . El diagrama a bloques de este convertidor es mostrado en la fig. (5.1-1).

Como se podrá apreciar en el diagrama de la fig.(5.1-1), este convertidor — contiene un comparador de voltaje, un monoestable y una fuente de corriente de — precisión para *switchear*.

El comparador de voltaje, compara los voltajes aplicados a las patas 6 y 7. Si el voltaje de entrada es mayor, el comparador disparará al monoestable.

La salida del monoestable, esta conectada tanto a la salida lógica como a — la fuente de corriente de precisión que sirve de *switch*. Durante el período T —

del monoestable, la salida lógica irá a un estado bajo y la fuente de corriente se encenderá a un nivel de corriente I . Al final del periodo del monoestable la salida lógica será alta y la fuente de corriente retornará a su estado original. Para este tiempo la fuente de corriente a inyectado una cantidad de cargas que -- puede ser expresada por la ec. 5.1-1.

$$Q = I_0 T$$

$$5.1-1$$

Esta cantidad de corriente es la que excitará la red $R_B - C_B$. Si esta carga no a logrado incrementar el voltaje V_B de tal forma que $V_B > V_I$, el comparador disparará de nueva cuenta el monoestable y la fuente de corriente inyectará otra cantidad de cargas Q , para volver a excitar la red $R_B - C_B$. Este proceso continuará hasta que $V_B > V_I$.

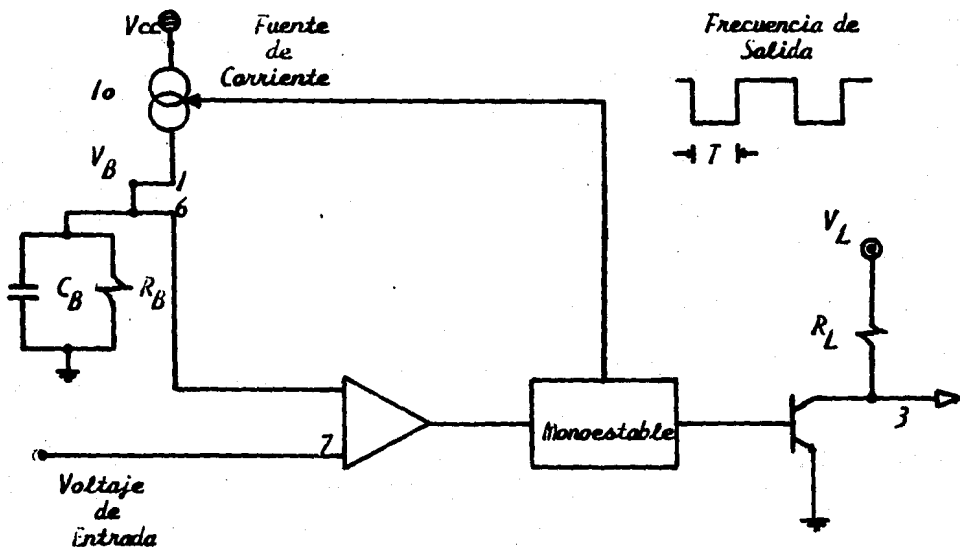


Fig. 5.1 - 1

Cuando esta condición es alcanzada la fuente de corriente regresará a su estado original y el voltaje V_B decrecerá hasta que sea igual a V_I , y esto completará el ciclo.

La fuente de corriente descargará sus cargas en el capacitor C_B en un tiempo lo suficientemente rápido para que $V_B \gg V_1$. Puesto que la descarga del capacitor C_B es proporcional a V_B / R_B . La frecuencia a la cual oscilare el sistema será proporcional al voltaje de entrada.

CONVERTIDOR DE PRECISION DE VOLTAJE A FRECUENCIA.

En el circuito de la fig. 5.1-21, se conecta un amplificador operacional en su configuración de integrador con el convertidor, para proporcionar una linealidad de 0.05% sobre un rango de 0 a -10 volts.

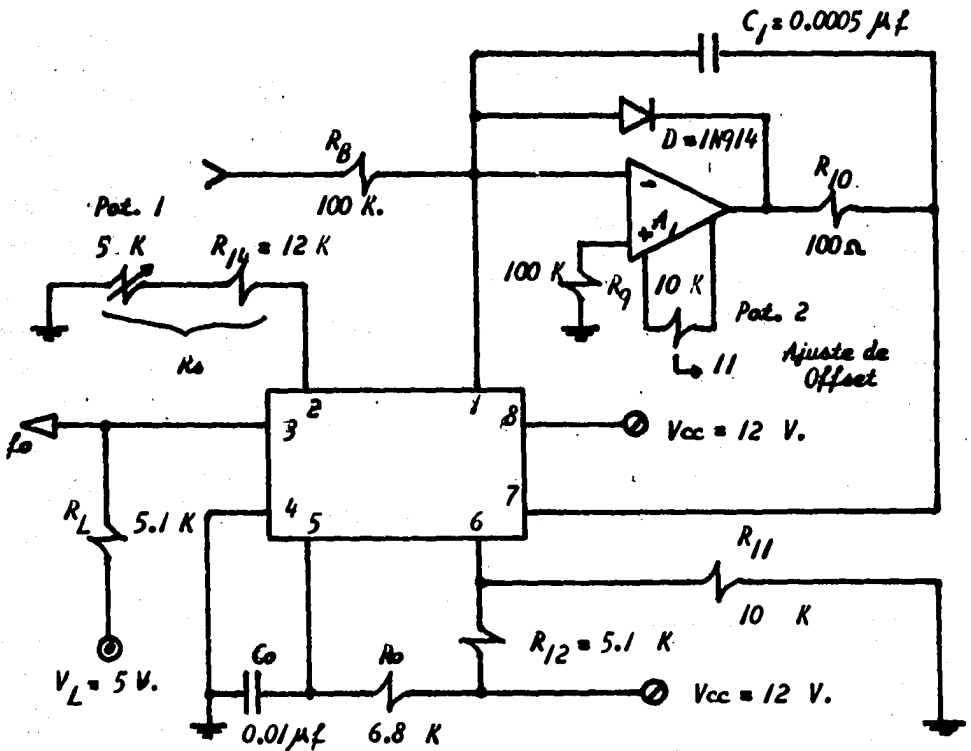


Fig. 5.1 - 2.

En este circuito se utiliza un potenciómetro de 10 Kohms para corregir el offset. Este circuito mantendrá su linealidad sobre el rango de voltaje antes es especificado.

Un potenciómetro de 5 Kohms en serie con una resistencia de 12 Kohms es -

utilizado para ajustar el voltaje $V_1 = -10$ volts, y lograr que el convertidor oscile a la frecuencia de 10 KHz. El potenciómetro que sirve para ajustar el offset deberá ser calibrado a una frecuencia de 10 Hz. con una entrada de voltaje de -10 mV.

En consecuencia la linealidad de error debida a la fuente de corriente será eliminada. El diodo conectado a la realimentación del A.D. previene que el voltaje en la pata 7 del convertidor se vaya a cero. Este diodo es de switches rápido, ya que si fuera un diodo normal la exactitud del convertidor se degradaría.

El convertidor de voltaje a frecuencia RM 4151 puede ser programado para operar en un amplio rango de frecuencias, este varia desde un hert a cien hilo-hertz. Para nuestro caso la configuración del convertidor voltaje a frecuencia, trabajará para un voltaje de entrada de 0 volts a -10 volts. Ahora se determinaran los valores de los componentes para lograr que el convertidor oscile de 0 Hz a 10 KHz.

1.- Por requisitos de diseño la corriente en la pata 2 no debe exceder de 5 mA.

Para ello se recomienda utilizar una resistencia de 12 Kohms y un potenciómetro de 5 Kohms.

2.- Por especificaciones del fabricante.

$$T = 1.1 R_0 C_0 = 0.75 \left[\frac{1}{f_0} \right] \quad \text{si se fija } R_0 = 6.8 \text{ K}\Omega$$

$$C_0 = \frac{0.75}{1.1 \times 6.8 \times 10^3} = \frac{0.75}{7.48 \times 10^3} \times \frac{1}{10000} = 0.01 \mu\text{fd}$$

3.- Para el circuito del integrador hacemos por recomendación del fabricante.

$$C_1 = 5 \times 10^{-5} \left[\frac{1}{f_0} \right]$$

$$C_1 = 5 \times 10^{-5} \times 10^4 = 0.005 \mu\text{fd}$$

4.- Para que nuestro circuito de precisión fije.

$$R_B = \frac{V_{10}}{100 \mu\text{A}} \quad ; \text{ donde } V_{10} \text{ es el voltaje máximo de entrada.}$$

$$R_B = \frac{10}{100 \mu a} = 100 \text{ K}\Omega$$

La resistencia que esta conectada a la pata 3 se recomienda igual o mayor de 4.7 Kohms.

El voltaje de umbral que se aplica a la pata 6 debe ser 2/3 del voltaje de alimentación del circuito, esto se logra con un divisor de voltaje.

5.2 RECTIFICADOR DE PRECISION DE ONDA COMPLETA

Este circuito debe servir como un adaptador al convertidor, para que este pueda convertir tanto voltaje de corriente directa (\pm) como voltaje de corriente alterna a frecuencia. El rectificador utilizado para realizar esta función se da en la fig.(5.2-1).

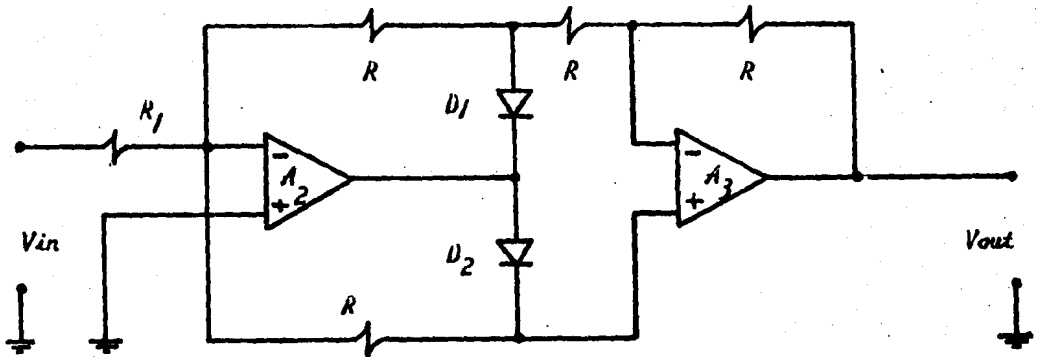


Fig. 5.2 - 1

La característica más importante de este circuito es que utiliza toda sus resistencias iguales, por medio de las cuales se puede obtener una buena exactitud fácilmente. Este circuito también tiene la ventaja de tener una tierra virtual en el nodo de entrada de tal forma que el circuito puede proporcionar una ganancia o una atenuación de voltaje, simplemente variando la resistencia R_1 de entrada —

del circuito. Ambos medios ciclos serán afectados idénticamente por los parámetros del circuito por lo que la señal de salida será simétrica.

La operación de este circuito es fácilmente apreciada si primero se estudia para el ciclo positivo, el circuito equivalente para el ciclo positivo es el mostrado en la fig.(5.2-2).

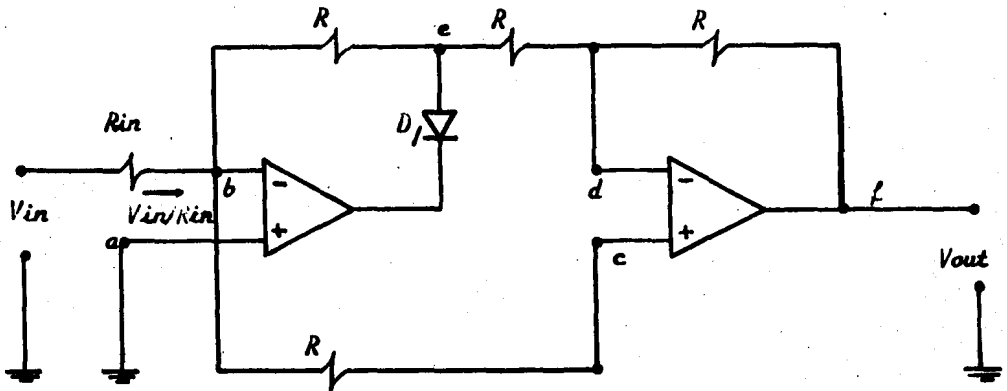


Fig. 5.2 - 2

El punto "a" está aterrizado, mientras que el punto "b" es una tierra virtual. Ninguna corriente puede fluir hacia el punto "c", por consiguiente el punto "d" también está a un potencial cero. Entoces toda la entrada de corriente V_{in} / R_{in} , fluirá hacia el punto "e", mientras que el voltaje en este mismo punto será $-V_{in} \times R / R_{in}$. El voltaje en el punto "f" es cero, mientras que la corriente que fluye hacia el mismo punto será:

$$I = \left[- \frac{V_{in}}{R_{in}} \times R \right] \frac{1}{R}$$

El voltaje en el punto "f" por lo tanto deberá ser:

$$V_f = 0 - \left[- \frac{V_{in}}{R_{in}} \times R \right] \left[\frac{1}{R} \times R \right]$$

Lo cual es igual a $V_{in} \frac{R}{R_{in}}$, y tendrá la misma fase del voltaje de entrada V_{in} .

Ahora se estudiará el circuito para el ciclo negativo, el diodo D_1 está polarizado en inversa y el diodo D_2 está polarizado en directa como se muestra en la fig. (5.2-3).

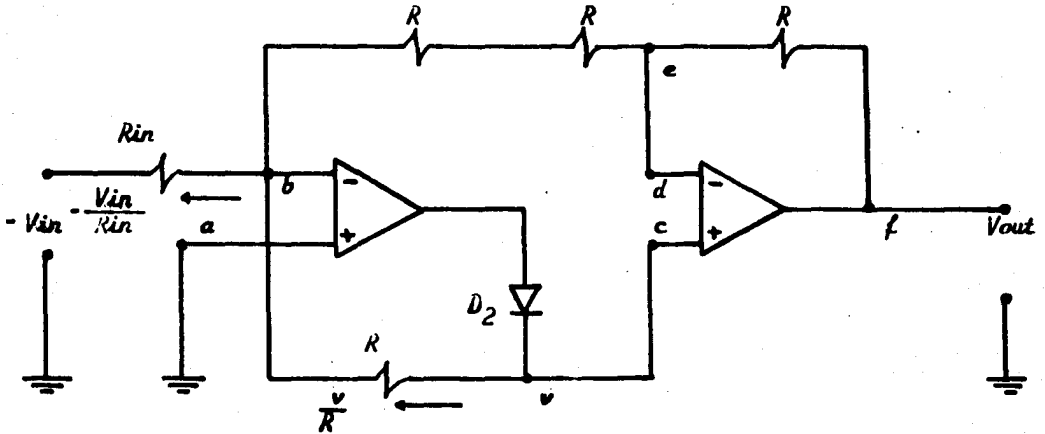


Fig. 5.2 - 3.

De nuevo el punto "b" es una tierra virtual, pero la corriente ahora puede fluir a través del diodo D_2 , de tal forma que el punto "c" tendrá un potencial supuesto " v ", anteriormente estaba a tierra y este también será el potencial en el punto "d".

Una entrada de corriente V_{in} / R_{in} ahora fluirá en la dirección opuesta a través de la resistencia de entrada, y una corriente de V / R fluirá a través del diodo D_2 . La corriente que fluye desde el punto "e" (y por consiguiente desde el punto "f") debe ser la diferencia entre la corriente de entrada y la corriente del diodo D_2 .

$$\frac{V_{in}}{R_{in}} - \frac{V}{R}$$

La salida de voltaje en el punto "f" por lo tanto deberá ser:

$$V + \left[\frac{V_{in}}{R_{in}} - \frac{V}{R} \right] \times R$$

Lo cual es igual a
$$V_{in} \frac{R}{R_{in}}$$

5.3 INDICADOR DE SIGNO

Para cuando se hayan mediciones de :

Voltajes positivos, adelante de una señal con respecto a otra ó ganancia.

Estos casos se indicarán en el display con un signo positivo.

Para cuando las mediciones sean de :

Voltajes negativos, atrazo de una señal con respecto a otra ó atenuación.

Estos casos se indicaran en el display con un signo negativo.

El display utilizado para indicar el signo es un TIL - 327. El display esta conectado en la forma que indica la fig. (5.3-1).

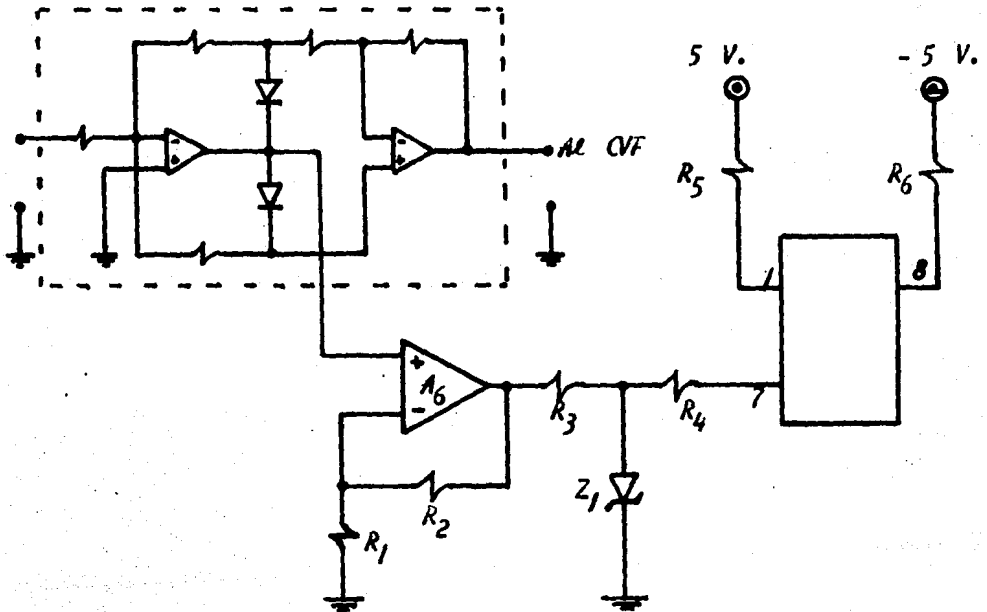


Fig. 5.3 - 1.

El circuito encerrado en las líneas discontinuas es el rectificador de precisión explicado anteriormente.

El circuito fuera de las líneas discontinuas es el que en realidad selecciona el signo que ha de indicarse según la polaridad de la señal que aparezca en el punto "A".

CAPITULO VI

MEDIDOR DE GANANCIA

Y

MEDIDOR DE FASE

6.1 TEORIA Y DISEÑO DEL MEDIDOR DE GANANCIA.

Este circuito deberá cumplir con la función de mostrarnos la relación logarítmica entre dos señales. En este caso, de la entrada y salida de un circuito, para poder medir la atenuación ó la ganancia del circuito en decibeles.

En el diseño de este circuito se emplearon las características de los amplificadores operacionales, además la respuesta logarítmica del diodo, la cual se puede observar en la gráfica de la fig. (6.1-1). Notese que el arreglo de estos dos elementos forman lo que se conoce con el nombre de amplificador logarítmico esta configuración se muestra en el diagrama de la fig. (6.1-2).

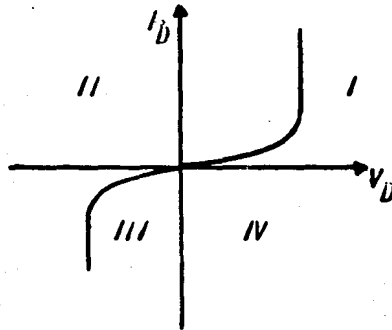


Fig. 6.1 - 1.

El análisis matemático del amplificador logarítmico mostrada en la fig. (6.1-2) es el siguiente.

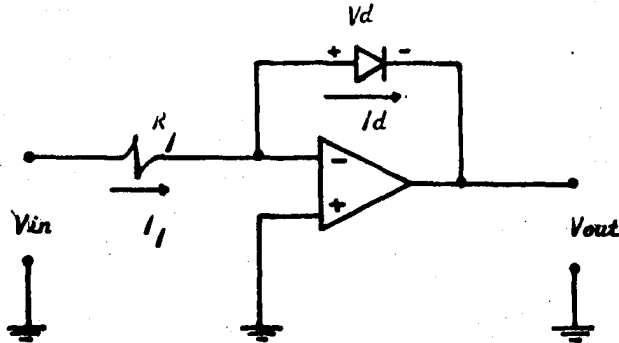


Fig. 6.1 - 2.

En estos amplificadores utilizamos la relación no lineal entre la tensión y la corriente en la unión del diodo, esta relación está dada por la ec. 6.1-1.

$$I_d = I_s \left(e^{\frac{V_d}{\eta V_T}} - 1 \right) \quad 6.1 - 1$$

Donde:

I_s = Corriente de saturación inversa

$\eta = 2$; Para corrientes pequeñas en dispositivos de silicio.

$$V_T = \frac{K}{q} T = \frac{T}{11000} \text{ Volts ; } T \text{ en } ^\circ\text{K}$$

En esta última expresión K es la constante de Boltzman.

$$K = 1.38 \times 10^{23} \text{ Joule / } ^\circ\text{K.}$$

$$q = 1.6 \times 10^{-19} \text{ coulombs.}$$

Si se restringe la región de operación de V_d al primer cuadrante de la fig. (6.1-1). La ecuación 6.1-1 puede expresarse como:

$$\ln I_d = \ln I_s + \frac{V_d}{\eta V_T}$$

$$V_d = \eta V_T (\ln I_d - \ln I_s) \quad 6.1 - 2$$

Despreciando los efectos de la temperatura, η , V_T , e I_s pueden considerarse como constantes, si el diodo esta conectado. Si el diodo esta conectado en la trayectoria de retroalimentación de un amplificador operacional como se muestra en la fig. (6.1-2), el voltaje de salida del amplificador es una función logarítmica del voltaje de entrada. La deducción es la siguiente:

$$I_1 = \frac{V_{in}}{R_1} \quad \text{y} \quad I_d = I_1$$

$$V_d = \eta V_T (\ln \frac{V_{in}}{R_1} - \ln I_s)$$

$$V_{out} = -V_d = -\eta V_T (\ln \frac{V_{in}}{R_1} - \ln I_s) \quad 6.1 - 3$$

Ahora se considera un amplificador de diferencia como el mostrado en la fig. (6.1-3)

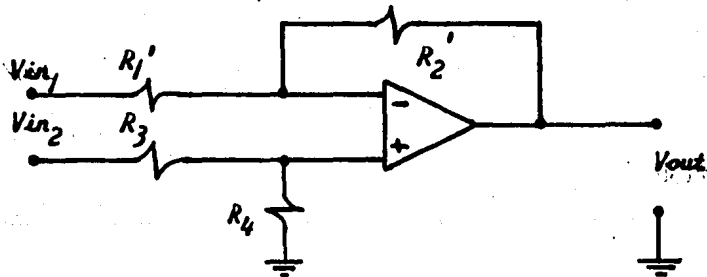


Fig. 6.1 - 3

En el cual el voltaje de salida esta expresado como:

$$V_{out} = \left(\frac{R_2'}{R_1'} + 1 \right) \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) V_{in2} - \left(\frac{R_2'}{R_1'} \right) V_{in1}$$

Entonces la expresión 6.1-4 se simplifica, si :

$$R_1' = R_3 = R_w \quad \text{y} \quad R_2' = R_4 = R_f$$

$$V_{out} = (V_{in_2} - V_{in_1}) \frac{R_f}{R_w} \quad 6.1 - 4b$$

Si se establece que las tensiones de entrada del amplificador sean logarítmicas, es decir :

$$V_{in_1} = \text{Ln } a \quad 6.1 - 5a$$

$$V_{in_2} = \text{Ln } b \quad 6.1 - 5b$$

Sustituyendo las ecuaciones anteriores en la ec. 6.1-4 se obtiene.

$$V_{out} = \frac{R_f}{R_w} (\text{Ln } b - \text{Ln } a) = \frac{R_f}{R_w} \left(\text{Ln } \frac{b}{a} \right) \quad 6.1 - 6$$

Para cumplir con las expresiones 5a y 5b los voltajes de entrada V_{in_1} y V_{in_2} deberán ser tomados para nuestro caso de las salidas de los amplificadores logarítmicos como se puede observar en la fig. (6.1-4)

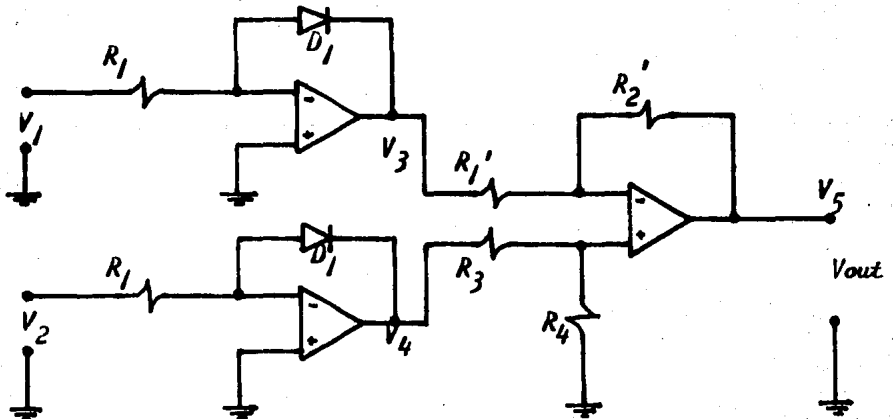


Fig. 6.1 - 4.

De la fig. (6.1-4) puede deducirse la ec. 6.1-6 considerando las ecuaciones 6.1-3 y 6.1-4b.

$$\begin{aligned}
 V_3 &= -\eta V_T \ln \left[\frac{V_1}{R_1} - \ln I_0 \right] \\
 V_4 &= -\eta V_T \left[\ln \frac{V_2}{R_2} - \ln I_0 \right] \\
 V_5 = V_4 - V_3 &= \left[\left[-\eta V_T \ln \left[\frac{V_2}{R_2} - \ln I_0 \right] \right] - \left[-\eta V_T \ln \left[\frac{V_1}{R_1} - \ln I_0 \right] \right] \right] \frac{R_f}{R_o} \\
 V_5 = V_4 - V_3 &= \eta \left[V_T \ln \left[\frac{V_1}{R_1} - \ln \frac{V_2}{R_2} \right] \right] \frac{R_f}{R_o} \\
 V_5 &= \frac{R_f}{R_o} \left[\eta V_T \left[\ln \frac{R_2 V_1}{R_1 V_2} \right] \right] \\
 V_5 &= \frac{R_f}{R_o} \eta V_T \left[\ln \frac{V_1}{V_2} - \ln \frac{R_2}{R_1} \right] \quad 6.1-7
 \end{aligned}$$

Tomese en cuenta que el resultado obtenido en la ec. 6.1-7 es una función logarítmica de base "e" y debe transformarse a una expresión logarítmica de base 10 lo cual se logra con la ec. 6.1-8b.

$$\ln x = \frac{\log x}{\log e} \quad 6.1-8a$$

$$\log x = (\ln x) (\log e) \quad 6.1-8b$$

De la ec. 6.1-8b se observa que el logaritmo de "e" es una constante cuyo valor es 0.0434 (sin unidades), esta constante es fácilmente obtenida con un atenuador.

CALCULOS DE DISEÑO

De la ec. 6.1-7 se observa que el término $R_f / R_o \times \eta V_T \ln R_2 / R_1$ deberá ser cero, y esto es posible solo si $R_2 = R_1$. Seleccionándose estas — de 22 Kohms, se logra esto. Los diodos D_1 y D_2 son de silicio de uso general.

También de la expresión 6.1-7 se desea que el término $R_f / R_o \times \eta V_T$ sea igual a uno, lo cual se logra haciendo R_f / R_o igual a $1 / \eta V_T$; se puede ver de la ec. 6.1-1 que .

$$\eta = 2 \quad \text{y} \quad V_T = \frac{T}{11000} \text{ Volts;} \quad T \text{ en } ^\circ\text{K para lo cual se —}$$

considera una temperatura ambiente de 30°C .

$$^\circ\text{K} = ^\circ\text{C} + 270^\circ \quad ; \quad ^\circ\text{K} = 30^\circ + 270^\circ = 300^\circ$$

$$\frac{R_f}{R_o} = \frac{11000}{(2)(300)} = 18.32$$

Fijando $R_o = 1$ Kohms obtenemos $R_f = 18.32$ Kohms.

Utilizando la ec. 6.1-8 ; $R_4 / R_3 = \log e = 0.0434$, y fijando R_4 — igual a 10 Kohms, se obtiene.

$$R_3 = 27.65 \text{ Kohms.}$$

El circuito que se muestra en la fig. (6.1-5) cumple con la función de — darnos (por medio de un nivel de voltaje), la relación logarítmica entre dos — señales. Se usan dos amplificadores logarítmicos, un amplificador de diferencia y un atenuador.

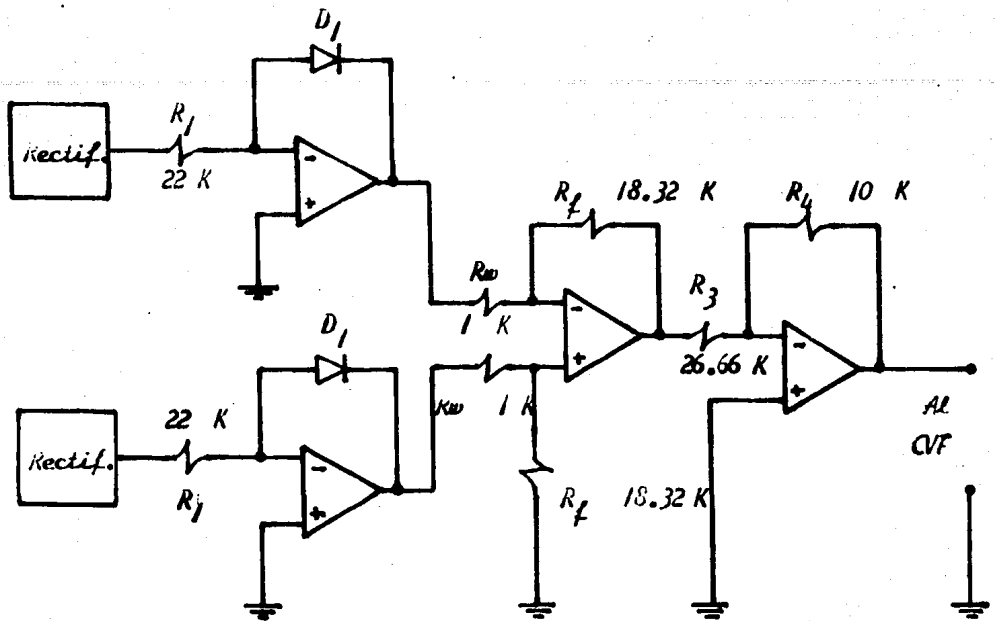


Fig. 6.1 - 5

6.2 TEORÍA Y DISEÑO DEL MEDIDOR DE FASE

a).- Principio de operación.

Muchos sistemas requieren de la medición de la diferencia de fase entre dos señales de la misma frecuencia. El diagrama a bloques que se muestra en la fig. (6.2-1) da una idea de como debe de realizarse.

El circuito del bloque cuatro tendrá que ser, un circuito que a su salida entregue un nivel de voltaje que varíe de acuerdo al desfase de las señales. Las variaciones de voltaje se establecerán entre dos límites $-V_z$ y $+V_z$.

Los bloques #3 proporcionarán al circuito siguiente pulsos positivos de la forma que se muestra en la fig. (6.2-2).

Para formar pulsos como los requeridos la entrada a los bloques anteriores tendrán que ser ondas cuadradas y estas las proporcionará los circuitos de los bloques uno y dos. Siendo el primero un circuito que no defase la señal y el otro que la defase 180° .

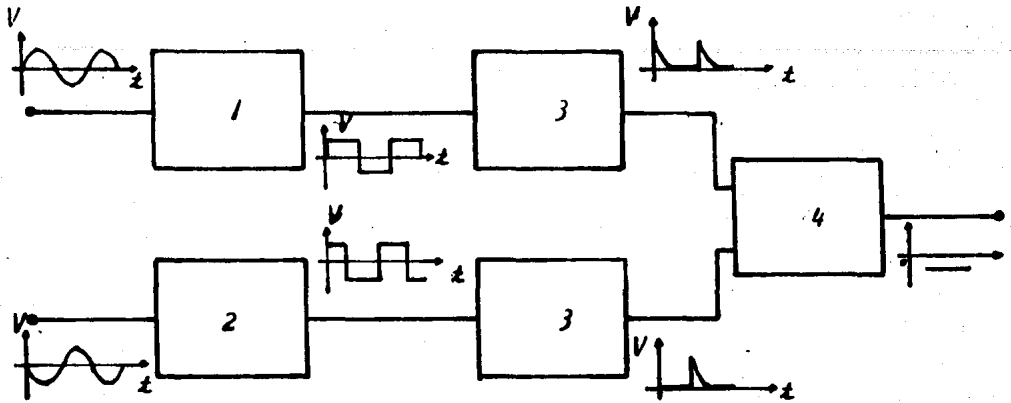


Fig. 6.2 - 1

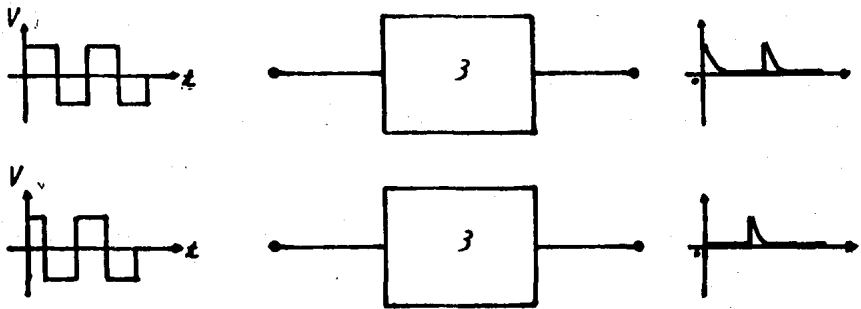


Fig. 6.2 - 2.

A continuación se explica el funcionamiento de cada uno de los bloques.

6).- BLOQUE 1

El circuito de este bloque es un detector de cruce por cero con histéresis. La fig. (6.2-3) muestra tal circuito. El cual funciona de la siguiente manera:

Supongamos que se tiene una señal negativa a la entrada de este circuito y esta señal negativa se aproxima a cero, el voltaje de la salida V_o será positivo ya que la corriente I_f es negativa. Suponiendo que la ganancia en el amplificador es muy grande (R_f / R_2 es grande) entonces el voltaje en la entrada positiva será :

$$V_2 = \frac{R_2}{R_2 + R_f} \times V_0 \quad 6.2-1.$$

Por lo tanto I_2 no irá a cero hasta que el voltaje de entrada sea también igual al de la ec. 6.2-1, el circuito empieza entonces a cambiar al estado opuesto o sea a menos $-V_0$, esta acción es regenerativa debido a la regeneración positiva a la entrada, aumentando así la velocidad de conmutación. Cualquier ruido que aparezca a la entrada inversora no cambiará el estado de la salida, a menos que — la amplitud de dicho ruido sea el doble del valor de la ec. 6.2-1.

Ahora que la señal de entrada es positiva no ocurrirá ninguna acción de comparación hasta que a la entrada vuelva a cruzar por cero y se haga igual a :

$$- \frac{R_2}{R_2 + R_f} \times V_0$$

Esta función de transferencia se muestra en la fig. (6.2-4).

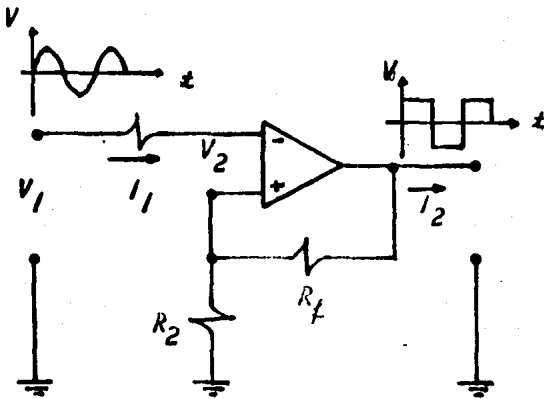


Fig. 6.2-3

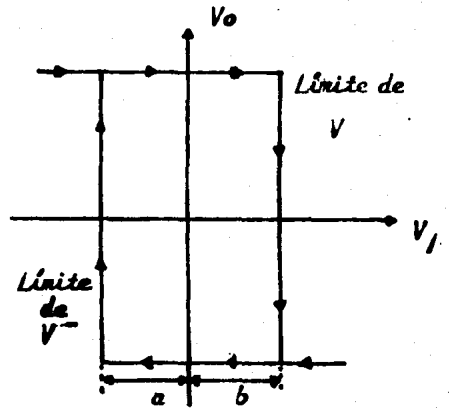


Fig. 6.2-4

El voltaje entre la unión $e_{sf} = V_0 \times \frac{R_2}{R_2 + R_f}$

Pero $V_0 = e_{sf} \pm V$ Asi

$$e_{sf} = \pm V \cdot \frac{R_2}{R_f}$$

(Histeresis).

El circuito del bloque # 2 tiene las mismas características del circuito del bloque # 1 pero tendrá una configuración inversora.

c).- Bloque # 3

Es un circuito diferenciador con un arreglo RC como se ve en la fig. — (6.2-5).

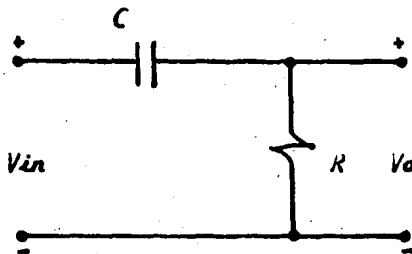


Fig. 6.2 - 5

Este circuito tiene las siguientes — propiedades:

1.- El nivel medio de la señal de salida es siempre cero, con independencia del nivel medio de la entrada (ver fig. — (6.2-6)).

2.- Cuando la entrada varía en forma discontinua en su valor, la salida también variará discontinuamente con el valor de la entrada y en el mismo sentido. — (ver fig. (6.2-6)).

3.- Durante cualquier intervalo finito de tiempo en que la señal de entrada se mantiene a un nivel constante, la salida —

cae exponencialmente a un nivel de tensión cero. (ver fig 6.2-7)).

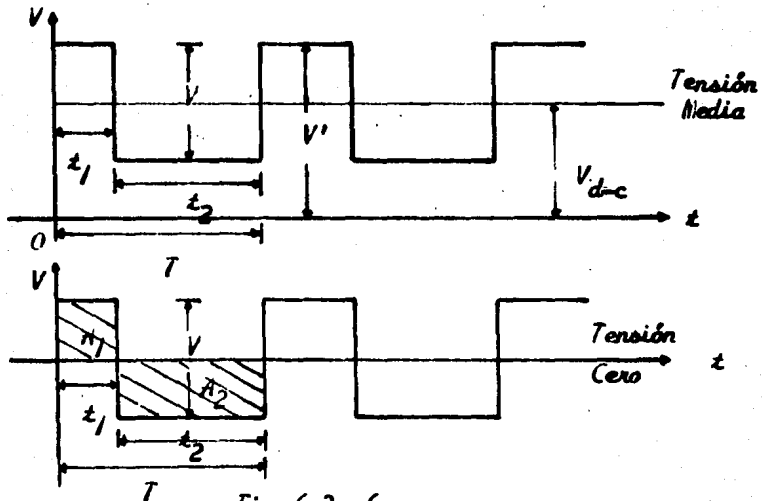


Fig. 6.2 - 6.

En el caso límite en que RC/T_1 y RC/T_2 son ambas arbitrariamente grandes ante la unidad, la forma de onda de la salida es idéntica a la entrada salvo a lo que se refiere a la componente de corriente continua que no aparece a la salida.

Por otra parte si RC/T_1 y RC/T_2 son ambas muy pequeños respecto a la unidad, la salida estará constituida por dientes alternativamente positivos o negativos como se ve en la fig. (6.2-7)

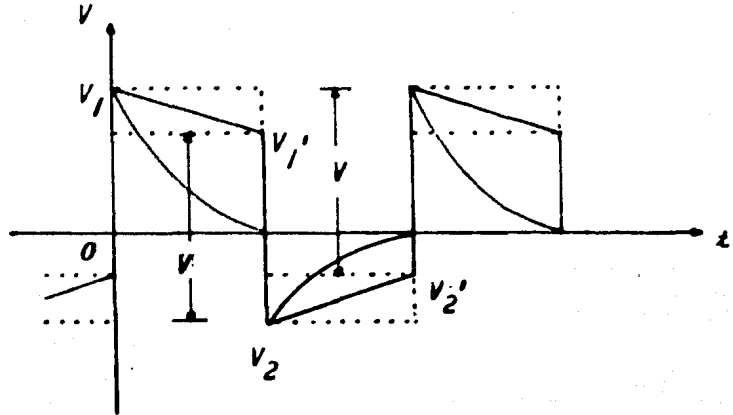


Fig. 6.2-7.

Las ecuaciones mediante cuales puede determinarse estos casos son las siguientes.

Suponiendo que la onda de entrada es simétrica, y analizando por transformada de Laplace:

$$V_{in} = \frac{1}{T} \int_0^T I_1(t) dt + R I_1(t) \quad 6.2-2.$$

Obteniendo transformada:

$$V_{in}(S) = \frac{1}{S} I_1(S) + R I_1(S)$$

$$V_{in}(S) = I_1(S) \left(\frac{1}{S} + R \right) \quad 6.2-3.$$

$$V_{out}(s) = R I_1(s)$$

Despejando $I_1(s)$

$$I_1(s) = \frac{V_{out}(s)}{R} \quad 6.2-4.$$

Sustituyendo la ec. 6.2-4 en la ec. 6.2-3. Obtenemos

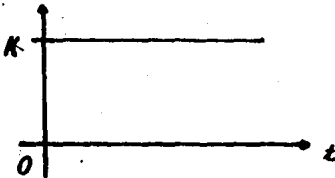
$$\frac{V_{in}(s)}{V_{out}(s)} = \frac{SCR + 1}{SCR}$$

Despejando $V_{out}(s)$

$$V_{out}(s) = V_{in}(s) \times \frac{SCR}{SCR + 1} \quad 6.2-5.$$

Si $V_{in}(s)$ es: $V_{in}(s) = \frac{K}{s}$ 6.2-6

$V_{in}(t)$



Sustituyendo la ec. 6.2-6 en la ec. 6.2-5 se tiene

$$V_{out}(s) = \frac{CRK}{1 + RCs}$$

Obteniendo la antitransformada de la expresión anterior, se obtiene:

$$V_{out}(t) = \int^{-1} V_{out}(s) = K e^{-1/RC \times t} \quad 6.2-7$$

Viendo la fig. (6.2-7) y utilizando la ec. 6.2-7 se obtiene:

$$V_1' = V_1 e^{-1/RC \times t/2} \quad \text{y} \quad V_1' + V_2 = V \quad 6.2-8a$$

$$V_2' = V_2 e^{-1/RC \times t/2} \quad \text{y} \quad V_1 + V_2' = V \quad 6.2-8b$$

Como la onda es simétrica las condiciones 6.2-8a son simétricas a las condiciones 6.2-8b, por lo tanto basta con dos de ellas para determinar la salida

$$V_1 = \frac{V}{1 + e^{-t/2RC}} \quad \text{y} \quad V_1' = \frac{V}{1 + e^{t/2RC}}$$

Puede calcularse RC , tal que la salida sea un pulso, por medio de la siguiente expresión:

$$RC \geq \frac{1}{2f} \quad 6.2-9$$

d1.- Bloque # 4

El circuito de este bloque es un Flip-Flop "R-S". Este F.F. posee dos estados estables en su salida. La transición de un estado a otro, ocurrirá solamente si un pulso de disparo es aplicado a la entrada correspondiente. En el circuito de la fig.(6.2-8), dos entradas separadas son utilizadas para los pulsos de disparo.

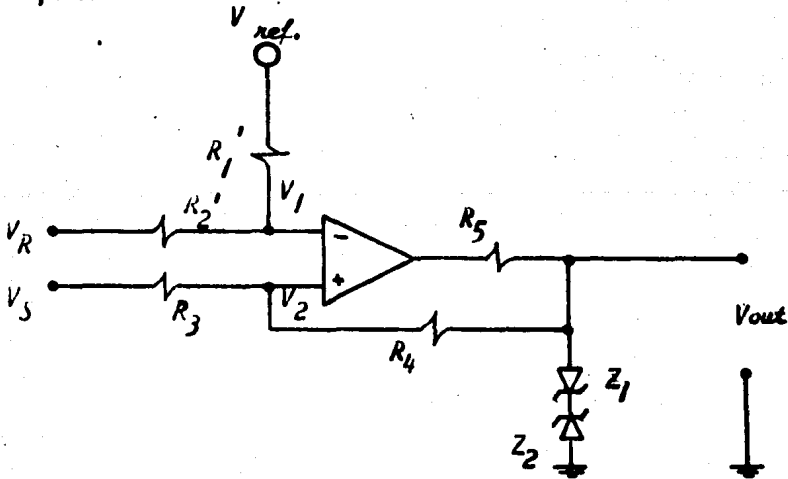


Fig. 6.2 - 8

Este tipo de F.F. es comúnmente llamado F.F. - RS. Si un pulso de disparo es aplicado a la entrada "S" fijará a la salida en un estado alto, y si un pulso de disparo es aplicado a la entrada "R" fijará a la salida en un estado bajo. Estas entradas de disparo no necesitan ser pulsos, aunque en los circuitos donde se maneja corriente directa es conveniente que estos sean pulsos. La operación de este circuito es como sigue:

Asumamos que la salida de voltaje V_o está en un estado bajo ($-V_z$); — también asumamos que las entradas R y S son cero, el voltaje en el A.O. — en su terminal no inversora (V_2) es igual a βV_o , donde:

$$\beta = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

por lo tanto:

$$V_2 (\text{bajo}) = - \frac{R_3 V_{z1}}{R_3 + R_4}$$

Si la entrada R es cero, el voltaje en V_1 es:

$$V_1 = \frac{V_{ref} \times R_2'}{R_1' + R_2'}$$

Si $V_1 > V_2$, la salida del A.O. estará en un estado bajo.

Si un pulso (o cualquier otra forma de onda), es aplicada a la entrada S con una amplitud suficiente para que $V_2 > V_1$, la salida del amplificador inmediatamente se irá a un estado alto:

$$V_o = V_{z2}$$

el voltaje en V_2 cambiará a un valor igual a:

$$V_2 (\text{alto}) = \frac{R_3 \times V_{z2}}{R_3 + R_4}$$

Si una señal es aplicada a la entrada R y esta tiene una amplitud suficiente para que $V_1 > V_2$, la salida del A.O. se switcheará (o retornará) a un estado bajo.

Si el pulso de la entrada S es de una duración más larga que la del pulso de la entrada R , V_o puede switchear inmediatamente y regresar a un estado alto. Esto ocurrirá si $V_2 > V_1$, después de la terminación del pulso en la entrada R .

Todo el proceso explicado anteriormente se representa gráficamente en la fig.(6.2-9).

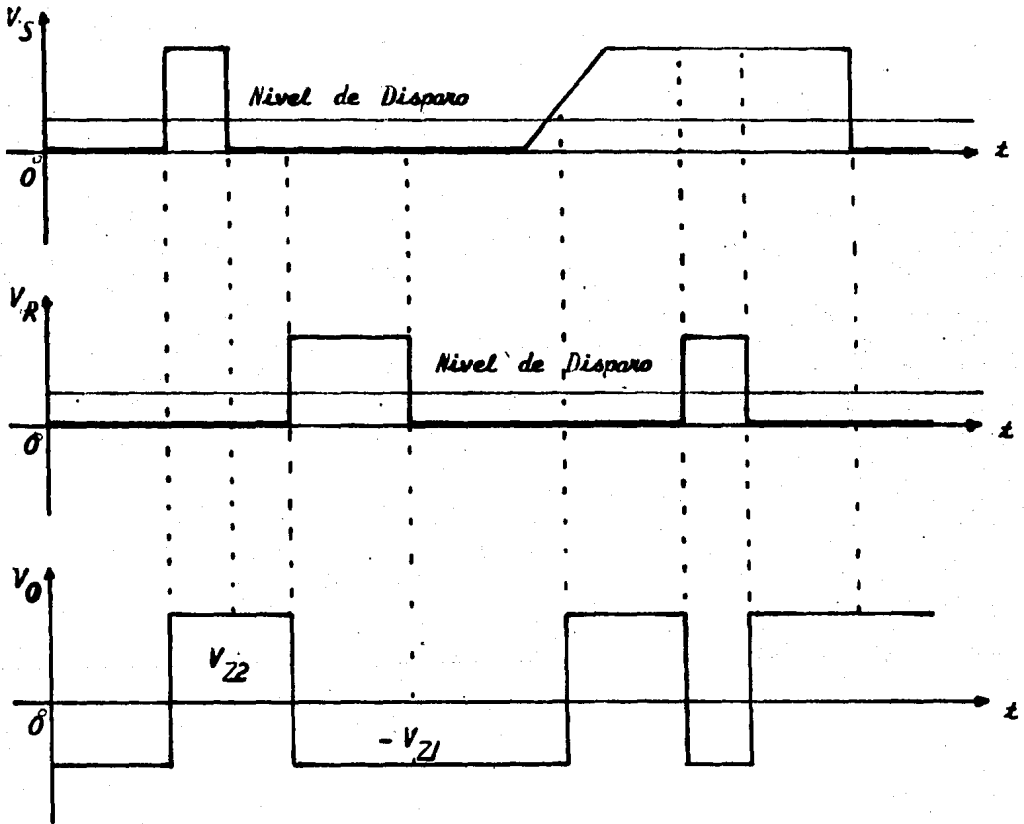


Fig. 6.2 - 9

e).- *Calculos de diseño y diagrama general del medidor de fase*

Requerimientos de diseño:

Se asume que el voltaje de entrada y su frecuencia son dadas.

El límite de voltaje de salida esta limitado para una diferencia de fase de 180° .

Pasos de Diseño

$$R_{ia} = R_{ib} > 5 \text{ Kohms}$$

$$f_0 = 800 \text{ KHz.}$$

$$V_A (\text{min}) = V_B (\text{min}) = 0.1 \text{ Volts.}$$

$$V_A (\text{max}) = V_B (\text{max}) = 10 \text{ Volts pico a pico}$$

$$\text{Factor de escala fase - voltaje} = 7 \text{ volts} / 180^\circ$$

Características del C.I. 747.

$$R_{01} (\text{max}) = R_{02} (\text{max}) = 140 \text{ ohms a un KHz.}$$

$$I_{z1} = 41 \text{ ma. y } 6.2 \text{ volts}$$

$$1.- V^+ = 15 \text{ volts. ; } V^- = -15 \text{ volts}$$

$$2.- \text{ Se asume que } V_1 (\text{max}) = V_2 (\text{max}) = V^+ - 3 \text{ y } V_1 (\text{min}) = V_2 (\text{min}) \\ - V^- + 3 \text{ v.}$$

$$V_1 (\text{p.p.}) = V_1 (\text{max}) - V_1 (\text{min}) = V^+ - 3 + V^- - 3$$

$$V_1 (\text{p.p.}) = 15 - 3 + 15 - 3 = 24 \text{ volts}$$

$$V_2 (\text{p.p.}) = V_2 (\text{max}) - V_2 (\text{min}) = V - 3 + V^- - 3$$

$$V_2 (\text{p.p.}) = 15 - 3 + 15 - 3 = 24 \text{ volts}$$

Si seleccionamos :

$$R_{ia} = R_{ib} = 100 \text{ Kohms.}$$

Por simetría se deja $R_1 + R_3 = R_6 + R_4$; R_1 es calculada con:

$$R_1 = \frac{\Delta V_A (\text{min}) \times R_{01a}}{V_1 (\text{max}) - V_1 (\text{min})} = \frac{0.1 \times 10^5}{24} = 416.66 \Omega$$

$$R_3 \text{ es encontrada de } R_3 = R_{03} - R_{11} = 99.58 \text{ Kohms.}$$

3.- R_6 es determinada por :

$$R_6 = \frac{\Delta V_B (\text{min}) \times R}{V_2 (\text{max}) - V_2 (\text{min})} = \frac{0.1 \times 10^5}{24} = 416.66 \Omega$$

$$R_4 = R_{1b} - R_6 = 99.58 \text{ Kohms.}$$

4.- R_2 y R_5 son calculadas de:

$$R_2 = \frac{R_4 R_6}{R_4 + R_6} \quad ; \quad R_5 = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}$$

$$R_2 = R_5 = \frac{(416.66)(99.58)}{416.66 + 99.58} = 414.93 \text{ ohms}$$

5.- Se asume que las resistencias de A_1 y A_2 (R_{01} y R_{02}) son el valor máximo dado en sus hojas de datos. Esto generalmente ocurre a muy altas frecuencias y cercanas a la frecuencia de corte que es la máxima en ganancia unitaria.

Fijando :

$$R_7 = 10 \times R_{01} (\text{max}) \quad \text{y} \quad R_8 = 10 \times R_{02} (\text{max}).$$

Entonces C_1 y C_2 serán ahora calculados de :

$$C_1 = \frac{1}{2 f_c R_7} \quad ; \quad C_2 = \frac{1}{2 f_c R_8}$$

$$R_7 = 10 \times R_{01} (\text{max}) = 10 \times 140 = 1.4 \text{ Kohms}$$

$$R_8 = 10 \times R_{02} (\text{max}) = 10 \times 140 = 1.4 \text{ Kohms}$$

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2 f_c R_{7,8}} = 446.43 \text{ pf}$$

6.- R_9 y R_{10} serán calculadas de $R_9 = 10 R_7$ y $R_{10} = 10 R_8$

$$R_9 = 10 R_7 = 10 (1.4 \times 10^3) = 14 \text{ Kohms}$$

$$R_{10} = 10 R_8 = 10 (1.4 \times 10^3) = 14 \text{ Kohms}$$

7.-

$$R_{14} = \frac{R_{10} (2V_{z2} + V_1(\text{min}) - V_1(\text{max}))}{V_1(\text{max}) - V_1(\text{min})}$$

$$R_{14} = \frac{14000 \times (12 \times 6.2 + 24)}{24} = 21.3 \text{ Kohms}$$

8.-

$$R_{13} = \frac{V - 3 - V_{z2}}{I_{z2}} = \frac{15 - 3 - 6.2}{0.041} = 141 \text{ ohms}$$

R_{13} es calculada de tal forma que proporcione la corriente exacta a través de Z_1 y Z_2 .

9.- La constante de tiempo ($R_{15} C_3$) debe ser seleccionada solamente después de que el cálculo es hecho.

$R_{15} C_3$ debe ser lo suficientemente grande para disminuir el ruido en la frecuencia de corte en V_o , a un nivel razonablemente bajo. $R_{15} C_3$ no debe ser tan grande o V_o tendrá una respuesta en el tiempo demasiado lenta.

$$R_{15} = 20 \text{ Kohms si } C_3 = 1 \mu\text{f}$$

$$R_{15} = 19.2 \text{ Kohms si } C_3 = 1 \mu\text{f}$$

$R_{15} C_3$ forman un filtro de un solo polo. En todas las frecuencias anteriores a $f = 1 / 2\pi RC$, el filtro atenuará por un factor de 10 por cada factor de 10 que se incremente en frecuencia. Si nosotros queremos una atenuación de 100 en la f_c , necesitaremos que $R_{15} C_3 = 100 / 2f_c$.

El circuito que se muestra en la fig. (6.2-10) es el del convertidor de fase a voltaje de C.D. su funcionamiento se explica a continuación.

La salida V_o será cero si la diferencia de fase entre V_A y V_B es cero. Si la fase de V_B se adelanta a la fase de V_A , V_o será positivo. Esto significa que el voltaje de C-D V_o variará linealmente de cero a V , la cual representará una variación de 0° a -180° . Esto es mostrado para varios casos en la figura (6.2-11).

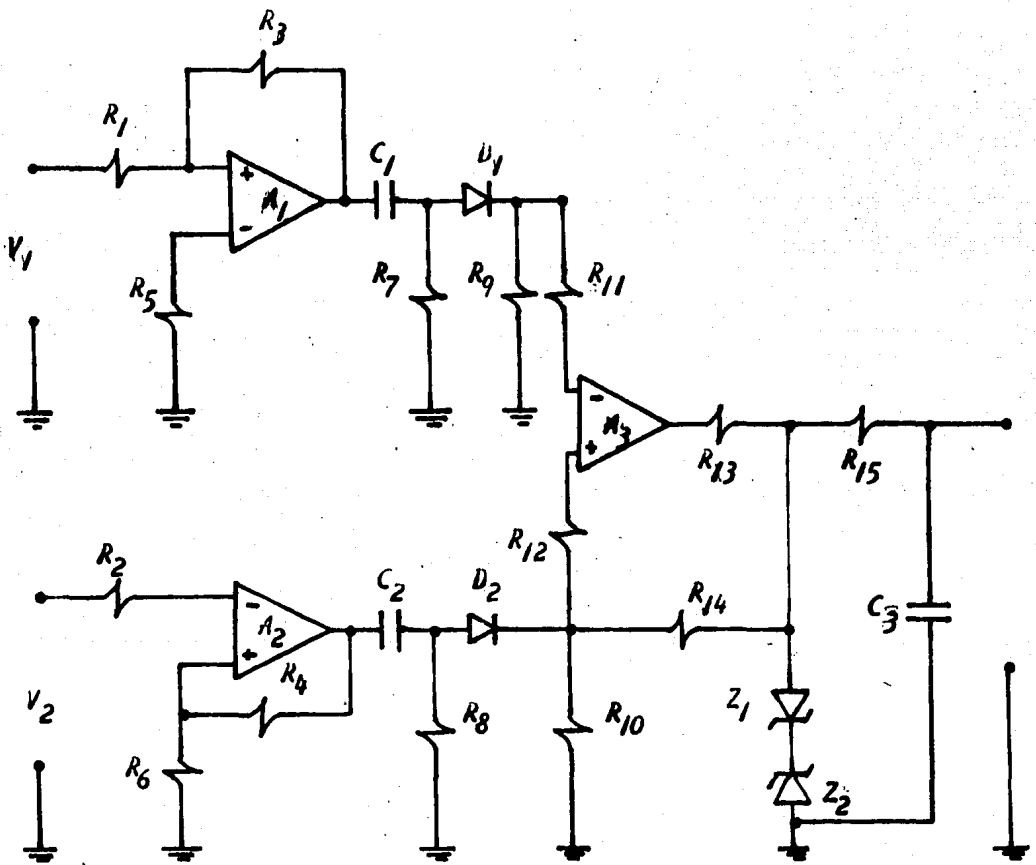


Fig. 6.2 - 10.

Los circuitos de A_1 y A_2 son detectores de cruce por cero con histéresis. A_2 es del tipo inversor de tal forma que V_2 se retrasa de V_B en 180° . La alta ganancia de estos detectores de cruce por cero, produce que los voltajes V_1 y V_2 tengan una forma de onda rectangular.

C_1, R_7 y C_2, R_8 son redes de diferenciación; mientras que D_1 y D_2 seleccionan los pulsos positivos que resultan de esta diferenciación. Los pulsos de D_1 hacen que el circuito de A_3 que es un F.F., vaya a un estado bajo de tal forma que $V_5 = -V_{z1}$.

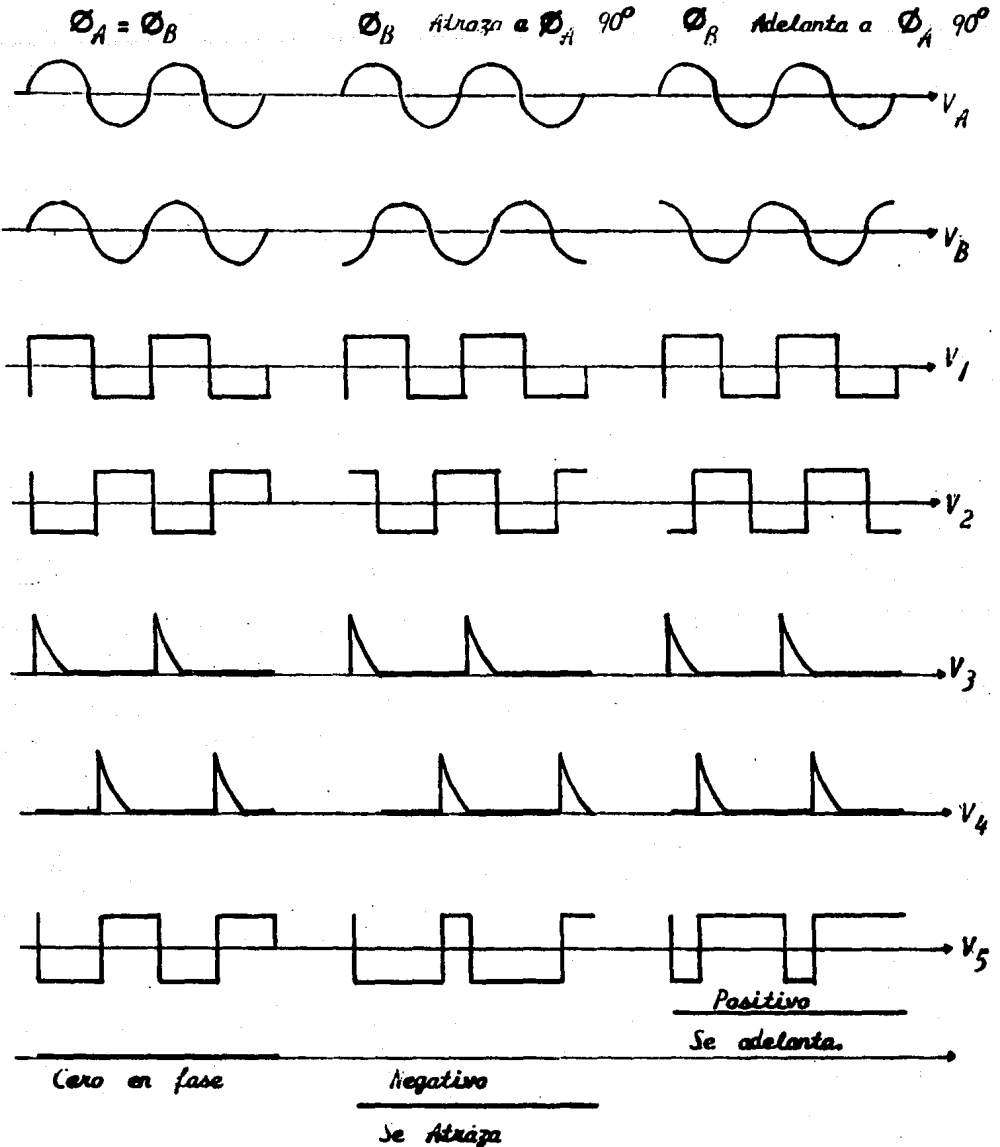
Los pulsos seleccionados por D_2 causan que el F.F., vaya a un estado alto de tal manera que $V_5 = V_{z2}$. Si V_A está exactamente en fase con V_B , el F.F. responderá exactamente al mismo tiempo para cada uno de sus estados, por lo tanto el voltaje V_o será igual a cero. Si la fase de V_B se adelanta a la fase de V_A , el F.F. estará en un estado alto y por lo tanto V_o será positivo. Así, si la fase de V_B se retrasa a la fase de V_A , el F.F. estará en un bajo y el voltaje V_o será negativo.

El factor de escala Volts / Grados, es fijado únicamente por los voltajes de regulación de los diodos zener. Si estos dos diodos son iguales, El factor de escala es :

$$V_o = (\phi_B - \phi_A) \times V_z / 180^\circ \text{ Volts / Grados.}$$

El rango de frecuencias sobre las cuales se tiene una buena exactitud, dependen de varios factores. En bajas frecuencias los tiempos de levantamiento de V_1 y V_2 pueden no ser lo suficientemente rápidos para transferir el adecuado pulso de disparo, a través de la red de diferenciación y de esta al F.F.. También la salida del filtro que forman R_5 y C_3 es menos eficiente a bajas frecuencias estas deficiencias pueden causar que V_o aparezca con un poco de ruido, o que temporalmente se sature a un voltaje de V_z .

En altas frecuencias el Slew - Rate limita el arranque de A_1 y A_2 , y esto causa que la amplitud de pico a pico de V_1 y V_2 se reduzca y esto causará a su vez que los pulsos de disparo en V_3 y V_4 también disminuyan en su amplitud, lo que causará que el F.F. oscile entre sus dos estados.



CAPITULO VII

SELECTOR DE FUNCION

Y

CIRCUITOS IMPRESOS

7.1 ETAPA DE SWITCHED

En los capítulos anteriores se han explicado en detalle cada uno de los diferentes instrumentos de medición que son utilizados en este tablero, para medir los parámetros de los diferentes tipos de líneas simuladas; pero es imposible — que todos los medidores nos muestren al mismo tiempo sus lecturas, pues los únicos displays de que se disponen son los del frecuencímetro, y este es en sí el bloque final de cada uno de los medidores restantes (fase, ganancia, voltaje), — por lo que es necesario establecer un sistema de switcheo lo suficientemente eficaz, para que las lecturas de los diferentes parámetros de las líneas simuladas sean mostrados según su selección.

Para la realización de este switcheo se utilizaron tres switches en serie, — los cuales funcionan de la siguiente forma:

Cuando se presiona cualquiera de los tres switches; los otros dos permanecieron abiertos. Es decir tendremos siempre dos abiertos y uno cerrado. También — se utilizaron dos switches de un polo dos tiros, esto significa que se puede seleccionar una función de dos posibles.

El sistema de switcheo se muestra en la fig.(7.1-1) , y en la fig.(7.1-2)

se indica el funcionamiento de este sistema de switcheo por medio de una tabla, - la cual muestra las diferentes posiciones que pueden tomar los switches.

En la fig. (7.1-3) se da el diagrama general del medidor, en el cual se muestran todos sus componentes reales, con sus respectivas conexiones.

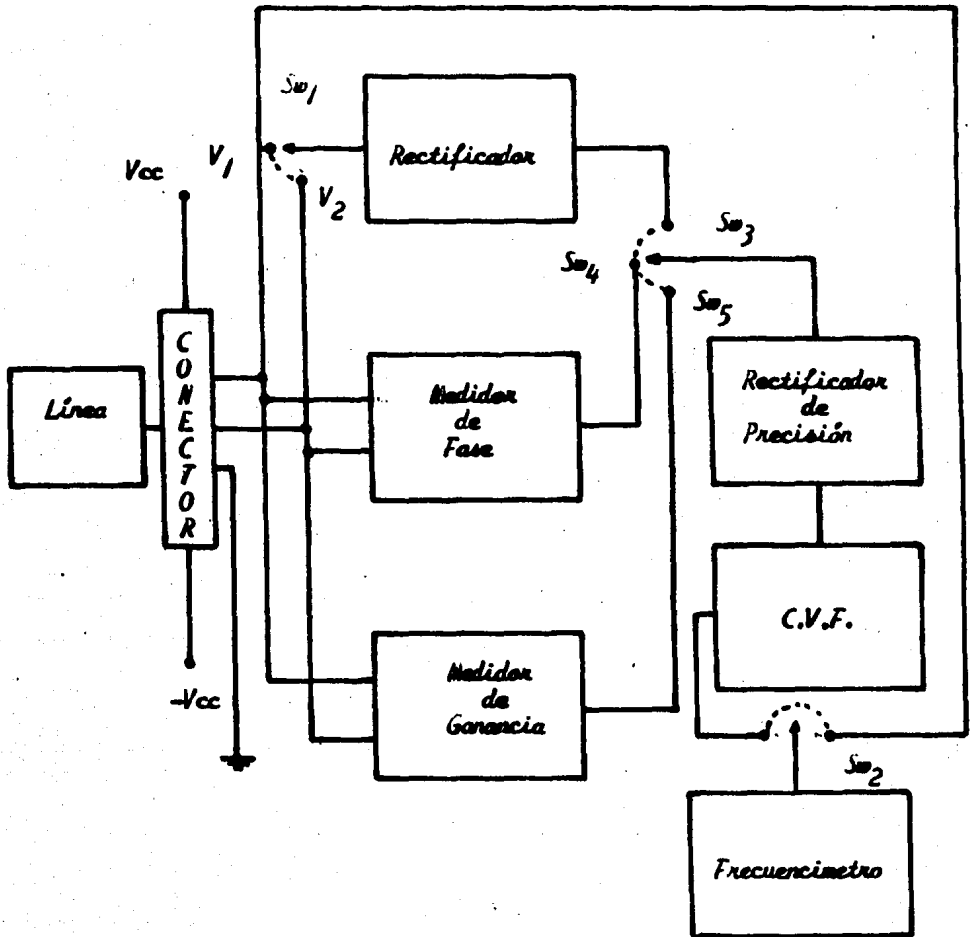
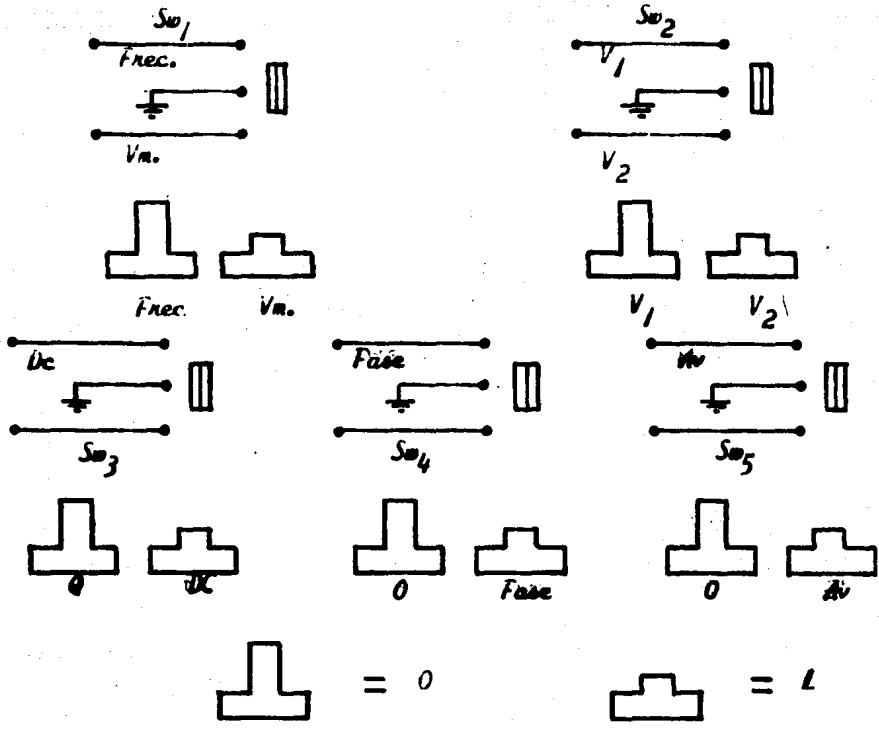


Fig. 7.1 - 1



SWITCHES					
1	2	3	4	5	Lectura
—	0	—	—	—	Frec.
0	1	1	0	0	V ₁
1	1	1	0	0	V ₂
—	1	0	1	0	∅
—	1	0	0	1	Av

Fig. 7.1 - 2

7.2 CIRCUITOS IMPRESOS

En los dibujos de las páginas siguientes se muestran los circuitos impresos que se necesitan para construir los diferentes instrumentos de medición, así como el circuito impreso necesario para la construcción del circuito que simule la línea requerida. Para una mejor comprensión de los circuitos impresos se muestra la cara contraria de cada uno de estos.

En la tabla siguiente se da la relación de los nombres de cada circuito impreso así como el de su cara contraria con el número de figura.

Figura	Circuito Impreso	Cara Contraria
7.2 - 1	(a) Línea Simulada	(b) Línea Simulada
7.2 - 2	(a) Contadores (74/43)	(b) Contadores (74/43)
7.2 - 3	(a) Este circuito impreso agrupa las siguientes funciones - Etapa de Entrada - Etapa de Selección de Escala - Base de Tiempo - Etapa de Control	(b)
7.2 - 4	(a) Este circuito impreso agrupa las siguientes funciones - Rectificador de Precisión - Convertidor de V/F - Indicador de Signo	(b)
7.2 - 5	(a) Este circuito impreso agrupa las siguientes funciones - Medidor de Ganancia - Medidor de Fase	(b)

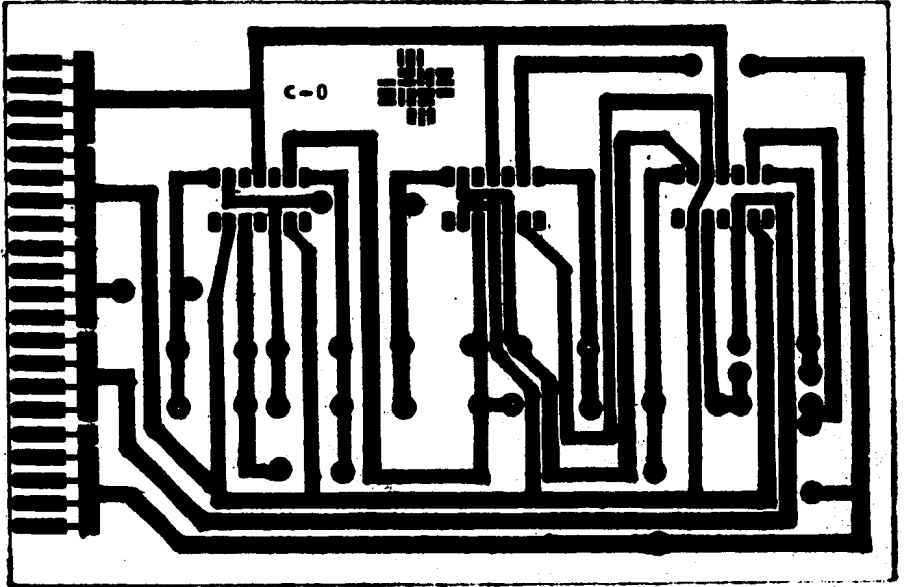


Fig. 7.2 - 1 (a)

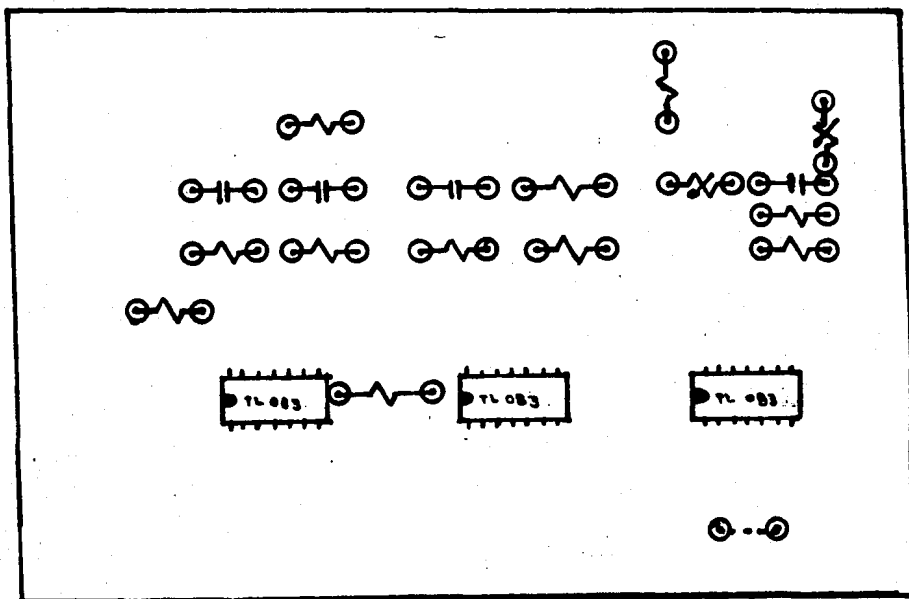
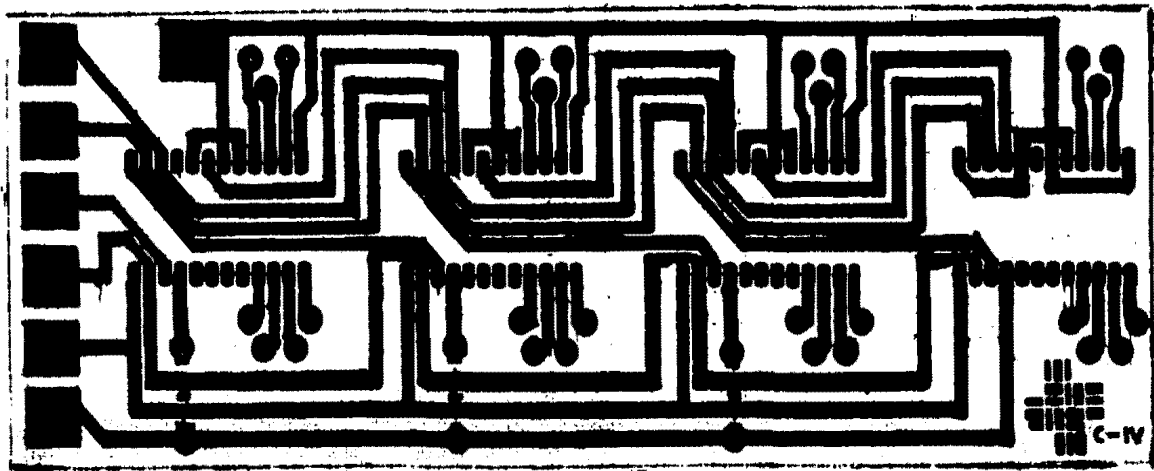


Fig. 7.2 - 1b



124

Fig. 7. 2 - 2 a.

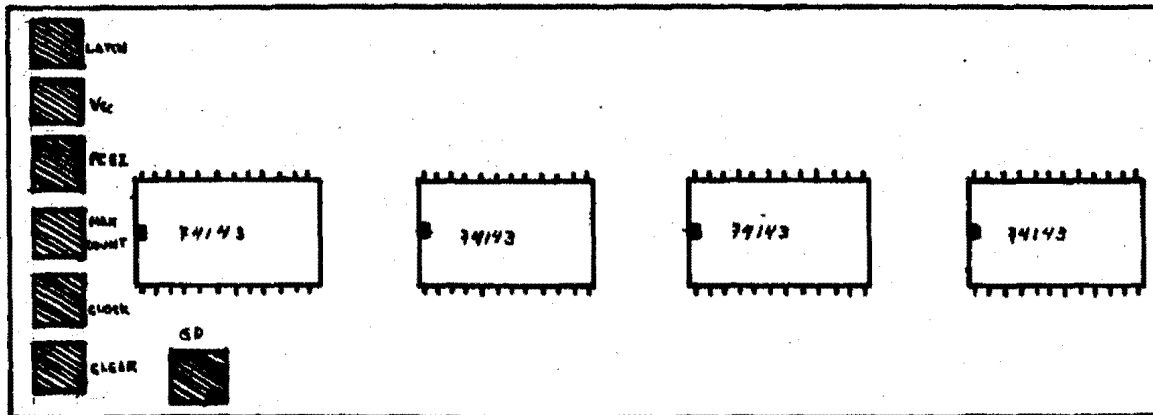


Fig. 7. 2 - 2 b.

125

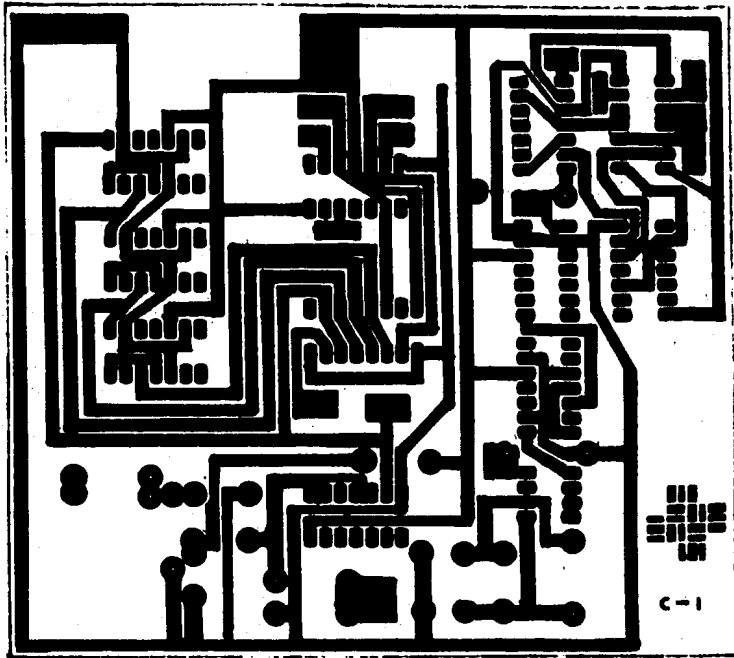


Fig. 7.2 - 3a

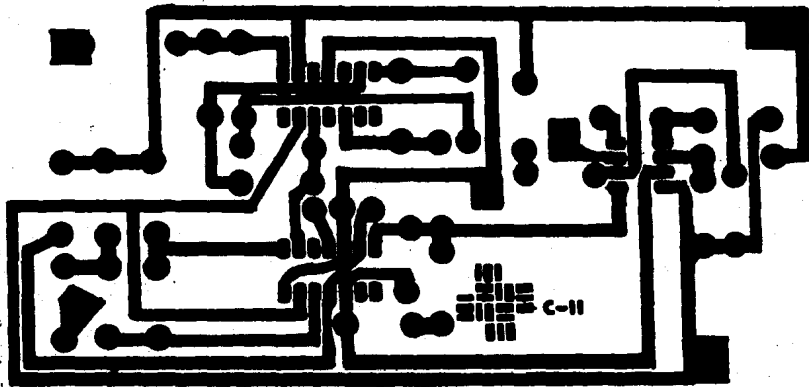


Fig. 7.2 - 4a

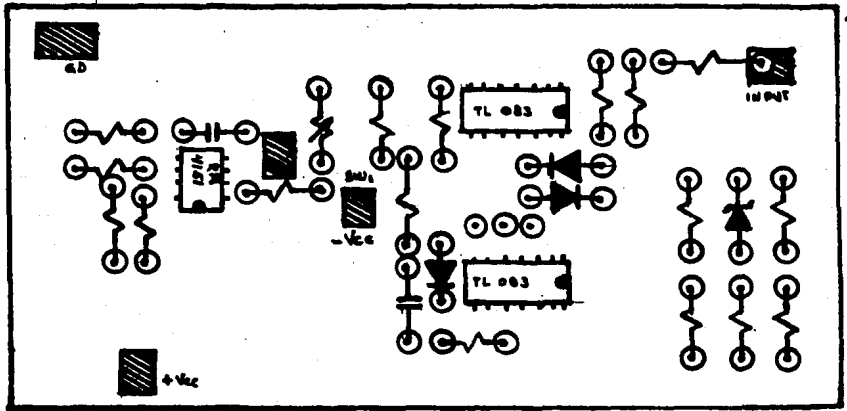


Fig. 7.2 - 4b

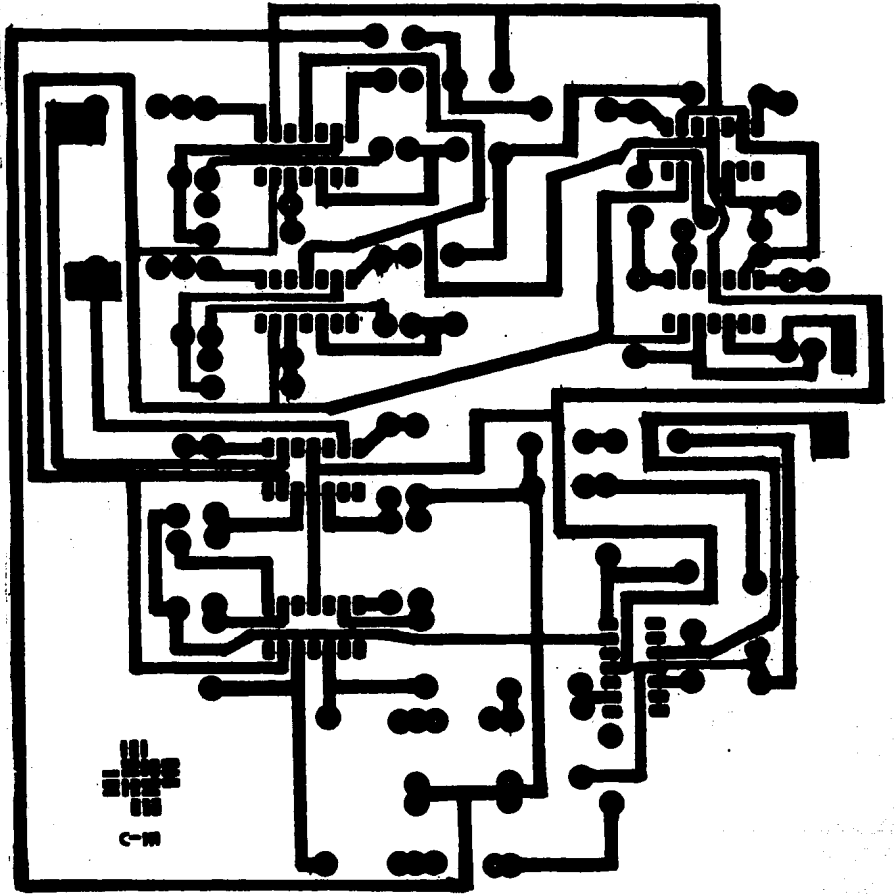


Fig 7.2 - 5a

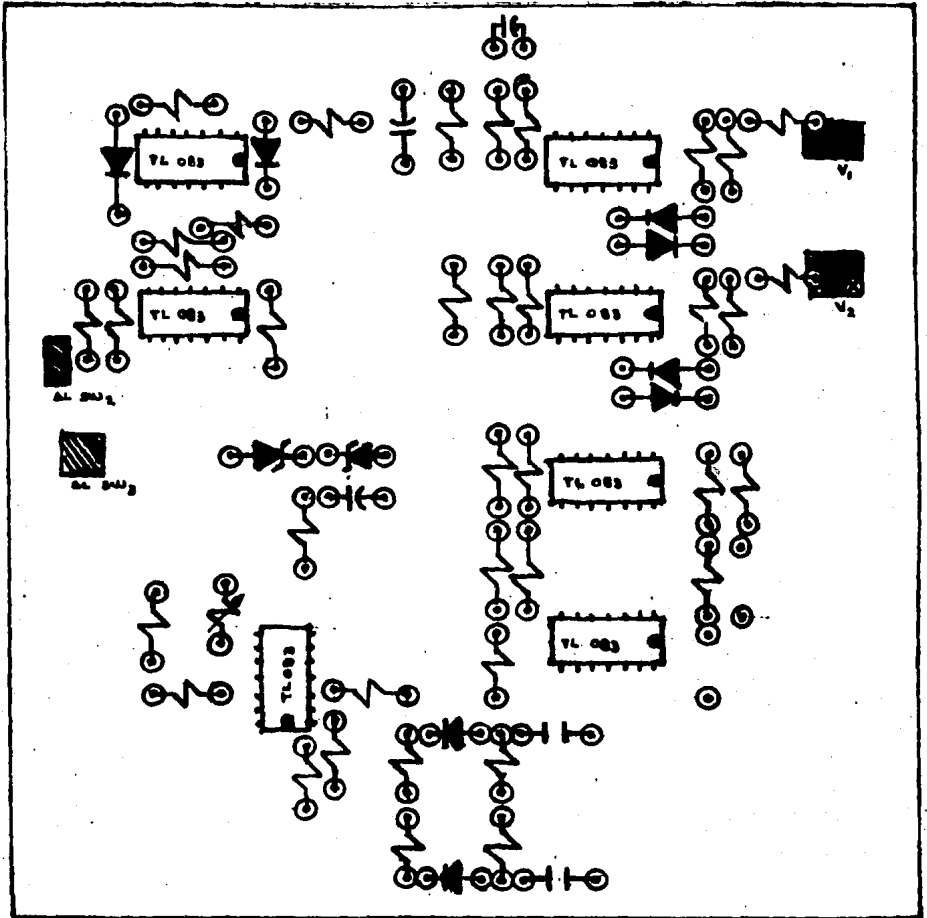
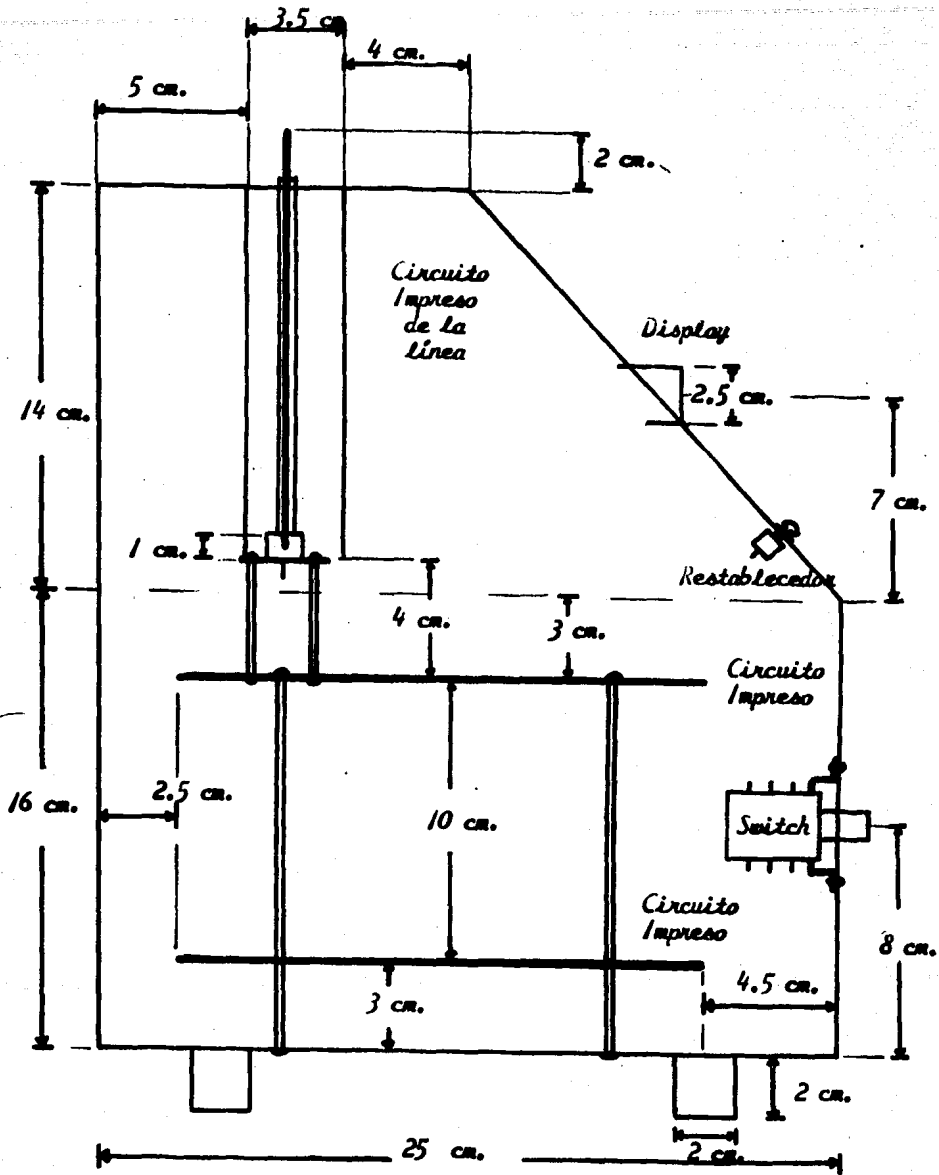
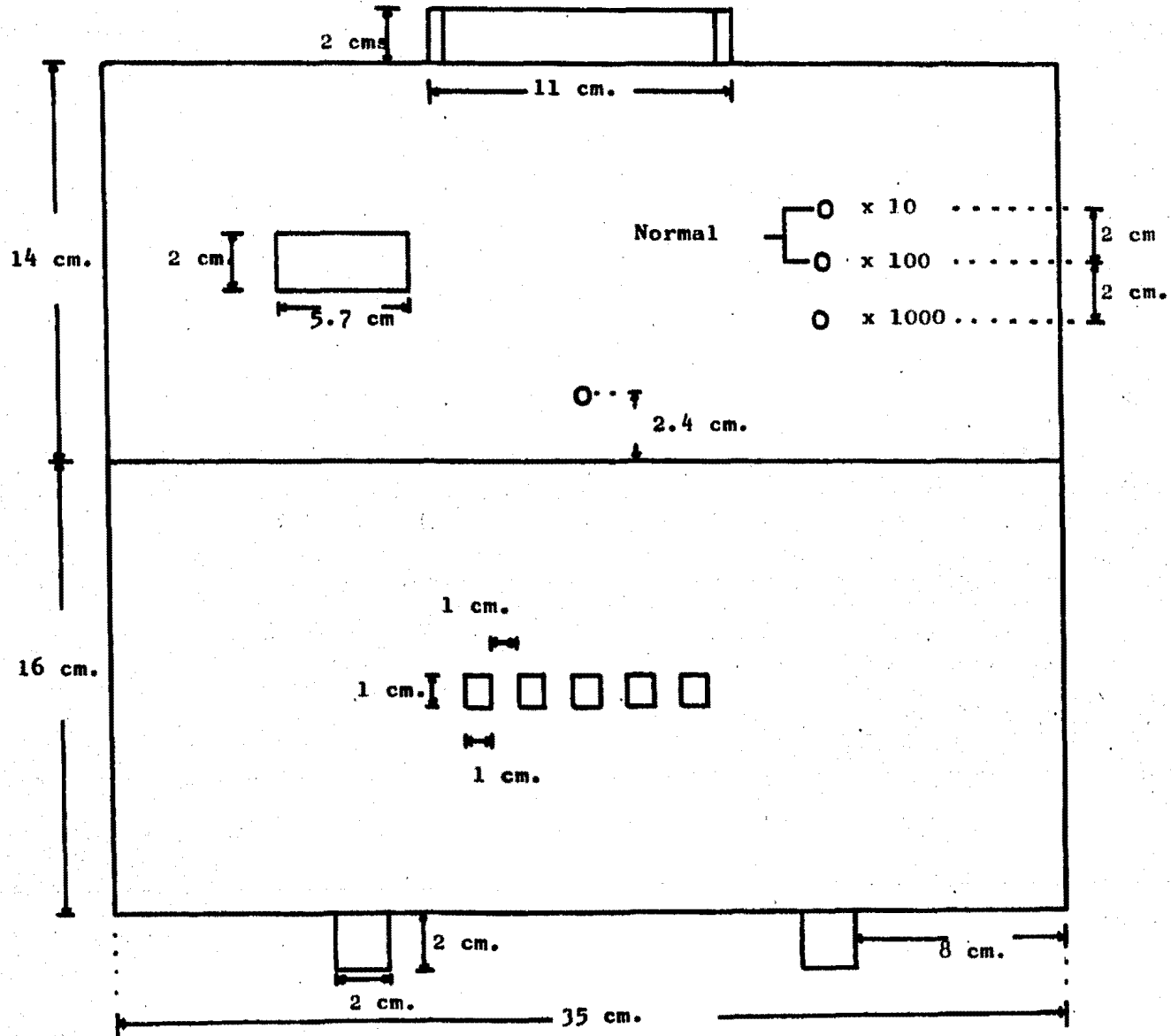


Fig. 7.2 - 5b

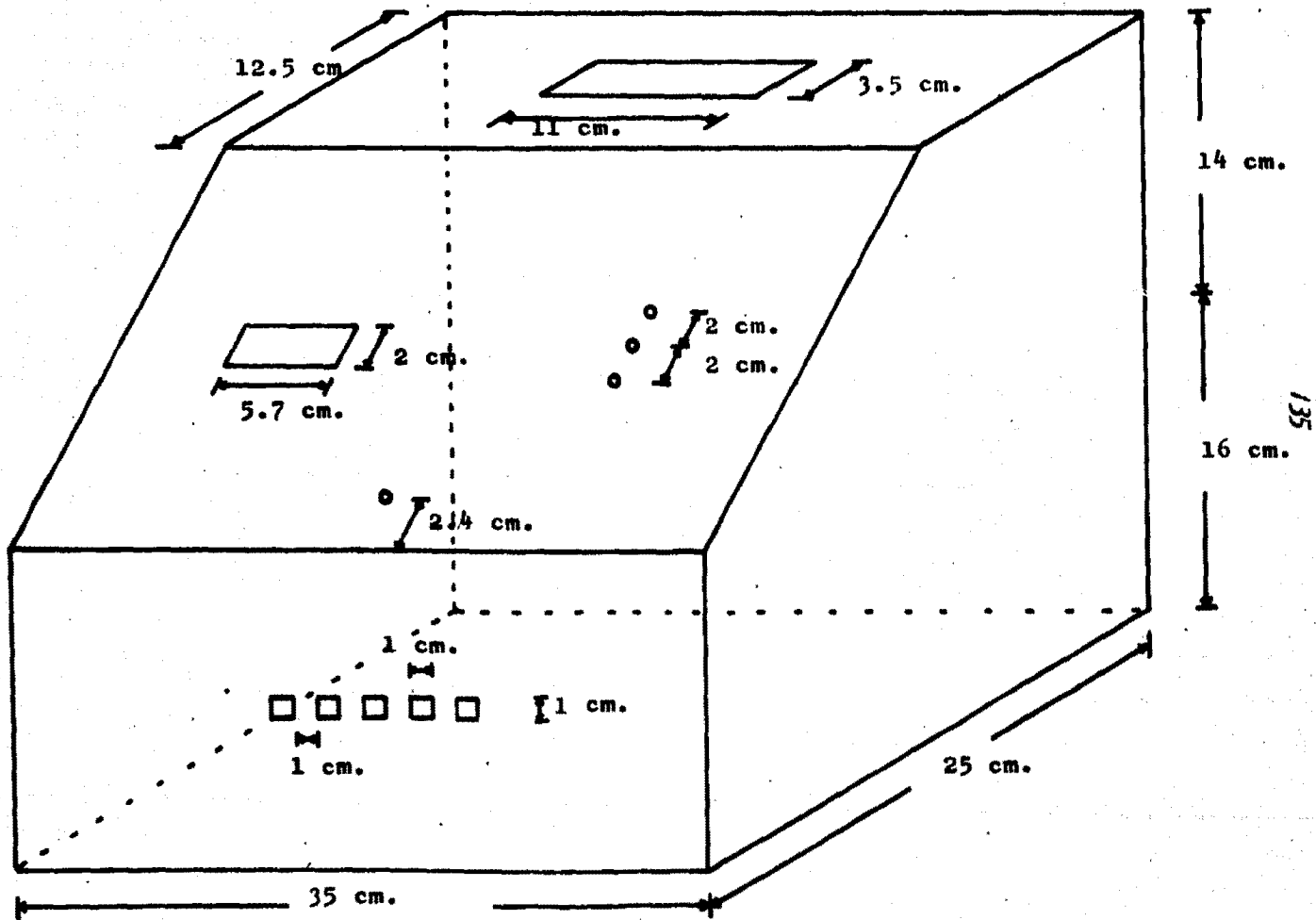
7.3 DISTRIBUCION DEL TABLERO

En las figuras siguientes, se muestra la forma en que quedan distribuidos los circuitos impresos de los instrumentos de medición así como el del circuito que simula la línea, también la forma en que se acomoda la fuente de alimentación dentro del tablero de prueba; se muestra también la posición de los display's, los switch's, el restablecedor y la etapa indicadora de escala en la parte exterior del tablero.

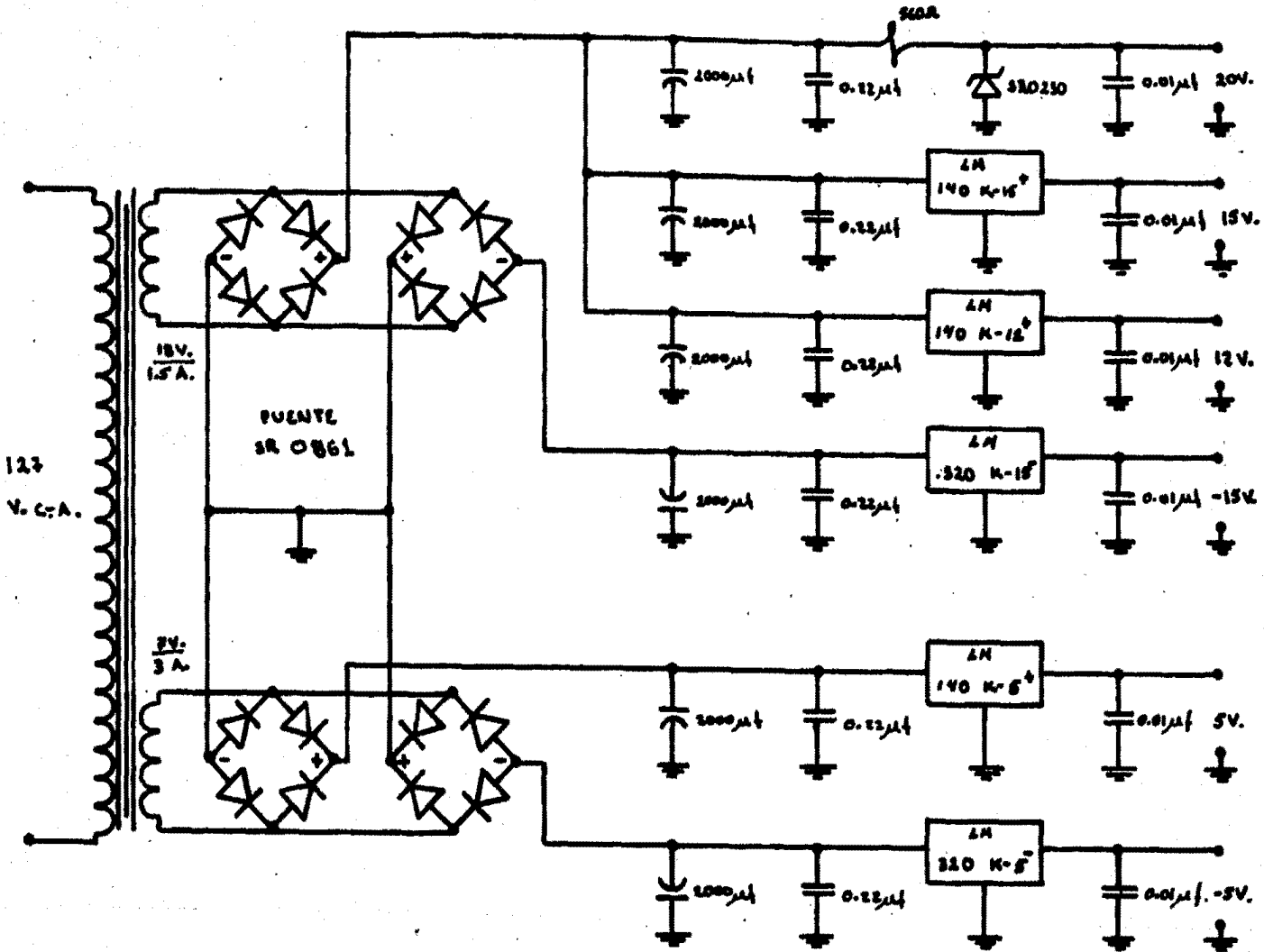


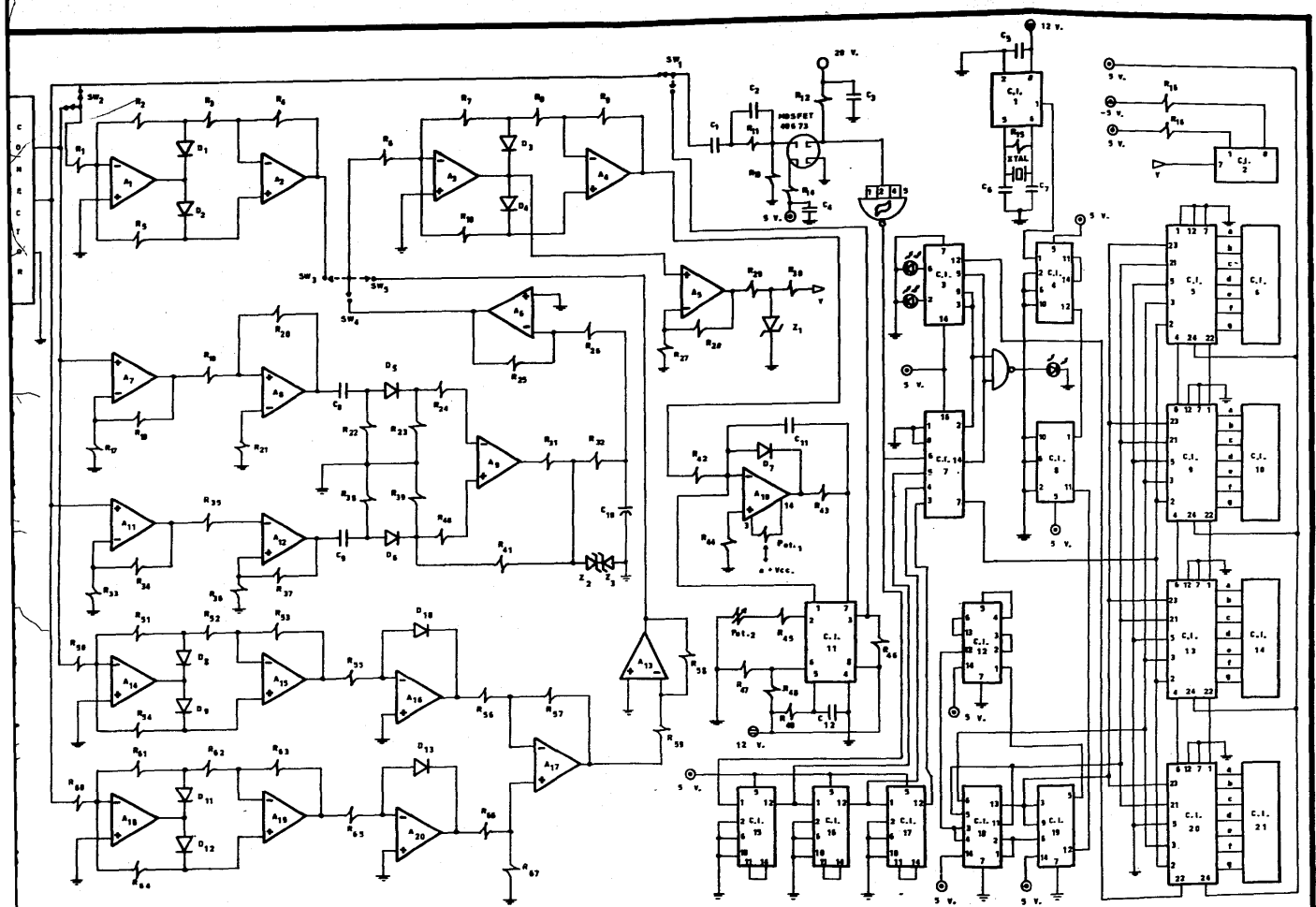


131



135





UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES CUAUTITLAN

DIAGRAMA GENERAL DEL TABLERO DE PRUEBA

DIBUJARON :

JORGE JUAREZ OLGUIN

JUAN CARLOS ROA BEIZA

RUBEN MENDOZA PARRA

CONCLUSIONES

- 1.- Si hay comparación entre los resultados obtenidos en las líneas simuladas y los resultados obtenidos en un cálculo, existirá una variación, esta variación estará en función de la tolerancia de los componentes con que se simule la línea.
- 2.- Como el frecuencímetro, voltmetro, medidor de ganancia y medidor de fase fueron ajustados de acuerdo a las lecturas dadas por el multímetro Hewlett - Packard del laboratorio de Electrónica de la Facultad de Estudios Superiores de Cuautitlán, en caso de ajuste con otros instrumentos de medición, tendrán que hacerse los ajustes necesarios.
- 3.- Los diferentes instrumentos de medición pueden utilizarse independientemente respetando sus especificaciones de diseño.
- 4.- Dadas las anteriores características, se considera que este Tablero de Prueba para Líneas de Transmisión Simuladas puede complementar el equipo existente en los laboratorios de Comunicaciones de la Facultad de Estudios Superiores Cuautitlán.
- 5.- El concepto que cada quien tiene sobre el trabajo que desarrolla, depende del entusiasmo e interés que lo motiva a hacerlo, por lo que será o no beneficioso en la medida en que haya satisfecho su interés. La tesis expuesta en las páginas anteriores no ha sido para nosotros un simple requisito que cumplir, si no el descubrimiento de lo que uno es capaz de realizar, aplicando con sentido práctico los conocimientos aprendidos en la realización de un instrumento o la solución de un problema. Por ello debe seguir exigiéndose el desarrollo de trabajos de este tipo, por ser altamente beneficiosos al alumno; ya que hace que descubra su capacidad de trabajo en equipo y su inventiva.

Cabe señalar que la tesis es más provechosa en la medida en que esta es teórica y práctica, ya que esto implica justificar en resultados lo deducido en el análisis del problema. Ello lleva al alumno a problemas que deberá re-

resolver en el laboratorio, con conocimientos que debiera adquirir si quiere resolver de la forma más satisfactoria su problema. Esto implica resolver en la práctica los problemas que presenta toda realización física y con ello dar visión al futuro profesionista de que y como alcanzará su objetivo

BIBLIOGRAFIA

- 1.- *Amplificadores Operativos*
Autor: Greeme
Edit. : Diana
- 2.- *Circuitos Digitales y de Pulsos*
Autor: Millman y Tamb
Edit. : Mc. Graw Hill Book Company
- 3.- *Data Manual (Logic - TTL)*
Autor : Signetics
- 4.- *Digital - Integrated - Circuit, Operational Amplifier
and Optoelectronic Circuit Design*
Autor : Texas Instrument Electronics Series
Edit. : Mc. Graw Hill Book Company
- 5.- *Digital Theory and Practice Using Integrated
Circuits*
Autor : Morris E. Levine
Edit. : Prentice Hall
- 6.- *Handbook of Operational Amplifier Circuit Design*
Autor : David F. Stout and Milton Kaufman

- Edit.: Mc. Graw Hill Book Company
- 7.- *Ingenieria de Control Moderna*
Autor : Ogata, Katsuhiko
Edit.: Mc. Graw Hill Book Company
- 8.- *Introduction to Integrated Circuits*
Autor : Victor H. Grinich and Morace G. Jackson
Edit.: Mc. Graw Hill Book Company
- 9.- *Linear Applications Handbook (Book one)*
Autor : Natinal Semiconductor
- 10.- *Manual Simplificado para el Proyecto de Circuitos de Estado Solido*
Autor : John D. Lark
Edit. : Diana
- 11.- *Principles of Active Network Synthesis and Design*
Autor : Gobind Daryanani
Edit. : John Wiley and Sons
- 12.- *Retroalimentacion y Sistemas de Control*
Autor : Distefano III and Ivan J. Williams
Edit. : Mc. Graw Hill Book Company
- 13.- *Transmission Lines*

Autor : R. A. Chipman

Edit. : Mc. Graw Hill Book Company

14.- *The Optoelectronics Data Book for Design Engineers*

Autor : Texas Instruments

15.- *The TTL Data Book for Design Engineers*

Autor : Texas Instruments

16.- *Introduction to the Theory and Design of Active Filters.*

Autor : Lawrence P. Huelsman and Phillippe Allen

Edit. : Mc. Graw Hill Book Company.

APENDICE

LISTA DE COMPONENTES

R ₁ , R ₂ , R ₃ , R ₄ , R ₅ ,	
R ₆ , R ₇ , R ₈ , R ₉ , R ₁₀	
R ₅₀ , R ₅₁ , R ₅₂ , R ₅₃ , R ₅₄	
R ₆₀ , R ₆₁ , R ₆₂ , R ₆₃ , R ₆₄	
R ₅₆ , R ₆₆	1 K Ω
R ₁₁ , R ₁₈ , R ₂₀ , R ₂₈ , R ₃₄	
R ₃₇ , R ₄₂ , R ₄₄	100 K Ω
R ₁₂ , R ₁₃	1 M Ω
R ₁₄	4.7 K Ω
R ₁₅	20 M Ω
R ₁₅ , R ₁₆	180 Ω
R ₁₇ , R ₂₇ , R ₃₃ , R ₉₇ , R ₅₈	10 K Ω
R ₁₉ , R ₃₆	416 Ω
R ₂₁ , R ₃₅	416 Ω
R ₂₂ , R ₃₈	1.4 K Ω
R ₂₃ , R ₃₉	14 K Ω
R ₃₁	140 Ω
R ₃₂	20 K Ω
R ₄₁ , R ₅₅ , R ₆₅	22 K Ω
R ₄₃	100 Ω

R_{45}	12 K Ω
R_{46} R_{48}	5.1 K Ω
R_{49}	6.8 K Ω
R_{67} R_{57}	18 K Ω
R_{59}	26.56 K Ω
R_{24} R_{40}	10 K Ω
R_{25}	250 Ω
R_{26}	1 K Ω
R_{30}	
R_{29}	
C_1 C_{10}	1 μf
C_2	100 p f
C_5 C_3 C_4	0.1 μf
C_6	12 p f
C_7	30 p f
C_8 C_9 C_{11}	470 μf
C_{12}	0.01 μf
A_1 A_2 A_3 A_{21}	1/2 - TL083
Cl_1	MM 5369
Cl_2	TIL - 327
Cl_3 Cl_{19}	74107
Cl_4	7490

Cl 5 ^o Cl 9 ^o Cl 13 ^o Cl 20 ^o	74143
Cl 6 ^o Cl 10 ^o Cl 14 ^o Cl 21 ^o	TIL - 312
Cl 7 ^o	74153
Cl 8 ^o	7492
Cl 11 ^o	7404
Cl 15 ^o Cl 16 ^o Cl 17 ^o	7490
Cl 18 ^o	7410
D ₁ , D ₂ , D ₃ U ₁₃	1N - 4148
Z ₁ , Z ₂ , Z ₃	6.2 V.
Pot. 1 ^o , Pot. 2 ^o	10 K
XTAL	3.4 MHz.

Nota:

Todas las resistencias a 1/4 watt.

Los potenciómetros son a 1/2 watt.

QUAD 2-INPUT NAND GATE

54/74 SERIES "00"

54/7400
54H/74H00
54S/74S00
54LS/74LS00

PIN CONFIGURATIONS

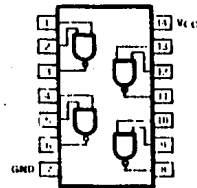


Figure A

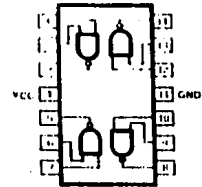


Figure B

ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information.)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES V _{CC} 5V ± 5%; T _A 0°C to 70°C	MILITARY RANGES V _{CC} 5V ± 10%; T _A -55°C to 125°C
Plastic DIP	Fig. A Fig. A	N7400N • N74H00N N74S00N • N74LS00N	
Ceramic DIP	Fig. A Fig. A	N7400F • N74H00F N74S00F • N74LS00F	S5400F • S54H00F S54S00F • S54LS00F
Flatpak	Fig. B Fig. A		S5400W • S54H00W S54S00W • S54LS00W

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (See Note a)

PINS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
Inputs	I _{ih} (μA)	40	50	50	20
	I _{il} (mA)	-1.6	-2.0	-2.0	0.36
Outputs	I _{oh} (μA)	-400	-500	-1000	400
	I _{ol} (mA)	16	20	20	4.8 (1)

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (See Note b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I _{ccH}	Supply current V _{CC} = Max, V _{IN} = 0V		8.0		16.8		16		1.6	mA
I _{ccL}	Supply current V _{CC} = Max, V _{IN} = 4.5V		12		40		36		4.4	mA

AC CHARACTERISTICS T_A = 25°C (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		C _L = 15 pF R _L = 400 Ω		C _L = 25 pF R _L = 200 Ω		C _L = 15 pF R _L = 200 Ω		C _L = 15 pF R _L = 2k Ω		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
t _{PLH}	Propagation delay Waveform 1		22		10		4.5		15	ns
t _{PHL}	Propagation delay Waveform 1		15		10		5.0		15	ns

NOTE

- a The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively
- b For family dc characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H; and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification

HEX INVERTER

54/74 SERIES "04"

54/7404
54H/74H04
54S/74S04
54LS/74LS04

PIN CONFIGURATIONS

ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information.)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES		MILITARY RANGES	
		V _{CC} 5V ± 5%; T _A 0°C to 70°C		V _{CC} 5V ± 10%; T _A -55°C to 125°C	
Plastic DIP	Fig. A Fig. A	N7404N N74S04N	• N74H04N • N74LS04N		
Ceramic DIP	Fig. A Fig. A	N7404F N74S04F	• N74H04F • N74LS04F	S5404F S54S04F	• S54H04F • S54LS04F
Flatpak	Fig. B Fig. A			S5404W S54S04W	• S54H04W • S54LS04W

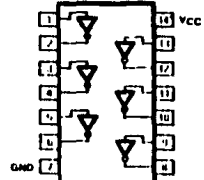


Figure A

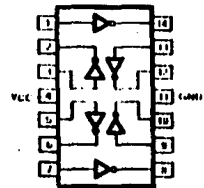


Figure B

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (See Note a)

PARAMS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
		Inputs	I _{ih} (μA) I _{il} (mA)	40 -1.6	50 -2.0
Outputs	I _{oh} (μA) I _{ol} (mA)	-400 18	-500 20	-1000 20	-400 4/8 ^(a)

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (See Note b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I _{CCM}	Supply current	V _{CC} = Max, V _{IN} = 0V			12		26		24	2.5 mA
I _{CCL}	Supply current	V _{CC} = Max, V _{IN} = 4.5V			33		58		54	6.6 mA

AC CHARACTERISTICS T_A = 25°C (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		C _L 15 pF R _L 400 Ω		C _L 25 pF R _L 280 Ω		C _L 15 pF R _L 280 Ω		C _L 15 pF R _L 2k Ω		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
t _{PLH}	Propagation delay	Waveform 1			22		10		4.5	15 ns
t _{PHL}	Propagation delay	Waveform 1			15		10		5.0	15 ns

NOTE

- The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.
- For family dc characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specifications.

TRIPLE 3-INPUT NAND GATE

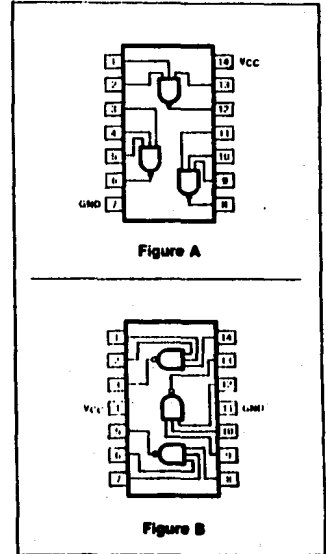
54/74 SERIES "10"

54/7410
54H/74H10
54S/74S10
54LS/74LS10

PIN CONFIGURATIONS

ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information.)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES V _{CC} = 5V; T _A = 0°C to 70°C	MILITARY RANGES V _{CC} = 5V; T _A = -55°C to 125°C
Plastic DIP	Fig. A Fig. A	N7410N • N74H10N N74S10N • N74LS10N	
Ceramic DIP	Fig. A Fig. A	N7410F • N74H10F N74S10F • N74LS10F	S5410F • S54H10F S54S10F • S54LS10F
Flatpak	Fig. B Fig. A		S5410W • S54H10W S54S10W • S54LS10W



INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (See Note a)

PINS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
Inputs	I _H (μA)	40	50	50	20
	I _L (mA)	-1.6	-2.0	-2.0	-0.36
Outputs	I _{OH} (μA)	-400	-500	-1000	-400
	I _{OL} (mA)	16	20	20	4/8 ^(a)

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (See Note b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I _{CCH}	Supply current	V _{CC} = Max, V _{IN} = 0V		6.0	12.6		12		1.2	mA
I _{CCL}	Supply current	V _{CC} = Max, V _{IN} = 4.5V		16.5	30		27		3.3	mA

AC CHARACTERISTICS T_A = 25°C (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		C _L 15 pF	R _L 400 Ω	C _L 25 pF	R _L 280 Ω	C _L 15 pF	R _L 280 Ω	C _L 15 pF	R _L 2k Ω	
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
t _{PLH}	Propagation delay	Waveform 1		22	10	4.5	15		ns	
t _{PHL}	Propagation delay	Waveform 1		15	10	5.0	15		ns	

NOTES

- The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.
- For fan-out dc characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification.

DUAL 4-INPUT NAND SCHMITT TRIGGER

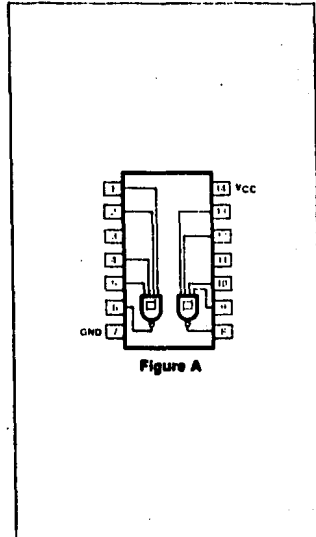
54/74 SERIES "13"

54/7413
54LS/74LS13

PIN CONFIGURATION

ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information.)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES		MILITARY RANGES	
		$V_{CC} = 5V \pm 5\%$; $T_A = 0^\circ C \text{ to } 70^\circ C$		$V_{CC} = 5V \pm 10\%$; $T_A = -55^\circ C \text{ to } 125^\circ C$	
Plastic DIP	Fig. A	N7413N	• N74LS13N		
Ceramic DIP	Fig. A	N7413F	• N74LS13F	S5413F	• S54LS13F
Flatpak	Fig. A			S5413W	• S54LS13W



INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (See Note a)

PINS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
Inputs	I_{IH} (μA)	40			20
	I_{IL} (mA)	-1.6			-0.4
Outputs	I_{OH} (μA)	-800			-400
	I_{OL} (mA)	16			4/8 ^(b)

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (See Note b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
V_{T+}	Positive going threshold	$V_{CC} = 5V$		1.5	2.0			1.5	1.9	V
V_{T-}	Negative going threshold	$V_{CC} = 5V$		0.6	1.1			0.6	1.1	V
ΔV_T	Hysteresis	$V_{CC} = 5V$		0.4				0.4		V
I_{CC1}	Supply current	$V_{CC} = \text{Max}$, $V_{IN} = 0V$			23				6.0	mA
I_{CC2}	Supply current	$V_{CC} = \text{Max}$, $V_{IN} = 4.5V$			32				7.0	mA

AC CHARACTERISTICS $T_A = 25^\circ C$ (See Section 4 for Waveforms and Conditions.)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		$C_L = 15 \text{ pF}$ $R_L = 400 \Omega$						$C_L = 15 \text{ pF}$ $R_L = 2k \Omega$		
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
t_{PLH}	Propagation delay		27						22	ns
t_{PHL}		22						27	ns	

NOTES

- a. The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.
- b. For family dc characteristics see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification.

TYPICAL CHARACTERISTICS

(54/74)
VIN vs VOUT
TRANSFER FUNCTION

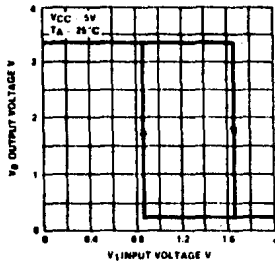


Figure B

(54LS/74LS)
VIN vs VOUT
TRANSFER FUNCTION

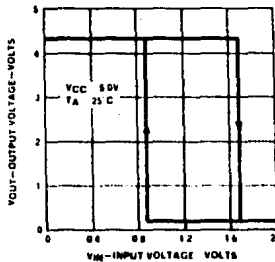


Figure E

(54/74)
THRESHOLD VOLTAGE AND
HYSTERESIS vs
POWER SUPPLY VOLTAGE

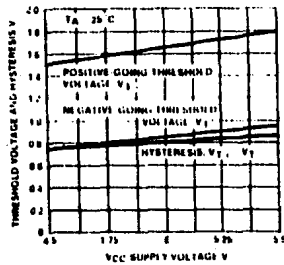


Figure C

(54LS/74LS)
THRESHOLD VOLTAGE AND
HYSTERESIS vs
POWER SUPPLY VOLTAGE

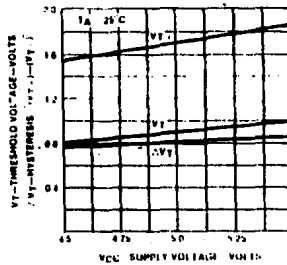


Figure F

(54/74)
HYSTERESIS vs TEMPERATURE

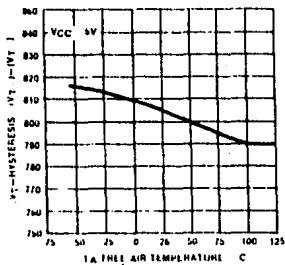


Figure D

(54LS/74LS)
THRESHOLD VOLTAGE AND
HYSTERESIS vs
AMBIENT TEMPERATURE

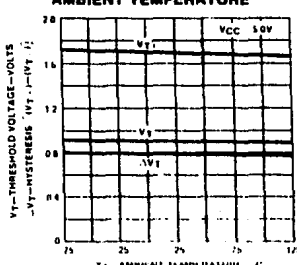


Figure G

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The "13" contains two 4-input NAND gates which accept standard TTL input signals and provide standard TTL output levels. They are capable of transforming slowly changing input signals into sharply defined, jitter-free output signals. In addition they have greater noise margin than conventional NAND gates.

Each circuit contains a 4-input Schmitt trigger followed by a Darlington level shifter and a phase splitter driving a TTL totem pole output. The Schmitt trigger uses positive feedback to effectively speed-up slow input transitions, and provide different input threshold voltages for positive and negative-going transitions. This hysteresis between the positive-going and negative-going input threshold (typically 800mV) is determined by resistor ratios and is essentially insensitive to temperature and supply voltage variations. As long as three inputs remain at a more positive voltage than V_{I1} (Max), the gate will respond in the transitions of the other input as shown in Figure H.

AC WAVEFORMS

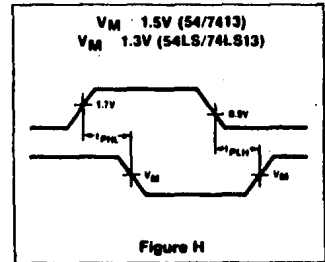


Figure H

DECADE COUNTER

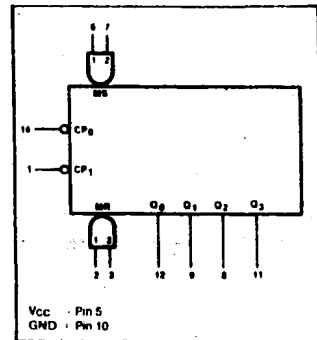
54/74 SERIES "90"

54/7490
54LS/74LS90

DESCRIPTION

The "90" is a high-speed 4-bit ripple type decade counter divided into two sections. The counter has a divide-by-two section and a divide-by-five section which are triggered by HIGH-to-LOW transitions on the clock inputs. Either section can be used separately or tied together (Q to CP) to form a BCD or a bi-quinary counter. The counter has a 2-input gated Master Reset (Clear) and also a 2-input gated Master Set (Preset 9).

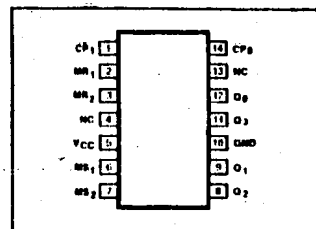
LOGIC SYMBOL



ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information)

PACKAGES	COMMERCIAL RANGES V _{CC} = 5V ± 0%; T _A = 0°C to +75°C	MILITARY RANGES V _{CC} = 5V ± 10%; T _A = -55°C to +125°C
Plastic DIP	N7490N • N74LS90N	
Ceramic DIP	N7490F • N74LS90F	S5490F • S54LS90F
Flatpak		S5490W • S54LS90W

PIN CONFIGURATION



INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (a)

PINS	DESCRIPTION		54/74	54S/74S	54LS/74LS
\overline{CP}_0	Clock (active LOW) going edge input to :2 section	I _H (μA) I _L (mA)	80 -3.2		40 -2.4
\overline{CP}_1	Clock (active LOW) going edge input to :5 section	I _H (μA) I _L (mA)	160 -6.4		80 -3.2
MR ₁ , MR ₂	Master Reset (Clear) inputs	I _H (μA) I _L (mA)	40 -1.6		20 -0.4
MS ₁ , MS ₂	Master Set (Preset-9) inputs	I _H (μA) I _L (mA)	40 -1.6		20 -0.4
Q ₀	Output from :2 section	I _{OH} (μA) I _{OL} (mA)	-800 16		-400 4/8 ^(a)
Q ₁ , Q ₂ , Q ₃	Outputs from :5 section	I _{OH} (μA) I _{OL} (mA)	-800 16		-400 4/8 ^(a)

NOTE

a The starred numbers indicate different parameter values for Military/Commercial temperature ranges, respectively.

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The "90" is a 4-bit ripple type Decade Counter. The device consists of four master-slave flip-flops internally connected to provide a divide-by-two section and a divide-by-five section. Each section has a separate clock input to initiate state changes of the counter on the HIGH-to-LOW clock transition. State changes of the Q outputs do not occur simultaneously because of internal ripple delays. Therefore, decoded output signals are subject to decoding spikes and should not be used for clocks or strobes. The Q₀ output is designed and specified to drive the rate fan-out plus the CP₁ input of the device.

A gated AND asynchronous Master Reset (MR₁ • MR₂) is provided which overrides both clock and resets (clears) all the flip-flops. Also provided is a gated AND asynchronous Master Set (MS₁ • MS₂) which overrides the clocks and the MR inputs, setting the outputs to nine (HLLH).

Since the output from the divide-by-two section is not internally connected to the succeeding stages, the device may be operated in various counting modes. In a BCD (8421) Counter the CP₁ input must be externally connected to the Q₀ output. The CP₀ input receives the incoming count producing a BCD count sequence. In a symmetrical Bi-quinary divide-by-ten counter the Q₁ output must be connected externally to the CP₀ input. The input count is then applied to the CP₁ input and a divide-by-ten square wave is obtained at output Q₀. To operate as a divide-by-two and a divide-by-five counter no external interconnections are required. The first flip-flop is used as a binary element for the divide-by-two function (CP₀) as the input and Q₀ as the output. The CP₁ input is used to obtain divide-by-five operation at the Q₃ output.

MODE SELECTION—TRUTH TABLE

RESET/SET INPUTS				OUTPUTS			
MR ₁	MR ₂	MS ₁	MS ₂	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃
H	H	L	X	L	L	L	L
H	H	X	L	L	L	L	L
X	X	H	H	H	L	L	H
L	X	L	X				
X	L	X	L			Count	
L	X	X	L			Count	
X	L	L	X			Count	

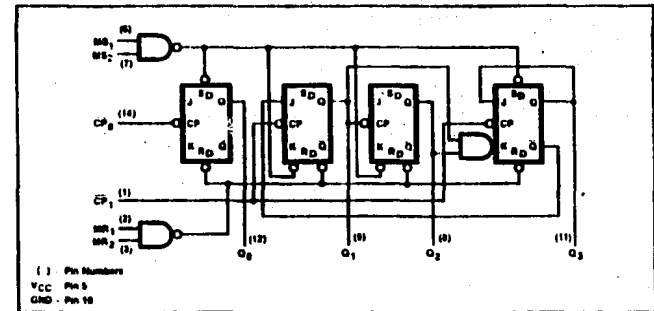
H - HIGH voltage level
L - LOW voltage level
X - Don't care

BCD COUNT SEQUENCE—TRUTH TABLE

COUNT	OUTPUT			
	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	H	H	L
7	H	H	H	L
8	L	L	L	H
9	H	L	L	H

NOTE: Output Q₀ connected to input CP₁.

LOGIC DIAGRAM



DC CHARACTERISTICS OVER TEMPERATURE RANGE^(b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54B/74B		54LS/74LS		UNIT	
		Min	Max	Min	Max	Min	Max		
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = Max	Mil	46				15	mA
			Com	53				15	mA

NOTE

^(b) For family dc characteristics, see inside front cover for 54/74 and 54B/74B, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specifications.

DIVIDE-BY-TWELVE COUNTER

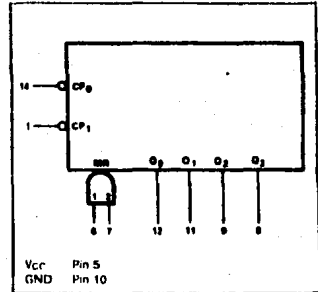
54/74 SERIES "92"

54/7492
54LS/74LS92

DESCRIPTION

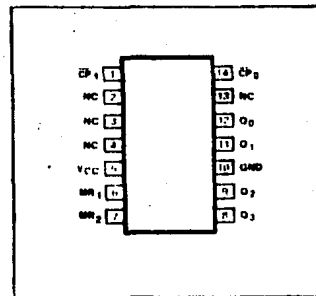
The "92" is a high-speed 4-bit ripple type counter divided into two sections. The counter has a divide-by-two section and a divide-by-six section which are triggered by HIGH-to-LOW transitions of the clock inputs. Either section can be used separately or tied together (Q_0 to CP_1) to form a modulo-12 counter. The counter has a 2-input gated Master Reset (Clear).

LOGIC SYMBOL



V_{CC} Pin 5
GND Pin 10

PIN CONFIGURATION



ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering information).

PACKAGES	COMMERCIAL RANGES		MILITARY RANGES	
	V _{CC} 5V ± 5%; T _A 0°C to 70°C		V _{CC} 5V ± 10%; T _A 55°C to 125°C	
Plastic DIP	N7492N • N74LS92N			
Ceramic DIP	N7492F • N74LS92F		S5492F • S54LS92F	
Flatpak			S5492W • S54LS92W	

INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE ^(a)

PINS	DESCRIPTION		54/74	54B/74B	54LS/74LS
CP ₀	Clock (Active LOW going edge) input to :2 section	I _H (μA) I _L (mA)	80 -3.2		40 -2.4
CP ₁	Clock (Active LOW going edge) input to :6 section	I _H (μA) I _L (mA)	160 -6.4		80 -3.2
MR ₁ , MR ₂	Master Reset (Clear) inputs	I _H (μA) I _L (mA)	40 -1.6		20 -0.4
Q ₀	Output from :2 section	I _{OH} (μA) I _{OL} (mA)	-800 16		-400 4/8 ^(a)
Q ₁ , Q ₂ , Q ₃	Output from :6 section	I _{OH} (μA) I _{OL} (mA)	-800 16		-400 4/8 ^(a)

NOTE

a The slashed numbers indicate different parametric values for Military Commercial temperature ranges respectively.

DIVIDE-BY-TWELVE COUNTER

54/74 SERIES "92"

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The "92" is a 4-bit ripple-type Divide-by-12 Counter. The device consists of four master-slave flip-flops internally connected to provide a divide-by-two section and a divide-by-six section. Each section has separate clock input to initiate state changes of the counter on the HIGH-to-LOW clock transition. State changes of the Q outputs do not occur simultaneously because of internal ripple delays. Therefore, decoded output signals are subject to decoding spikes and should not be used for clocks or strobes. The Q₀ output is designed and specified to drive the rated fan-out plus the CP₁ input of the device.

A gated AND asynchronous Master Reset (MR₁ MR₂) is provided which overrides both clocks and resets (clears) all the flip-flops.

Since the output from the divide-by-two section is not internally connected to the succeeding stages, the device may be operated in various counting modes. In a Modulo-12, Divide-by-12 Counter the CP₁ input must be externally connected to the Q₀ output. The CP₀ input receives the incoming count and Q₃ produces a symmetrical divide-by-12 square wave output. In a divide-by-six counter no external connections are required. The first flip-flop is used as a binary element for the divide-by-two function. The CP₁ input is used to obtain divide-by-three operation at the Q₁ and Q₂ outputs and divide-by-six operation at the Q₃ output.

MODE SELECTION

RESET INPUTS		OUTPUTS			
MR ₁	MR ₂	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃
H	H	L	L	L	L
L	H				Count
H	L				Count
L	L				Count

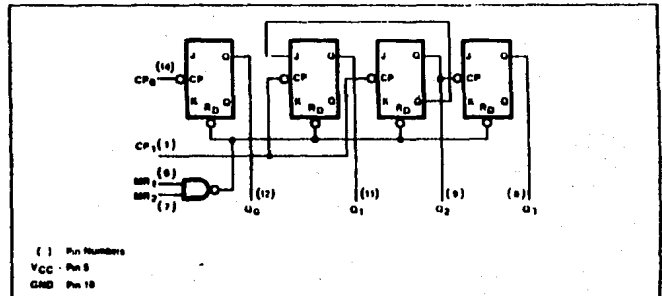
H - HIGH voltage level
L - LOW voltage level
X - Don't care

TRUTH TABLE

COUNT	OUTPUT			
	Q ₀	Q ₁	Q ₂	Q ₃
0	L	L	L	L
1	H	L	L	L
2	L	H	L	L
3	H	H	L	L
4	L	L	H	L
5	H	L	H	L
6	L	L	L	H
7	H	L	L	H
8	L	H	L	H
9	H	H	L	H
10	L	L	H	H
11	H	L	H	H

NOTE: Output Q₀ connected to input CP₁.

LOGIC DIAGRAM



DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNITS
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I _{CC} Supply current	V _{CC} = Max	Mil	44				15	mA
		Com	51				15	mA

NOTE

b. For family dc characteristics, see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specifications.

DUAL JK FLIP-FLOP

54/74 SERIES "107"

54/74:07 54LS/74LS107

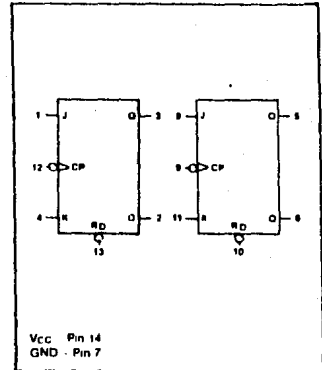
DESCRIPTION

The "107" is a dual Flip-Flop with individual JK, Clock and direct Reset inputs. The 74107 is a positive pulse triggered flip-flop. JK information is loaded into the master while the Clock is HIGH and transferred to the slave on the HIGH-to-LOW Clock transition. For these devices the J and K inputs should be stable while the Clock is HIGH for conventional operation.

The 74LS107 is a negative edge triggered flip-flop. The J and K inputs must be stable one setup time prior to the HIGH-to-LOW Clock transition for predictable operation.

The Reset (\bar{R}_D) is an asynchronous active LOW input. When LOW, it overrides the Clock and data inputs forcing the Q output LOW and the \bar{Q} output HIGH.

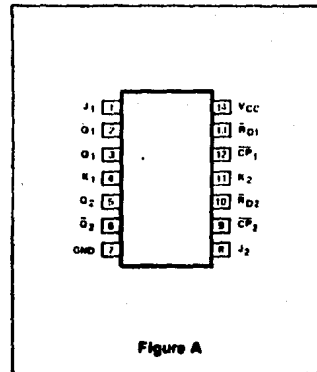
LOGIC SYMBOL



ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information)

PACKAGES	PIN CONF.	COMMERCIAL RANGES		MILITARY RANGES	
		V _{CC} 5V ± 5%; T _A 0°C to 70°C		V _{CC} 5V ± 10%; T _A -55°C to 125°C	
Plastic DIP	Fig. A	N74107N	• N74LS107N		
Ceramic DIP	Fig. A	N74107F	• N74LS107F	S54107F	• S54LS107F
Flatpak	Fig. A			S54107W	• S54LS107W

PIN CONFIGURATION



INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (a)

PINS		54/74	54H/74H	54S/74S	54LS/74LS
CP	Clock input	I _{IH} (μA)	80		80
		I _{IL} (mA)	-3.2		-0.8
RD	Reset input	I _{IH} (μA)	80		60
		I _{IL} (mA)	-3.2		-0.8
JK	Data inputs	I _{IH} (μA)	40		20
		I _{IL} (mA)	1.6		-0.4
Q & Q-bar Outputs		I _{OH} (μA)	-400		-400
		I _{OL} (mA)	16		4/8 (1)

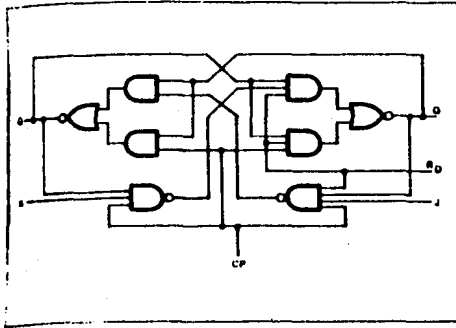
DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I _{CC}	Supply current		40						8.0	mA

NOTES

- The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.
- For family dc characteristics, see inside front cover for 54/74 and 54H/74H and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specification.

LOGIC DIAGRAM



MODE SELECT—TRUTH TABLE

OPERATING MODE	INPUTS				OUTPUTS	
	R _D	CP(d)	J	K	Q	Q̄
Asynchronous Reset (Clear)	L	X	X	X	L	H
Toggle	H	↕	h	h	q̄	q
Load "0" (Reset)	H	↕	l	h	L	H
Load "1" (Set)	H	↕	h	l	H	L
Hold "no change"	H	↕	l	l	q	q̄

H HIGH voltage level steady state
 L LOW voltage level steady state
 h HIGH voltage level one setup time prior to the HIGH to LOW Clock transition^a
 l LOW voltage level one setup time prior to the HIGH to LOW Clock transition^a
 X Don't Care
 q Lower case letters indicate the state of the referenced output prior to HIGH to LOW Clock transition
 ↕ Positive Clock pulse

AC CHARACTERISTICS T_A = 25°C (See Section 4 for Waveforms and Conditions)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		C _L	15 pF					C _L	15 pF	
		R _L	400 Ω	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
f _{MAX}	Maximum Clock frequency								30	MHz
t _{PLH}	Propagation delay Clock to Output		25						20	ns
t _{PHL}	Propagation delay Reset to Output		40						30	ns
t _{PLH}	Propagation delay		25						20	ns
t _{PHL}	Reset to Output		40						30	ns

AC SETUP REQUIREMENTS T_A = 25°C (See Section 4 for Waveforms and Conditions)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54H/74H		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	Min	Max	
t _{w(H)}	Clock pulse width (HIGH)		20						20	ns
t _{w(L)}	Clock pulse width (LOW)		47						13	ns
t _{w(L)}	Set or Reset pulse width (LOW)		25						25	ns
t _s	Setup time J or K to Clock		(c)						20	ns
t _h	Hold time J or K to Clock		0						20	ns

NOTES

- c. The J and K inputs of the 54/74107 must be stable while the Clock is HIGH for conventional operation.
- d. The 54LS-74LS107 is edge triggered. Data must be stable one setup time prior to the negative edge of the Clock for predictable operation.

DUAL 4-LINE TO 1-LINE MULTIPLEXER

54/74 SERIES "153"

54/74153
54S/74S153
54LS/74LS153

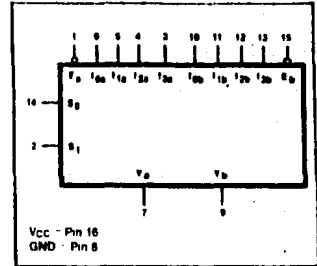
DESCRIPTION

The "153" is a high speed Dual 4-Input Multiplexer with common Select inputs and individual Enable inputs for each section. The device can select two bits of data from four sources. The two buffered outputs present data in the non-inverted (true) form. The "153" can generate any two functions of three variables in addition to multiplexer operation.

FEATURES

- Non-inverting outputs
- Separate Enable for each section
- Common Select inputs
- See "253" for 3-State version

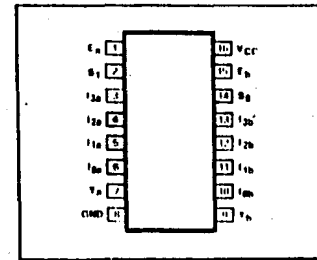
LOGIC SYMBOL



ORDERING CODE (See Section 9 for further Package and Ordering Information)

PACKAGES	COMMERCIAL RANGES	MILITARY RANGES
	V _{CC} 5V ± 5%; T _A 0°C to 70°C	V _{CC} 5V ± 10%; T _A -55°C to +125°C
Plastic DIP	N74153N • N74LS153N	
Ceramic DIP	N74153F • N74LS153F	S54153F • S54LS153F
Flatpak		S54153W • S54LS153W

PIN CONFIGURATION



INPUT AND OUTPUT LOADING AND FAN-OUT TABLE (a)

PINS	DESCRIPTION	54/74	54S/74S	54LS/74LS	
S _a , S _b	Common Select inputs	I _{ih} (μA) I _{il} (mA)	40 -1.6	50 -2.0	20 -0.4
E _a , E _b	Enable (Active LOW) inputs	I _{ih} (μA) I _{il} (mA)	40 -1.6	50 -2.0	20 -0.4
I _{a1} - I _{a4}	Data inputs from multiplexer "a"	I _{ih} (μA) I _{il} (mA)	40 -1.6	50 -2.0	20 -0.4
I _{b1} - I _{b4}	Data inputs from multiplexer "b"	I _{ih} (μA) I _{il} (mA)	40 -1.6	50 -2.0	20 -0.4
Y	Multiplexer outputs	I _{oh} (μA) I _{ol} (mA)	-800 16	-1000 20	-400 4/8 (a)

NOTE

a The slashed numbers indicate different parametric values for Military/Commercial temperature ranges respectively.

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The "153" is a Dual 4-input Multiplexer that can select two bits of data from up to four sources under control of the common Select inputs (S₀, S₁). The two 4-input multiplexer circuits have individual active LOW Enables (\bar{E}_A , \bar{E}_B) which can be used to strobe the outputs independently. Outputs (Y_A, Y_B) are forced LOW when the corresponding Enables (\bar{E}_A , \bar{E}_B) are HIGH.

The device is the logical implementation of a 2-pole, 4-position switch, where the position of the switch is determined by the logic levels supplied to the two Select inputs. The logic equations for the outputs are shown below.

$$Y_A = \bar{E}_A \cdot (I_{0A} \cdot \bar{S}_1 \cdot \bar{S}_0 + I_{1A} \cdot \bar{S}_1 \cdot S_0 + I_{2A} \cdot S_1 \cdot \bar{S}_0 + I_{3A} \cdot S_1 \cdot S_0)$$

$$Y_B = \bar{E}_B \cdot (I_{0B} \cdot \bar{S}_1 \cdot \bar{S}_0 + I_{1B} \cdot \bar{S}_1 \cdot S_0 + I_{2B} \cdot S_1 \cdot \bar{S}_0 + I_{3B} \cdot S_1 \cdot S_0)$$

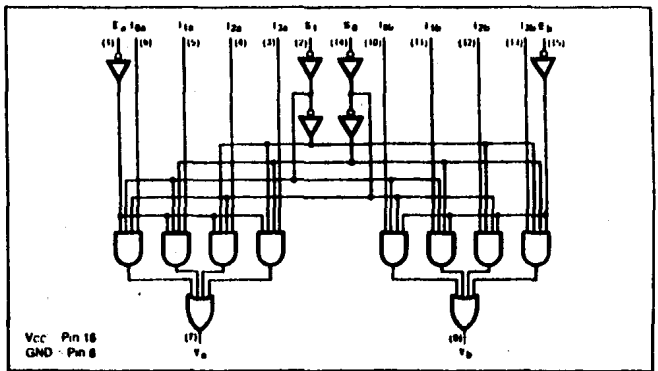
The "153" can be used to move data to a common output bus from a group of registers. The state of the Select inputs would determine the particular register from which the data came. An alternative application is as a function generator. The device can generate two functions of three variables. This is useful for implementing highly irregular random logic.

TRUTH TABLE

SELECT INPUTS		INPUTS (a or b)				OUTPUT	
S ₀	S ₁	\bar{E}	I ₀	I ₁	I ₂	I ₃	Y
X	X	H	X	X	X	X	L
L	L	L	L	X	X	X	L
L	L	L	H	X	X	X	H
H	L	L	X	L	X	X	L
H	L	L	X	H	X	X	H
L	H	L	X	X	L	X	L
L	H	L	X	X	H	X	H
H	H	L	X	X	X	L	L
H	H	L	X	X	X	H	H

H HIGH voltage level
 L LOW voltage level
 X Don't care

LOGIC DIAGRAM



DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (b)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	54/74		54S/74S		54LS/74LS		UNIT
		Min	Max	Min	Max	Min	Max	
I _{CC} Supply current	V _{CC} = Max	Mil	52		70		10	mA
		Com	60		70		10	

NOTE
 For family dc characteristics, see inside front cover for 54/74 and 54H/74H, and see inside back cover for 54S/74S and 54LS/74LS specifications

TYPES TIL312, TIL313, TIL327 NUMERIC DISPLAYS

BULLETIN NO. DL-S 12128, NOVEMBER 1974, REVISED SEPTEMBER 1974

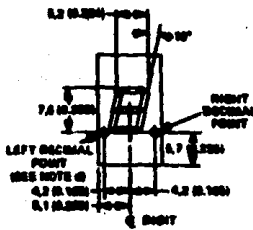
SOLID-STATE VISIBLE DISPLAYS WITH RED CHARACTERS

- 7.62-mm (0.300-inch) Character Height
- Continuous Uniform Segments
- Wide Viewing Angle
- High Contrast
- Categorized for Uniformity of Luminous Intensity among Units within Each Category

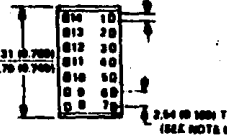
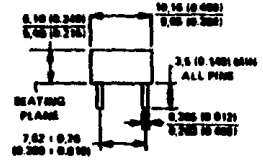
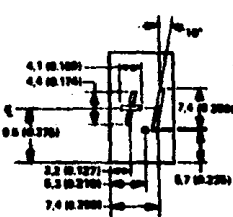
mechanical data

- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters and parenthetically in inches.
 - The true position spacing (T.P.) between centerlines is 2.54 mm (0.100 inch). Each pin centerline is within 0.25 mm (0.010 inch) of its true longitudinal position relative to pin 1.
 - All dimensions associated with segments and decimal points are nominal.
 - Left decimal point of TIL313 is not operational.

TIL312 AND TIL313



TIL327



TIL312

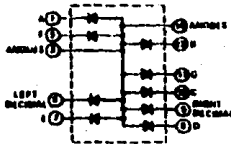


FIG. 4, 5, AND 12 OMITTED

TIL313

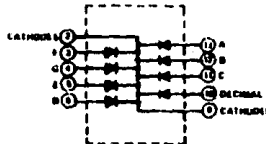


FIG. 7, 8, AND 14 OMITTED

TIL327

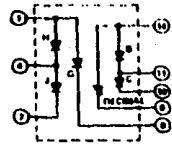


FIG. 2, 3, 6, 17, AND 13 OMITTED

TYPES TIL312, TIL313, TIL327 NUMERIC DISPLAYS

mechanical data (continued)

The display chips are mounted on a header and this assembly is then molded within an electrically nonconductive plastic case. To optimize device performance, materials are used that are limited to certain solvents for cleaning operations. It is recommended that only Freon TF1, isopropanol, or water be used. For high contrast, the displays have a black body.

absolute maximum ratings

Reverse Voltage at 25°C Free-Air Temperature, Each Segment or Decimal Point	3V
Peak Forward Current at (or below) 25°C Free-Air Temperature, Each Segment or Decimal Point	150 mA
Average Forward Current at (or below) 25°C Free-Air Temperature (See Notes 1 and 2), Each Segment or Decimal Point	25 mA
Operating Free-Air Temperature Range	-25°C to 85°C
Storage Temperature Range	-25°C to 85°C
Lead Temperature 1.6 mm (1/16 Inch) Below Soldering Plane for 5 Seconds	230°C

- NOTES: 1. This average value applies for any 10 ms period.
2. Derate linearly to 10 mA at 85°C free air temperature at the rate of 0.25 mA/°C.

operating characteristics of each segment or decimal point at 25°C free air temperature

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
I_L	Luminous Intensity (See Note 3)					
	Decimal Point			300		
	Segment-to-Segment Luminous Intensity Ratio	$I_F = 20 \text{ mA}$ per segment	<1.5:1			
λ_p	Wavelength at Peak Emission		640	655	660	nm
$\Delta\lambda$	Spectral Bandwidth		20			nm
V_F	Static Forward Voltage	$I_F = 10 \text{ mA}$	1.5	1.7	2	V
I_R	Static Reverse Current	$V_R = 3 \text{ V}$	<10			μA

NOTE 3: Luminous intensity is measured with a light sensor and filter combination that approximates the CIE (International Commission on Illumination) eye-response curve.



MM5369 17-Stage Programmable Oscillator/Divider

general description

The MM5369 is a CMOS integrated circuit with 17 binary divider stages that can be used to generate a precise 60 Hz reference from commonly available high frequency quartz crystals. An internal pulse is generated by mask programming the combinations of stages 1 through 4, 16 and 17 to set or reset the individual stages. The programmable number the circuit will divide by can vary from 10000 to 98000. The MM5369 is advanced one count on the positive transition of each clock pulse. Two buffered outputs are available: the crystal frequency for tuning purposes and the 17th stage 60 Hz output. Mask options are available for use with commonly available, low cost, high frequency crystals. Therefore, this design can be "customized" by special order to design specific programmable divider limits whereby the maximum divide-by can be 98,000 and the minimum divide-by can be 10,000. The MM5369 is available in an 8-lead dual-in-line epoxy package.

features

- Crystal Oscillator
 - Two buffered outputs
 - Output 1 crystal frequency
 - Output 2 full division
 - High speed (4 MHz at $V_{DD} = 10$)
 - Wide supply range 3-15V
 - Low Power
 - Fully static operation
 - 8 lead dual-in-line package
 - Low current
- Standard MM5369N Only**
- 3.58 MHz (color TV oscillator) input frequency
 - 60 Hz output frequency

connection diagram

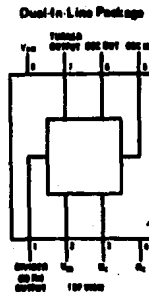


FIGURE 1.

Order Number MM5369N
See Package 17

block diagram

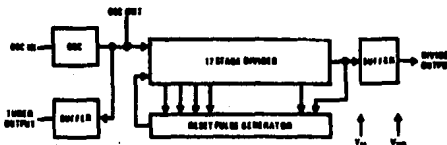


FIGURE 2.

functional description (cont.)

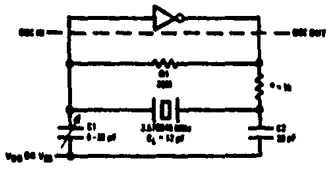


FIGURE 3. Crystal Oscillator Network

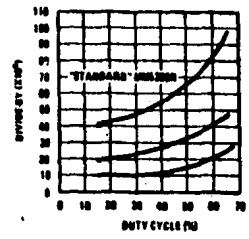


FIGURE 4. Plot of Divide-By V_{DD} Duty Cycle

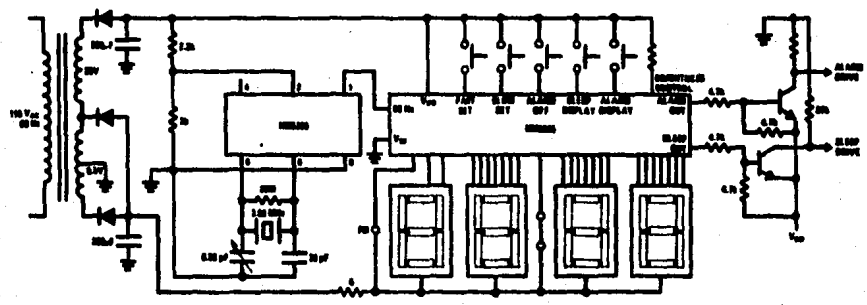


FIGURE 5. Clock Radio Circuit with Battery Back-Up

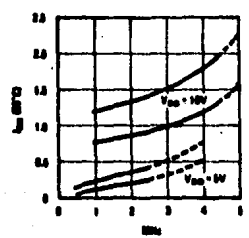


FIGURE 6. Typical Current Drain V_{DD} Oscillator Frequency



FIGURE 7. Output Waveform for Standard MM5369

*To be selected based on xtal used

absolute maximum ratings

Voltage at Any Pin	-0.3V to $V_{CC} + 0.3V$
Operating Temperature	0°C to +70°C
Storage Temperature	-66°C to +150°C
Package Dissipation	800 mW
Maximum V_{CC} Voltage	18V
Operating V_{CC} Range	3V to 15V
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

electrical characteristics

T_A within operating temperature range, $V_{SS} = GND$, $3V \leq V_{DD} \leq 15V$ unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Quiescent Current Drain	$V_{DD} = 15V$			10	μA
Operating Current Drain	$V_{DD} = 10V$, $f_{IN} = 4.19 MHz$		1.2	2.5	mA
Frequency of Oscillation	$V_{DD} = 10V$	DC		4.5	MHz
	$V_{DD} = 6V$	DC		2	MHz
Output Current Levels	$V_{DD} = 10V$ $V_{OUT} = 5V$				
Logical "1" Source		500			μA
Logical "0" Sink		500			μA
Output Voltage Levels	$V_{DD} = 10V$ $I_O = 10 \mu A$				
Logical "1"		9.0			V
Logical "0"				1.0	V

functional description

A connection diagram for the MM5369 is shown in Figure 1 and a block diagram is shown in Figure 2.

TIME BASE

A precision time base is provided by the interconnection of a 3,579,545 Hz quartz crystal and the RC network shown in Figure 3 together with the CMOS inverter/amplifier provided between the OSC IN and the OSC OUT terminals. Resistor R1 is necessary to bias the inverter for class A amplifier operation. Capacitors C1 and C2 in series provide the parallel load capacitance required for precise tuning of the quartz crystal.

The network shown provides > 100 ppm tuning range when used with standard crystals trimmed for $C_L = 12 pF$. Tuning to better than $\pm 2 ppm$ is easily obtainable.

DIVIDER

A pulse is generated when divider stages 1 through 4, 16 and 17 are in the correct state. By mask options, this pulse is used to set or reset individual stages of the counter, thus varying the modulus of the counter from 10000 to 98000. Figure 4 shows the relationship between the duty cycle and the programmed modulus.

OUTPUTS

The Taper Output is a buffered output at the crystal oscillator frequency. This output is provided so that the crystal frequency can be obtained without disturbing the crystal oscillator. The Divide Output is the input frequency divided by the mask programmed number. Both outputs are push-pull outputs. A typical application of the MM5369 is shown in Figure 5.

GENERAL DESCRIPTION

The RC4151 and RM4151 provide a simple low-cost method of A/D conversion. They have all the inherent advantages of the voltage-to-frequency conversion technique. The output of RC4151/RM4151 is a series of pulses of constant duration. The frequency of the pulses is proportional to the applied input voltage. These converters are designed for use in a wide range of data conversion and remote sensing applications.

DESIGN FEATURES

- Single Supply Operation (+8V to +22V)
- Pulse Output Compatible With All Logic Forms
- Programmable Scale Factor (K)
- Linearity $\pm 0.05\%$ typical - precision mode
- Temperature stability $\pm 100\%$ ppm/ $^{\circ}\text{C}$ typical
- High Noise Rejection
- Inherent Monotonicity
- Easily Transmittable Output
- Simple Full Scale Trim
- Single-Ended Input, Referenced to Ground
- Also Provides Frequency-to-Voltage Conversion

SCHEMATIC DIAGRAM

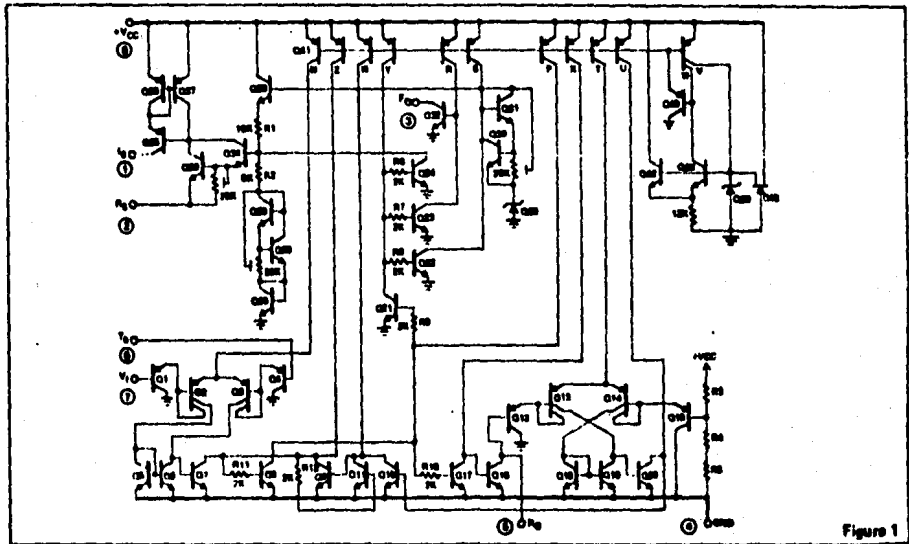


Figure 1

CONNECTION INFORMATION

<p>TE (TO-98) METAL CAN (Top View)</p> <p>Order Part Nos.: RC4151T, RM4151T NOTE: PIN 4 CONNECTED TO CASE</p>	<p>NB MINIATURE DUAL-IN-LINE (Top View)</p> <p>Order Part Nos.: RC4151NB, RM4151NB</p>	<table border="0"> <thead> <tr> <th>PIN</th> <th>FUNCTION</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>CURRENT SOURCE</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>SCALE FACTOR</td> </tr> <tr> <td>3</td> <td>LOGIC OUTPUT</td> </tr> <tr> <td>4</td> <td>GROUND</td> </tr> <tr> <td>5</td> <td>ONE-SHOT R. C.</td> </tr> <tr> <td>6</td> <td>THRESHOLD</td> </tr> <tr> <td>7</td> <td>INPUT VOLTAGE</td> </tr> <tr> <td>8</td> <td>V_{CC}</td> </tr> </tbody> </table>	PIN	FUNCTION	1	CURRENT SOURCE	2	SCALE FACTOR	3	LOGIC OUTPUT	4	GROUND	5	ONE-SHOT R. C.	6	THRESHOLD	7	INPUT VOLTAGE	8	V _{CC}
PIN	FUNCTION																			
1	CURRENT SOURCE																			
2	SCALE FACTOR																			
3	LOGIC OUTPUT																			
4	GROUND																			
5	ONE-SHOT R. C.																			
6	THRESHOLD																			
7	INPUT VOLTAGE																			
8	V _{CC}																			



Voltage-to-Frequency Converter

4151

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltages	+8.0 to +22V	Storage Temperature Range	
Output Sink Current	20mA	RM4151	-65°C to +150°C
Internal Power Dissipation	500mW	RV4151	-55°C to +125°C
Input Voltage	-0.2V to +VCC	RC4151	-55°C to +125°C
Output Short Circuit to Ground	Continuous	Operating Temperature Range	
		RM4151	-55°C to +125°C
		RV4151	-40°C to +85°C
		RC4151	0°C to +70°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (VCC = +15V, TA = +25°C, unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Supply Current	8V < VCC < 15V	2.0	3.5	6.0	mA
	15V < VCC < 22V	2.0	4.5	7.5	mA
Conversion Accuracy Scale Factor	Circuit Figure 3, V _I = 10V R _S = 14.0k	0.90	1.00	1.10	kHz/V
Drift with Temperature	Circuit Figure 3, V _I = 10V	-	±100	-	ppm/°C
Drift with VCC	Circuit Figure 3, V _I = 1.0V 8V < VCC < 18V	-	0.2	1.0	%/V
Input Comparator Offset Voltage		-	5	10	mV
Offset Current		-	±50	±100	nA
Input Bias Current		-	-100	-300	nA
Common Mode Range (Note 1)		0	0 to VCC - 2	VCC - 3.0	V
One-Shot Threshold Voltage, Pin 5		0.63	.667	0.70	x VCC
Input Bias Current, Pin 5		-	-100	-500	nA
Reset VSAT	Pin 5, I = 2.2mA	-	0.15	0.50	V
Current Source Output Current (R _S = 14.0kΩ)	Pin 1, Figure 2, V = 0	-	138.7	-	μA
Change with Voltage	Pin 1, V = 0V to V = 10V	-	1.0	2.5	μA
Off Leakage	Pin 1, V = 0V	-	1	50.0	nA
Reference Voltage	Pin 2, Figure 2	1.70	1.9	2.08	V
Logic Output VSAT	Pin 3, I = 3.0mA	-	0.15	0.50	V
VSAT	Pin 3, I = 2.0mA	-	0.10	0.30	V
Off Leakage		-	.1	1.0	μA

Note 1: Input Common Mode Range includes ground.

LM747/LM747A/LM747C/LM747E,
LM747-1/LM747-1A/LM747-1C/LM747-1E



**National
Semiconductor**

Operational Amplifiers/Buffers

**LM747/LM747A/LM747C/LM747E,
LM747-1/LM747-1A/LM747-1C/LM747-1E dual operational amplifiers**

general description

The LM747 series are general purpose dual operational amplifiers. The two amplifiers share a common bias network and power supply leads. Otherwise, their operation is completely independent.

- Low-power consumption
- No latch up
- Balanced offset null

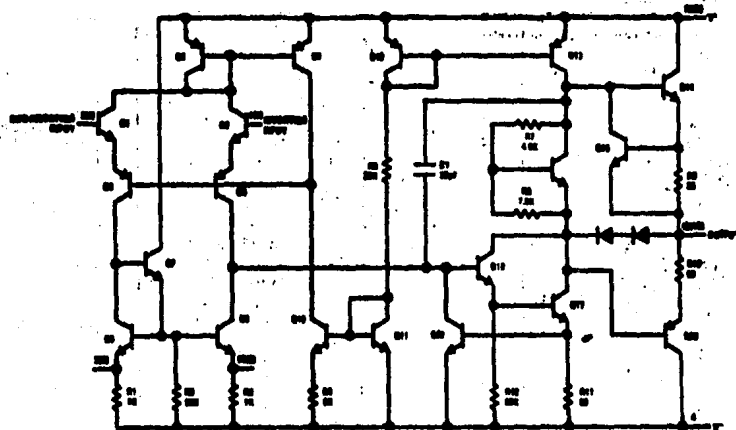
Additional features of the LM747 and LM747C are: no latch-up when input common mode range is exceeded, freedom from oscillations, and package flexibility.

features

- No frequency compensation required
- Short-circuit protection
- Wide common-mode and differential voltage ranges

The LM747C/LM747E is identical to the LM747/LM747A except that the LM747C/LM747E has its specifications guaranteed over the temperature range from 0°C to +70°C instead of -55°C to +125°C.

schematic diagram (each amplifier)



Note: Numbers in parentheses are pin numbers for amplifier B, DIP only.

LM747/LM747A/LM747C/LM747E
 LM747-1/LM747-1A/LM747-1C/LM747-1E

absolute maximum ratings

Supply Voltage	LM747/LM747A	+22V
	LM747C/LM747E	+18V
Power Dissipation (Note 1)		800 mW
Differential Input Voltage		±30V
Input Voltage (Note 2)		±15V
Output Short-Circuit Duration		Indefinite
Operating Temperature Range		
	LM747/LM747A	-55°C to +125°C
	LM747C/LM747E	0°C to +70°C
Storage Temperature Range		-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)		300°C

electrical characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM747/LM747E			LM747C			LM747E			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	TA = 25°C				1.5	5.0		2.0	5.0		mV
	RS ≤ 10 kΩ										mV
Average Input Offset Voltage Drift	RS ≤ 500 Ω		0.5	3.0							mV
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX			4.0							mV
Input Offset Voltage Adjustment Range	RS ≤ 500 Ω				±5.0			±7.5			mV
	RS ≤ 10 kΩ				±5.0			±7.5			mV
Input Offset Current	TA = 25°C		15	30							nA
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX			70							nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							nA/°C
				0.5							nA/°C
Input Bias Current	TA = 25°C		70	300		500		500	500		nA
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX			0.5							nA
Input Resistance	TA = 25°C		1.0	5.0	0.5	2.0	1.5	0.5	2.0	0.5	MΩ
	TA = 25°C, VS = ±20V										MΩ
Input Voltage Range	TA = 25°C				±12	±13		±12	±13		V
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX										V
Input Signal Voltage Gain	TA = 25°C, RL ≥ 2 kΩ		50								V/mV
	VS = ±20V, VO = ±15V				50	200		20	200		V/mV
Output Voltage Swing	TA = 25°C		30					10	11		V
	VS = ±20V, VO = ±15V				30	110		10	11		V
Output Short-Circuit Current	TA = 25°C		10	20	30			25			mA
	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX			40							mA
Common-Mode Rejection Ratio	TAMIN ≤ TA ≤ TAMAX				70	90		70	90		dB
	RS ≤ 10 kΩ, VCM = ±12V										dB
	RS ≤ 50 kΩ, VCM = ±12V		80	95							dB

LM747/LM747A/LM747C/LM747E,
 LM747-1/LM747-1A/LM747-1C/LM747-1E

electrical characteristics (con't)

PARAMETER	CONDITIONS	LM747A/LM747E			LM747			LM747C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{MIN} < T_A < T_{MAX}$										dB
	$V_S = +10V$ to $V_S = +15V$										
	$R_S = 50\Omega$	86	96								
	$R_S = 10k\Omega$				77	96		77	96		
Transient Response	$T_A = 25^\circ C$, Unity Gain										ns
	Rise Time		0.25	0.8		0.3			0.3		
	Overdamp		6.0	20		5			5		
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25^\circ C$	0.437	15								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ C$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5			0.5		V/μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ C$					1.7	2.8		1.7	2.8	mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ C$										mW
	$V_S = +10V$		80	150							
LM747A	$V_S = +15V$					50	80		50	80	mW
	$V_S = +10V$										
	$T_A = T_{MIN}$			165							
LM747E	$T_A = T_{MAX}$			115							mW
	$V_S = +10V$			150							
	$T_A = T_{MIN}$			170							
LM747	$T_A = T_{MAX}$			150							mW
	$V_S = +15V$					60	100				
	$T_A = T_{MIN}$					45	75				

Note 1: The maximum junction temperature of the LM747/LM747A is $150^\circ C$, while that of the LM747C/LM747E is $100^\circ C$. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of $150^\circ C/W$, junction to ambient, or $45^\circ C/W$, junction to case. For the flat package, the derating is based on a thermal resistance of $185^\circ C/W$ when mounted on a 1/16 inch thick epoxy (PC board) with ten, 0.03 inch wide, 2 ounce copper conductors. The thermal resistance of the dual in-line package is $100^\circ C/W$, junction to ambient.

Note 2: For supply voltages less than +15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

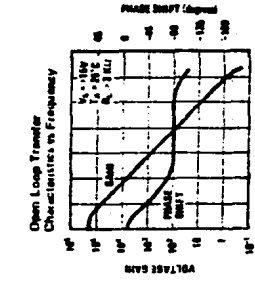
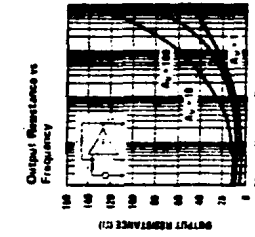
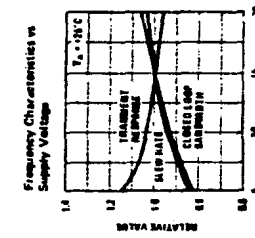
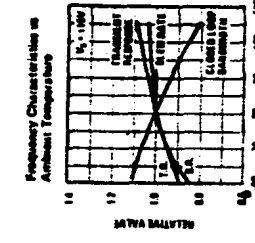
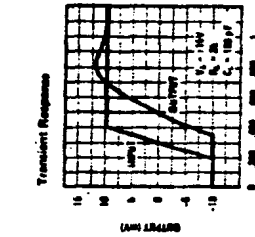
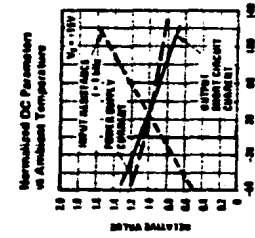
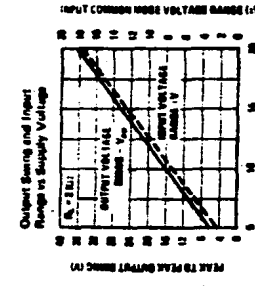
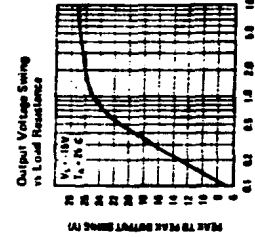
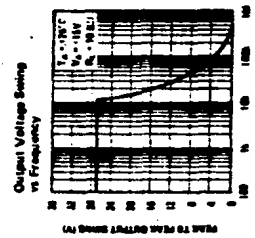
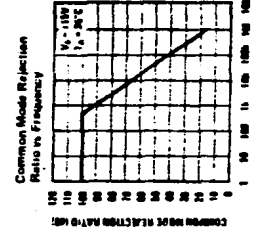
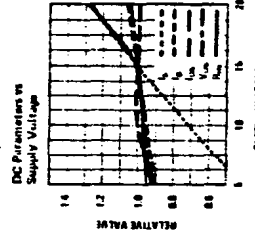
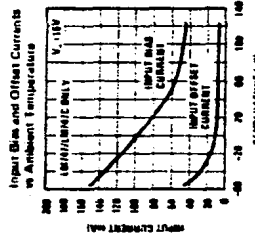
Note 3: These specifications apply for $+15V < V_S < +20V$ and $-65^\circ C \leq T_A \leq 125^\circ C$ for the LM747A and $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ for the LM747E unless otherwise specified. The LM747 and LM747C are specified for $V_S = +15V$ and $-65^\circ C \leq T_A \leq 125^\circ C$ and $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$, respectively unless otherwise specified.

Note 4: Calculated value from 0.35/π Rise Time (ns).

Note 5: The positive supply current for LM747A, LM747-1, LM747-1C and LM747-1E are guaranteed to be less than or equal to one-half the maximum value indicated.

LM747/LM747A/LM747C/LM747E, LM747-1/LM747-1A/LM747-1C/LM747-1E

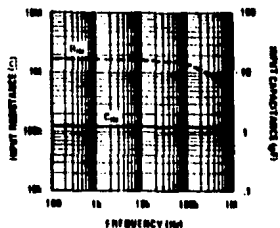
typical performance characteristics



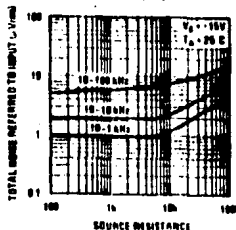
LM747/LM747A/LM747C/LM747E,
LM747-1/LM747-1A/LM747-1C/LM747-1E

typical performance characteristics (con't)

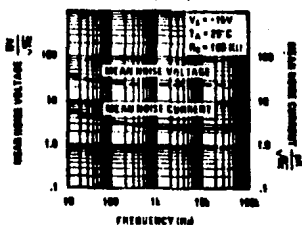
Input Resistance and Input Capacitance vs Frequency



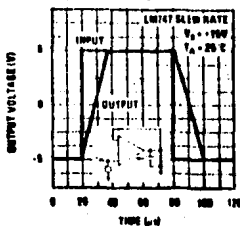
Broadband Noise for Various Bandwidths



Input Noise Voltage and Current vs Frequency

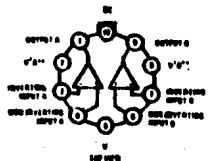


Voltage Follower Large Signal Pulse Response

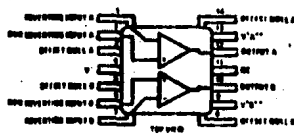


connection diagrams

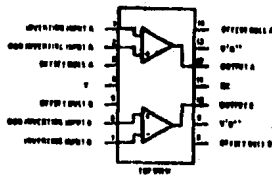
Metal Can Package



Flat Package



Dual-In-Line Package



Order Number LM747AH, LM747H,
LM747EH, LM747CH, LM747-1AH,
LM747-1H, LM747-1EH or LM747-1CH
See NS Package H10C

Order Number LM747F, LM747CF
See NS Package F14A

Order Number LM747AD, LM747D,
LM747ED, LM747CD, LM747-1AD,
LM747-1D, LM747-1ED or LM747-1CD
See NS Package D14E

Order Number LM747AJ, LM747J,
LM747FJ, LM747CJ, LM747-1AJ,
LM747-1J, LM747-1EJ, LM747-1CJ
See NS Package J16A

Order Number LM747EN, LM747CN,
LM747-1EN or LM747-1CN
See NS Package N14A

**V¹A and V¹B are internally connected for LM747AD, LM747D, LM747AJ, LM747CJ etc.
For the LM747-1 series, V¹A and V¹B are not internally connected