

**TITULO: EQUIPO PARA LA MEDIDA DE FASE EN SISTEMAS DE
AUDIO.**

AUTOR:

TUTOR:

Sergio Pérez López

Eduardo Hernández Pérez

2.

INDICE.

1. Portada : Equipo para la Medida de Fase en Sistemas de Audio.	
2. Indice.	
3. Prólogo.	4
4. Introducción.	6
4.1 Conceptos básicos referentes al desfasaje entre dos señales.	8
4.2 Sistemas de medida tradicionales del desfasaje entre dos señales.	21
4.3 Descripción somera del Analizador de Onda Hawlett-Packard.	31
4.4 Descripción somera del Registrador Gráfico Brüel & Kjør.	38
5. Desarrollo del sistema diseñado.	52
5.1 Sistema medidor. Fasómetro.	54
5.2 Acondicionador y sistema de representación analógico.	89
5.3 Monotorización para el control del papel del Registrador.	108

5.4	Monotorización para el control remoto de las plumas.	119
5.5	Sistema de representación digital del desfase.	126
5.6	Esquemas totales. Planos de C.I. Valores nominales de los componentes.	133
6.	Modos de funcionamiento del equipo diseñado.	162
7.	Aplicaciones.	172
8.	Bibliografía.	184
9.	Apendices:	187
9.1	Analizador de Onda.	188
9.2	Registrador Gráfico.	194
9.3	Componentes utilizados.	203
10.	Presupuesto.	240

3.

PROLOGO.

Prólogo.

La elección de este tema para la implementación y realización de un proyecto de ingeniería de telecomunicaciones ha sido influido, o mejor, encaminado a suministrar un dispositivo o aparato útil para el Laboratorio de Imagen y Sonido de la Escuela, con el fin de aumentar su catálogo de aparatos de medidas básicos e importantes desde el punto de vista de la investigación y estudio que pueda ser llevado a cabo en dicho establecimiento por cualquier alumno de esta Escuela.

4.

INTRODUCCION.

Introducción.

Una de las medidas electroacústicas más significativa es la medida de la respuesta en fase. Las medidas de respuesta amplitud-frecuencia dicen muy poco por si mismas sobre la respuesta transitoria del sistema bajo estudio, pero cuando se combina con la respuesta en fase se puede predecir la respuesta transitoria. Tradicionalmente, la respuesta transitoria se ha medido o valorado de una forma rudimentaria, con impulsos de tomo, pero con el circuito o dispositivo diseñado se obtiene una imagen más completa y además, con posibilidad de ser continua en frecuencia. De hecho, se sabe que cuanto más lineal sea la respuesta en fase (lo cual implica igual retardo a todas las frecuencias) tanto mejor será la del sistema a los transitorios, como los que aparecen en los instrumentos de percusión, en el ataque de una trompeta, en el pizzicato de los violines, etc... . La consecuencia de que la respuesta en fase no sea lineal resultará que el sistema producirá una distorsión en el tiempo.

4.1

CONCEPTOS BASICOS REFERENTES AL
DESFAJAJE ENTRE DOS SEÑALES.

Conceptos.

1. FASE:

Nos refiriremos a ella únicamente desde el punto de vista eléctrico, que es el que nos interesa.

La fase en un movimiento ondulatorio, oscilante, armónico simple o en otros fenómenos periódicos análogos, es el tiempo transcurrido desde el momento en que la partícula que se mueve pasa por el punto medio hasta el momento considerado; es decir, el arco descrito por un punto a partir de la posición que corresponde al origen de tiempo. La fase indica pues, un valor angular o el tiempo empleado en recorrer éste; aunque se ha designado con el nombre de "época" al tiempo en el que una función periódica alcanza cierto valor, en los fenómenos de las corrientes alternas no constituyen éstas dos excepciones, sino dos modos distintos de expresar la misma cosa. La fase sólo es interesante cuando se consideran dos corrientes alternas o dos fenómenos periódicos de idéntico periodo y entonces se llama diferencia de fase o desviación angular de uno respecto al otro al tiempo que transcurre desde un instante en que uno alcanza el valor cero, adquiriendo después valores positivos, hasta aquel en el que el otro alcanza el mismo valor con idéntica

Conceptos.

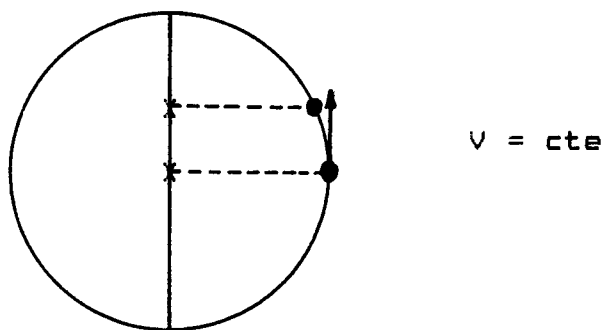
condición. Se dice entonces que primer fenómeno avanza o tiene avance de fase respecto del segundo, o que éste retrasa o presenta retraso de fase respecto a aquel.

En resumen, la fase sirve para indicar fundamentalmente la posición relativa de dos movimientos periodicos de las misma frecuencia.

Las unidades en la que se expresa dicha magnitud son las mismas con las que se expresan los ángulos, es decir, en grados y radianes.

Para dar mayor consistencia matemática al concepto de fase se hará el siguiente estudio referente a un movimiento armónico simple:

Consideremos el diagrama del movimiento circular uniforme:

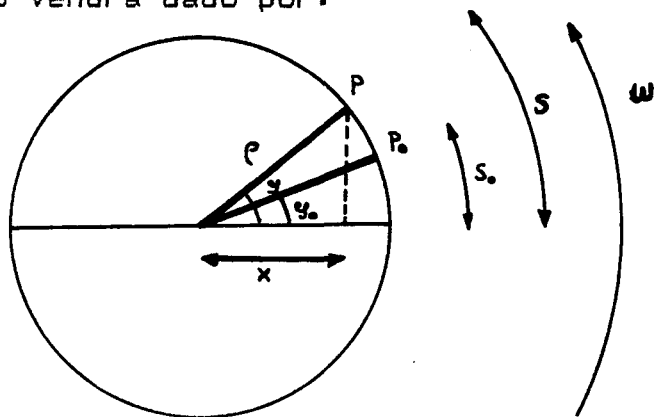


Si proyectamos sobre el eje Y la posición de la partícula, las sucesivas proyecciones poseerán un movimiento

Conceptos.

caracterizado por tener una velocidad y una aceleración no constantes.

Para describir el movimiento armónico simple, supongamos un móvil que se desplaza describiendo una trayectoria circular como resultado de un movimiento circular uniforme. Se comienza a contar el tiempo cuando el móvil pasa por el punto P_0 habiendo recorrido un arco S_0 . Si se llama "S" al espacio recorrido al cabo de un tiempo "t" en todo momento el movimiento vendrá dado por:



$$S = S_0 + v * t$$

si dividimos por r :

$$\frac{S}{r} = \frac{S_0}{r} + \frac{v}{r} t$$

Nota:

$$\left. \begin{aligned} S = r \vartheta & \implies \frac{S}{r} = \vartheta \\ S_0 = r \vartheta_0 & \implies \frac{S_0}{r} = \vartheta_0 \\ v = w r & \implies \frac{v}{r} = w \end{aligned} \right\} \implies \vartheta = \vartheta_0 + w t$$

Conceptos.

Luego, el movimiento de las proyecciones del móvil en uno de los diámetros, por ejemplo el del eje "X" será determinado por:

a) En P_0 :

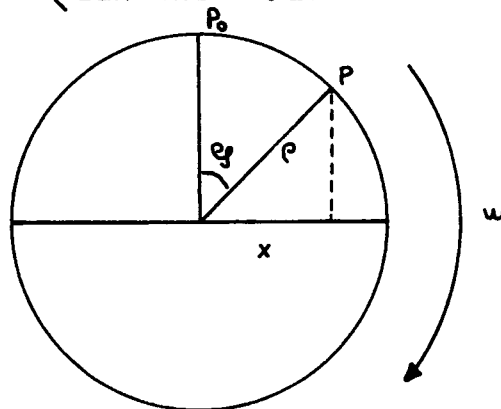
$$X_0 = r \cos \varphi_0$$

b) En P:

$$X = r \cos (wt + \varphi_0)$$

Siendo esta última ecuación, la representativa del movimiento armónico simple. También se puede encontrar ésta, en vez de con el coseno, con el seno, ya que en esta última se comienza a contar los ángulos a partir del eje "Y" :

$$X = r \sin (wt + \varphi_0)$$



El término $\varphi_0 + wt$ representa la fase del movimiento y φ_0 se le suele asignar la denominación de corrección de fase.

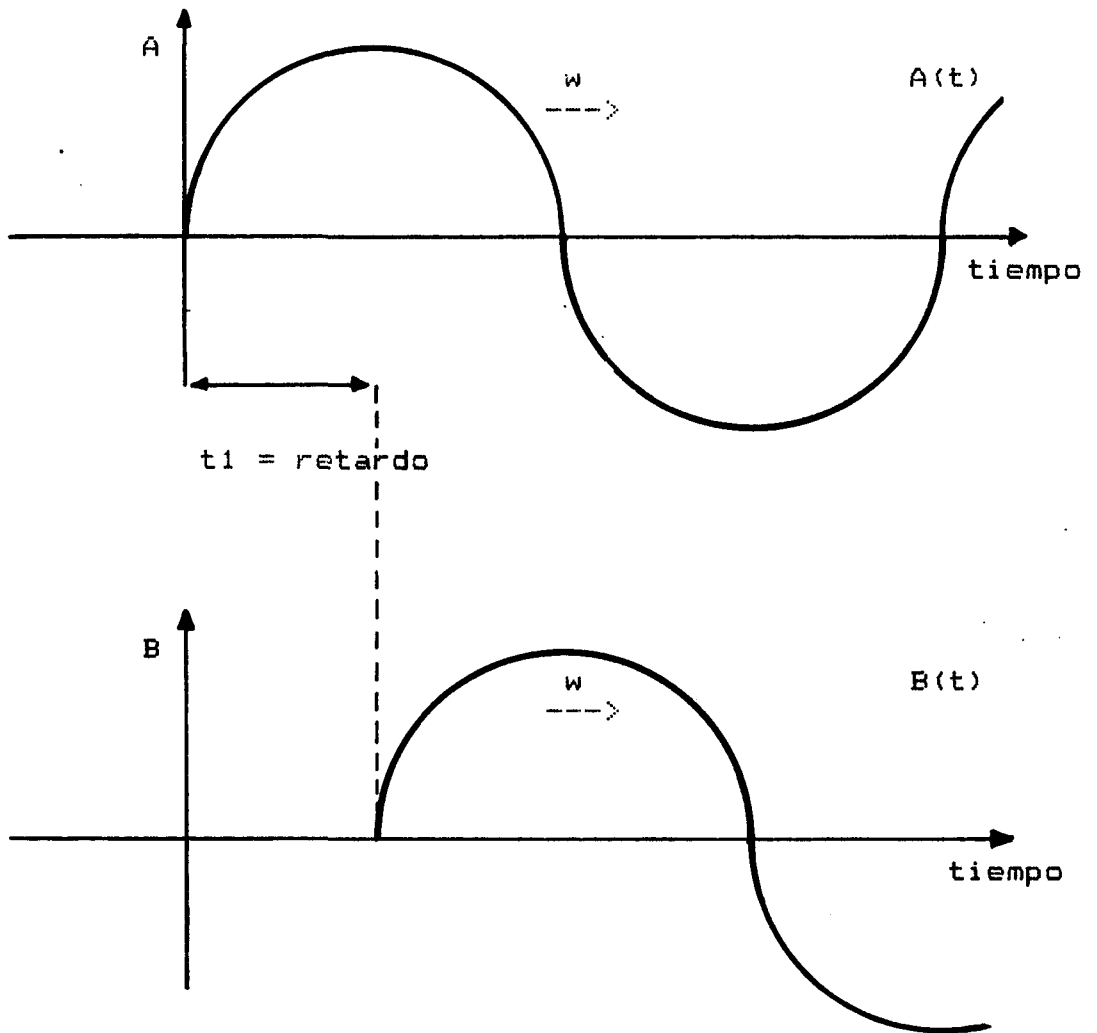
Conceptos.

Como se sabe, estas ecuaciones, como ya se ha adelantado de forma somera anteriormente, las puede también verificar el valor de la tensión o corriente de una señal eléctrica y con mayor usualidad en señales de información en dispositivos de audio, entre otras.

Conceptos.

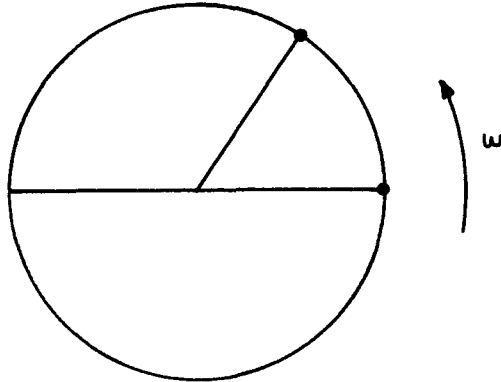
2. Desfasaje entre dos señales:

Es la diferencia de fase entre dos movimientos periódicos del mismo periodo. Gráficamente:



Conceptos.

y matemáticamente como se ha explicado antes, ambas señales se pueden expresar según:



$$A(t) = A \cos \omega t$$

$$B(t) = B \cos(\omega(t + t_1)) = B \cos(\omega t + \varphi)$$

siendo $\omega t_1 = \varphi$, el desfase existente entre las dos señales.

Así pues, una premisa muy importante a tener siempre en cuenta es el hecho de que el desfase sea proporcional al retardo existente entre las dos señales, siendo la constante de proporcionalidad la frecuencia de las dos señales, que se prefija para que sea la misma.

En general, si se aplica una cierta fuerza electromotriz armónica o de forma de onda sinusoidal a un circuito, la corriente que resulta es también función armónica del tiempo (al cabo de un brevisimo intervalo) de la misma frecuencia que la fuerza electromotriz aplicada, pero

Conceptos.

sin que coincidan sus máximos.

Si $e = E_0 * \text{Sen } \omega t$ representa la fuerza electromotriz aplicada a un circuito, la corriente que se establece estará representada por una expresión de la forma $i = I_0 * \text{Sen } (\omega t + \theta)$, llamando E_0 e I_0 los valores máximos respectivos de la fuerza electromotriz y la corriente; $\omega = 2\pi f$, la pulsación correspondiente a la frecuencia común f , de la fuerza electromotriz y la corriente; t , el momento en que se miden ambos valores instantáneos correspondientes, contados a partir de la anulación de e al pasar de negativa a positiva; y representando, por último, θ el ángulo que mide el intervalo entre los instantes en que la fuerza electromotriz y la corriente alcanzan sus sucesivos valores máximos; de tal modo, que si el primer máximo de la fuerza electromotriz se verifica transcurrido el tiempo $t = \frac{-\pi}{\omega}$, la corriente llegará al suyo, al cabo de $t = \frac{1}{\omega} \left(\frac{-\pi}{2} - \theta \right)$ por ser $\omega t + \theta = \frac{-\pi}{2} + \theta$.

Si θ fuese positivo, la corriente llega a este primer máximo $\frac{\theta}{\omega}$ segundos antes que alcance el suyo la fuerza electromotriz, mientras que si θ fuese menor que cero, la corriente llegaría a su primer máximo $\frac{\theta}{\omega}$ segundos después que la fuerza electromotriz llegó al suyo. En el primer caso se dice que la corriente avanza respecto a la

Conceptos.

fuerza electromotriz, mientras que en el segundo se dice que retrasa respecto de ella, llamandose por esto θ la diferencia de fase existente entre la fuerza electromotriz y la corriente, o su desviación angular. Si la diferencia de fase es cero, la corriente y la fuerza electromotriz están en fase; si la diferencia de fase es $\frac{-\pi}{2}$ radianes, ó 90 grados, se dice que la corriente y la fuerza electromotriz están en cuadratura; si la diferencia de fase es π radianes ó 180 grados, la corriente y la fuerza electromotriz están en oposición.

En general, si dos funciones sinusoidales del tiempo tienen la misma frecuencia, $\frac{\omega}{2\pi}$, como ocurre a los valores:

$$x_1 = X_1 * \text{Sen} (\omega t + \theta_1)$$

y

$$x_2 = X_2 * \text{Sen} (\omega t + \theta_2)$$

La primera función alcanza a su máximo al cabo del tiempo:

$$t_1 = \frac{1}{\omega} \left(\frac{\pi}{2} - \theta_1 \right)$$

y la segunda al cabo de:

$$t_2 = \frac{1}{\omega} \left(\frac{\pi}{2} - \theta_2 \right)$$

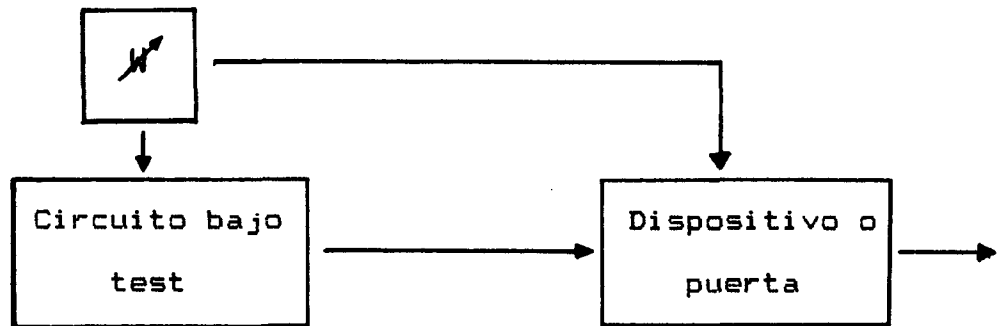
de modo que la primera función llega a su máximo con un adelanto de:

$$t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega} (\theta_1 - \theta_2)$$

Conceptos.

segundos, respecto de la segunda, diciendose que avanza con respecto a la segunda el ángulo $(\theta_1 - \theta_2)$; pero del mismo modo podría decirse que x_2 avanza respecto de x_1 el ángulo $(\theta_2 - \theta_1)$; y también que su retraso relativo es de $(\theta_1 - \theta_2)$, siendo equivalente un avance negativo a un retraso y un retraso negativo a un avance.

Así pues, dada esta relación entre pulsación o frecuencia, con el tiempo de retardo, un fasómetro (o fasímetro, según autores) podría tener la siguiente filosofía:



Siendo la salida, una señal digital cuya duración en nivel activo es proporcional al retardo entre las dos señales. Señal que para poderla evaluar se podría hacerla pasar por un filtro paso bajo que diera una señal continua cuyo nivel equivalga al nivel medio de la anterior.

Así pues, si se introduce una señal de frecuencia fija la señal obtenida representará el desfase como un

Conceptos.

nivel continuo de tensión comprendido entre 0 voltios (lo que implica que las señales están en fase, cosa que físicamente es imposible) y una tensión V , tensión de referencia o máxima que puede atravesar el filtro, cuando la señal digital que tratamos está continuamente en su nivel alto o activo, siendo este caso el representativo de un desfase de 360 grados.

Si por el contrario se introduce una señal de frecuencia variable, por ejemplo, un barrido en frecuencia, la señal evaluada que representa tal como hemos deducido, el retardo de una señal respecto a otra, representa también el desfasaje entre ellas. Si después de cada periodo de señal introducida, se obtiene una señal digital proporcional o representativa del retardo de la señal introducida respecto a la de la salida del circuito en estudio, al variar ese periodo (por lo que consiguientemente se varía también la frecuencia) ese retardo estará evaluado ahora en un tiempo de exposición distinto al anterior, o mejor dicho, en un tiempo dependiente del periodo de la señal introducida.

Principalmente se ha de recordar que el desfasaje entre dos señales es proporcional al retardo existente entre estas dos señales, siendo esa constante de proporcionalidad la pulsación:

Conceptos.

$$y = w t_1$$

Luego lo medido es en realidad, en ambos casos, un nivel de señal directamente proporcional al desfase existente.

4.2

SISTEMAS DE MEDIDA TRADICIONALES DEL
DEFASAJE ENTRE DOS SEÑALES.

Como ya se ha indicado en la introducción, la respuesta transitoria se ha medido tradicionalmente, de forma rudimentaria, con impulsos de tono, es decir, introduciendo en el circuito a estudiar una señal de frecuencia discreta para luego comparar señal de entrada y señal de salida.

El elemento físico que posibilita dicha comparación es el osciloscopio, siendo éste por los sistemas tradicionales, indispensable. Sin embargo, la obtención del desfase, de su valor nominal por visualización en el osciloscopio, no es directa, pues después de hacer una determinada medida en la pantalla del osciloscopio se ha de efectuar también el adecuado proceso de cálculo matemático que ya si nos indica el valor nominal en grados o en radianes o en cualquier otra unidad, el desfase. La mayoría de los osciloscopios posibilitan dos sistemas o procedimientos para comparar dos señales con el fin de obtener la información necesaria para saber el desfase existente entre ambas señales.

Siempre hay que tener en cuenta que al hablar de

medida del desfasaje, no se estará refiriendo al desfasaje instantaneo, por lo que implícitamente siempre se refirirá al desfasaje entre dos señales tales que posean las características de ser periódicas y de igual periodo.

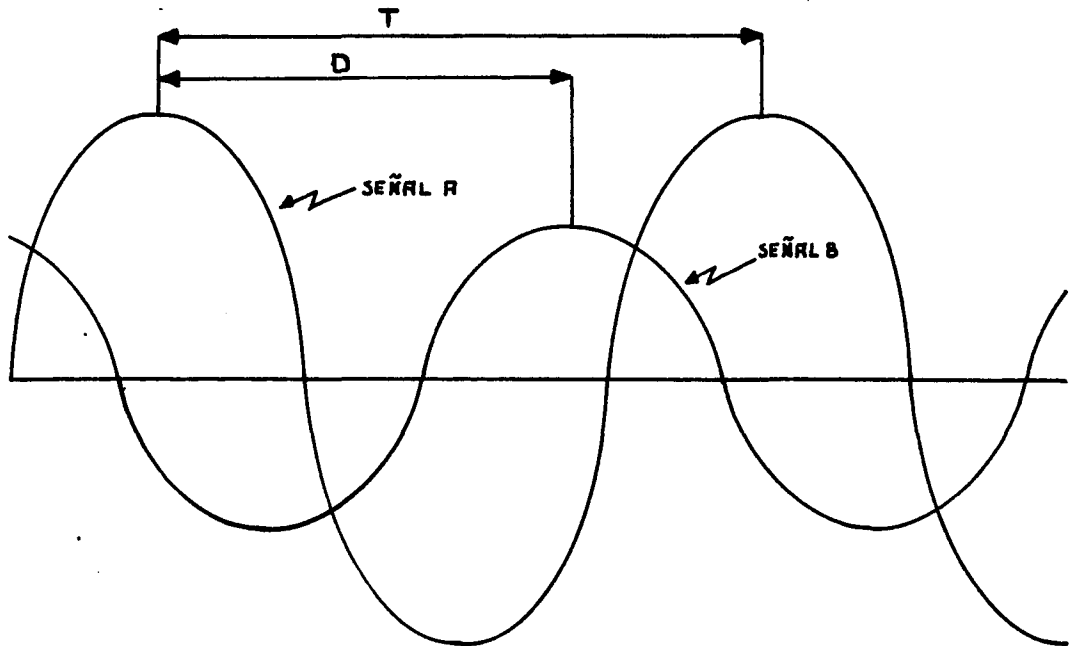
Volviendo con el tema de la utilización del osciloscopio, se enumerará y explicará ahora esos dos procedimientos de comparación factibles en éste:

a) Utilizando la retícula de la pantalla.

Por comparación o medida del retardo entre las dos señales, estando éstas visibles a la vez en la pantalla del osciloscopio.

Este es el procedimiento más rudimentario pero que se adapta de la forma más sencilla a la definición más popular de lo que ya se ha definido por desfasaje.

Gráficamente se puede efectuar una medida del desfasaje con dicho método. Supongamos que se le ha introducido al circuito en estudio una señal pura en frecuencia (señal A) y a su salida consecuentemente se ha obtenido otra señal (señal B) que dadas las características de transmisión de este circuito es de igual periodo que la señal de entrada:



Para la comparación se efectúa la medida, en primer lugar, cuantas divisiones comprende el periodo de cualquiera de las dos señales ya que es el mismo. En segundo lugar, se efectúa la medida de las divisiones que comprende el retardo entre las dos señales y después de esto, se realiza el proceso matemático adecuado con una sencilla regla de tres, por ejemplo, para obtener el desfase en grados "Degree" :

Si T divisiones corresponden a los 360 grados
 D divisiones ----- X grados

$$\text{Desfase} = X = \frac{D}{T} * 360 \text{ grados.}$$

dicho proceso se puede extender con la consiguiente modificación matemática para obtener el desfase en radianes o en grados "Gradelsus".

b) Por medio de las figuras de Lissajous.

Antes de exponer en concreto dicho procedimiento, para su mejor comprensión se expondrá la base teórica que sustentan a dichas figuras, las cuales consisten en el resultado de la composición de dos movimientos vibratorios armónicos perpendiculares y de igual periodo.

Supongamos que las ecuaciones de dichos movimientos son:

$$x = A * \text{Sen } wt$$

$$y = B * \text{Sen } (wt + \varphi)$$

Así pues, el movimiento resultante tendrá que verificar a la vez ambas ecuaciones, las cuales se pueden expresar en una cuya representación geométrica nos sea más fácil:

Trigonométricamente se verifica que:

$$\cos wt = \sqrt{1 - \text{sen}^2 wt}$$

$$\text{sen } (wt + \varphi) = \text{sen } wt * \cos \varphi + \cos wt * \text{sen } \varphi$$

Así pues, si:

$$x = A * \text{sen } wt \implies \text{sen } wt = \frac{x}{A}$$

Sistemas de Medida Tradicionales.

$$y = b \operatorname{sen}(wt + \varphi) \implies$$

$$y = b * (\operatorname{sen} wt * \cos \varphi + \cos wt * \operatorname{sen} \varphi)$$

$$y = b \left(\frac{x}{A} \cos \varphi + \sqrt{1 - \frac{x^2}{A^2}} \operatorname{sen} \varphi \right)$$

$$\left(\frac{y}{B} - \frac{x}{A} \cos \varphi \right)^2 = \left(\sqrt{1 - \frac{x^2}{A^2}} \operatorname{sen} \varphi \right)^2$$

$$\frac{y^2}{B^2} - 2 \frac{xy}{AB} \cos \varphi + \frac{x^2}{A^2} \cos^2 \varphi = \left(1 - \frac{x^2}{A^2} \right) \operatorname{sen}^2 \varphi =$$

$$= \operatorname{sen}^2 \varphi - \frac{x^2}{A^2} \operatorname{sen}^2 \varphi$$

Recombinando términos:

$$\frac{x^2}{A^2} (\cos^2 \varphi + \operatorname{sen}^2 \varphi) + \frac{y^2}{B^2} - \frac{2xy}{AB} \cos \varphi = \operatorname{sen}^2 \varphi$$

$$\frac{x^2}{A^2} + \frac{y^2}{B^2} - \frac{2xy}{AB} \cos \varphi = \operatorname{sen}^2 \varphi$$

que es la ecuación de una elipse.

Reconsideremos, ahora, el sentido físico de esta ecuación: la composición de dos movimientos "vibratorios"

armónicos perpendiculares de igual periodo que hace que la partícula que se halle sometida a dicha composición no vibre en la proyección lineal de esa elipse sino que su movimiento describa dicha elipse.

Casos particulares de esta ecuación resultante son:

1. $\varphi = 0$; desfase nulo.

$$\implies \frac{x^2}{A^2} + \frac{y^2}{B^2} - \frac{2xy}{AB} = 0$$

$$\left(\frac{x}{A} - \frac{y}{B} \right)^2 = 0 \implies \frac{x}{A} = \frac{y}{B}$$

$\implies y = \frac{B}{A} x$; La elipse se convierte en una recta.

2. $\varphi = \frac{\pi}{2}$; movimientos en cuadratura.

$$\frac{x^2}{A^2} + \frac{y^2}{B^2} = 1$$

que es la ecuación de una elipse referida en el origen de coordenadas sin orientación alguna.

3. $\varphi = \pi$; movimientos en oposición de fase.

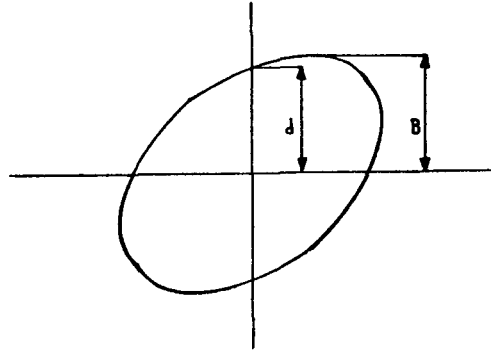
$$\frac{x^2}{A^2} + \frac{y^2}{B^2} + \frac{2xy}{AB} = 0 \implies \left(\frac{x}{A} + \frac{y}{B} \right)^2 = 0$$

$$\implies y = -\frac{B}{A} x$$

con lo que la resultante vuelve a ser una recta.

A efectos prácticos, la influencia del desfase entre los dos movimientos u ondas, cuando se refiera señales eléctricas, en la composición de estos indica, o mejor, determina la inclinación u orientación de la elipse resultante.

Un osciloscopio de prestaciones consideradas normales permite la representación de la composición de dos señales eléctricas de las cuales una la dirige en la dirección del eje X de la pantalla y la otra en el Y de ésta y consiguientemente si las señales son de igual periodo se podrá obtener una imagen estática que será la elipse que se ha estudiado. Lógicamente cada osciloscopio tiene convenientemente marcado e indicado el procedimiento de manejo, colocación de mandos e inyección de señales para obtener la elipse que comunmente se denomina Figura de Lissajous.



Pero veamos lo que nos interesa, obtener el desfase a partir de la inclinación de la figura obtenida:

Tenemos la ecuación general de todas las posibles elipses representables:

$$\frac{x^2}{A^2} + \frac{y^2}{B^2} - \frac{2xy}{AB} \cos \varphi = \sin^2 \varphi$$

obtenida por la inyección en el canal horizontal de:

$$x = A * \text{Sen } \omega t$$

y en el canal vertical:

$$y = B * \text{Sen } (\omega t + \varphi) \quad (1)$$

Supongamos que en la elipse $x = 0$

$$\frac{y^2}{B^2} = \sin^2 \varphi \implies y = \pm B * \text{Sen } \varphi \quad (= d \text{ en el gráfico})$$

Es decir:

$$d = B * \text{Sen } \varphi \implies \text{sen } \varphi = \frac{d}{B}$$

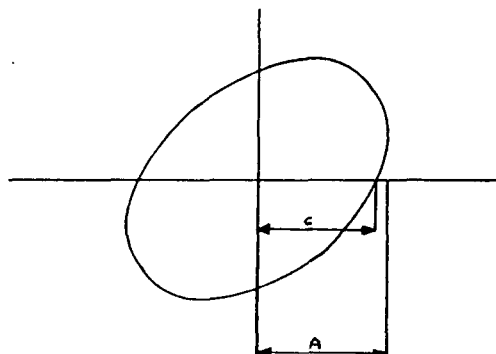
$$\varphi = \text{Arc Sen } \frac{d}{B}$$

Siendo B la máxima desviación del origen en la dirección del eje de las y (remitirse a la interpretación lógica de la ecuación 1). Para mayor exactitud en la medida se suele tomar $2d$ y $2B$.

Análogamente se podría demostrar que:

$$\varphi = \text{arc sen } \frac{c}{A}$$

en



Optando la primera como norma, a fines prácticos, se podría definir el seno del ángulo de desfasaje igual a la relación entre la parte del eje interceptado por la elipse y la proyección de la elipse sobre el mismo eje.

Para saber si el desfasaje es mayor o menor de 90 grados hay que fijarse en la inclinación de la elipse : si está inclinada a la derecha es menor que 90 grados y, si está inclinada hacia la izquierda es mayor de 90 grados.

4.3

DESCRIPCION SOMERA DEL ANALIZADOR DE
ONDA HEWLETT-PACKARD.

D. S. Analizador de Onda.

El Analizador de Onda Hewlett-Packard modelo 3581 A/C es un instrumento portátil diseñado específicamente para usos en el rango de frecuencias de audio concretamente de 15 Hz a 50 KHz. Como analizador de señal, el 3581 separa y mide las componentes espectrales de la señal de entrada. Por medio de una sintonización manual el 3581, el espectro o las señales componentes pueden ser medidas y evaluadas individualmente. Por medio de barridos sobre la banda de interés, una visualización espectral completa puede ser trazada con un registrador X-Y conectado a las salidas para registrador.

Para mayor versatilidad, el 3581 está equipado con una salida Tracking Oscillator (BFO) en su panel trasero, cuya traducción literal indica que es una salida de oscilador de seguimiento. Cuando esta salida es usada como una fuente de excitación, el 3581 funciona como un analizador de red para trazar características amplitud de tensión eficaz - frecuencia de redes de dos terminales tales como amplificadores, atenuadores y filtros.

La amplitud de la señal sintonizada se indica sobre un medidor grande de fácil lectura con dorso de espejo.

D. S. Analizador de Onda.

La amplitud absoluta puede ser medida en dBV, dBm o voltios rms; la amplitud relativa puede ser leída en dBs o en tantos por ciento. La sensibilidad a fondo de escala del 3581 está en el rango de $0.1 \mu\text{V rms}$ a 100 V rms . Para medidas logarítmicas, el rango dinámico es de 80 dB.

La frecuencia de sintonización está indicada por un led de 5 dígitos de visualización, la cual tiene una resolución de 1 Hz. Si el analizador es sintonizado bajo los 0 Hz, los dígitos indicativos de frecuencia se apagarán y los puntos decimales se iluminarán para indicar la condición de fuera de rango.

El 3581 tiene 5 anchos de banda seleccionables. Los anchos de banda de 3 Hz, 10 Hz y 30 Hz, permiten la separación de señales esparcidas muy cerca y mide a frecuencias precisas. Los anchos de banda de 100 Hz a 300 Hz permiten lecturas rápidas evaluando el contenido energético en anchos intervalos o rangos de frecuencia.

Para medidas precisas se usa el ancho de banda de 3 Hz. Tonos simples, cercanos a la frecuencia que se está sintonizando pueden ser medidos mejor presionando el botón AFC (Control Automático de Frecuencia). Este sintonizará de forma fina y automática la señal seleccionada. Otro beneficio del AFC es que el enganchamiento de la sintonización del

D. S. Analizador de Onda.

analizador a la señal a medir no es afectado por derivas de frecuencia. Si el AFC no llega a engancharse, una luz anunciadora en el panel frontal alertará al operador que su lectura puede no ser válida.

El 3581 tiene un generador de barrido incorporado, el cual proporciona barridos electrónicos simples o repetitivos, ó barridos controlados manualmente. El ancho del barrido o "span" puede ser variado desde 50 Hz a 50 KHz en 10 pasos. El tiempo de barrido puede ser variado desde 0.1 segundos a 2.000 segundos en 14 pasos. Una luz indicadora en el panel frontal se iluminará cuando la relación de barrido es demasiado rápida para el ancho de banda seleccionado (anchos de banda más cortos requieren relaciones de barridos más lentos).

Para mayor información pero ya concretando los aspectos anteriormente expuestos podrían remitirse al apendice o a los Manuales del Usuario y el de Servicio y Mantenimiento del Analizador de Onda Hewlett-Packard.

Bueno, de todo ello lo único que interesa para este diseño es su oscilador o generador de barrido de tal excepcionales prestaciones en cuanto a programación y naturalmente la generación de señal de audio de un nivel variable por el usuario.

A continuación se enumerará y describirá de forma resumida los comandos y su modo de operación que se usará de forma conjunta con el dispositivo medidor de fase. Se advierte que todos estos datos se hallan amplisitamente expuestos en el apendice que se adjunta con este escrito.

El Analizador posee un conector BNC de salida llamado OUTPUT, el cual emite cuando el conmutador OUTPUT MODE está en la posición TRACKING OSC, una señal de nivel constante de 5Hz a 50KHz que sigue automáticamente la frecuencia de sintonía, o de barrido del Analizador. El nivel de esta señal se puede variar moviendo el dial o mando LEVEL. La impedancia de salida de este conector es de 600 ohmios desequilibrados, impedancia estandar para los aparatos de audio. Ahora lo interesante es saber controlar esta señal que puede ser un tono puro o un barrido.

El conmutador SWEEP MODE permite seleccionar 5 modos de barrido, todos ellos "lineales":

*OFF----- Desconectado; por OUTPUT sale un tono de frecuencia igual a la representada en el display.

*SING----- Simple; hace un solo barrido, desde la frecuencia indicada anteriormente en el display y determinada por el mando FREQUENCY y cuyo ancho de banda barrido viene especificado por la posición del

conmutador FREQUENCY SPAN.

*RESET--- No hay barrido; se retorna a la frecuencia inicial del barrido, la inferior y permanece ahí.

*MAN----- Manual; posibilita un barrido en frecuencia manual moviendo el dial pequeño situado sobre el propio dial de SWEEP MODE.

*REP----- Repetitivo; posibilita barridos repetitivos de forma automática. Este modo no se usará con el medidor de fase debido a que provocaría un control no deseado del papel del Registrador.

El conector de salida EJE X proporciona cuando se está ejecutando un barrido, una rampa de 0 a 5 voltios que en cada instante nos está indicando que frecuencia se emite por OUTPUT en cada instante de ese barrido. También refiriendonos a indicadores de barrido, posee dos conectores llamados PEN LIFT que se cortocircuitan cuando se está efectuando un barrido, si no su impedancia es infinita.

Por último, interesa el conmutador SWEEP TIME que nos indicará el tiempo en que se efectuará un barrido. Se especifica que lo puede hacer desde 0.1 a 2000 segundos. El SWEEP MODE está limitado inferiormente por las características de respuesta o de movimiento del papel por

D. S. Analizador de Onda.

parte del registrador, por eso se aconseja hacer barridos de duración de como mínimo 10 segundos.

4.4

DESCRIPCION SOMERA DEL REGISTRADOR

GRAFICO BRUEL AND KJÆR.

(Grabador de nivel gráfico)

D. S. del Registrador Gráfico.

El Registrador de Nivel tipo 2307 es básicamente un voltímetro de grabación diseñado para registrar con exactitud el nivel eficaz, promedio o de pico de una señal alterna en el rango de frecuencia de 2Hz a 200 KHz así como también registra señales continuas.

El Registrador de Nivel 2307 consta principalmente de un Amplificador de Grabación, un Sistema de Escritura Electro-dinámico, un Sistema Conductor de Papel y una Fuente de Alimentación.

Las grabaciones tales como en función del tiempo o de la frecuencia pueden ser hechas sobre un papel preimprimido sin graduaciones o graduado en frecuencia, de 50 ó 100 mm de ancho. Puede hacer registros direccionales sobre papel polar preimprimido de 200 mm de diámetro.

Cuando se usa en conjunción con analizadores de frecuencia y generadores de frecuencia B and K, la sincronización entre el movimiento del papel calibrado en frecuencia en el Registrador y la exploración de frecuencia de estos instrumentos pueden ser obtenidos de tal manera que el análisis de frecuencia y las curvas de respuesta son

automáticamente registrados.

El rango dinámico del Registrador de Nivel está determinado por el POTENCIOMETRO insertado. Hay 6 de estos disponibles en el mercado, 2 lineales y 4 logarítmicos que pueden ser intercambiados en materia de segundos.

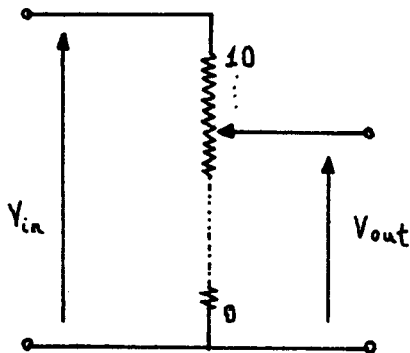
Un motor sincronizado reversible con paradas y tiempos de arranque muy cortos es el principal controlador del sistema conductor del papel. Esto hace posible un control electrónico de todas las funciones conductoras de papel por lo que su manejo manual es muy fácil, y además proporciona numerosas facilidades de control remoto.

Una característica importante del sistema conductor es el movimiento del papel en ambas direcciones, que puede ser controlado por un voltaje continuo externo. Esto habilita al 2307 como un registrador X - Y al dar la relación de voltajes adecuada al Registrador. Con ayuda de los convertidores adecuados, como por ejemplo frecuencia a tensión continua, el eje X puede ser usado para representar cualquier nivel de tensión.

1. Analisis del Amplificador de Grabación.

La señal de entrada supuestamente a registrar siempre atraviesa un sistema amplificador equivalente a los dos sistemas siguientes colocados en cascada, los cuales pueden ser controlados por el usuario.

*INPUT POTENTIOMETER



Potenciometro continuo
logarítmico.

Potenciometro para el ajuste continuo de nivel de señal de entrada entre los rangos de intercambialidad de INPUT ATTENUATOR.

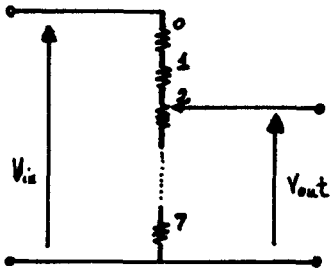
$$V_{out} = G_{ip} * V_{in}$$

$$\frac{IP - 10}{20}$$

$$(IP-10) = 20 \log G_{ip} \implies G_{ip} = 10$$

siendo IP la indicación que señale INPUT POTENTIOMETER.

*INPUT ATTENUATOR



Potenciometro discreto
logarítmico.

7 posiciones intercambiables para la atenuación de entrada en pasos de 10 dB, de 0 a 60 dB.

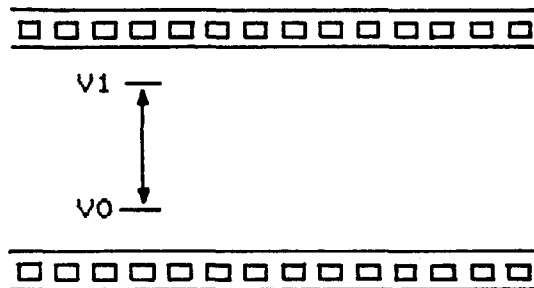
$$V_{out} = G_{ia} * V_{in}$$

$$\frac{IA}{20}$$

$$IA = 20 \log G_{ia} \implies G_{ia} = 10$$

siendo IA la indicación que señale INPUT ATTENUATOR.

En consecuencia, y debido a las características circuitales intrínsecas de su implementación, toda representación verifica:



Siempre existirá una distancia de 50 dB. Ello en concreto se debe a las características del potenciometro de rango intercambiable ZR005 de 50 dB logarítmico y la posición de POTENTIOMETER RANGE en 50 dB.

D. S. del Registrador Gráfico.

$$50 = 20 \log \frac{V_1}{V_0}$$

También se verificará:

$$h = 20 \log \frac{V_i}{V_0}$$

siendo h : la absisa que se representaría para una V_i o lo que es lo mismo:

$$V_i = V_0 * 10^{H/20}$$

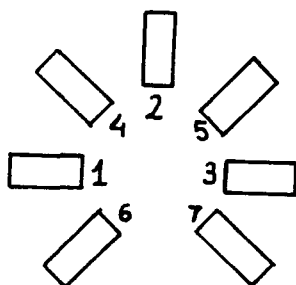
2. Analisis del Sistema de Escritura Electro-dinámico.

De él nos interesa inicialmente las especificaciones que debe controlar el usuario por medio de los comandos LOWER LIMITING FREQUENCY y WRITTING SPEED, los cuales aseguran la operación estable del sistema de escritura. Para grabaciones de señales continuas, que va a ser lo que interesará, se colocará el conmutador RECTIFIER RESPONSE en "DC", los comandos LOWER LIMITING FREQUENCY y WRITTING SPEED podrían ser puestos a 200 Hz y 1.000 (2.000) mm/seg. respectivamente. Si los sobreimpulsos se consideran problemáticos con señales DC de movimiento muy rápido, entonces se puede seleccionar una WRITTING SPEED sin introducirse inestabilidad.

Dentro de este apartado puede considerarse las funciones de control remoto. Varias funciones del Registrador pueden ser controladas remotamente y el Registrador se usa para controlar instrumentos conectados externamente a éste, tales como generadores y analizadores de frecuencia. Además de X-Control y las salidas mecánicas del Registrador, es equipado con dos conectores (hembras) usados para varias funciones de control.

*Conector de control remoto.

Los pulsos de sincronización para la conexión de filtros B and K se suministran desde este conector. En el manual aparecen todas las conexiones para el control remoto del Registrador. El control remoto facilita, durante instantes la grabación en analizadores de tiempo real tipo 2031, 2033 y 2131, incluyendo parada, comienzo, parada automática, pen lift y marcas. En concreto es un conector DIN de 7 pines cuyas conexiones son:



D. 5. del Registrador Gráfico.

1. Parada automática para todos los modos PAPER DRIVE. Para parar se ha de conectar al pin 6. Para reempezar desconectar del pin 6.

2. Chasis.

3. Parada automática para o durante "Continuous F and R", modos de PAPER DRIVE. Para parar conectar a pin 6. Para reempezar presionar el botón de PAPER DRIVE.

4. Pen lift. Para levantar la pluma conectar a pin 6.

5. Event Marcker. Para actuar conectar a pin 6.

6. +32 Voltios (0.8 amp) DC. Energía no regular.

7. Pulsos de cambio de filtro (Para control remoto de otro aparato).

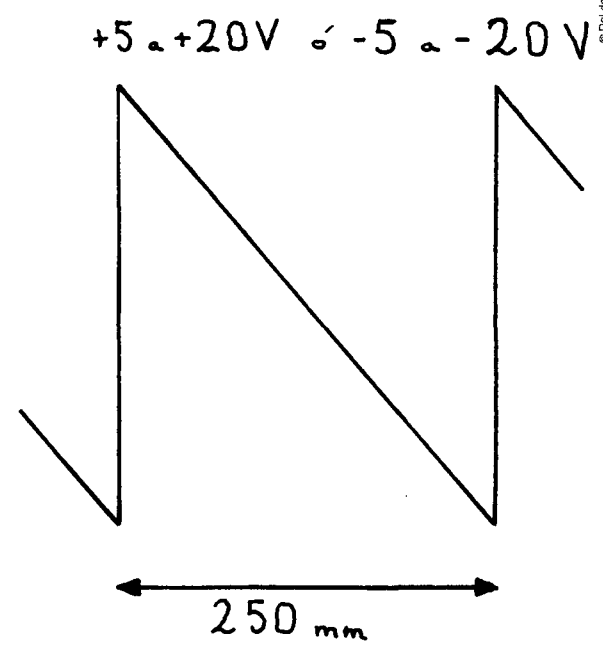
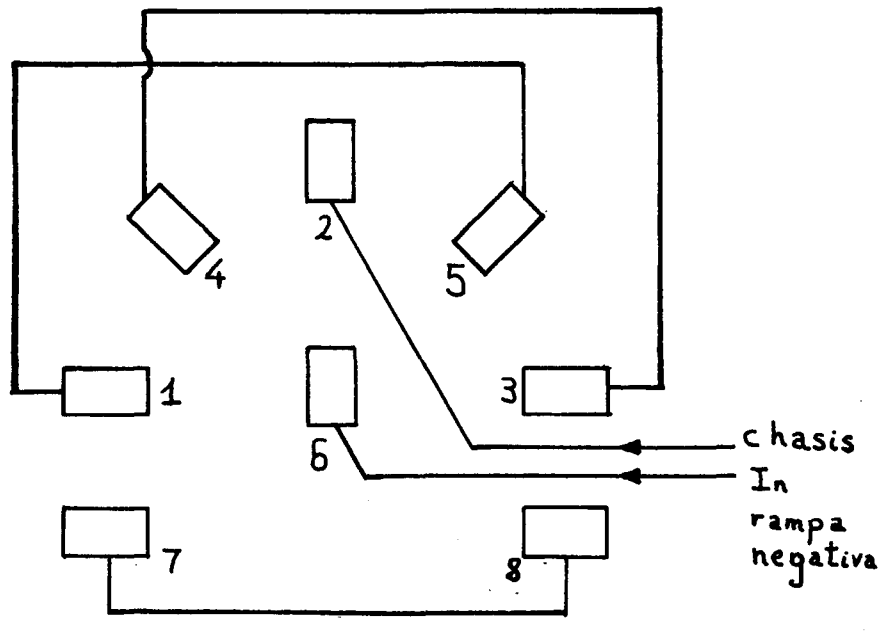
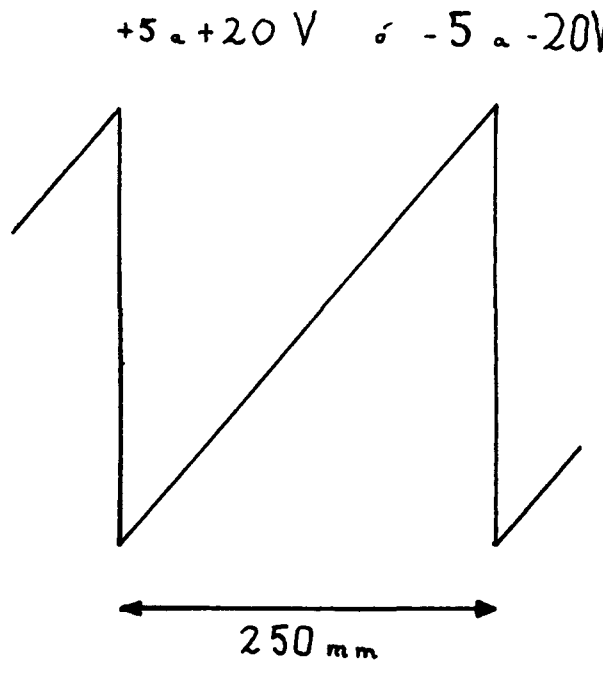
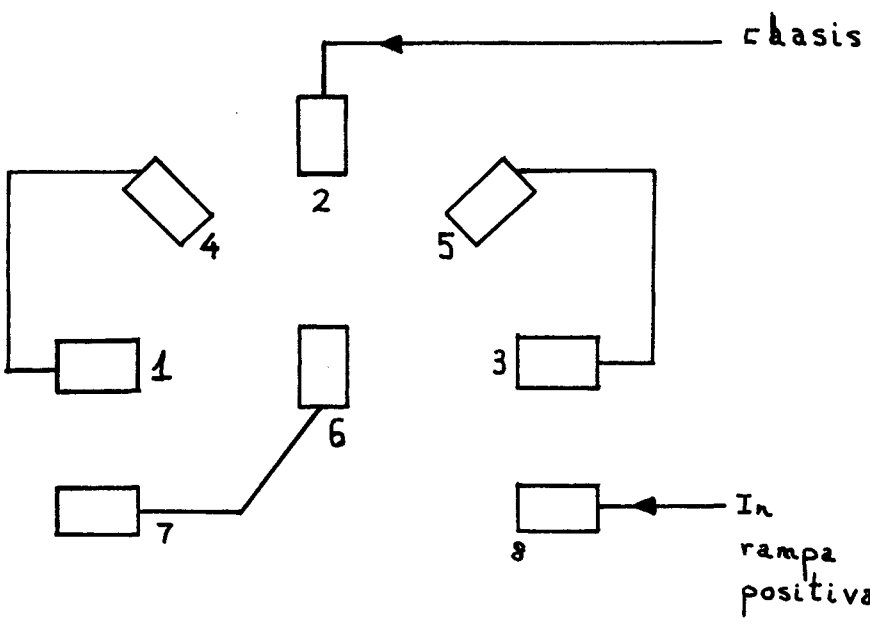
*Conector de interrupción de la leva.

Este conector puede ser usado como una interrupción de multiplexación para dos canales de grabación, o para pen lifting, marcar, temporizar, etc.

Grabación X.

Algunos de los instrumentos de medida y analización B and K, producen una rampa de voltaje de control proporcional a sus periodos o frecuencias de barrido. Cuando aplicamos al conector X-INPUT del 2307, éste puede ser usado para controlar el movimiento hacia delante y hacia detrás del papel de grabación. El Registrador entonces se comporta de manera similar a un registrador X - Y , habilitando grabaciones sincronas de formas de onda de señal, registros polares, respuestas y análisis en frecuencia que pueden ser hechas sobre una longitud de gráfica de 250 mm.

El conductor de papel X-record facilitado en el 2307 puede también ser usado con otros instrumentos que produzcan una rampa de voltaje de control. Para que el conductor de papel haga que vaya hacia delante y hacia detrás sobre una longitud de gráfica de 250 mm completos, rampas de -5 a -20 ó +5 a +20 voltios DC pueden ser aplicados. Las conecciones del conector X-INPUT relevantes para rampas de pendiente positiva o negativa son:



El procedimiento para la sincronización del conductor de papel del Registrador que propone como ejemplo el manual se indica a continuación de forma resumida: Este es para generadores de señal y analizadores de frecuencia con un barrido de frecuencia logarítmico y usa papel de grabación preimprimido graduado con una escala de frecuencia logarítmica. Para la instrumentación con un barrido lineal (en frecuencia o tiempo), se usa un procedimiento similar, pero con papel de grabación graduado por nivel, sin graduaciones en frecuencia. En este caso, el marcador o indicador de frecuencia facilita que en la mayoría de los generadores de señal B and K y analizadores de frecuencia, pueda ser usado para operar la pluma de marcas eventuales del Registrador.

1. Poner en el registrador los controles:

Power-----"on"
Paper drive function-----"X-Rec"
Paper speed-----"3 cm/seg."

y cargarlo con un rollo de papel de grabación con escala de frecuencia preimprimida acorde con el generador de señal o analizador de frecuencia particular utilizado.

2. Usando un cable de control de barrido relevante conectar

D. S. del Registrador Gráfico.

el conector FREQUENCY CONTROL VOLTAGE OUTPUT (salida de tensión de control de frecuencia) del generador o analizador al conector X-INPUT del Registrador.

3. Con el interruptor SWEEP CONTROL (control de velocidad) del generador o analizador, ponerlo en "Manual", girar la perilla FREQUENCY TUNING (sintonización de frecuencia) del instrumento hasta que su visualización digital indique la frecuencia inicial de barrido.

4. Girar la rueda PAPER ADJUSTMENT (ajuste del papel) del Registrador tal que el papel se mueva hacia delante una longitud de gráfica de 250 mm completos, a un punto donde la pluma esté sobre la frecuencia de comienzo para el próximo registro.

5. Usando la vara de gráfica polar como un destornillador se podrá girar los potenciómetros X-RECORDING SENSITIVITY y RECORDING ZERO en el panel lateral derecho del Registrador de 25 vueltas en el sentido de giro del reloj.

6. Presionar el botón "START" de PAPER DRIVE en el Registrador. El mecanismo conductor de papel ahora comenzaría a registrar.

D. S. del Registrador Gráfico.

7. Usando la vara de registro polar girar el potenciómetro X-RECORDING ZERO en el sentido antihorario hasta que el mecanismo conductor de papel para, vibrando, y el papel es movido hacia delante levemente al punto donde la pluma es directamente requerida sobre la frecuencia de comienzo sobre el papel.

8. Girar la perilla FREQUENCY TUNING (sintonización de frecuencia) del generador o analizador hasta que el display digital del instrumento indique la frecuencia final requerida en el fin de su rango de frecuencia seleccionado. El papel puede ahora moverse hacia delante y pararse automáticamente.

9. Usando la vara de gráfica polar girar el potenciómetro X-RECORDING SENSITIVITY en el sentido antihorario tal que el papel es movido hacia delante a un punto donde la pluma es directamente requerida sobre la frecuencia final del registro.

10. Girar la perilla FREQUENCY TUNING (sintonización de frecuencia) del generador o analizador tal que la visualización digital indique la frecuencia de comienzo requerida otra vez. Esto causará que el registro de grabación se mueva hacia atrás y se pare automáticamente.

11. La línea de la frecuencia de comienzo requerida en el registro estará ahora inmediatamente bajo la pluma de lectura para registrar. Si no repetir los puntos 7 al 11 para obtener la correcta sintonización. Después de cada ajuste girar la rueda PAPER ADJUSTMENT ya que el papel se mueve unos pocos milímetros del punto requerido. Esto actuará sobre el mecanismo conductor de papel, que automáticamente se irá hacia atrás a la velocidad del papel moviendo la gráfica detrás de su posición original.

Para grabaciones es importante asegurar que la velocidad del papel seleccionado en el Registrador es bastante rápido para seguir el barrido de frecuencia del generador o analizador, pero no tan rápido que el mecanismo conductor del papel empiece a vibrar. Para operación estable todas las velocidades excepto 10 cm/seg pueden ser usadas.

Al completar una grabación levantar la pluma por rotación de la leva de PEN LIFT y girar la perilla de FREQUENCY TUNING del generador o analizador, atrás a la frecuencia de comienzo para una nueva grabación. Para avanzar el papel al punto de comienzo correcto en el próximo registro, levantar la pinza de muelle bajo los dientes de la rueda arrastradora del papel del conductor de papel y

D. S. del Registrador Gráfico.

cuidadosamente sacar el papel hacia delante sin mover estos
dientes.

5.

DESARROLLO DEL SISTEMA

A continuación se describirá y explicará el funcionamiento de los bloques hardware que componen el sistema o dispositivo diseñado. El sistema que se opta para ello consiste en hacer primero una descripción general del dispositivo ayudándose de diagramas de bloques, donde se explicará la filosofía o la teoría de operación de éste. Después se ciñirá más al caso práctico, exponiéndose uno o varios circuitos que pueden realizar dicha función; se analiza y se elige los valores nominales de los elementos de los que se compone. Por último, se acompaña dicha exposición con el gráfico real utilizado, indicando los valores de los elementos utilizados y por medio de los cuales el bloque funciona.

5.1

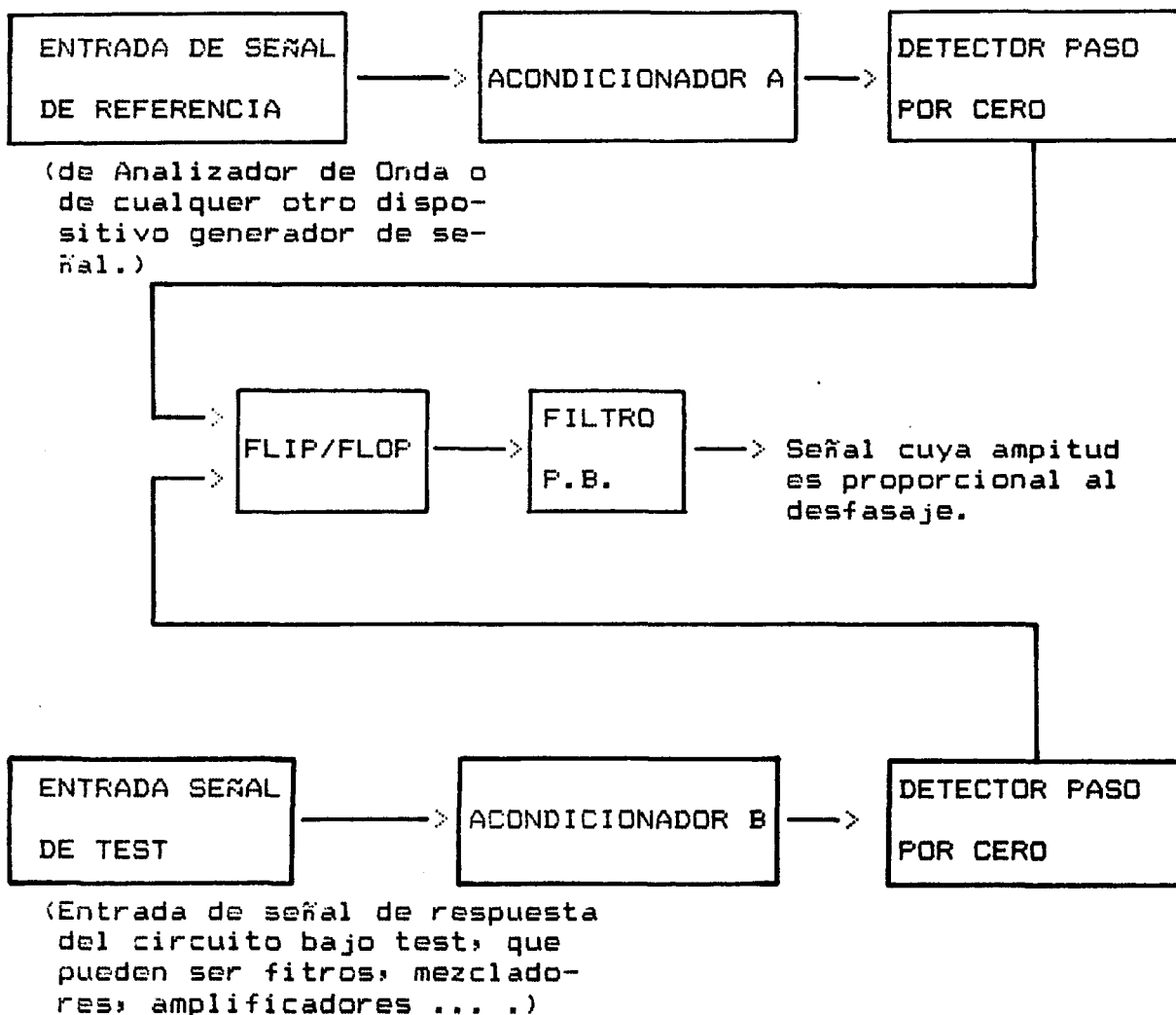
SISTEMA MEDIDOR. FASOMETRO.

Fasómetro. Sistema medidor.

Este apartado podría considerarse como el fundamental de todo el diseño y su calidad determinará en mayor medida la fidelidad de todo el sistema.

Bueno, entrando ya en materia, el diagrama de bloques que verifica es el siguiente:

Fasómetro. Sistema medidor.



La filosofía del aparato medidor se basa en obtener de una señal de referencia y de la señal de salida de un circuito bajo test, una indicación o marca cuando éstas pasen o tengan un determinado valor.

Se ha de resaltar que el sistema se basa en una exploración continua de las señales y no discreta, lo cual es debido a los circuitos analógicos de esta etapa.

Como es lógico, todo aparato o dispositivo basado en la comparación de dos señales ha de tener etapas de entrada para ambas señales, la de referencia y la de estudio, simétricas, y es más, iguales, para que todos los distintos tipos de distorsión que puede sufrir las señales sean las mismas y no influyan en la comparación.

El diagrama es bastante sencillo, unos acondicionadores de señal, unos detectores de paso por cero (los cuáles proporcionan una señal digital de "duty cycle" muy pequeño), un flip-flop o báscula electrónica que indica el tiempo de retardo de una señal respecto a la otra por medio del "duty cycle" de la señal de salida de éste. Por último para evaluar dicha señal digital se dispone un filtro paso bajo que determina el nivel medio de la señal proporcionada por el flip-flop. Esta señal continua cuya amplitud es proporcional al desfasaje se evaluará y

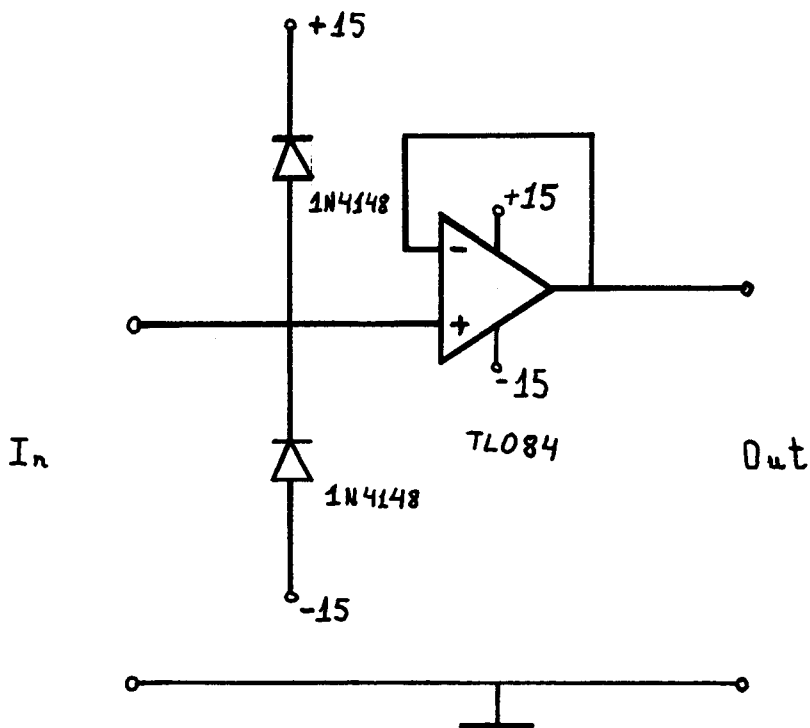
Fasómetro. Sistema medidor.

representará por medio de los bloques funcionales restantes del dispositivo diseñado.

Analicemos ahora cada bloque de este apartado:

LOS ACONDICIONADORES DE ENTRADA:

Deben de distorsionar lo mínimo la señal, luego lógicamente deberá tener una impedancia de entrada muy grande. Además debe de estar protegido ante una señal de entrada muy grande que pueda deteriorar los elementos o componentes situados a la entrada. Bueno, según estas proposiciones, este acondicionador podría ser:



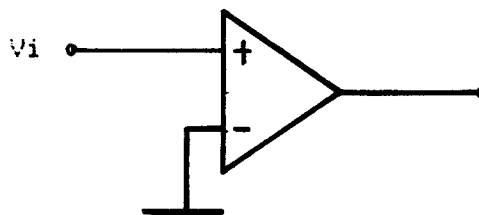
DETECTORES DE PASO POR CERO.

(Remitirse a la nota del final de descripción del bloque)

Se requiere para ellos una máxima fidelidad y un poder de realización de dicha función aún con niveles de señal bajísima.

En concreto, un detector de paso por cero lo puede constituir un circuito de "Trigger" (disparo), el cual se activa cuando la señal que se le inyecta pasa por un nivel de cero voltios, en el caso ideal, en realidad siempre es en un nivel muy próximo pero dentro de los márgenes de milivoltios, todo ello en los "Triggers" típicos estandarizados como detectores de paso por cero.

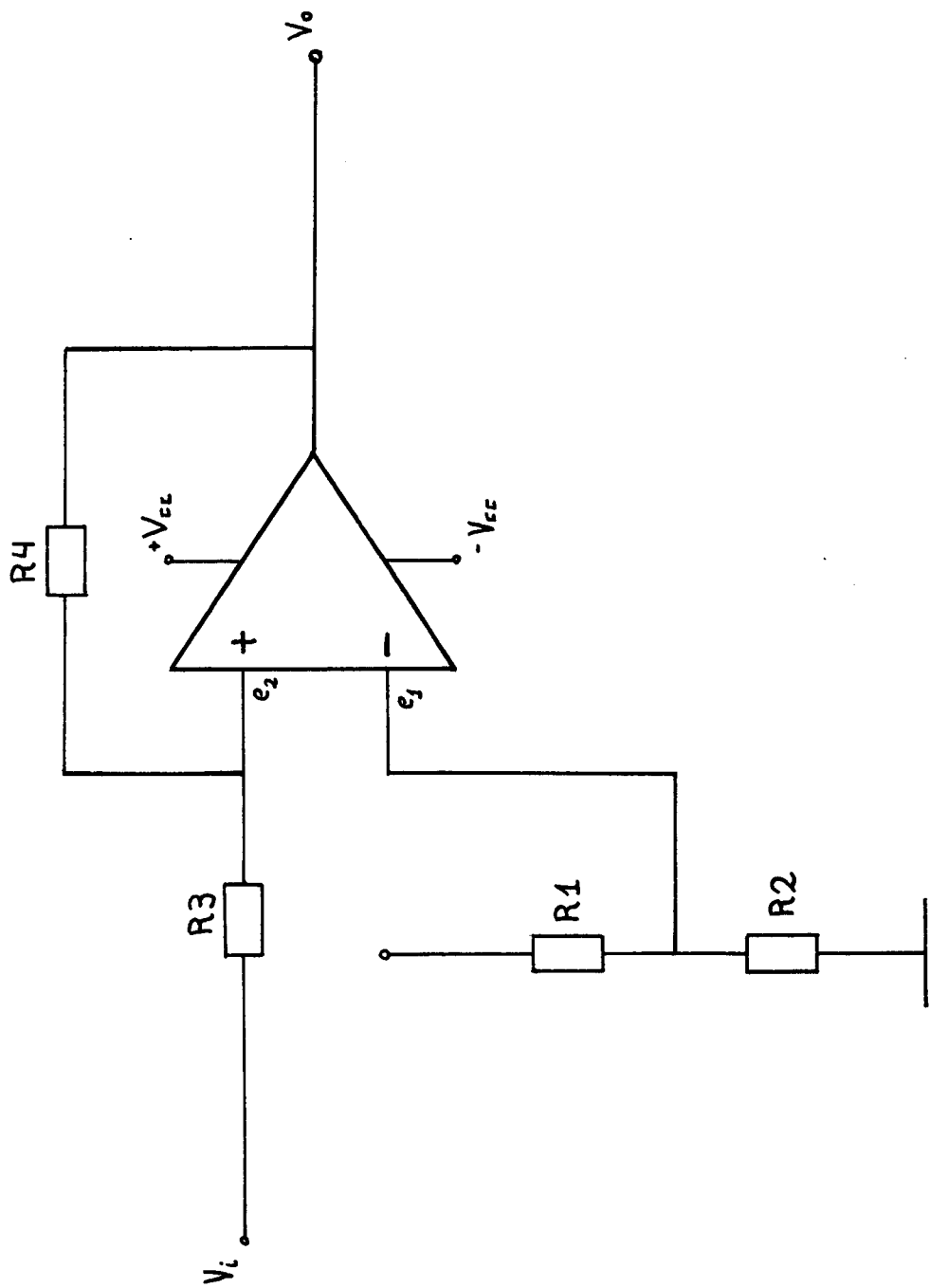
Un circuito "Trigger" puede ser:



Fasómetro. Sistema medidor.

Consiste en utilizar un amplificador operacional en modo diferencial. Este "Trigger" que es ideal respecto a las premisas requeridas a éste anteriormente, tiene un grave defecto, es susceptible en su funcionamiento a cualquier tipo de ruido.

Otro circuito "Trigger" que no es tan susceptible al ruido es:



donde se verifican las ecuaciones:

$$V_o = A (e_2 - e_1)$$

$$e_1 = \frac{V R_2}{R_1 + R_2} \cong V * a \quad \text{donde} \quad a = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$e_2 = \frac{(V_o - V_i) R_3}{R_3 + R_4} \cong (V_o - V_i) * b$$

$$\text{donde } b = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

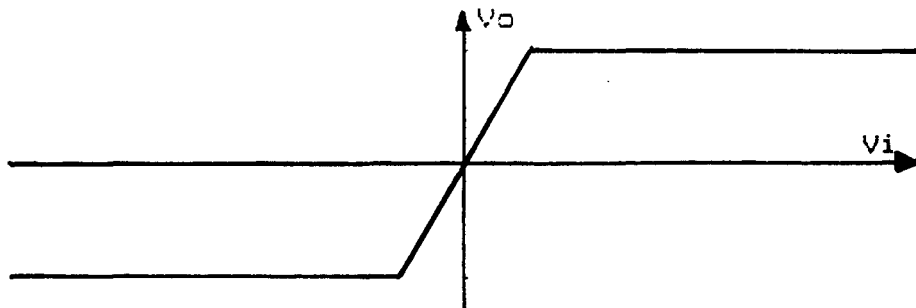
eso implica:

$$V_o = A ((V_o - V_i) b - V_{cc} * a)$$

$$V_o (1 - A b) = - (A b V_i + a V_{cc})$$

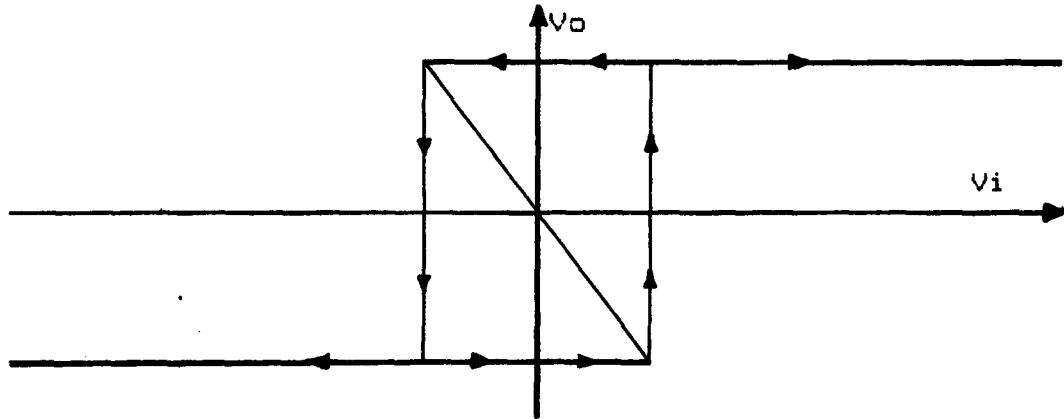
$$V_o = - \frac{A b V_i + a V_{cc}}{1 - A b} = \frac{A b}{A b - 1} (V_i + \frac{a}{b} V_{cc})$$

si $A b - 1 > 0$ entonces la curva de transferencia del circuito es de la forma:



y el circuito se comporta como un amplificador realimentado positivamente siendo esa realimentación lógicamente positiva no degenerativa.

Sin embargo, si $A b - 1 < 0$, la curva sería:



comportandose el circuito como un disparador de Schmitt. Lo cual implica que la condición de disparo es $A b - 1 < 0$ ó lo que es lo mismo: $A b < 1$ ó

$$b < \frac{1}{A} \quad \text{=====} \quad \frac{R_3}{R_3 + R_4} = \frac{1}{A}$$

En los disparadores diseñados para esta parte del sistema y demás bloque donde son necesarios se eligió:

$R_3 = 4K7$ (en otros casos 1K)

$R_4 = 1M$

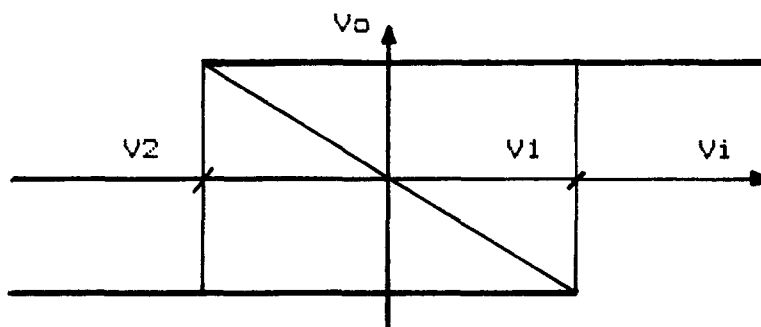
A : próximo a 200 para el TL084

por lo que siempre se verifica, y muy facilmente esta condición.

Ahora bien, este circuito permite también variar o modificar el nivel de disparo sin prácticamente modificar la condición de disparo anterior. Ello se logra gracias al

término: $\frac{a}{b} V_{cc}$, valor que se le añade a V_i en la función

de transferencia. En concreto, veamos:



V1 es la tensión de disparo que hace que a la salida del "Trigger" halla + Vcc, lo cual implica:

$$+ V_{cc} = \frac{Ab}{Ab - 1} \left(V1 + \frac{a}{b} V_{cc} \right) \implies \frac{V_{cc} (Ab - 1)}{Ab} - \frac{a}{b} V_{cc} = V1$$

$$V1 = V_{cc} \left(\frac{Ab - 1}{Ab} - \frac{a}{b} \right) = V_{cc} \frac{Ab - 1 - Aa}{Ab} = V_{cc} \frac{A(b - a) - 1}{Ab}$$

mientras que V2 es la tensión de disparo que hace que a la salida del "Trigger" halla -Vcc por lo que:

$$- V_{cc} = \frac{Ab}{Ab - 1} \left(V2 + \frac{a}{b} V_{cc} \right)$$

$$\frac{-V_{cc} (Ab - 1)}{Ab} - \frac{a}{b} V_{cc} = V2$$

$$V2 = V_{cc} \left(\frac{-Ab + 1}{Ab} - \frac{a}{b} \right) = V_{cc} \left(\frac{1 - A(b + a)}{Ab} \right)$$

Así pues, para fijar dichas tensiones jugaremos

Fasómetro. Sistema medidor.

con "a" ya que "b" la tenemos para condicionar la configuración de "Trigger".

Una fórmula de recurrencia que verifican ambas tensiones de disparo son:

$$V_{dis} = V_{cc} \left(\frac{-aA (bA - 1)}{bA} \right)$$

donde se ve claramente que variando "a" varía proporcionalmente en ambos sentidos las dos tensiones de disparo por lo que se conserva la simetría.

En concreto, para este bloque se eligió para "a" unos valores de $R_1 = 100K$ y $R_2 = 680$ ohmios con los cuales se obtendría un valor para V_1 de aproximadamente 24 mVoltios lo cual aparentemente es lo suficientemente óptimo para las necesidades para las que se le precisa.

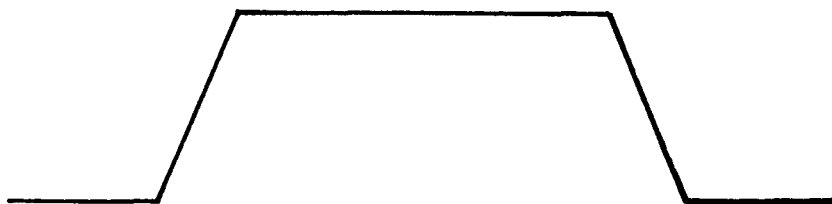
En circuitos realimentados se evita que aparezcan armónicos que distorsionen una señal a su salida, es decir, hacen que las distorsiones no lineales desaparezcan. Así dependiendo única y exclusivamente de la red externa de polarización, hace que baje la ganancia pero también que el ancho de banda aumente (= en realimentación negativa).

Fasómetro. Sistema medidor.

La realimentación positiva, la que interviene en esta etapa, es aquella en la que se reinyecta señal en la entrada para que aumente la salida. Normalmente tiene problemas de inestabilidad.

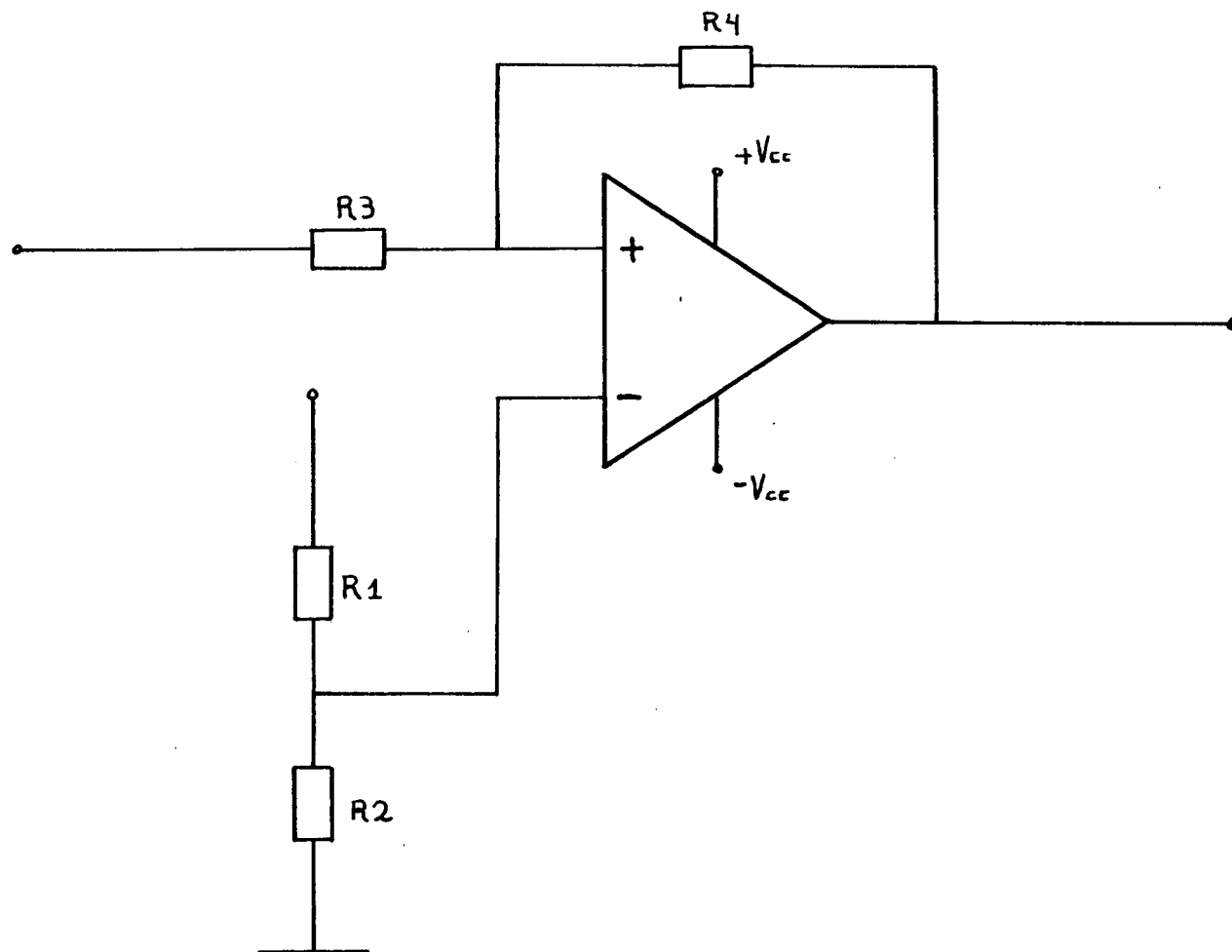
El "Trigger" diseñado por el hecho de ser "Trigger" y tener un nivel de disparo está protegido en cierta forma al ruido.

Por otra parte su respuesta en frecuencia se atenúa a altas frecuencias:



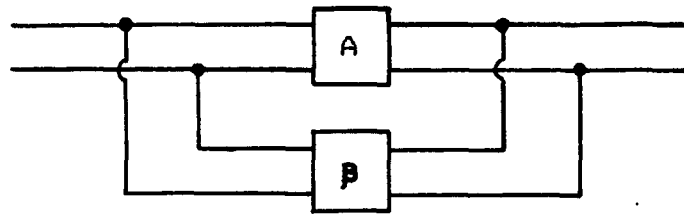
Los tiempos de subida y bajada son largos desde el punto de vista del que precisamos. Además su respuesta en fase a esas frecuencias deja mucho que desear ya que el retardo introducido es excesivo respecto al periodo de la señal de entrada.

La red:



Fasómetro. Sistema medidor.

donde R4 efectúa una realimentación de corriente proporcional a la tensión de salida. Así pues, es un IT, amplificador de transimpedancia.



por lo que además, desde el punto de vista circuital, los parámetros privilegiados para definir esta red son los Y.

La ganancia del sistema es:

$$G_z = \frac{A_z}{1 + A_z \beta_y}$$

donde por ser este caso de realimentación positiva:

$$|G| > |A| \implies |1 + A\beta| < 1$$

siendo la realimentación expresado en dB:

$$N = 20 \log \frac{G}{A} = 20 \log \frac{1}{1 + A\beta}$$

La expresión concreta de la ganancia del sistema o "Trigger" diseñado es de la forma:

Fasómetro. Sistema medidor.

$$G = - \frac{Ab + a V_{cc}}{1 - Ab}$$

donde para el TL084

$$A = 2 * 10^5$$

$$b = \frac{R3}{R3 + R4} = \frac{4K7}{4K7 + 1M} = 4.678 * 10^{-3}$$

$$a = \frac{R2}{R1 + R2} = \frac{680 + 100K}{680 + 100K + 8K2} = 0.924$$

=====> G = 1.059

=====> N = -105.88 dB

Fasómetro. Sistema medidor.

NOTA:

La labor investigativa para la mejora de esta etapa culminó modificando parte de esta etapa, ya descrita. Se ha desarrollado y analizado muy profundamente desde su aspecto matemático y físico ya que constituye la base lógica para comprender la razón del cambio y la idea de lo nuevo que se incorporó a la etapa.

ACONDICIONADORES DE DETECTOR DE PASO POR CERO A FLIP-FLOP.

(Ver nota final de descripción del bloque)

Consisten, si se ve desde un punto de vista funcional, en un diferenciador o filtro paso alto y un segundo filtro que deja pasar únicamente señales positivas.

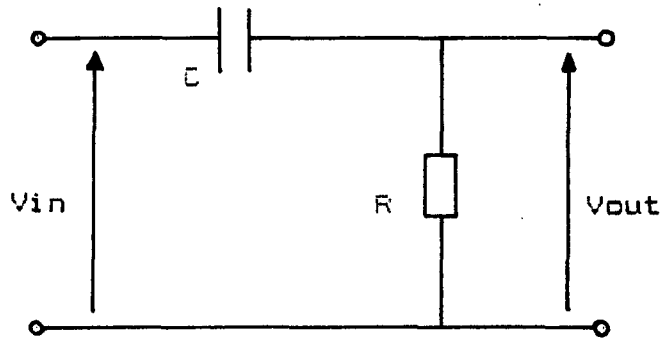
De entrada, se advierte que estos filtros van a atenuar a la señal y como se verá más adelante, causarán graves problemas.

No se puede considerar un bloque más, sino una etapa que complementa y que indica el margen de fiabilidad del o de los detectores de paso por cero.

Lo que se persigue con este primer filtro, el filtro paso alto, es tener o conformar una señal que tenga unas características tales que cuando la señal introducida en el "Trigger" tenga un valor de "0" voltios, la salida de este filtro, cuya entrada es la salida del "Trigger", sea un impulso de gran amplitud pero cuanto más discreto mejor.

Se optó por un diferenciador RC, cuyo modo de funcionamiento se indica a continuación:

Fasómetro. Sistema medidor.



$$V_D = \frac{V_{in} R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{V_{in} R}{\frac{j\omega CR + 1}{j\omega C}} = \frac{j\omega CR V_{in}}{j\omega CR + 1} = \frac{j\omega \tau V_{in}}{j\omega \tau + 1}$$

$$\text{=====> } G = \frac{V_D}{V_i} = \frac{j\omega \tau}{1 + j\omega \tau}$$

$$|G| = \frac{\omega}{\sqrt{1 + (\omega \tau)^2}}$$

Se puede demostrar que esta función es siempre creciente, sin máximos ni mínimos, siempre concava y con una asíntota horizontal " $y = 1$ ".

El primer valor real que puede tomar en la práctica es para " $f = 0$ " con lo que $|G| = 0$, y el máximo al que se tiende, que es cuando " $f = \text{infinito}$ " con lo que $|G| = 1$.

Fasómetro. Sistema medidor.

Tres dB por debajo significaría:

$$G = \frac{1}{2} = \frac{1}{1 + (w_1 \tau)^2} \implies \frac{1}{2} = \frac{1}{1 + (w_1 \tau)^2}$$

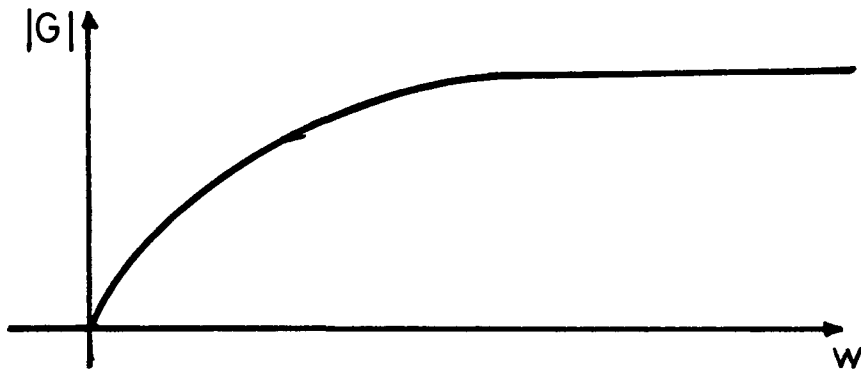
$$2 (w_1 \tau)^2 = 1 + (w_1 \tau)^2 \implies (w_1 \tau)^2 = 1 \implies w_1 = \frac{1}{\tau}$$

Análogamente, 6 dB por debajo del máximo sería:

$$\frac{1}{2} = \frac{1}{1 + (w_2 \tau)^2} \implies 3 (w_2 \tau)^2 = 1 \implies (w_2 \tau)^2 = \frac{1}{3}$$

$$w_2 = \frac{1}{\tau \sqrt{3}}$$

Gráficamente:

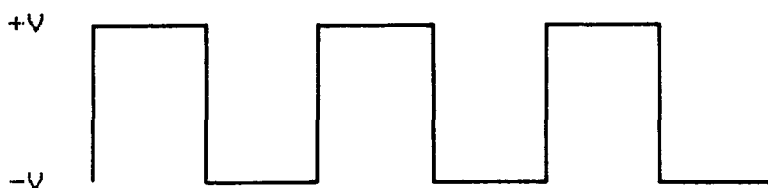


En cuanto a la respuesta de fase de este filtro no debería de interesar, ya que el retardo de su respuesta respecto a la frecuencia no nos va a influir en nada dado

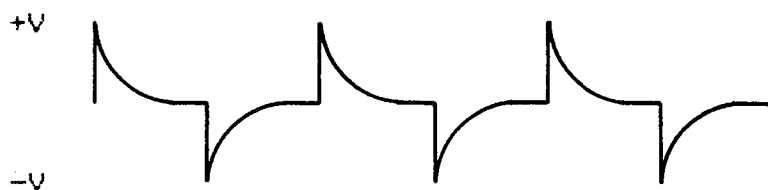
Fasómetro. Sistema medidor.

que la estructura de este bloque -fasómetro- es simétrica respecto al filtro.

Así pues, si V_i es de la forma:

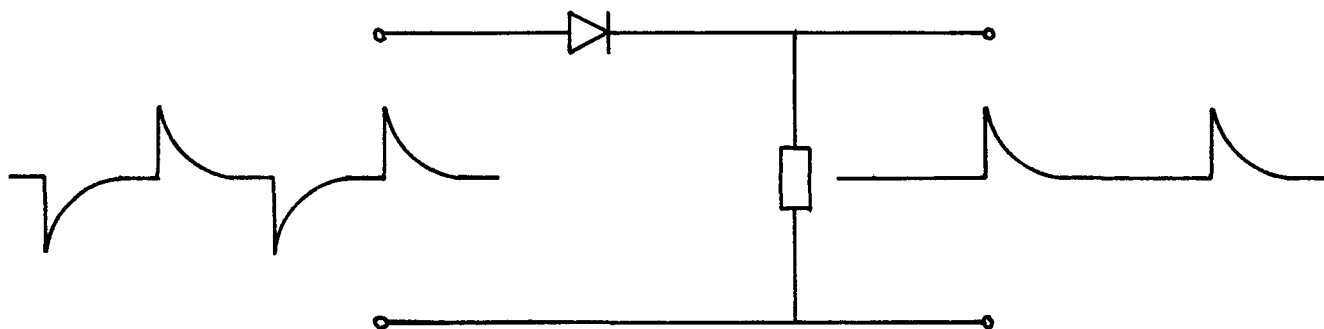


la salida será:



siempre y cuando sea lo suficientemente elevado respecto a la frecuencia de la señal V_i , a lo cual se desea llegar.

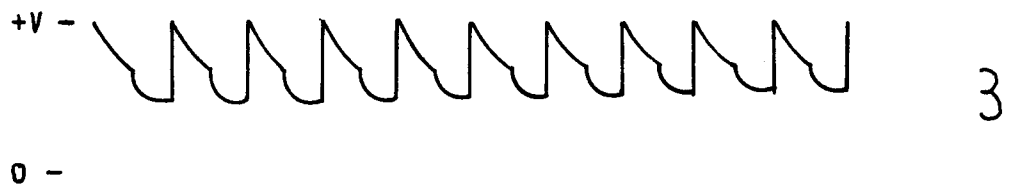
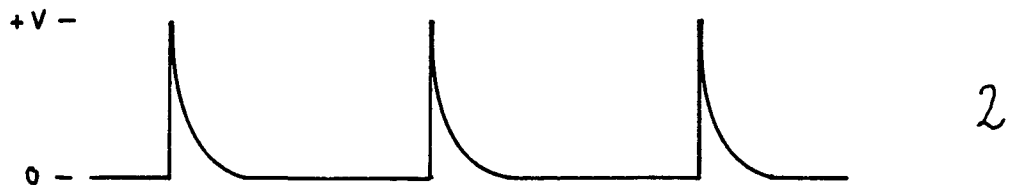
El segundo filtro está íntimamente ligado a éste, ya que deja pasar la parte positiva de estos pocos. Su forma es:



Fasómetro. Sistema medidor.

bastante simple, pero su resistencia influirá en el del filtro paso alto anterior.

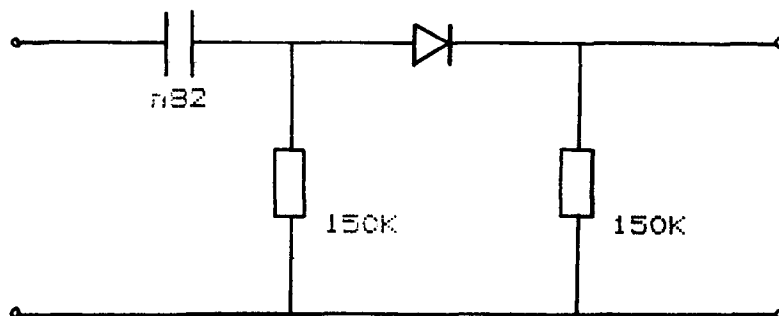
La frecuencia de la señal de entrada a ambos filtros, para la finalidad de este proyecto, debe abarcar todo el margen de audio, es decir, de aproximadamente 20 Hz a 20 KHz, barrido con el que se obtienen aproximadamente las siguientes formas de onda:



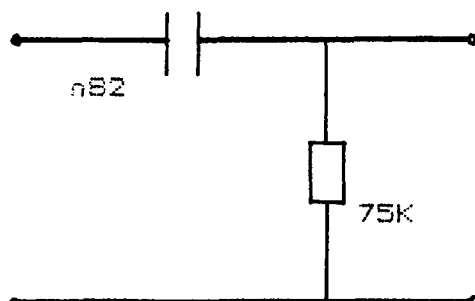
Fasómetro. Sistema medidor.

1. Se atenúan incluso los picos debido a la alta carga a la que se ven sometidos por los filtros a bajas frecuencias de señal de entrada.
2. Para frecuencia algo mayores se aproxima al caso ideal deseado.
3. Para las frecuencias, la señal de salida se atenúa bastante, además no se tiene tiempo para efectuar la carga y descarga completa del condensador.

Así pues, el acondicionador del detector de paso por cero al flip-flop que se colocó fue:



el cual es equivalente en los momentos de conducción a:



Nota:

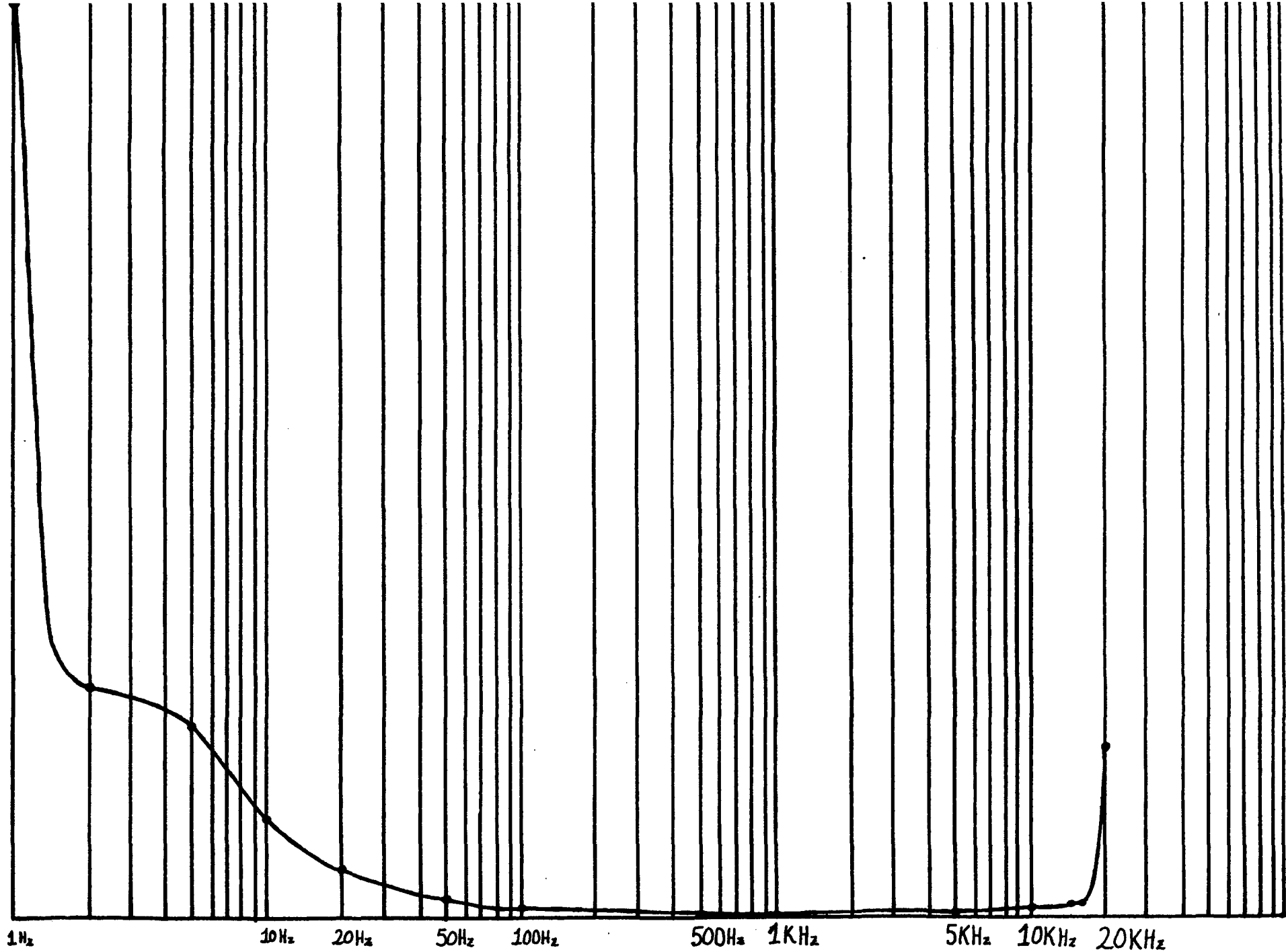
Para valores nominales del condensador más bajos

Fasómetro. Sistema medidor.

el filtro paso alto se hace más selectivo.

La calidad o mejor, la medida de las prestaciones dadas por este conjunto de filtros se expone en la siguiente tabla. Esta tabla indica los límites de sensibilidad del sistema de entrada, evaluados en el punto donde comienza a responder el flip-flop colocado a continuación y que es el que genera el impulso de duración igual al retardo.

f	Tensión mínima que hace fluctuar el flip-flop
1 Hz	7 Voltios
2 "	1.8 "
5 "	1.5 "
10 "	0.8 "
20 "	0.4 "
50 "	0.16 "
100 "	0.1 "
500 "	0.045 "
1 KHz	0.04 "
5 "	0.06 "
10 "	0.075 "
12 "	0.09 "
15 "	0.1 "
20 "	1.3 "



Fasómetro. Sistema medidor.

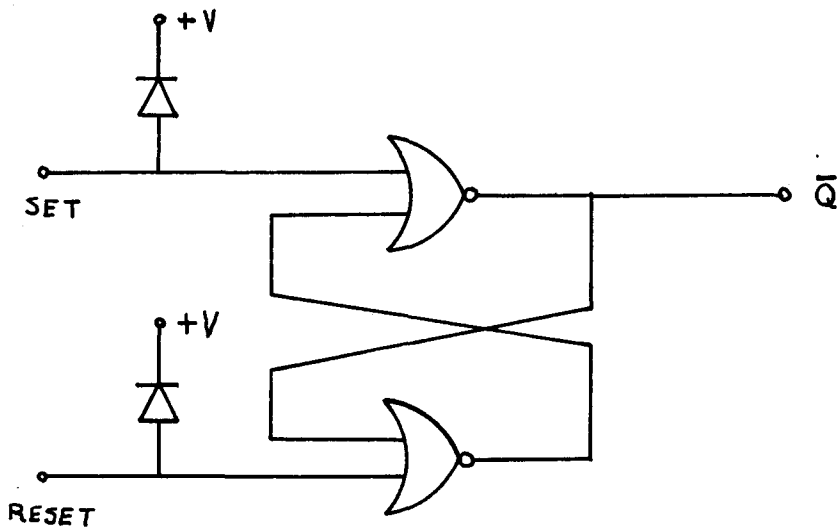
A partir de 25 a 28 KHz es incapar de medir nada, debido a las atenuaciones ya nombradas.

NOTA:

Al igual que en el bloque anterior se efectuó una modificación la cual todavía no se ha descrito, dará como resultado una mejora muy considerable de la señal a tratar. Por ello, fue factible la optimización del margen de trabajo por lo que se tubo que adaptar estos filtros para que puedan funcionar de una forma de mayor rendimiento, siendo más paso alto y con menos impedancia de entrada. La estructura de los filtros permanece pero los valores nominales de sus componentes consiguientemente fue modificada.

FLIP-FLOP.

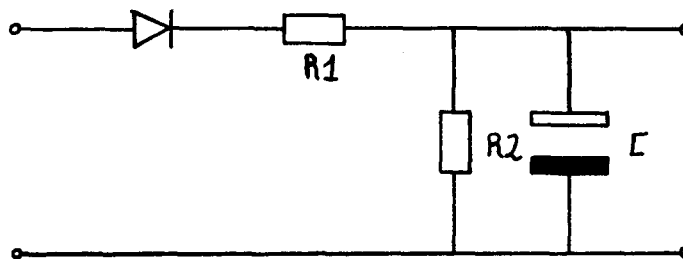
Puede ser cualquier tipo de báscula, en este caso con tecnología CMOS para compatibilizar con las tensiones de alimentación del sistema.



Dada la extrema delicadeza de dichas puertas o configuración se colocan unos diodos a la entrada que evita que se introduzcan sobreimpulsos que dañen dicha báscula.

FILTRO PASO BAJO.

Es el que evalúa los tiempos de retardo de una forma continua. El elegido es:



que a la vez es un atenuador de señal.

Notese que a la entrada de dicho filtro está colocado un diodo dispuesto de manera que evita que circule una corriente muy grande proveniente de la descarga del condensador y que busca la masa a través de las puertas CMOS; ello al igual que antes nos asegura unas condiciones de trabajo para las puertas de tecnología CMOS relativamente ideales e independientes. En realidad evita una realimentación dañina.

Análisis del filtro paso bajo:

Fasómetro. Sistema medidor.

$$G = \frac{R_2 // \frac{1}{j\omega C}}{R_1 + \left(R_2 // \frac{1}{j\omega C} \right)}$$

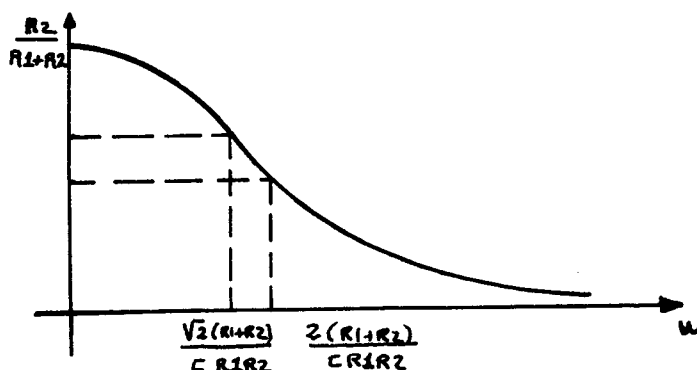
$$G = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + j\omega C R_1 R_2}$$

$$|G| = \frac{R_2}{\sqrt{(R_1 + R_2)^2 + (\omega C R_1 R_2)^2}}$$

Función que se demuestra que para $\omega > 0$, para valores de frecuencia que se pueden dar en la realidad, es siempre decreciente. Su máximo es para $f = 0$, con lo que dicha función pasa a tener un valor de $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$. La frecuencia para obtener una ganancia 3 dB por debajo de ese valor

máximo es $\frac{\sqrt{2} (R_1 + R_2)}{C R_1 R_2}$ y 6 dB por debajo $\frac{2 (R_1 + R_2)}{C R_1 R_2}$.

Gráficamente:



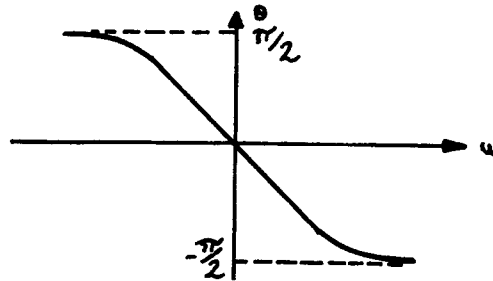
Por otro lado su respuesta en fase verifica la siguiente

Fasómetro. Sistema medidor.

ecuación:

$$\theta = \text{arc tg} \frac{\omega C R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

que teóricamente corresponde a la curva:



que no produce distorsión de fase. Así pues, teóricamente el retardo del circuito es el mismo para cada frecuencia.

MODIFICACIONES.

Como ya se ha indicado, el principal problema para que el dispositivo funcione perfectamente en márgenes de frecuencia más amplios es la pérdida de frecuencias altas en la conformación de los pulsos o señal digital de la salida de los detectores de paso por cero. Ello se debe fundamentalmente a la característica de "slew rate" del amplificador TL084 optado para la implementación del bloque.

Sin embargo, también en baja, eso sí, muy baja frecuencia existe otro problema, se necesita mucha amplitud de señal para que el flip-flop funcione, ello se debe a la atenuación que produce los filtros acondicionadores de detectores de paso por cero a flip-flop que son filtros paso alto y consecuentemente, toda señal de frecuencia muy baja la atenúa y bastante.

Ambos problemas son solucionados optando la siguiente configuración:

Fasómetro. Sistema medidor.

Ahora se describirá en que consisten estas modificaciones indicando las características de estas nuevas configuraciones:

A. y b. Ya han sido vistas y estudiadas.

C. Inversor de ganancia +100 dB, de offset de entrada bajo y alta impedancia de entrada para la reducción de ruido. Si se remite a los apendices se verá que en las características del TL084 se indica que es un amplificador operacional de entrada J-FET y consiguientemente de Zi alta y un offset bajo .

D. El nA 318 tiene un offset de entrada muy alto pero posee un ancho de banda y un "slew rate" muy grande y útil para el fin que se persigue. El bloque es un "trigger" conformador de pulsos de más-menos 15 voltios de amplitud que se dispara a un nivel de 2 voltios que corresponden realmente a un nivel de aproximadamente 20 milivoltios de la señal inicial de entrada, que se conforma.

Nota:

Slew-rate del inversor previo con TL084 = 13 V / seg.; eso implica que invierte un tiempo de aproximadamente $2 * 1 / 13$ seg. = 0.15 seg. en generar un flanco.

Eso implica que no distorsiona la conformación, o mejor la

Fasómetro. Sistema medidor.

información de la señal que llega al bloque conformador para frecuencias menores de 6M5 hercios.

El conformador dará una señal que irá de -15 voltios a +15 voltios cuando detecta un paso por los 2 voltios. Si su "slew rate", el del A318 es de 50 V/seg. . Luego conforma relativamente bien hasta una frecuencia

$$\left(\frac{1}{30 * (1/50)} \right) = 1M6 \text{ hercios.}$$

Estas cifras se reducen enormemente en la realidad ya que se ha supuesto que el "slew rate" de un bloque coincide con el del amplificador operacional que utiliza.

E. Filtro paso alto y de señal positiva muy selectivo (cuyo condensador tiene un valor nominal bajo) y de impedancia de entrada menor (de R menor).

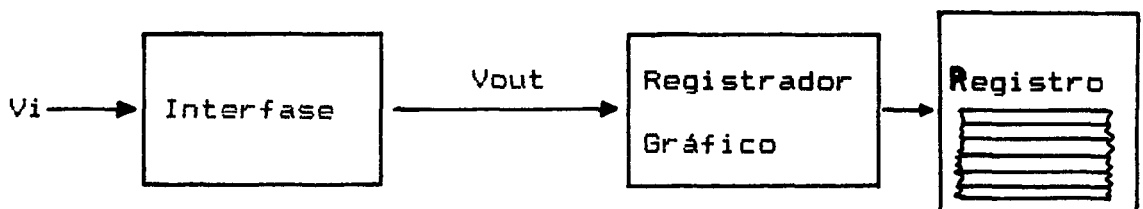
5.2

ACONDICIONADOR Y SISTEMA DE
REPRESENTACION ANALOGICO.

Analícemos lo que tenemos por el momento; por un lado una señal, la obtenida a la salida del filtro paso bajo de la etapa anterior cuya amplitud varía linealmente con el desfase existente entre las dos señales; y por el otro lado un sistema de representación personificado en el Registrador Gráfico de Brüel, el cual sólo admite como entrada, o mejor, su sistema de registro es sólo en decibelios. Así pues, lógicamente se ve obligada la existencia de un interfase electrónico entre ambos bloques, que sería un conversor de señal lineal a señal exponencial para una representación lineal en papel.

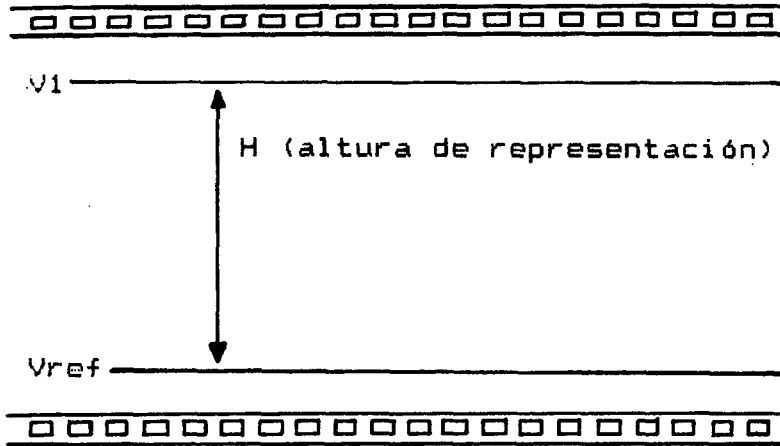
Si nos vamos al apartado donde se describe al Registrador Gráfico, vemos que éste representa no la señal V_i (la señal de entrada) sino $20 \text{ Log } \frac{V_i}{V_o}$, y todo ello si entre V_i y V_o hay una diferencia menor o igual de 50 dB y siempre y cuando V_i sea mayor o igual a V_o .

Así pues, el interfase tendrá la función:



Acondicionador y S. A.

Se sabe que en el papel del registro:



Siempre existirá una distancia de 50 dB dadas las características del POTENCIOMETRO de RANGO intercambiable ZR005 de 50 dB logarítmico, y a la posición del POTENCIOMETER RANGE a 50 dB, por lo que se verificará siempre que:

$$50 = 20 \text{ Log } \frac{V1}{Vref}$$

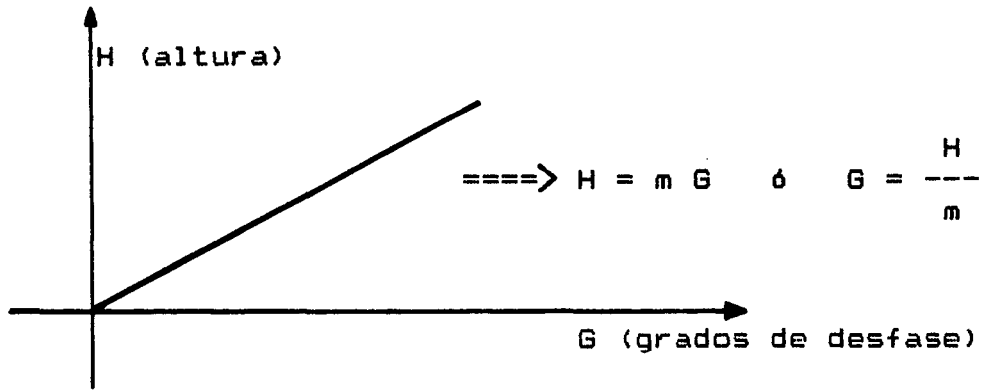
También se verificará en cada instante o registro que:

$$H = 20 \text{ Log } \frac{Vout}{Vref}$$

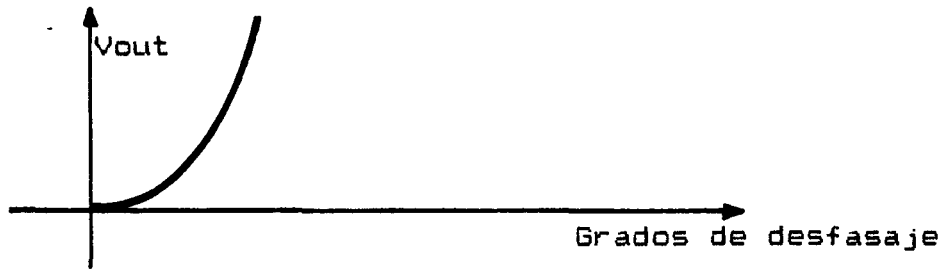
o bien:

$$Vout = Vref * 10^{H/20}$$

además una de las premisas a tener en cuenta es que queremos una representación lineal:

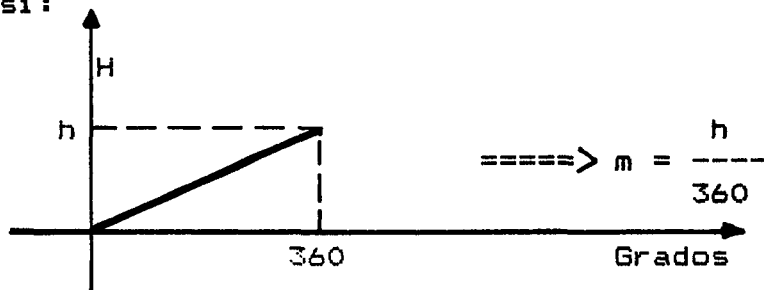


y por lo que se tendrá que dar lugar a un suministro de tensión de la forma:



$$V_{out} = V_{ref} * 10^{\frac{mG}{20}}$$

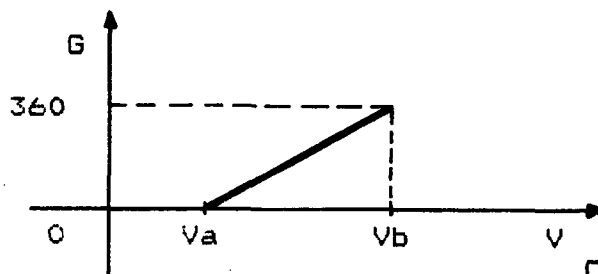
donde si:



Por mayor simetría y facilidad, luego a la hora de representar e interpretar el desfase en cada punto, dadas las divisiones verticales del papel, se toma $h = 40$ dB.

$$V_{out} = V_{ref} * 10^{\frac{(40/360) * G}{20}} = V_{ref} * 10^{0.003 G}$$

Bueno, ya que se ha analizado la señal matemática a proporcionar al Registrador, analicemos lo que disponemos a la salida de lo ya implementado:



CONDENSADOR ó

FILTRO PASO BAJO

$$\text{=====> } G = m \cdot V$$

Luego la función de transferencia del interfase tendrá que ser:

$$V_{out} = V_{ref} * 10^{0.005 * (360/V_b) * V_c}$$

o bien:

$$V_{out} = K V_{ref} * 10^{0.005 * (360/V_b) * V_c}$$

ya que se pueden modificar las tensiones nominales que se pueden registrar moviendo los diales o interruptores INPUT POTENTIOMETER e INPUT ATTENUATOR.

De todo ello se desprende que se habrá de diseñar un amplificador exponencial tal que su valor máximo a su salida sea:

$$V_{out \max} = K_1 * 10^2$$

Acondicionador y S. A.

y su valor mínimo:

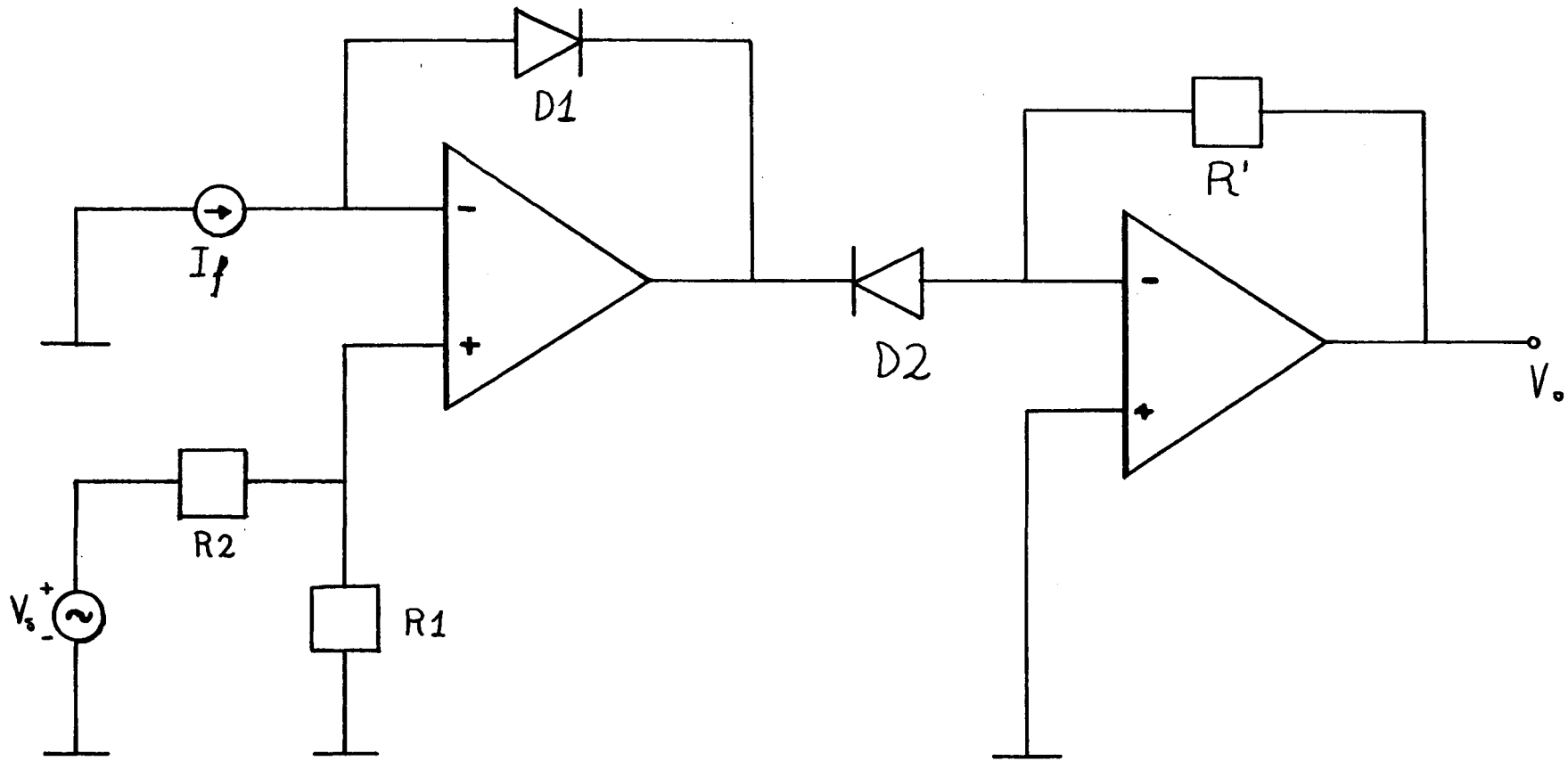
$$V_{out\ min} = K \cdot 10^0 = K$$

=====> Un amplificador exponencial de $20 \text{ Log}_{10} = 40$ decibelios.

Circuito práctico:

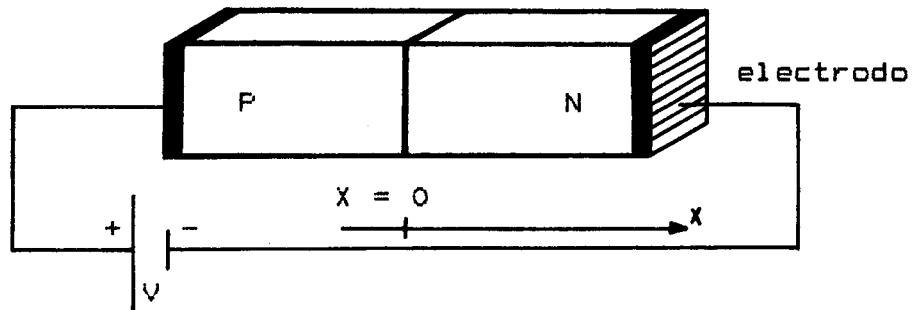
Uno de los posibles circuitos que pueden realizar esta función de amplificador exponencial puede ser el que se presenta en la página siguiente.

Antes de explicar su funcionamiento, recordemos algunas de las características de los diodos de unión, las cuales van a ser el fundamento básico para el funcionamiento exponencial del circuito.



1. Corriente total que circula por un diodo.

Dado el diodo:



La corriente de difusión de los huecos en la región N en $x = 0$, es decir, la corriente de huecos que atraviesa la unión hacia el lado N es:

$$I_{pn}(0) = \frac{A q D_p F_{n0}}{L_p} (e^{V/V_t} - 1)$$

Donde:

A: Sección transversal de la barra que constituye la unión.

q: Carga de un electrón 1.6×10^{-19} Coulomb.

D_p : Constante de difusión de los huecos; en $m^2/seg.$

F_{n0} : Concentración de huecos en el lado N, estando el diodo sin polarización exterior.

L_p : Longitud de difusión para los huecos.

V: Tensión de polarización del diodo.

V_t : Potencial equivalente de temperatura. Verifica que

$$\frac{D_p}{U_p} = \frac{D_n}{U_n} = V_t$$

donde:

$V_t * U_p = D_p =$ Constante de difusión de huecos.

$V_t * U_n = D_n =$ Constante de difusión de electrones.

Análogamente la corriente de difusión de electrones en la región P es:

$$I_{np}(0) = \frac{A q D_n N_p 0}{L_n} (e^{V/V_t} - 1)$$

Luego en $X = 0$, la corriente total será:

$$I = I_{pn}(0) + I_{np}(0)$$

pero como la corriente es la misma a lo largo de un circuito en serie, I es independiente del eje o parametro X , por lo que la corriente de un diodo será:

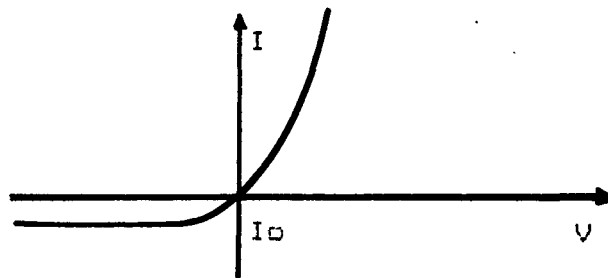
$$I = I_0 (e^{V/V_t} - 1)$$

Ecuación válida para $V > 0$ (polarización directa) y para $V < 0$ (polarización inversa). Para polarización inversa (V negativo), $I \rightarrow I_0$ que es la corriente inversa de saturación.

Ahora bien, debido a la existencia de la región de transición y a la existencia de cargas en ésta, esta ecuación se modificará multiplicando V_t por el factor η de valor aproximadamente 1 para pequeñas corrientes y 2 para grandes corrientes, dependiendo además del material con que esté hecho el dispositivo.

2. Característica tensión-corriente

Si $I = I_0 (e^{\frac{V}{\eta V_t}} - 1)$, un valor positivo de I significa que la corriente circula del lado P al lado N. El diodo está polarizado en el sentido directo si V es positivo, indicando que el lado P de la unión es positivo respecto al N. Cuando V es positivo y varias veces superior a V_t , en la ecuación puede despreciarse el 1. Gráficamente:



Si despreciamos el 1, también se verificará:

$$\begin{aligned} \text{Log } I &= \text{Log } I_0 (e^{\frac{V}{\eta V_t}}) = \text{Log } I_0 + \frac{V}{\eta V_t} \text{Log } e \\ \text{Log } I &= 0.434 \frac{V}{\eta V_t} + \text{Log } I_0 \implies V = \frac{\eta V_t}{0.434} (\text{Log } I - \text{Log } I_0) \end{aligned}$$

Por lo que podemos obtener la conclusión que interesa, la tensión de polarización de un diodo es función del logaritmo decimal de la corriente que circula por el dispositivo.

3. Dependencia de la característica V/I con respecto a la temperatura.

Es un factor que aparentemente tiene gran importancia en el diseño.

La función tensión-corriente contiene implícita la temperatura en los símbolos V_t e I_o . De hecho:

a)

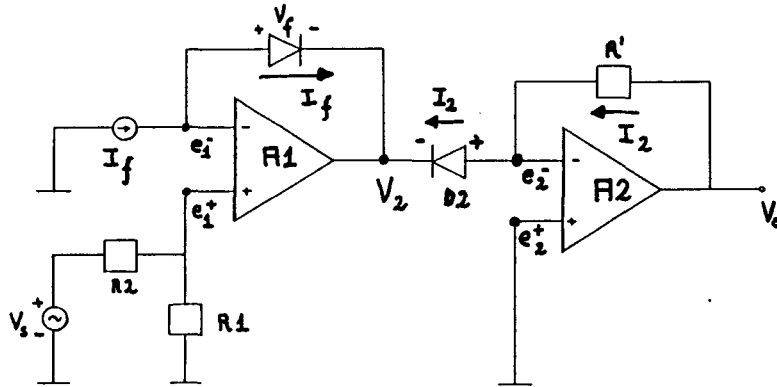
$$V_t = \frac{KT}{q} = \frac{T}{11.600}$$

T siempre se refirirá a la temperatura pero siempre expresada en grados Kelvin.

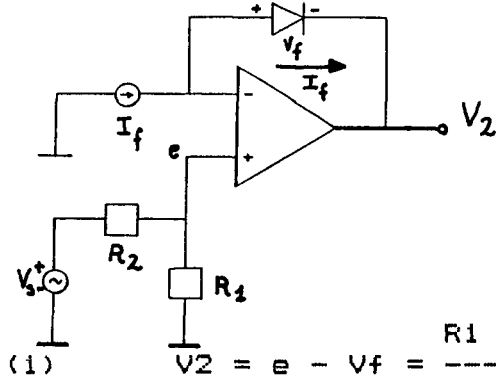
K es la constante de Boltmann expresado en Joule por grado Kelvin.

Teóricamente I_o varía respecto de la temperatura en los diodos comerciales aproximadamente 8%/°C para los de silicio y 11%/°C para los de germanio. Sin embargo, en la práctica esta dependencia se evalúa aproximadamente en un 7%/°C tanto en el silicio como en el germanio debido a las no idealidades físicas de un diodo real.

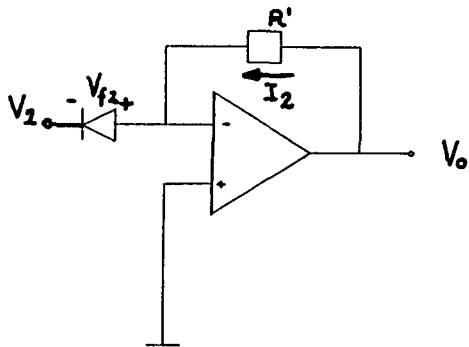
Después de este repaso se explicará el funcionamiento del circuito:



Suponiendo los componentes ideales: $e_{1-} = e_{1+}$ y $e_{2-} = e_{2+}$; y además suponiendo que los diodos son idénticos.



(1)
$$V_2 = e - V_f = \frac{R_1 V_s}{R_1 + R_2} - \frac{\eta V_t}{0.434} (\text{Log } I_f - \text{Log } I_0)$$



(2)
$$V_0 = \text{MASA} + I_2 R' = I_2 R'$$

$$(3) \quad V_2 = -V_{f2} = - \frac{\eta V_t}{0.434} (\log I_2 - \log I_0)$$

De (1) y (3) se obtiene:

$$\frac{R_1 V_s}{R_1 + R_2} - \frac{\eta V_t}{0.434} (\log I_f - \log I_0) = - \frac{\eta V_t}{0.434} (\log I_2 - \log I_0)$$

$$\frac{R_1 V_s}{R_1 + R_2} = \frac{\eta V_t}{0.434} (\log I_f - \log I_2) = \frac{\eta V_t}{0.434} \log \frac{I_f}{I_2}$$

de (2) se obtiene:

$$I_2 = \frac{V_0}{R'} \implies \frac{R_1 V_s}{R_1 + R_2} = \frac{\eta V_t}{0.434} \log \frac{I_f R'}{V_0}$$

$$\frac{R_1 V_s}{R_1 + R_2} \frac{0.434}{\eta V_t} = \log \frac{I_f R'}{V_0}$$

$$10 \quad \frac{R_1 V_s}{R_1 + R_2} \frac{0.434}{\eta V_t} = \frac{V_0}{I_f R'} \implies$$

$$V_0 = R' I_f 10^{\frac{0.434}{\eta V_t} \frac{R_1 V_s}{R_1 + R_2}}$$

De esta última expresión debemos de saber que:
 R_1 , R_1 y R_2 son resistencias que aparecen en el circuito.
 I_f es el valor nominal de la corriente suministrada por la fuente de corriente constante.

η es una constante para los diodos de silicio cuya existencia se debe al fenómeno de generación de portadores y su recombinación en la región de la carga de espacio. Su valor es proximo a 2 para corrientes pequeñas y 1 para corrientes grandes.

V_t es el potencial equivalente de temperatura y su valor es

$$V_t = \frac{T \text{ (en grado kelvin)}}{11.600} \text{ en unidades internacionales}$$

Si queremos un amplificador de 40 dB se ha de verificar que el exponente es constante respecto de la temperatura.

Evaluación del error que se comete debido a la fluctuación de la temperatura.

Interesa sólo el exponente de la función de transferencia del circuito:

$$-\frac{0.434}{\eta V_t} \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_s$$

Acondicionador y S. A.

$$\frac{0.434}{\eta T / 11.600} \frac{R1}{R1 + R2} V_s$$

$$\frac{1}{T} \frac{0.434 * 11.600}{n} \frac{R1}{R1 + R2} V_s$$

y si:

$$\eta = 2 \text{ (silicio)}$$

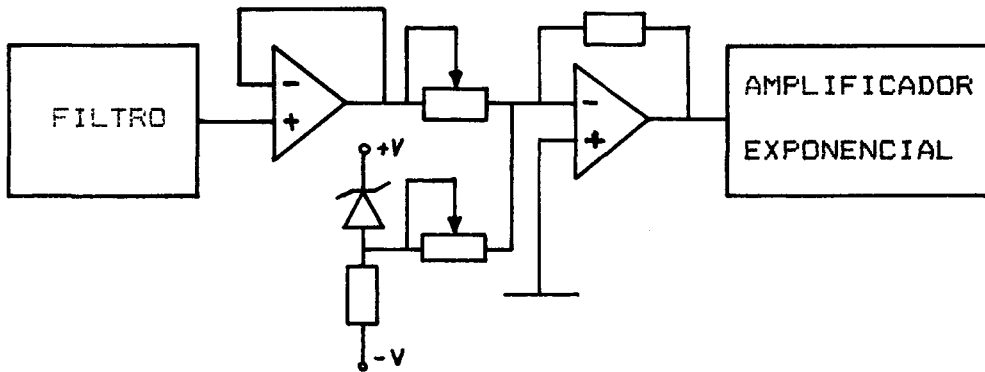
$$R1 = 680$$

$$R2 = 5K1$$

Para una fluctuación de la temperatura de 15°C la variación de ese exponente es tan sólo del 5.09% . En realidad la fluctuación será menor ya que el encapsulado de tales diodos hacen que la temperatura de la unión sea en cierta forma menos dependiente de la temperatura ambiente. Además, si optamos por ponerles unos pequeños disipadores quedará prácticamente patente que dicho efecto no repercute en el amplificador exponencial.

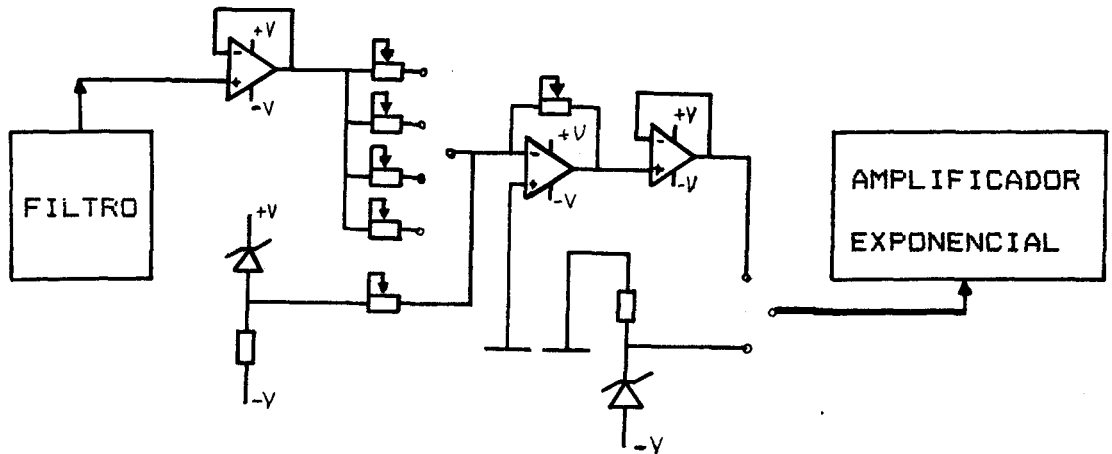
Ahora bien, la señal V_s que se le inyecta al amplificador logarítmico deberá de estar acondicionado para que reúna los requisitos de margen dinámico con el que responde la etapa a la cual ataca y además debe de ser una combinación lineal de la señal obtenida del filtro paso bajo (evaluador de nivel continuo) que se halla a la salida de la etapa llamada fasómetro. Es decir, hay que cambiar el signo

de la señal que sale del filtro y disminuir su margen dinámico. El circuito diseñado para llevar ello a cabo es:



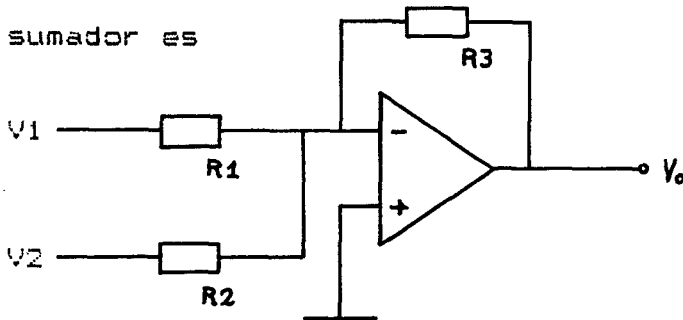
Pero dispuesto así nos daría una representación fija e inflexible; recordemos que el soporte físico de la representación analógica es un papel de donde solamente aprovechamos su margen de 0 a 40 dB para introducir una representación recíproca de grados de 0 a 360. Para circuitos con grandes desfases puede resultar interesante, pero, por el contrario, normalmente no hay desfases de 270°, muy a lo más 180° y eso en circuitos algo extraños. Por ello, es interesante disponer de una o varias opciones para cambiar el margen de resolución, por ejemplo de 0 a 180°, de 0 a 90° y de 0 a 45°. Conseguirlo a partir de la estructura electrónica anterior es bastante sencillo, basta con poner cuatro resistencias alternativas en la posición de la resistencia de realimentación del sumador del gráfico anterior, es decir:

Acondicionador y S. A.



Recordemos que la función de transferencia de un

sumador es

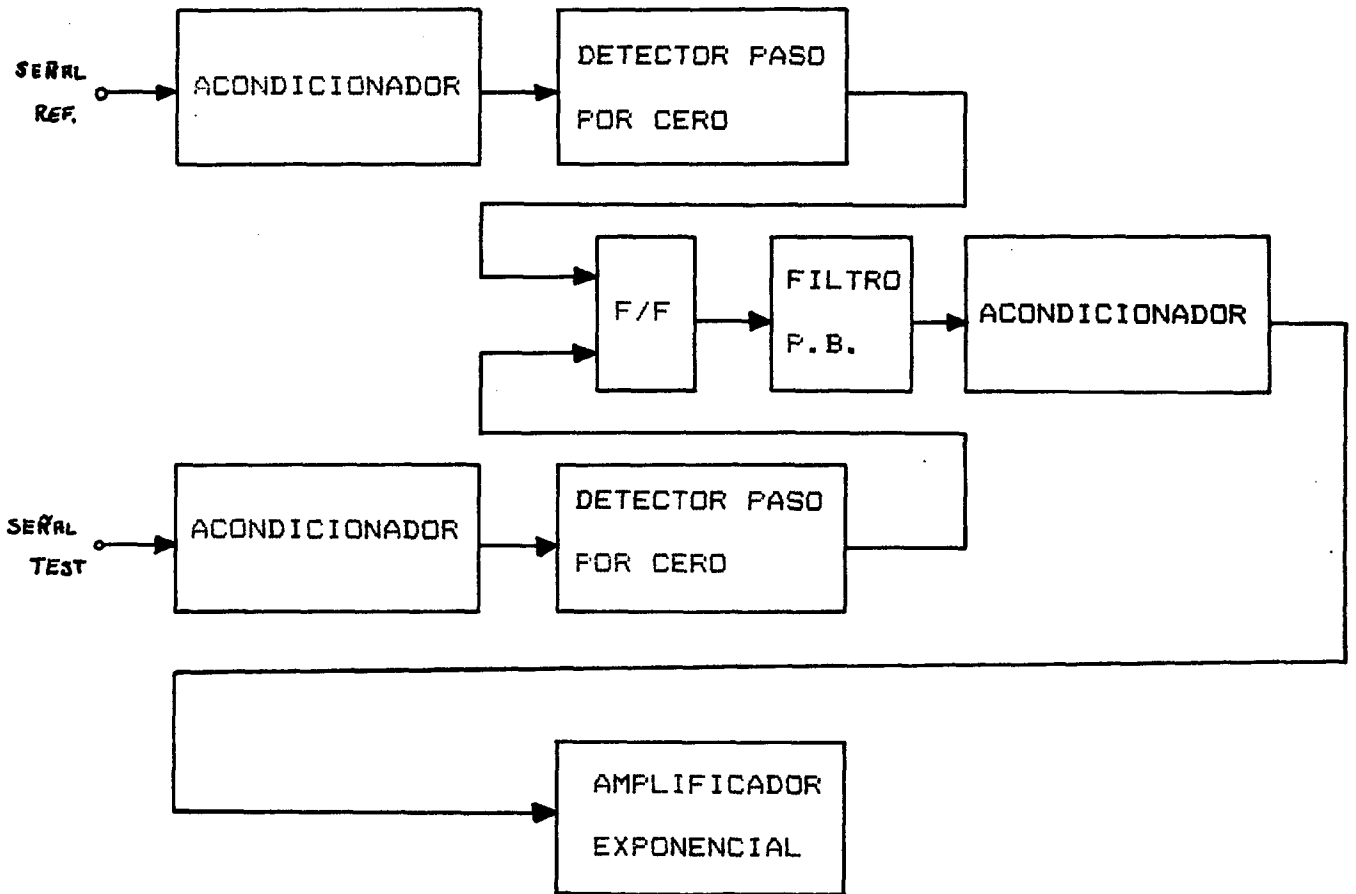


$$V_o = - \left(\frac{R_3}{R_1} V_1 + \frac{R_3}{R_2} V_2 \right)$$

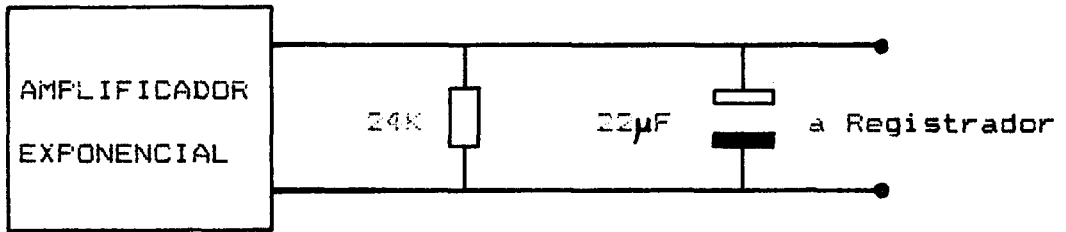
Por lo que con la elección de una de las resistencias ponderadas anteriores se consigue una resolución doble, triple y cuádruple.

En resumen, el dispositivo medidor de fase, en un diagrama de bloques consiste en:

Acondicionador y S. A.



Teóricamente ahora bastaría unir la salida del amplificador exponencial con la entrada del Registrador pero si lo hacemos se vemos que se introduce una señal de alta frecuencia que modula la salida en continua del amplificador exponencial cuya aparición puede deberse a una mala adaptación de impedancias entre ambos equipos. Para evitarla se podría disponer de un circuito que realice dicha función pero resulta más económico y sencillo, colocar un filtro paso bajo que elimine dicho rizado molesto. El filtro es:



5.3

MONOTORIZACION PARA EL CONTROL DEL
DEL PAPEL DE REGISTRADOR.

M. para el control del P.

Esta parte del sistema está basada únicamente con la idea de interfasar el Analizador de Onda con el Registrador Gráfico. Así pues, se busca fijar unas señales normalizadas para monotorización del Registrador por medio de esta etapa, ganando dicho Registrador otra nueva norma para su control. El Registrador, por si solo, es capaz de mover el papel por medio de la inyección de rampas de voltajes en su conector X INFUT de +5 V a +20 V ó -5 V a -20 V. Ahora, y a través de esta etapa de monotorización, con una rampa de 0 a 5 V, recorrido que coincide con el generado por el Analizador de Onda Hewlet-Packard al hacer un barrido.

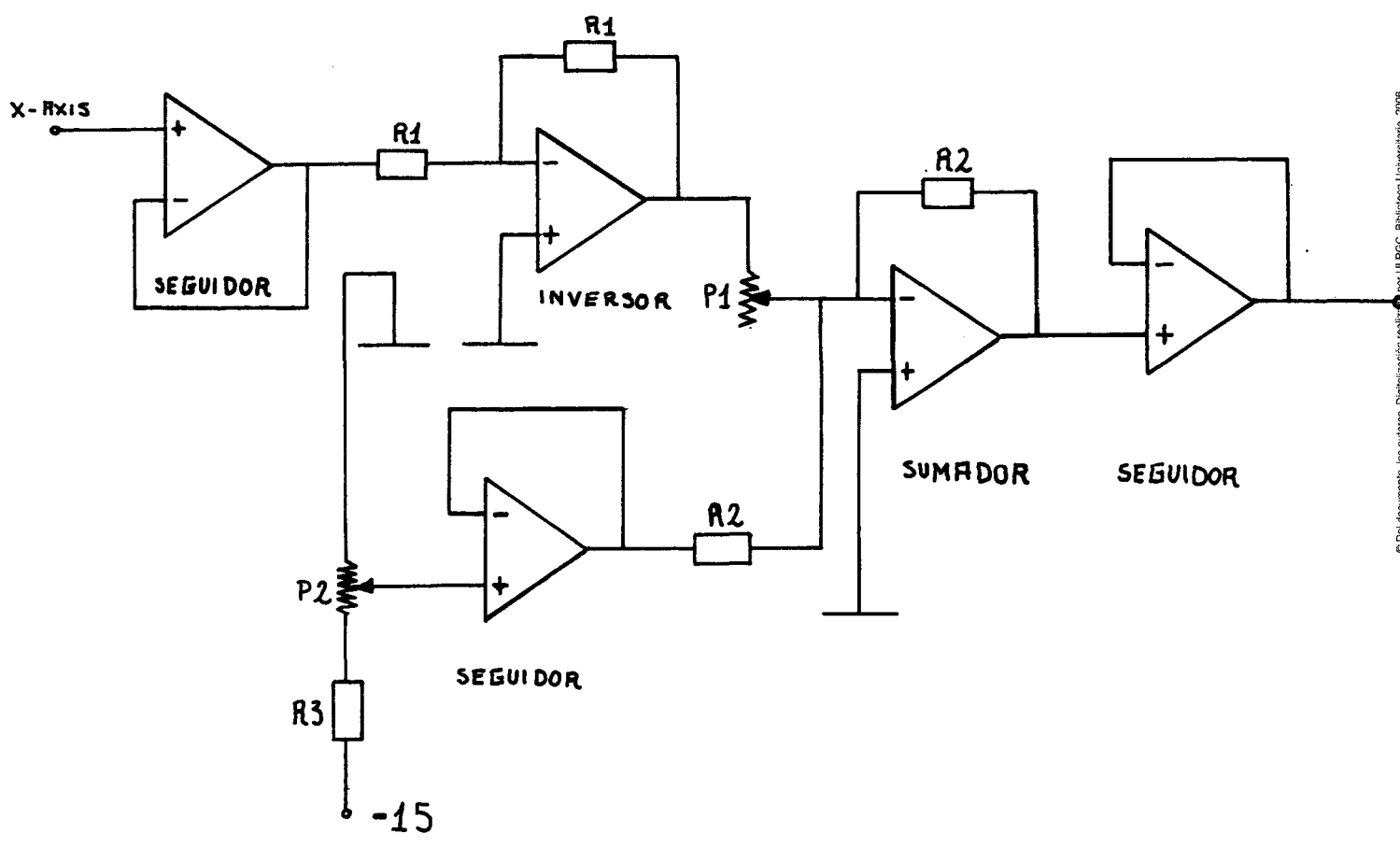
La idea es simple, convertir una rampa de voltaje en otra, pero con unos límites distintos. Visto esto hasta ahí, la ejecución o diseño de esta nueva etapa parece simple, bastaría con unos operadores analógicos basados en amplificadores operacionales, que se dispondrían como sumadores y amplificadores. Pero, aunque en teoría esto parece bastante viable, no lo es dadas las disponibilidades del mercado de dispositivos estandars, la carestía y la dificultad unos amplificadores operacionales capaces de

M. para el control del P.

proporcional tensiones de salida sobre los 20 voltios.

Dados estos condicionantes, se opta por otra solución ingeniosa y sencilla. Se puede generar las nuevas rampas pero con amplitudes mitad de las deseadas, y luego, llevar dichas rampas a un dispositivo doblador de tensión continua que no esté compuesto por amplificadores operacionales. Este dispositivo de nivel inferior en la electrónica analógica, puede ser visto como un circuito de "clamping", usados en la circuitería de televisión respondiendo en este caso perfectamente a las necesidades por la que se le precisa.

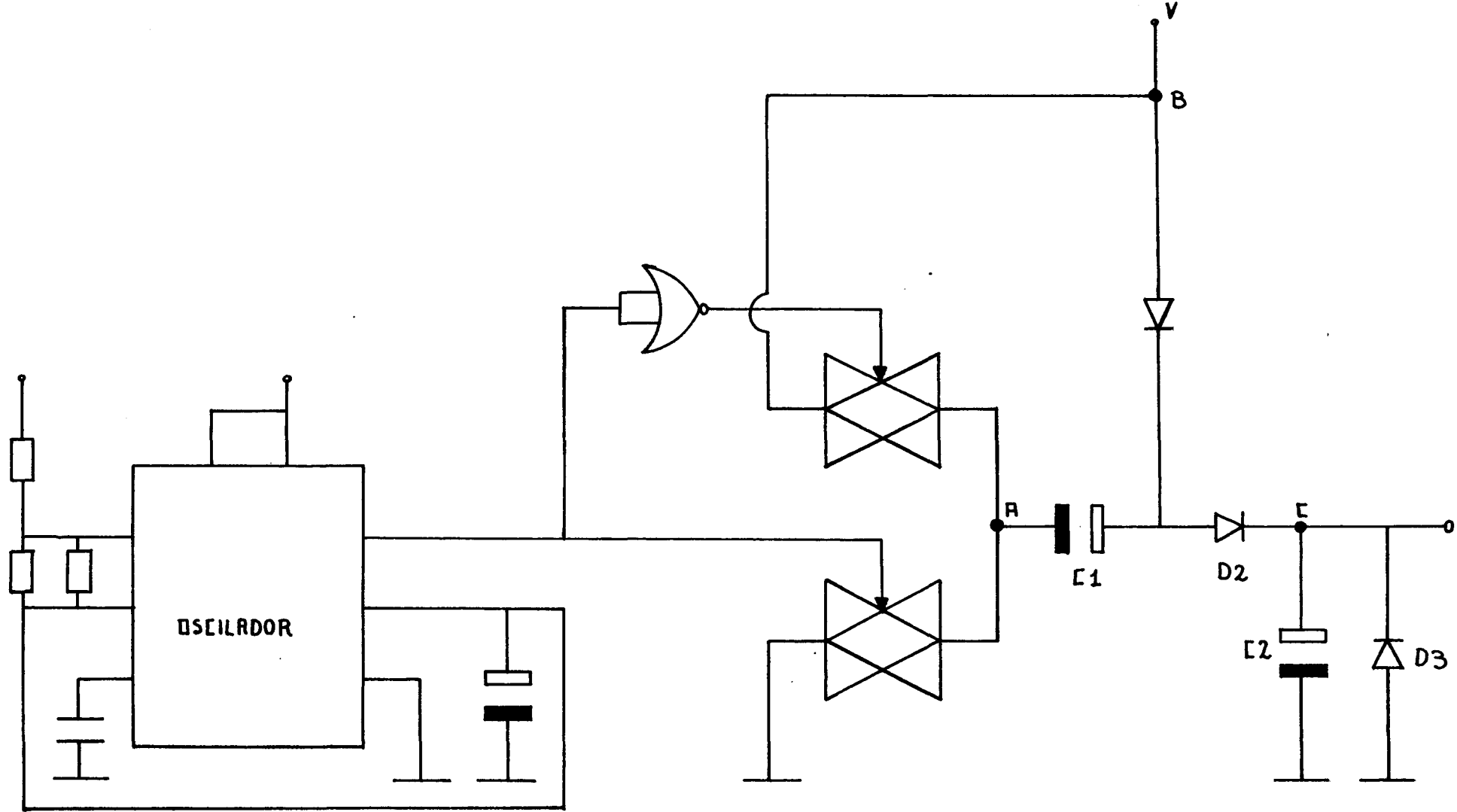
Respondiendo a esta filosofía la primera parte de esta etapa responde al siguiente gráfico:



M. para el control del P.

Su modo de operación es simple. Se le añade a la rampa proporcionada por el Analizador de Onda, una señal continua, variable manualmente, a la vez que se amplifica esta rampa inicial también variable manualmente y luego la señal resultante se bufera. Se realizan los ajustes y obtendremos lo que queríamos. Esta flexibilidad en los ajustes nos va a venir bastante bien debido a unos efectos a los que se verá sometido la segunda parte de esta etapa.

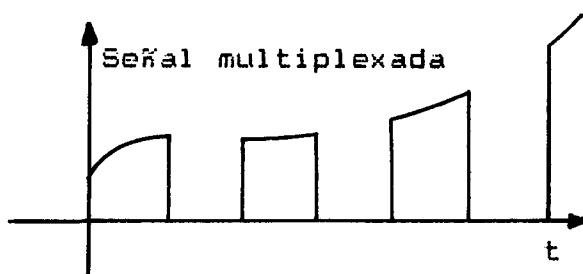
Refiriendonos ahora a esta segunda parte, su filosofía electrónica como circuito de "clamping" consiste en:



M. para el control del P.

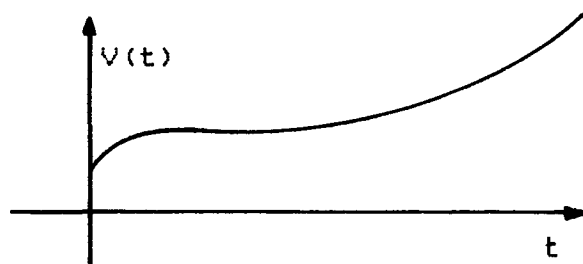
Un sistema oscilador hace que dos interruptores analógicos, alternativamente se vayan habriendo y cerrando dando en el punto A una señal que vamos a suponer variable en el tiempo $V(t)$ y de otra señal que siempre será masa.

En A:



El circuito tiene otra entrada, por el punto B, en el cual siempre estará la señal variable en el tiempo $V(t)$ nombrada anteriormente.

En B:



Cuando A está conectado a masa, los condensadores C_1 y C_2 se cargan a través de D_1 y, D_1 y D_2 respectivamente, a la tensión existente en el punto B. Cuando se ha producido la carga el oscilador debería hacer conmutar al sistema de conmutadores y hacer que en A exista la señal $V(t)$. A partir de ese momento, el condensador C_1 ,

M. para el control del P.

al tener en bornes una tensión de $V(t)$, tendrá por tanto su borne positivo a una tensión de $V(t) + V(t)$, es decir, si consideramos que $V(t)$ varía muy despacio en el tiempo, $2 * V(t)$. Esta tensión hace que el diodo D1 se ponga en inversa pero no el D2 ya que la tensión en el punto C es de $V(t)$, tensión que es la existente en bornes del condensador C2. Por esta razón C1 pierde parte de su carga a favor de C2, que incrementa la suya hasta el momento en el que las cargas existentes en C1 y C2, verificándose que $V(t) + V_{c1} = V_{c2}$ y verificándose también, en el intervalo de ciclo del

oscilador que $q_{c1} + q_{c2} = cte = \frac{V(t)}{C1} + \frac{V(t)}{C2}$

Si se verifica que $C1 = C2$ eso implica que cuando se llegue al regimen permanente:

$$V_{C2} \longrightarrow \frac{3}{2} V(t)$$

$$V_{C1} \longrightarrow \frac{1}{2} V(t)$$

A continuación, la salida del oscilador fluctúa, y fluctúa el estado de los interruptores. "A" se vuelve a colocar a masa, D1 se coloca en directa nuevamente por lo que se vuelve a cargar C1 a $V(t)$ simultaneamente D2 queda en inversa y conserva su carga C2. Cuando vuelve a fluctuar el oscilador, D1 en inversa, D2 en directa y C1 se descarga de

M. para el control del P.

nuevo hacia C2, hasta el momento en el que :

$$V_{C2} \rightarrow \frac{(3/2 + 2)}{2} V(t) = \frac{7}{4} V(t)$$

$$V_{C1} \rightarrow \left(\frac{(3/2 + 2)}{2} - 1 \right) V(t) = \frac{3}{4} V(t)$$

y así hasta que cuando el número de ciclos del oscilador tienda a infinito, la tensión en bornes de Vc2 tiende a 2 * V(t).

Vamos a acercarnos ahora a la realidad, se ha supuesto que V(t) varía muy despacio en el tiempo, si no es así la resultante de salida no será 2 * V(t), sino algo menor, por ello se debería introducir a la entrada de este circuito de "clamping" algo más que la mitad aritmética de la señal de monotorización.

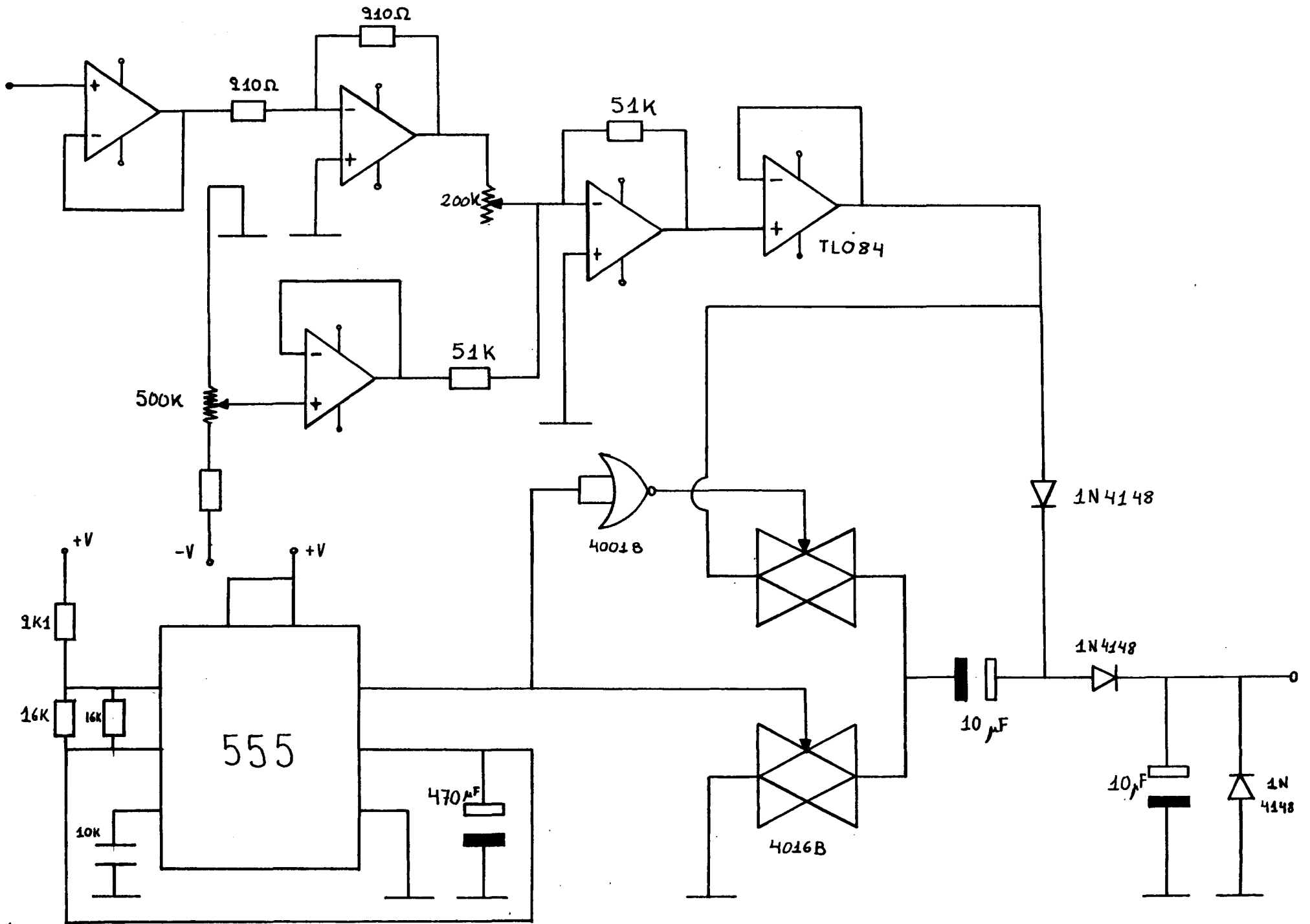
Otra consideración a tener en cuenta es el hecho de que el sistema tal como está, al añadir o acumular carga C2 sólo funcionaria para tensiones V(t) siempre crecientes. Cuando V(t) pase bruscamente a aproximadamente 2.5 voltios (tensión de inicio para el movimiento de 250 mm de papel), D2 permanece siempre en inversa durante bastantes intervalos de fluctuación del oscilador (cuando Vc2 por ejemplo al finalizar un barrido quedó a +20 voltios) por lo

M. para el control del P.

que C2 se descarga rápidamente por medio del diodo D3 y de la propia impedancia de entrada del conector de entrada X INPUT del Registrador Gráfico. Así pues el sistema de condensadores conjuga una carga rápida y una descarga rápida.

De todos modos el sistema funciona con señales $V(t)$ de frecuencias inferiores a 0.1 Hz, es decir, cuando el tiempo de barrido es mayor que 10 segundos aproximadamente y además hay que esperar entre barrido y barrido un mínimo de 4 segundos para que se descarge el condensador.

El circuito práctico, con su valores nominales utilizado es el siguiente:



5.4

MONOTORIZACION PARA EL CONTROL
REMOTO DE LAS PLUMAS.

M. para el control remoto de P.

Esta es la etapa más sencilla de todo el diseño. Básicamente consiste en activar unos relés en unos determinados instantes, cuando el sistema alcanza y supera unos determinados estados.

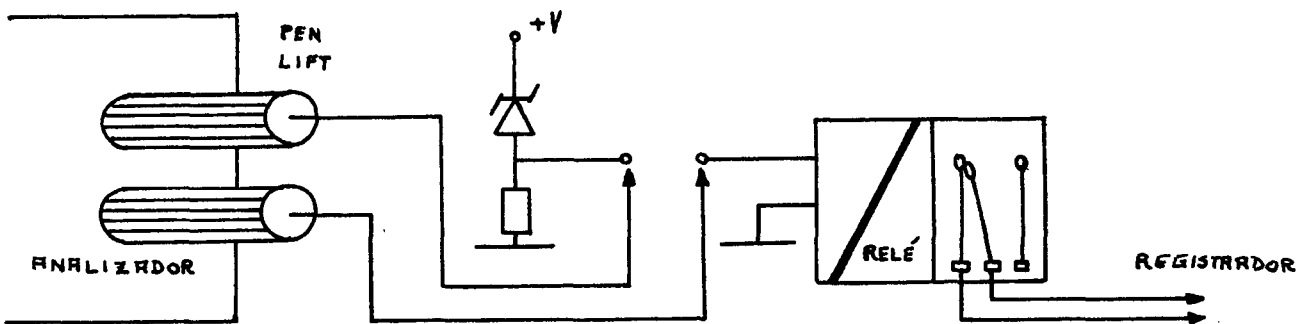
Las dos plumas que posee el Registrador son monitorizadas. Se monitoriza la subida y bajada de las plumas (las dos a la vez) y además el instante en el que la pluma de marcas realiza su función. Así pues el estudio de esta etapa es lógico dividirlo en dos:

La primera parte y más sencilla, consiste en activar o monitorizar la subida y bajada de las plumas. Se ha de reconsiderar que lo que se desea es que cuando se inicie un barrido, por ejemplo, bajen las plumas y el sistema efectúe el registro, y luego, al llegar al final del barrido, las plumas se levanten. Si se recuerda la sección 4.2, dedicada a la descripción del Analizador de Onda Hewlett-Packard podremos ver como dicho aparato posee dos conectores llamados PEN LIFT, los cuales se cortocircuitan cuando se está efectuando un barrido y cuando no se efectúa éste, los conectores quedan en circuito abierto. Por el otro lado, si se recuerda la sección 4.3

M. para el control remoto de P.

dedicada al Registrador Gráfico de Brüel & Kjær se ve que al unir el pin 6 con el pin 4 de su conector de REMOTE CONTROL se levantan las plumas, y al separar dichos pines, las plumas bajan sobre el papel.

Así pues, los dos dispositivos proporcionan y aceptan la información de efectuación de un barrido y de la no efectuación de éste por medio de unir o desunir dos pines determinados pero con una lógica inversa. A partir de esto un circuito que enlaza, corrige o compatibiliza los sistemas pueda ser:



diendo los dos terminales de salida a los conectores 4 y 6 de REMOTE CONTROL del Registrador.

El gráfico representa el instante en el que no se está en el circuito abierto y los conectores 4 y 6 de REMOTE CONTROL cortocircuitados. Cuando se efectúa el barrido, los conectores de PEN LIFT se cortocircuitan y los conectores 4 y 6 se quedan en circuito abierto.

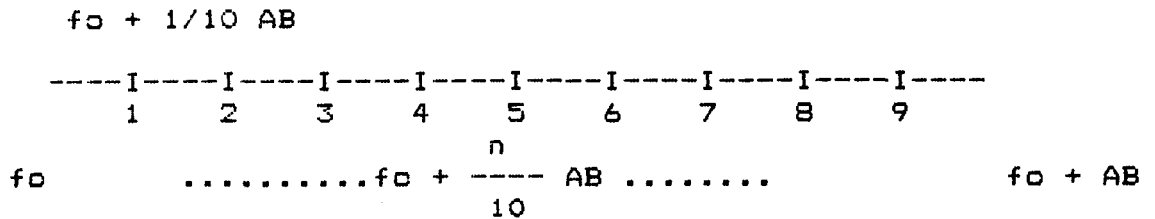
M. para el control remoto de P.

La segunda parte de esta etapa sigue siendo bastante sencilla pero en este caso más tediosa y repetitiva. Se refiere al sistema que coloca las marcas.

En principio lo que queremos es que el papel tenga unas indicaciones que informen de una forma más o menos precisa cual es la frecuencia para la que se consiguió una determinada respuesta. Para ello se han de hacer una serie de consideraciones. El barrido en frecuencia generado por el Analizador de Onda es lineal, luego no es factible el utilizar el papel normalizado y numerado de forma logarítmica suministrado con el equipo de Brüel. Así pues, nos vemos obligados a utilizar el papel que no tiene ninguna graduación en frecuencias, también suministrado con el equipo de Brüel. Ello en realidad también viene bien ya que el registro a hacer no siempre ha de ser entre los mismos márgenes de frecuencia ya que tanto la frecuencia inicial de barrido y el ancho del barrido generado son programables por el Analizador de Onda.

Ahora bien, cada registra tendrá una extensión sobre el papel sobre los 250 mm y nos interesaría tener dentro de ese trazo de papel unas referencias validas dadas las fluctuabilidades de las especificaciones del barrido. La norma optada consiste en poner una marca cada $1/10$ del barrido total, es decir, de forma gráfica:

M. para el control remoto de P.

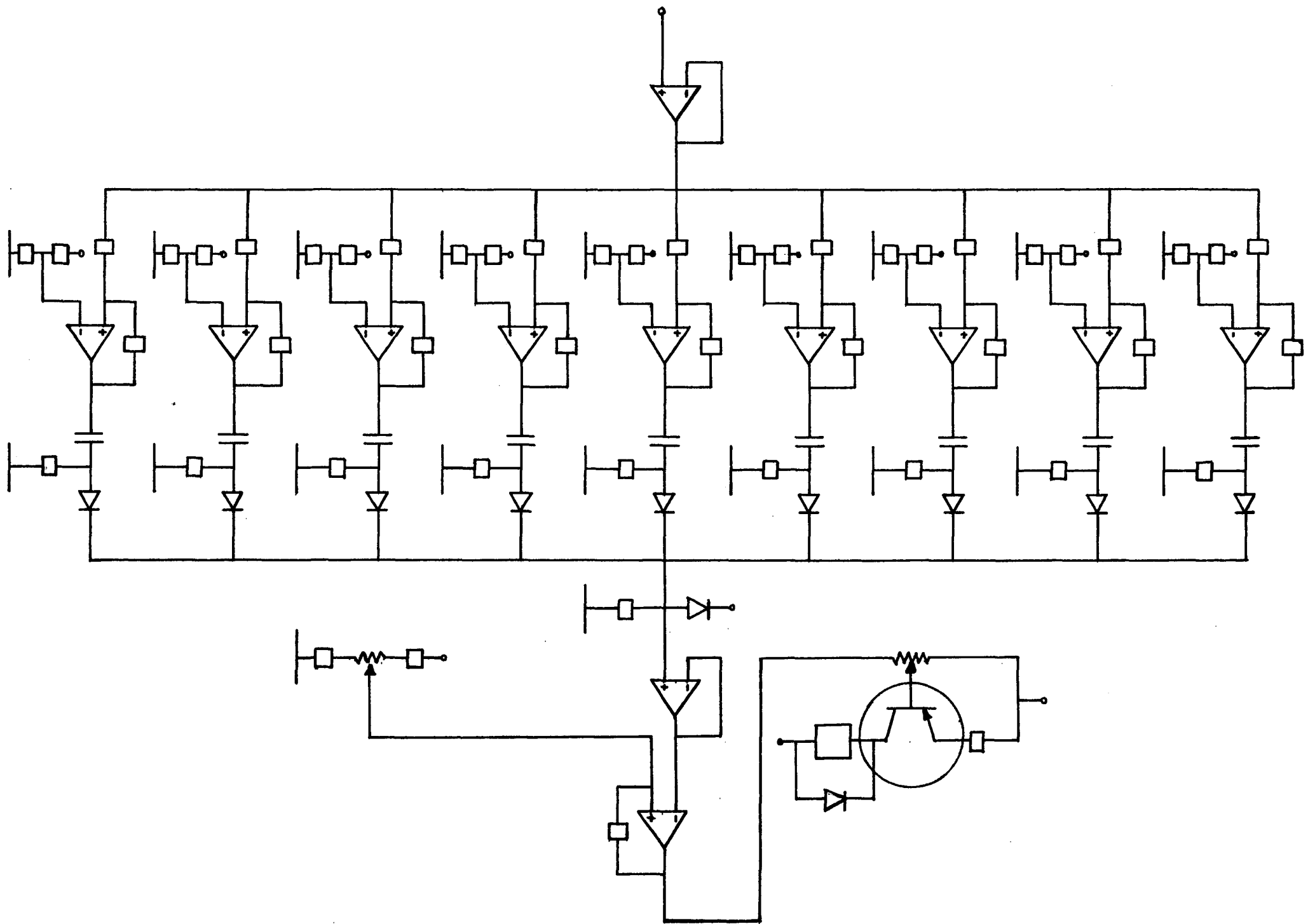


Luego, en total son 9 marcas a disponer.

Para saber en que instante se llegan a esas frecuencias $f_0 + \frac{n}{10} AB$ se aparte de la señal proporcionada por el Analizador de Onda de EJE X, que nos da una rampa de "0" a "5 voltios" que en cada instante nos está indicando la frecuencia relativa, dentro del barrido programado, que se está emitiendo por el conector llamado OUTPUT.

Teniendo esto claro el procedimiento es simple: tomar dicha señal y hacerla pasar por una serie de 9 disparadores o "Triggers" cuya tensión de disparo sea de $\frac{n}{10} * 5$ voltios, para n desde 1 a 9, y sus salidas que activen un relé que esté conectado a los pines 5 y 6 del conector REMOTE CONTROL del Registrador.

El circuito ya real tendría la forma:



M. para el control remoto de P.

Los "Triggers" utilizados para la detección de las frecuencias son idénticos a los utilizados en el sección 5.1 donde se explica su funcionamiento, y donde ahora sólo se han de modificar las resistencias R_{1i} y R_{2i} para fijar las tensiones de disparo. Con el sistema de filtraje y paso de la señal positiva tenemos una señal de un impulso muy discreto en el tiempo para cada detección, esos impulsos se unen y buferan previa protección ante la introducción de espureos y a la producción de corrientes transitorias en sentidos contraproducentes.

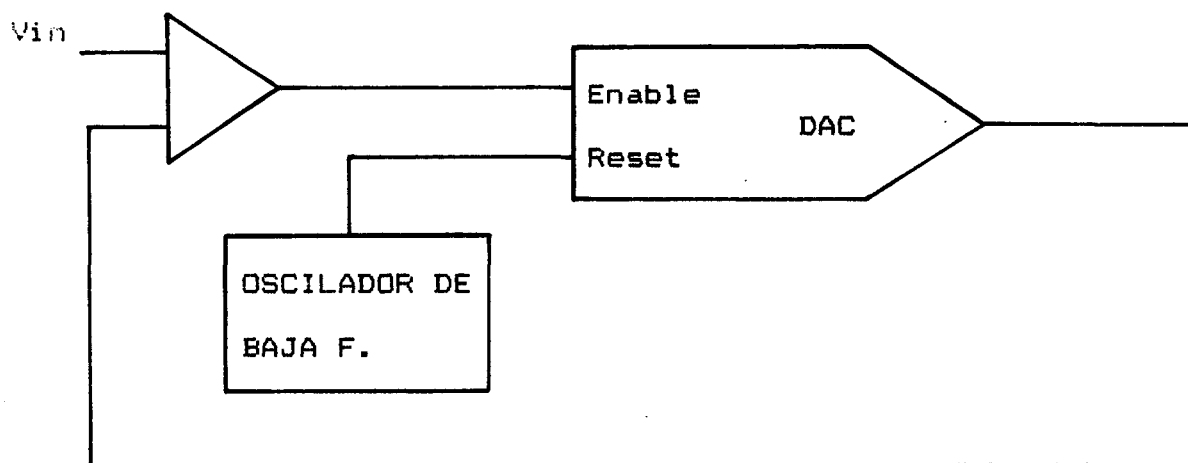
La señal resultante se acopla a un circuito transitorizado diseñado de tal forma que cuando se produzca un impulso a su entrada el transistor se sature y pase una tensión al relé que haga cortocircuitar las patillas adecuadas del conector REMOTE CONTROL del Registrador. Esta etapa transitorizada posee un diodo de protección al transistor situado en paralelo con el relé para evitar efectos contraproducentes en el transistor al querer la bobina del relé conservar en cada instante la misma corriente por su devanado.

3.5

SISTEMA DE REPRESENTACION DIGITAL
DEL DESFASE.

Consiste simplemente en un sencillo, aunque engorroso, convertidor analógico digital compatible con las tensiones que usa el resto de los módulos del dispositivo proyectado. Además está implementado con tecnología CMOS con fines a un bajo consumo, dado el gran número de chips entre MSI y LSI usados.

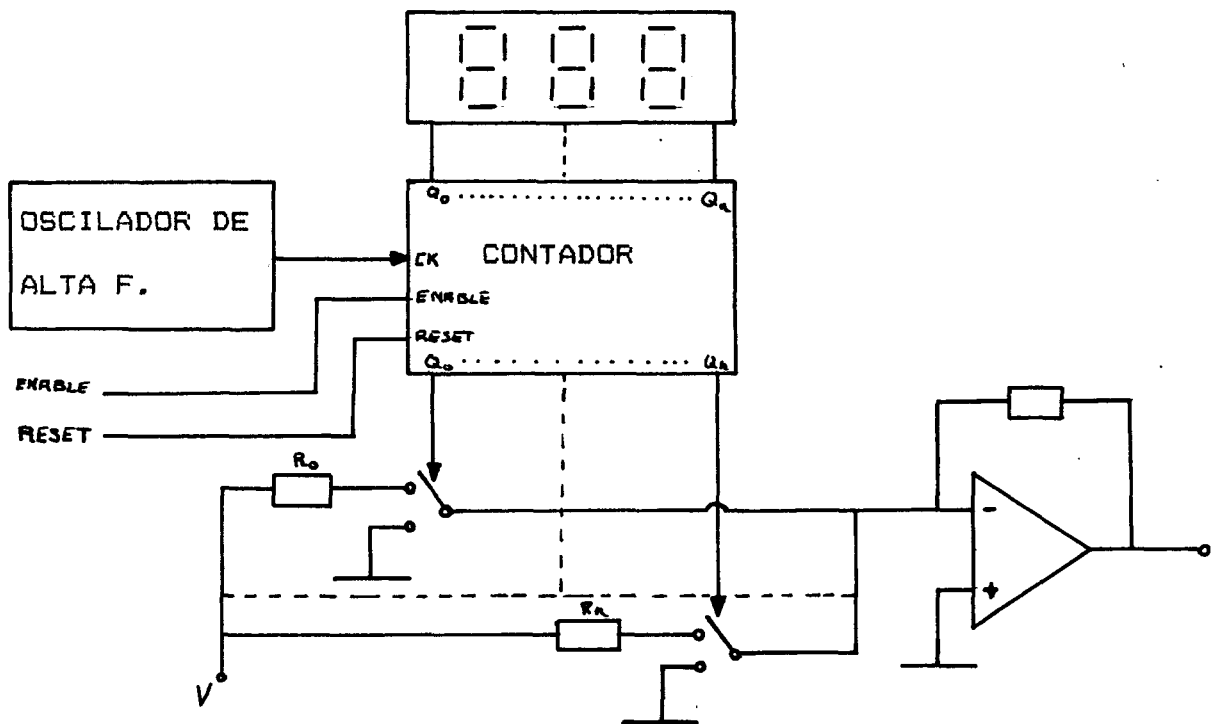
En una primera aproximación, el diagrama de bloques de este convertidor consiste en:



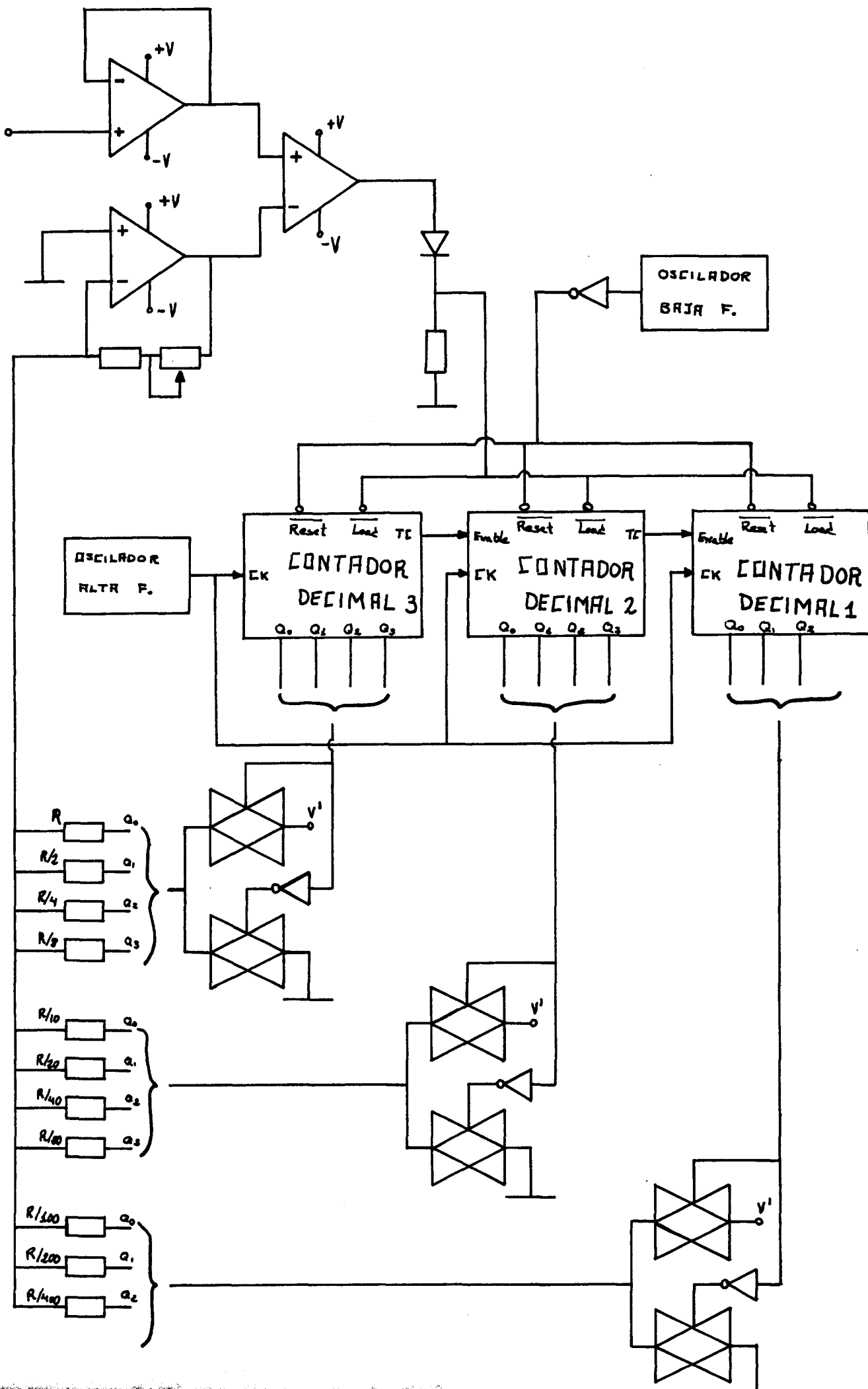
El DAC genera una señal analógica creciente, a la vez que lo convierte en una señal digital que representa en unos displays. Cuando esta señal analógica que supera en valor absoluto a la señal que se toma del bloque medidor el DAC queda inhabilitado, quedando en el display el display el

último número. El sistema se resetea dependiendo de la señal dada por el oscilador de baja frecuencia y comienza un nuevo procedimiento por lo que si la señal V_{in} varió, el valor numérico representado en el display también variará.

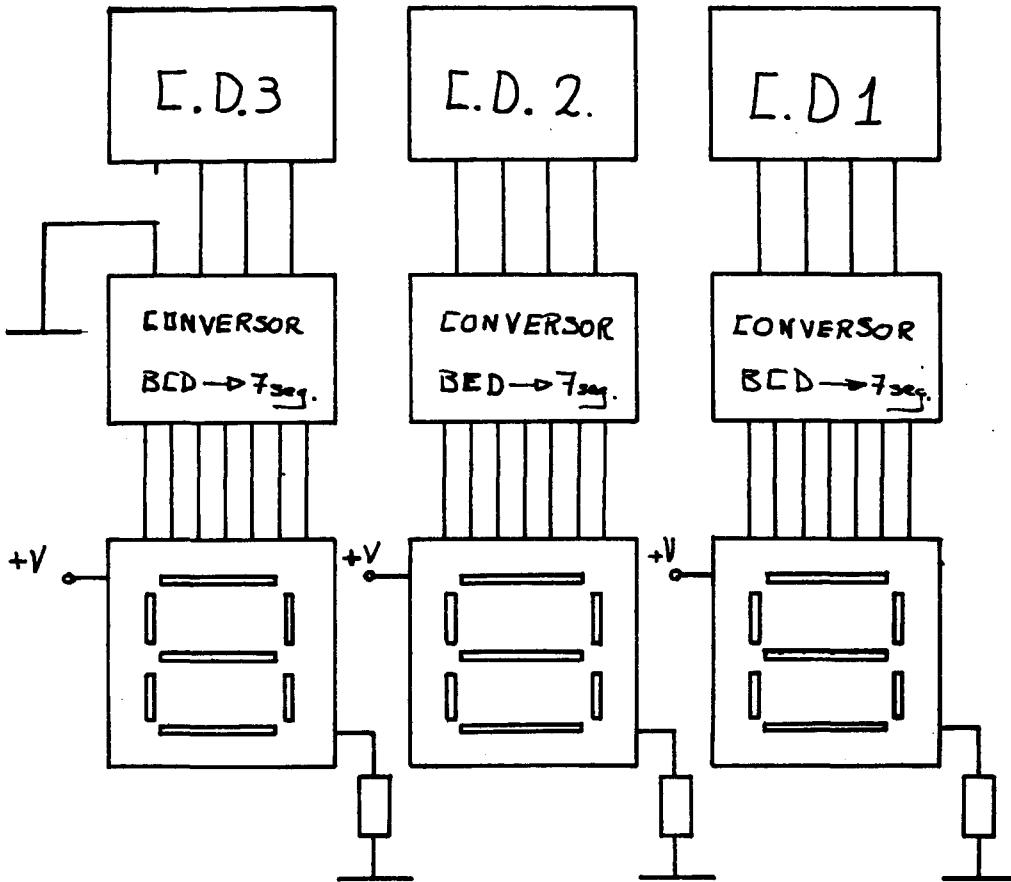
Recordemos que el esquema de bloques de un DAC consiste en:



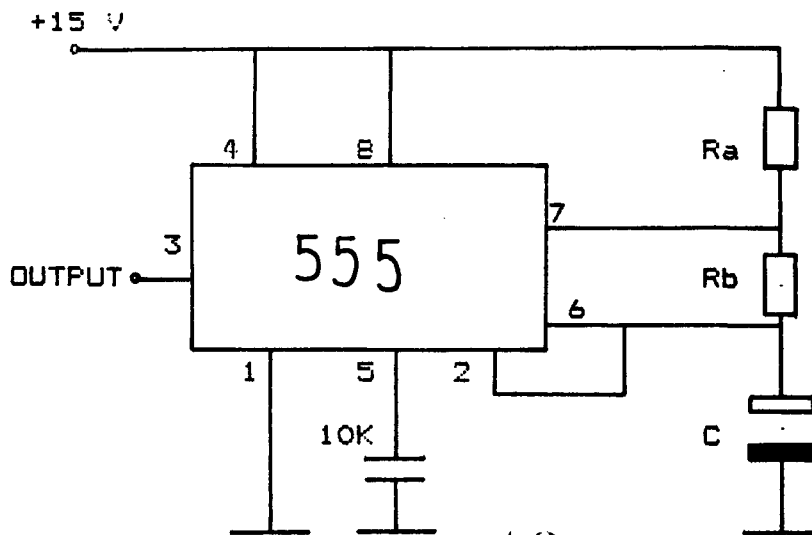
Entonces, sin más, podemos exponer el esquema ya completo que además fue el utilizado para la implementación del convertidor analógico-digital.



De los contadores decimales se obtienen las salidas para display:



Respecto a los osciladores, los dos implementados se basan en una aplicación del 555 como aestado:



S. R. digital.

Tiempo activo a nivel alto $T_1 = 0.685 (R_a + R_b) C$

" " " " bajo $T_2 = 0.685 R_b C$

Frecuencia de oscilación $f = \frac{1}{(R_a + 2 R_b) C}$

"Duty Cicle" = $\frac{\text{Tiempo activo a nivel alto}}{\text{Periodo}}$

Donde para el oscilador de baja frecuencia:

$R_a = 150K$

$R_b = 4K3$

$C = 9.4 \mu f$

$$\begin{aligned} \text{=====> } f &= \frac{1}{(15 * 10^4 + 2 * 4.3 * 10^3) * 9.4 * 10^{-6}} \\ &= 0.67 \text{ Hz} \end{aligned}$$

"Duty Cicle" = $1 - 0.665 = 0.3343 \text{ ==> } 33.43\%$

Nota:

Para el "Duty Cicle" se ha de ver en el esquema que la señal se invierte.

Y en el de alta frecuencia:

$R_a = 5K1$

$R_b = 7K5$

S. R. digital.

$$C = 2n7$$

Por lo que:

$$f = 18426.38 \text{ Hz} = 18.42 \text{ Khz}$$

$$\text{"Duty Cicle"} = 0.4294 \text{ =====> } 42.94\%$$

5.7

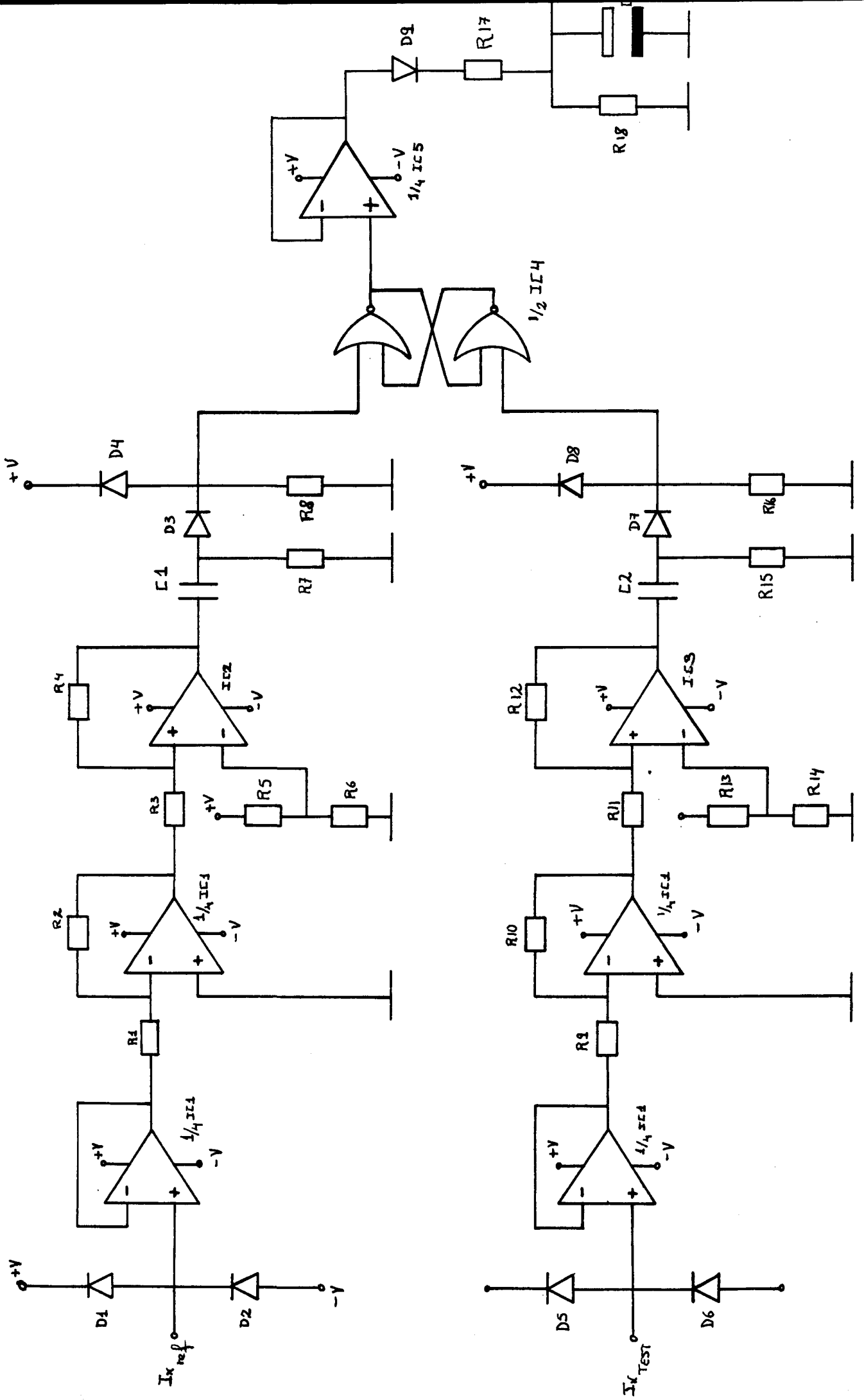
ESQUEMAS TOTALES.

PLANOS DE C.I.

VALORES NOMINALES DE LOS COMPONENTES.

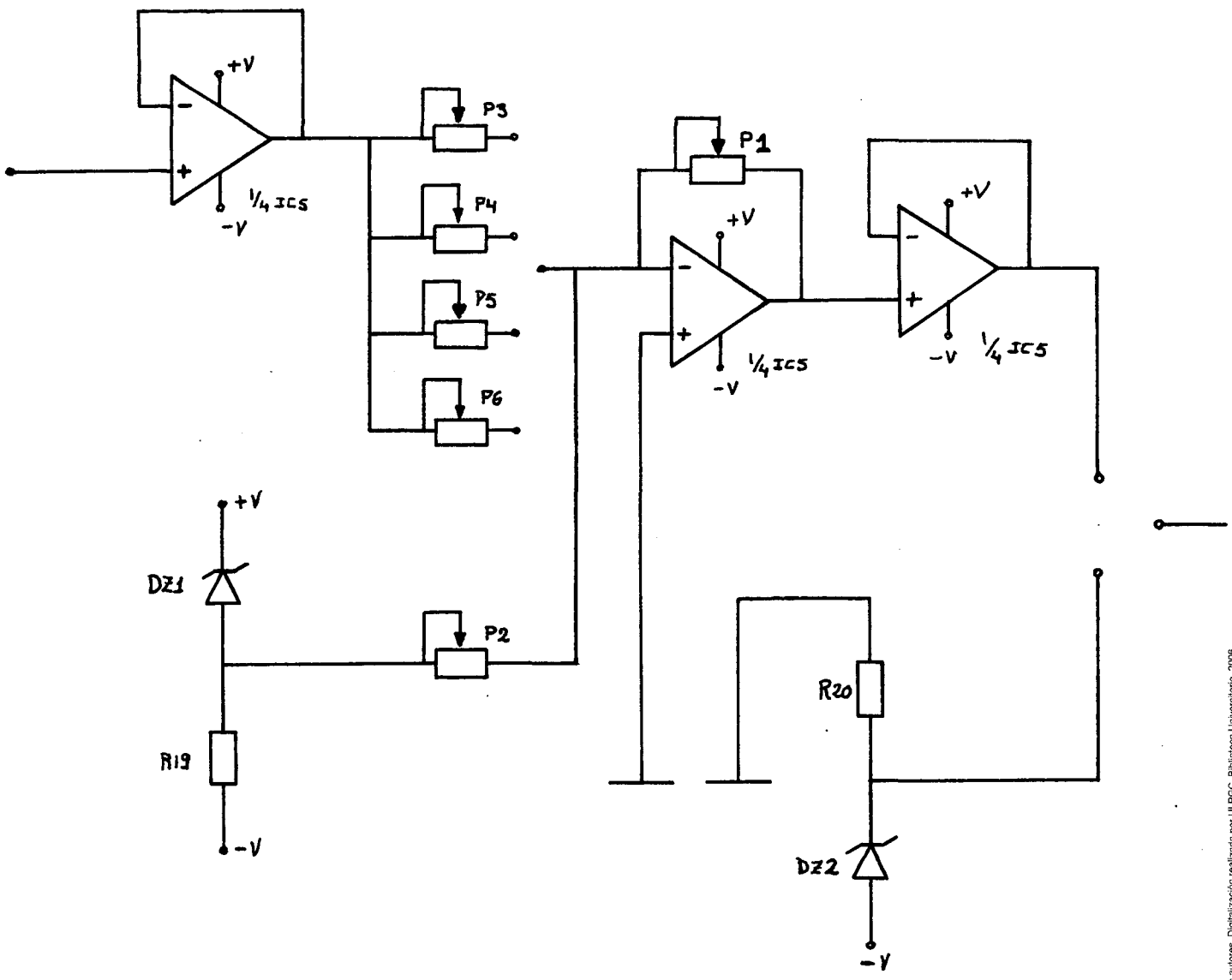
5.1

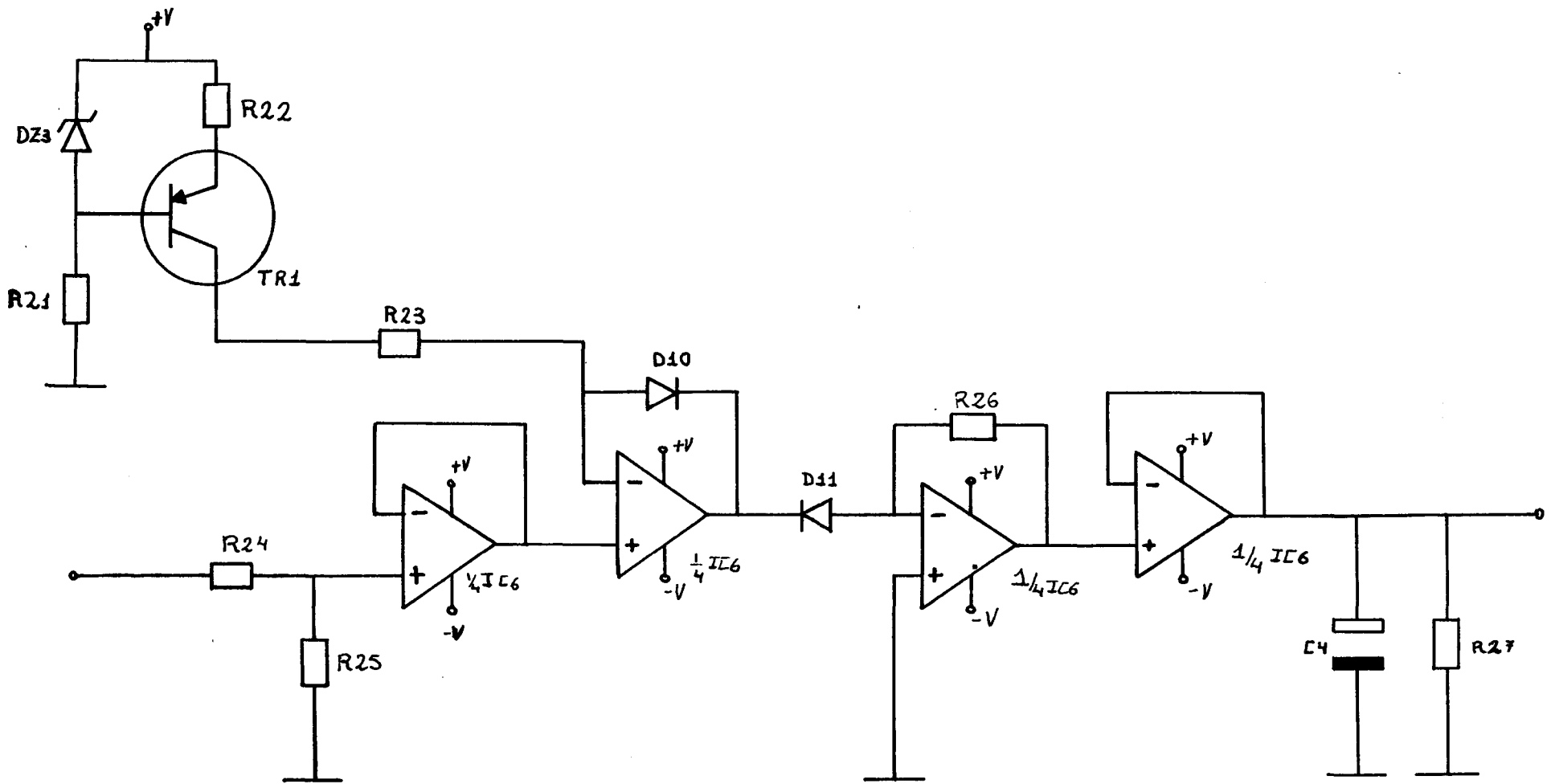
SISTEMA MEDIDOR. FASOMETRO.



5.2

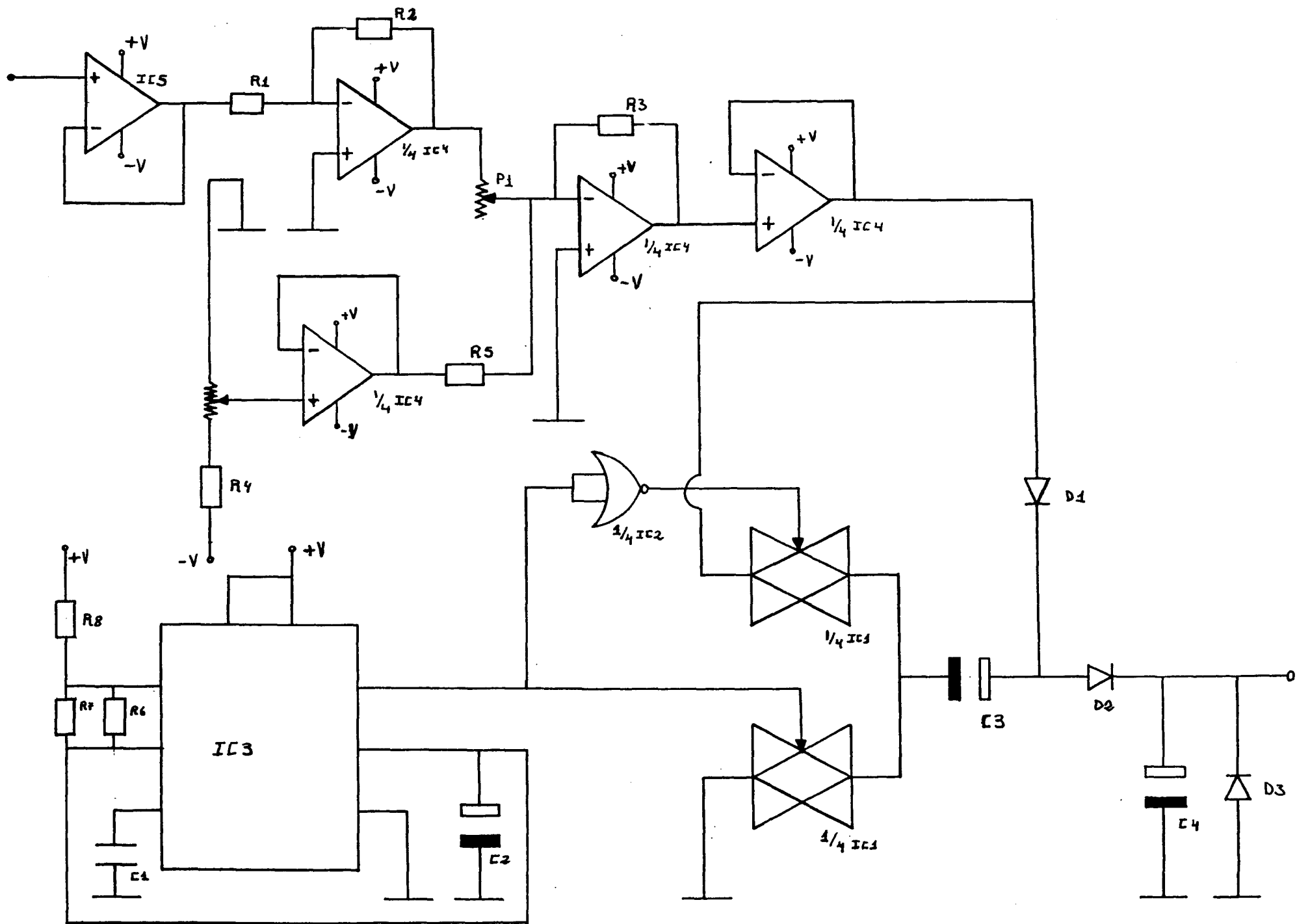
ACONDICIONADOR Y SISTEMA DE
REPRESENTACION ANALOGICO.

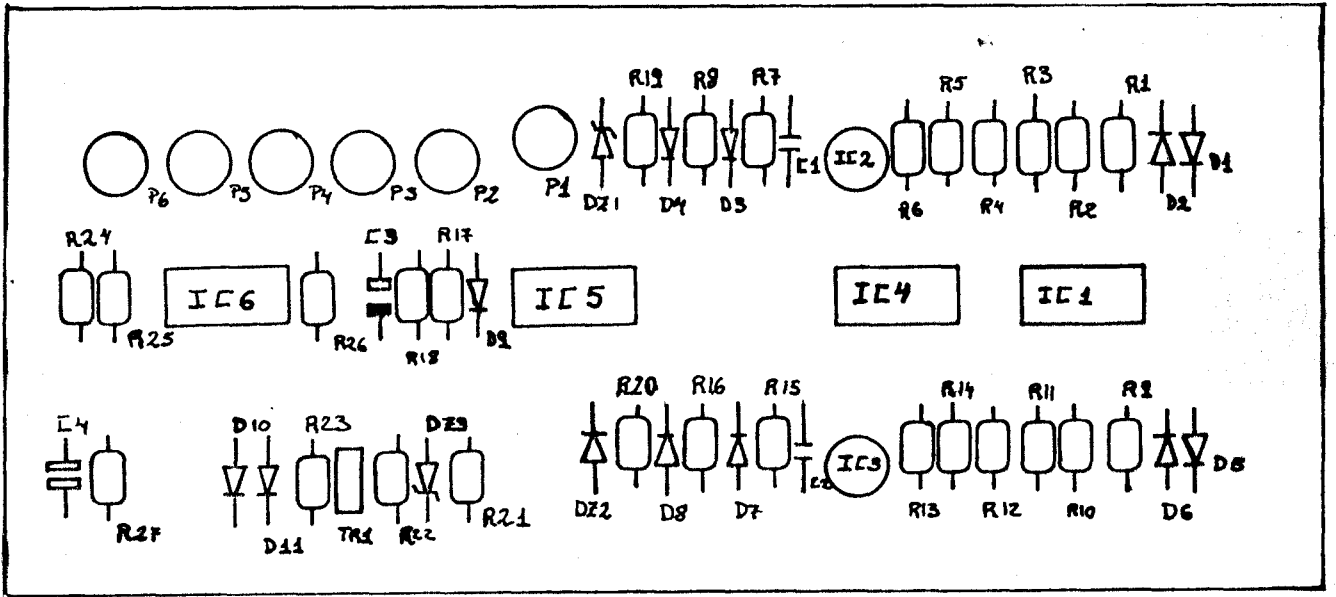




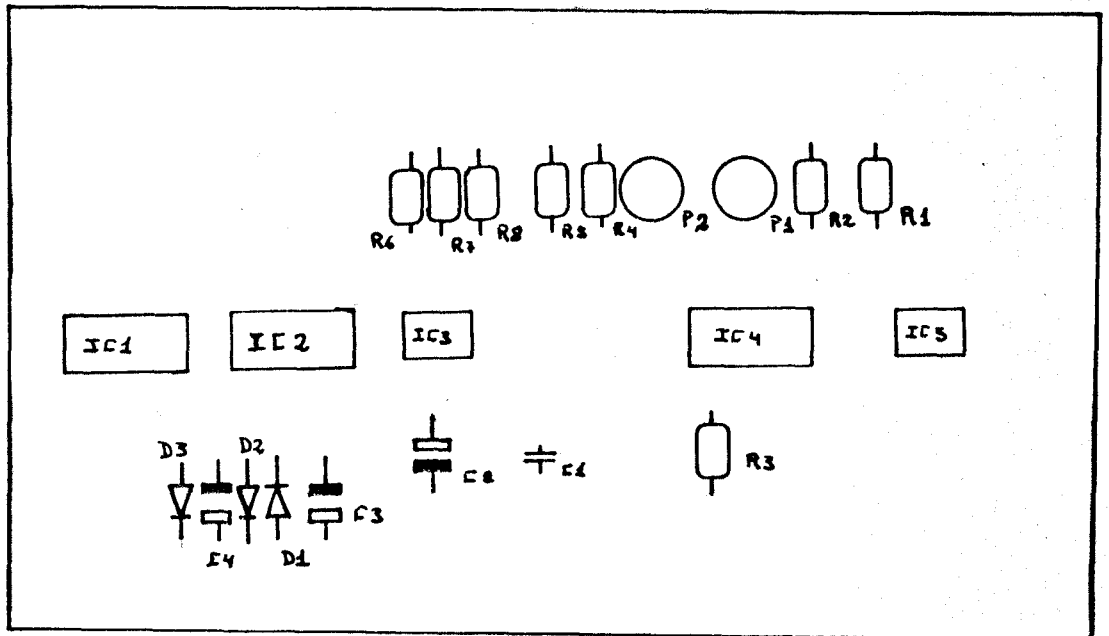
5.3

MONOTORIZACION PARA EL CONTROL DEL
DEL PAPEL DE REGISTRADOR.

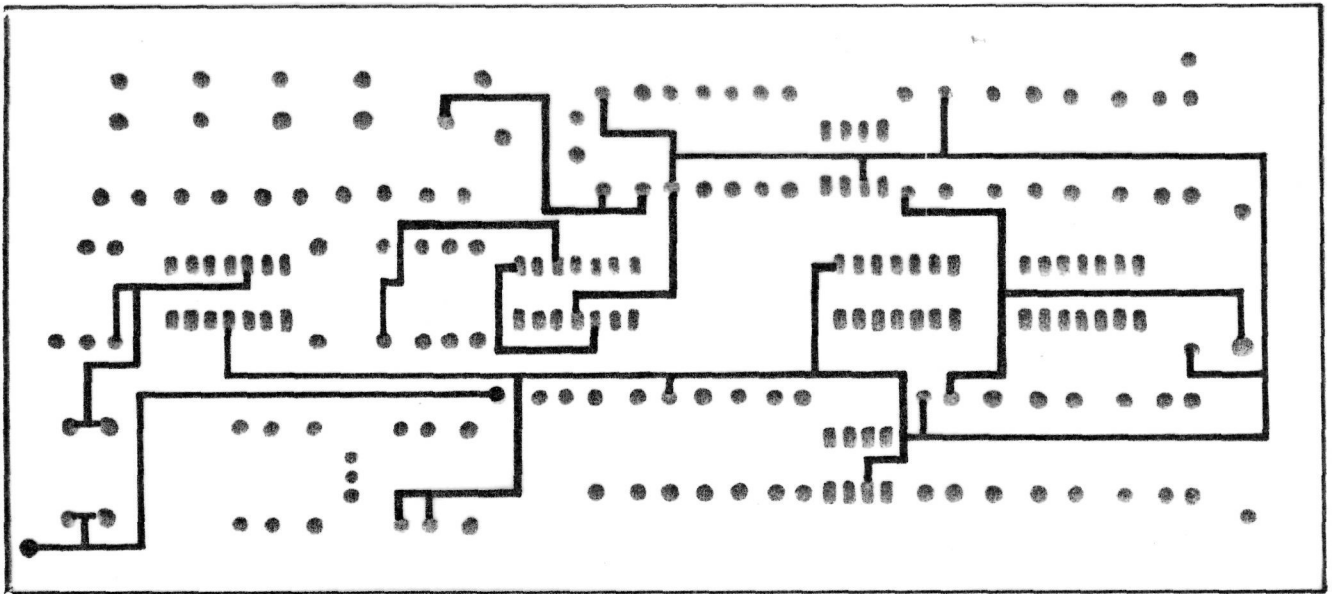




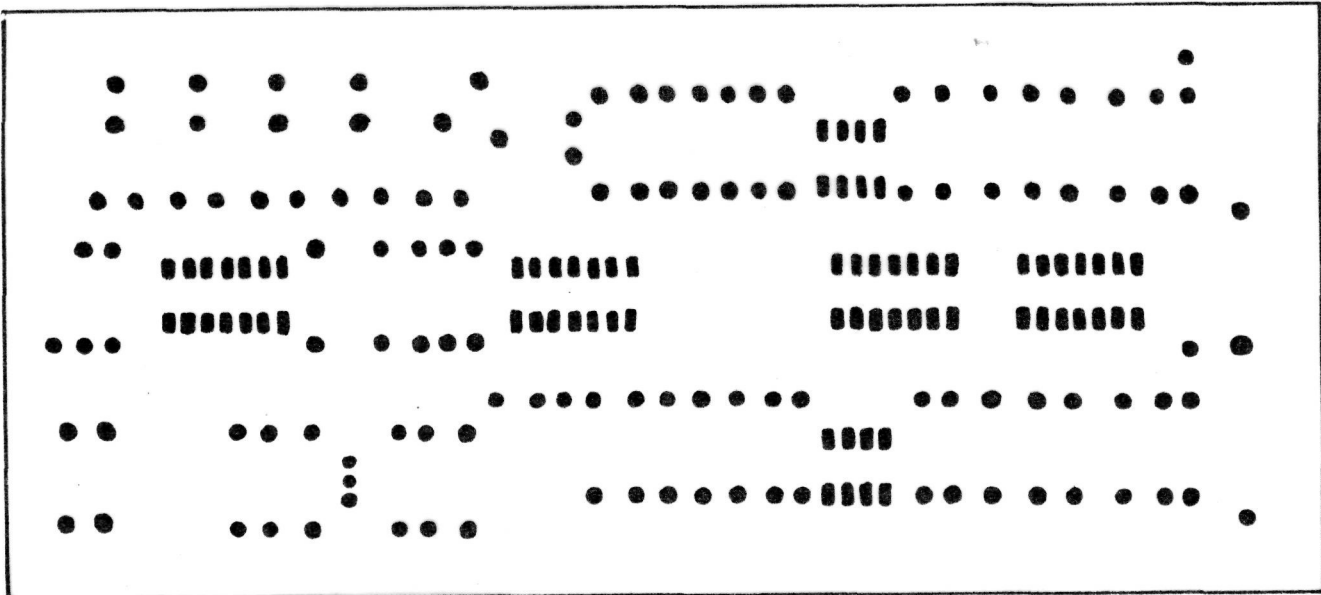
5.1 Y 5.2



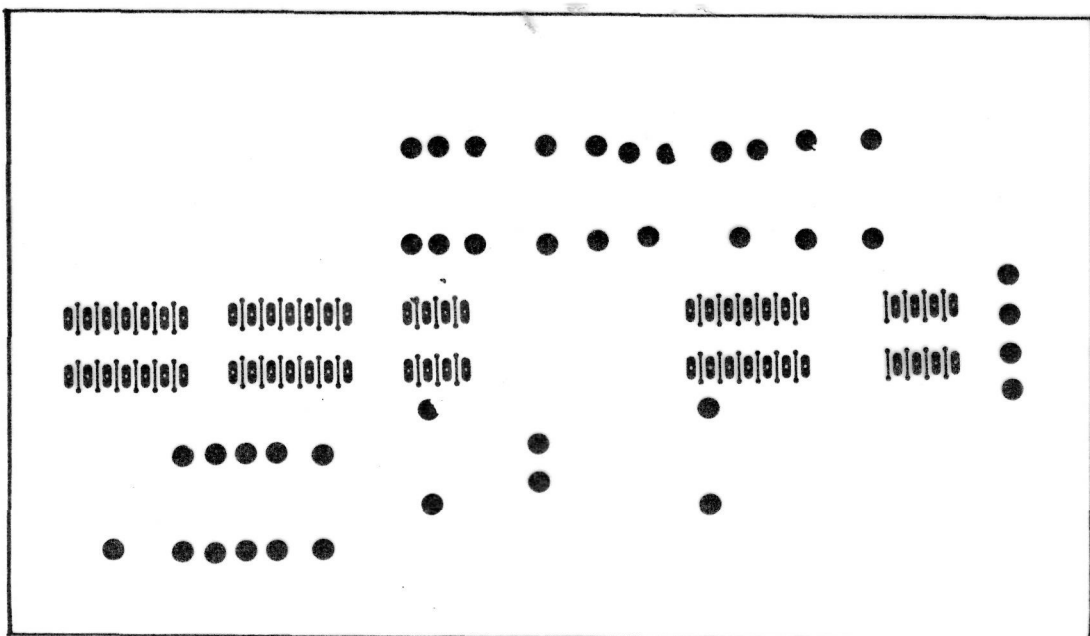
5.3



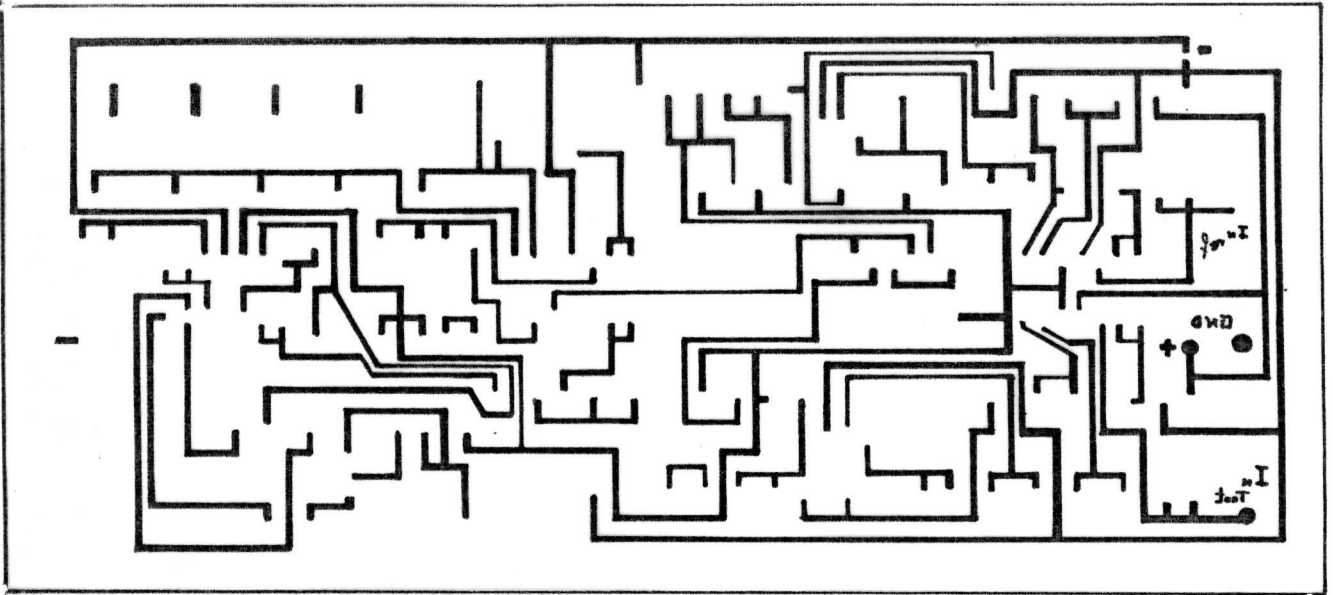
51 Y 52



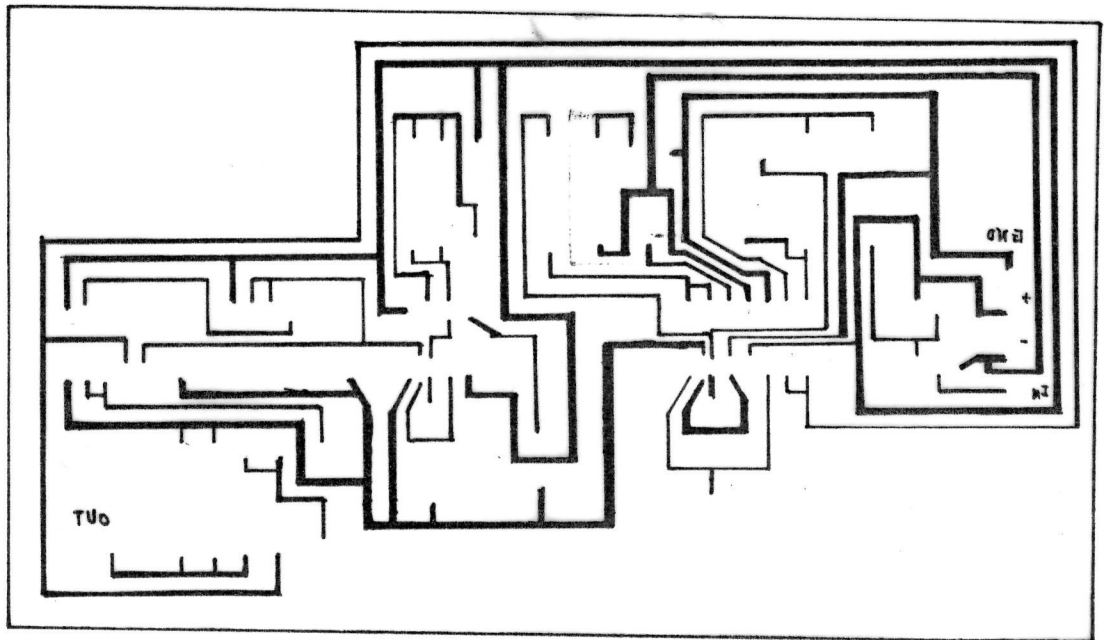
5.1 Y 52



5.3



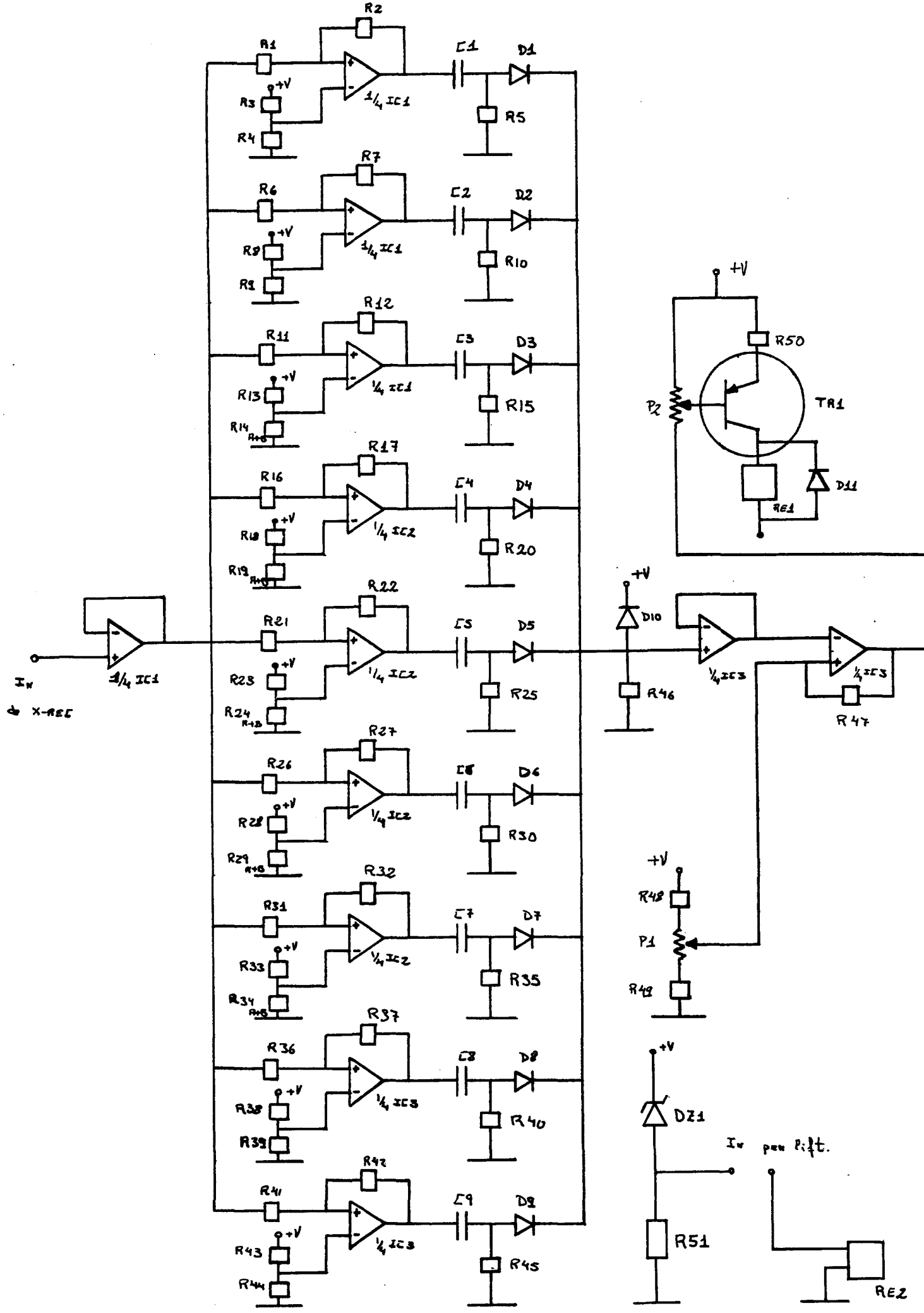
5.1 Y 52

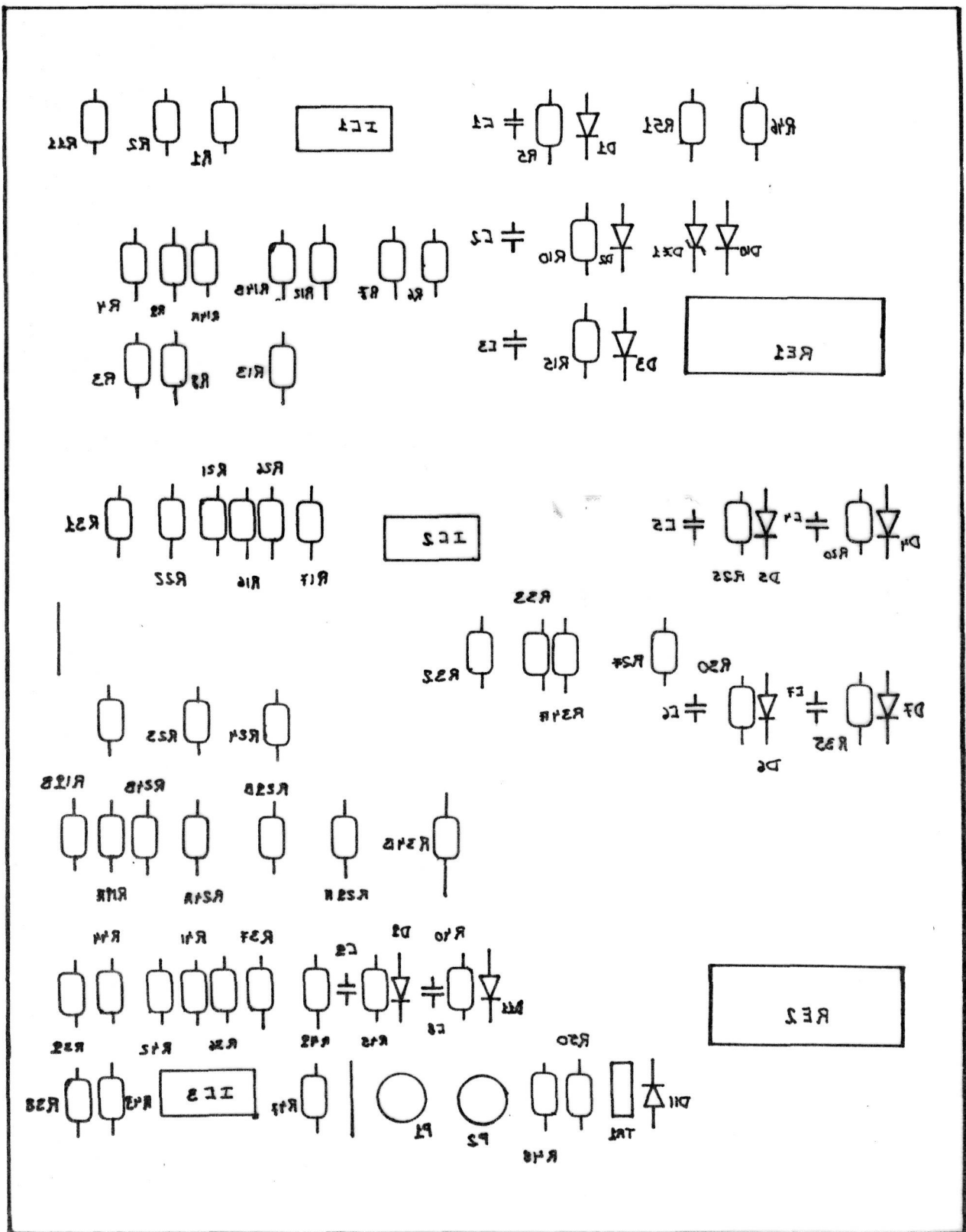


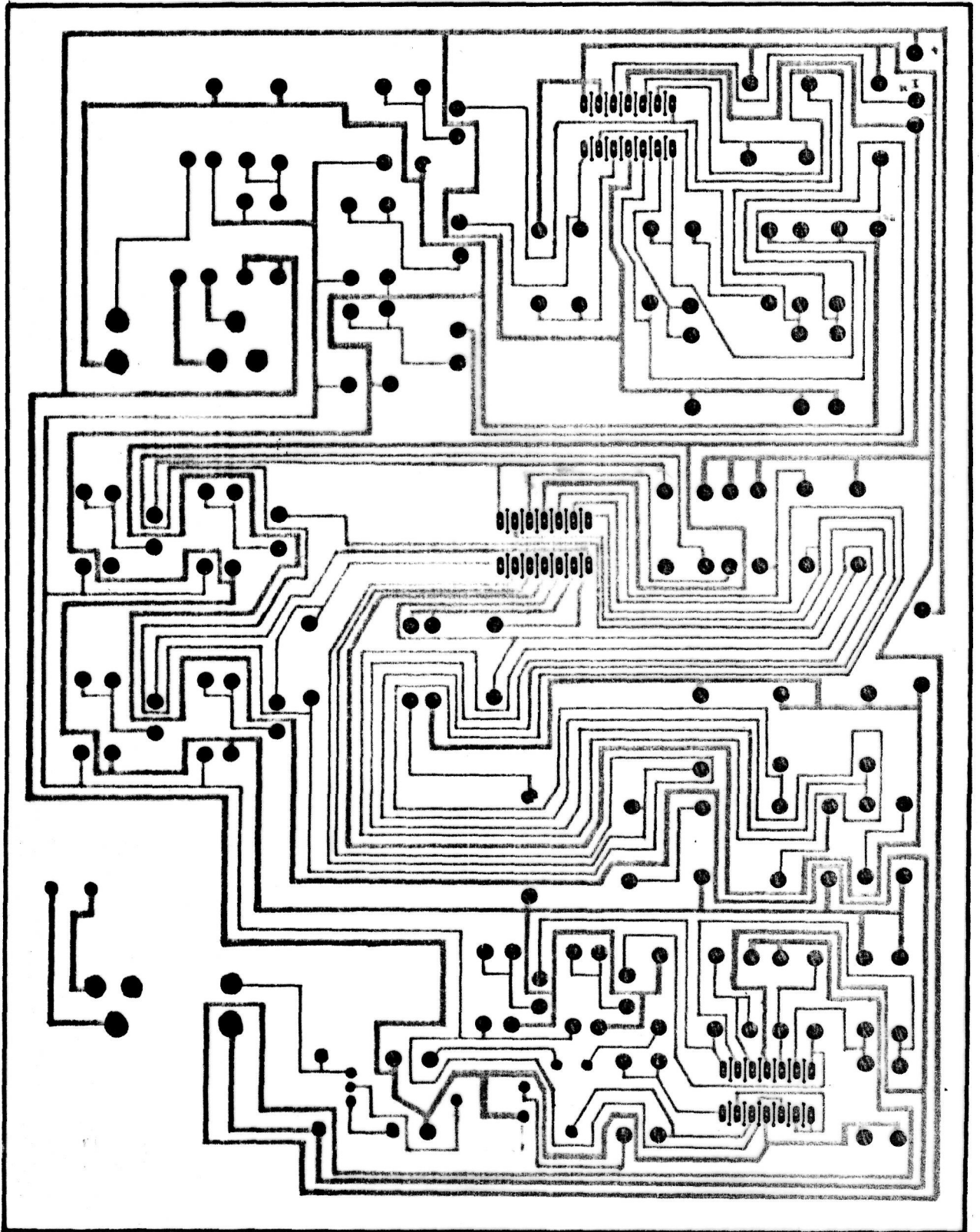
5.3

5.4

MONOTORIZACION PARA EL CONTROL
REMOTO DE LAS PLUMAS.

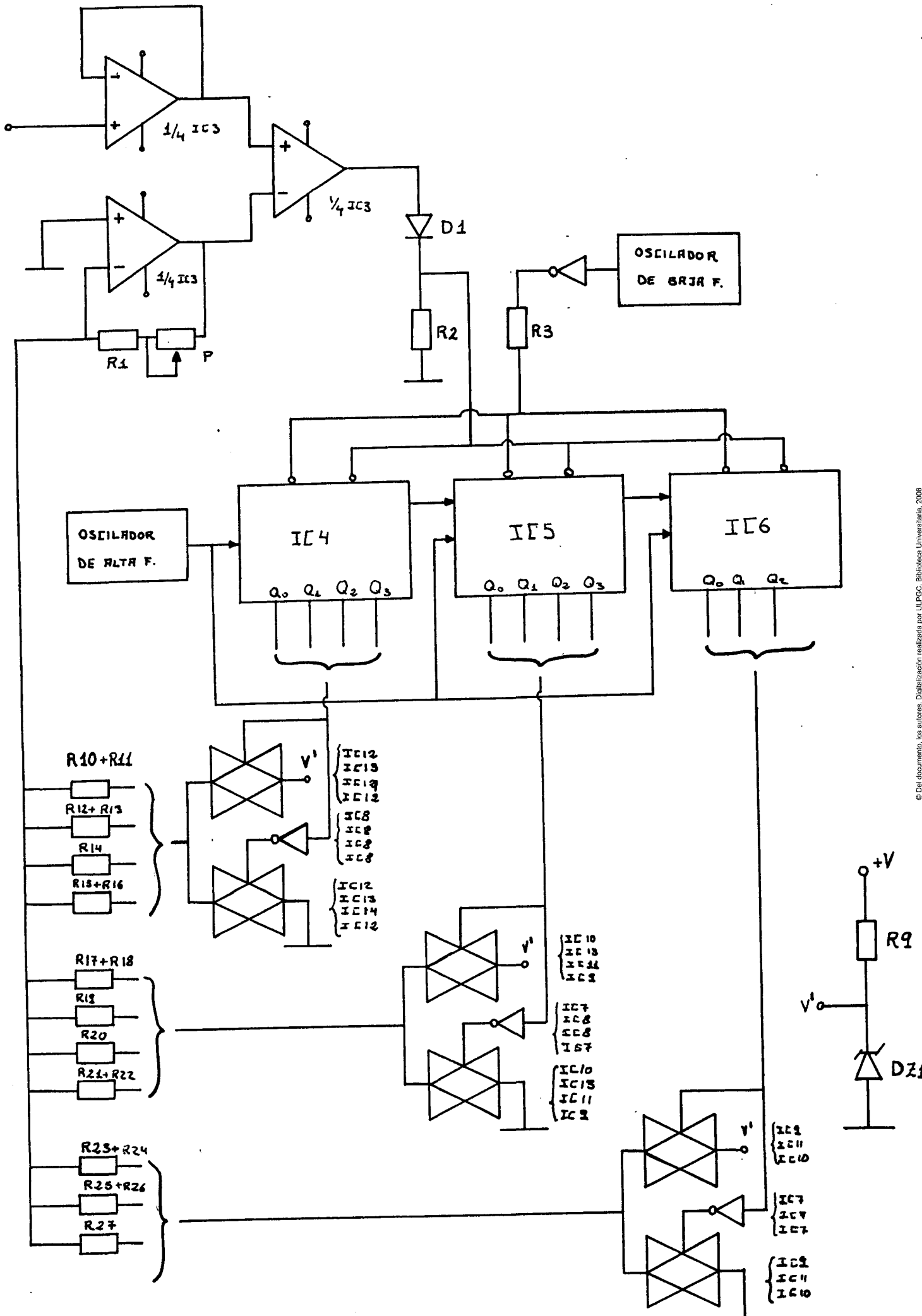




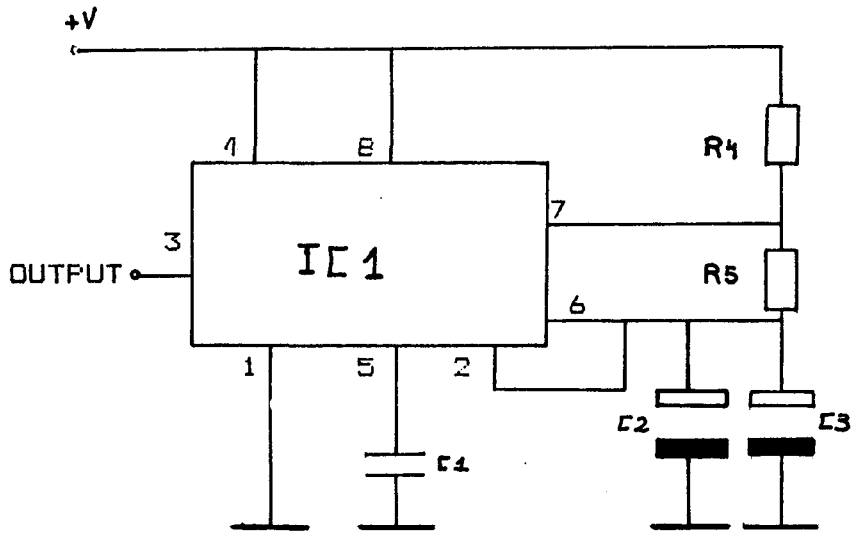


5.5

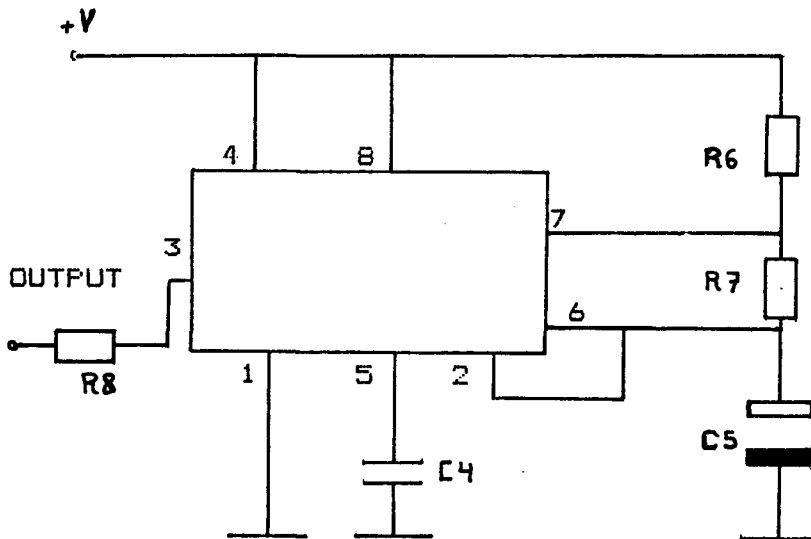
SISTEMA DE REPRESENTACION DIGITAL
DEL DESFASE.

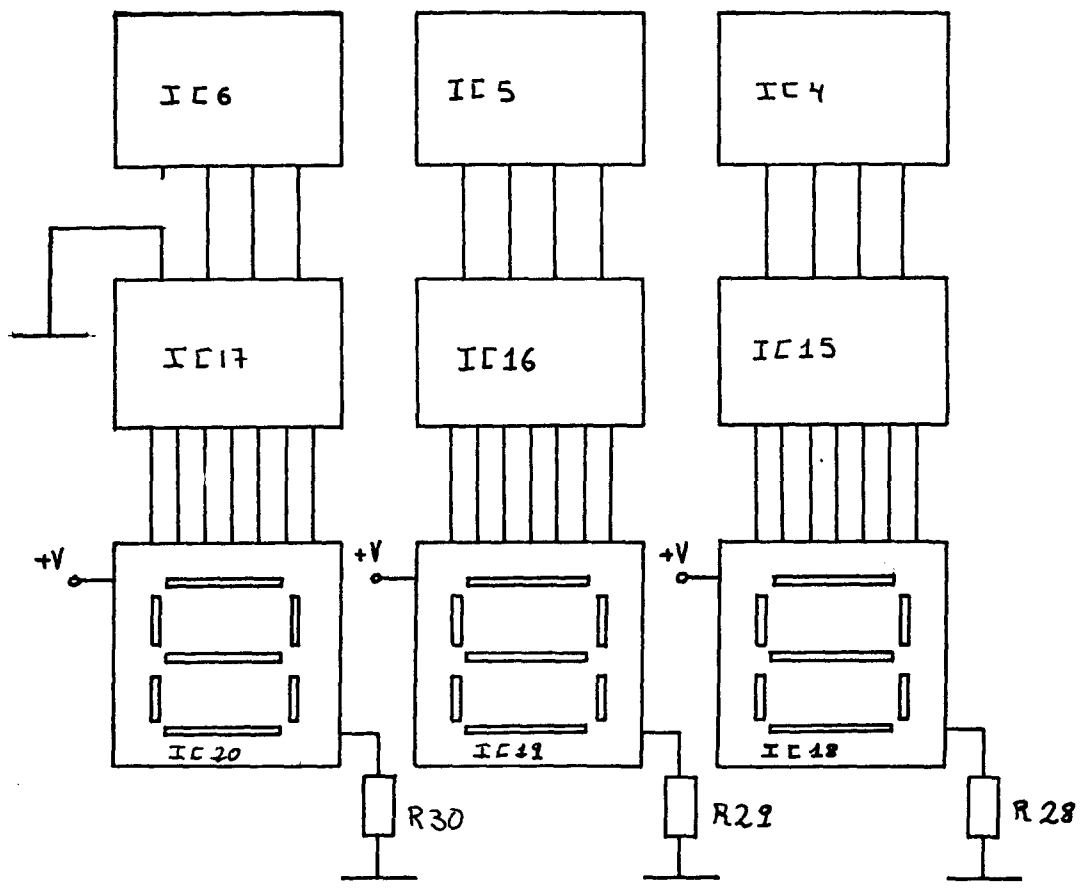


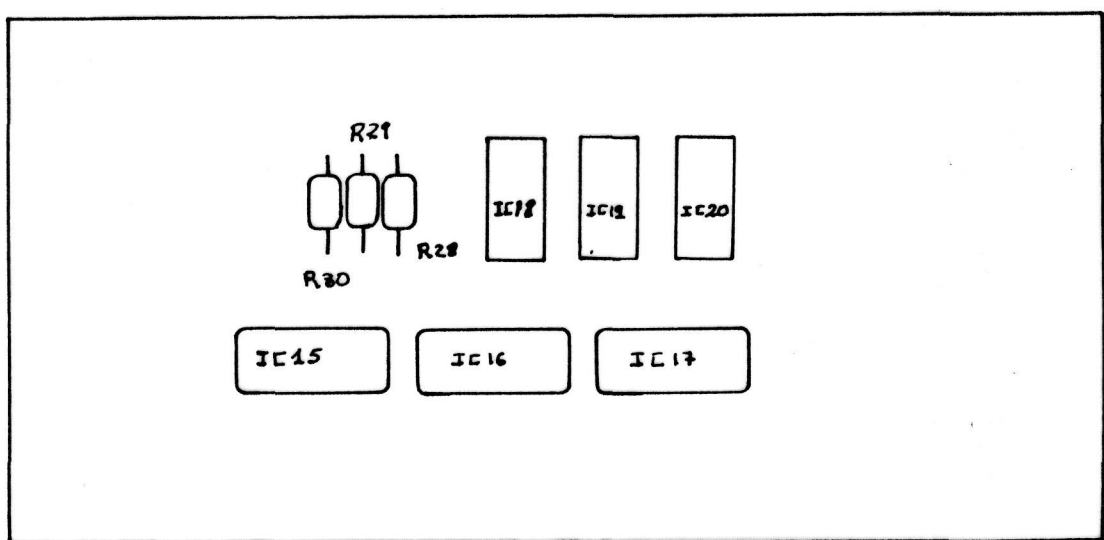
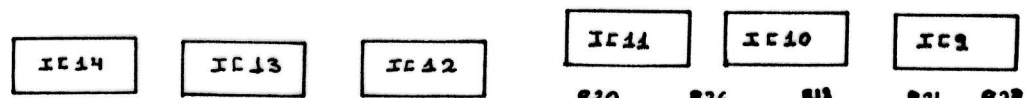
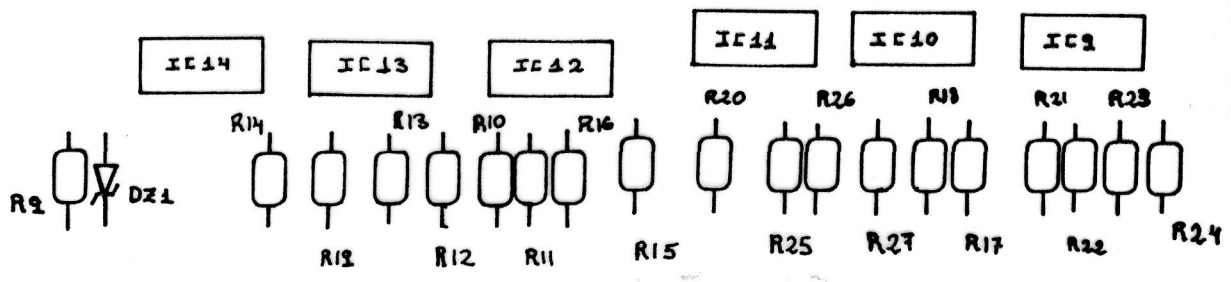
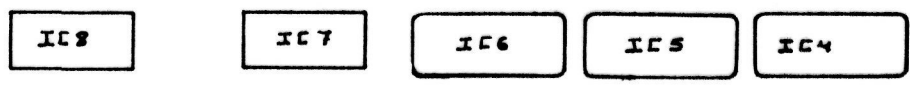
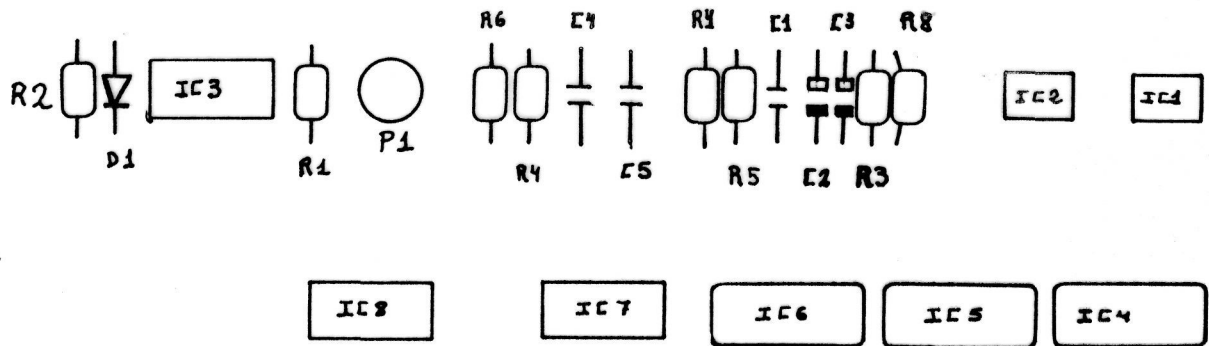
OSCILADOR DE BAJA F.

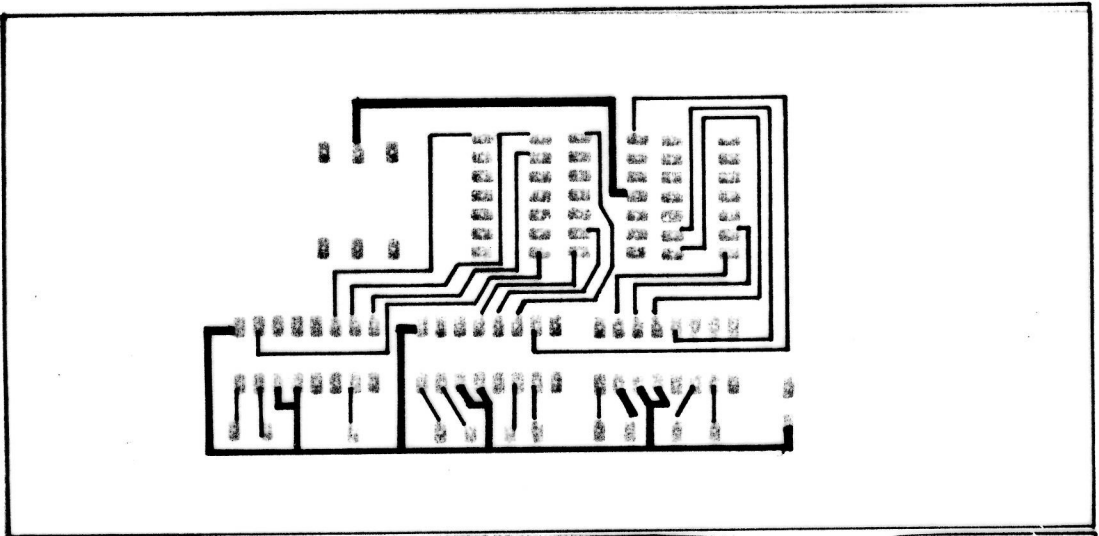
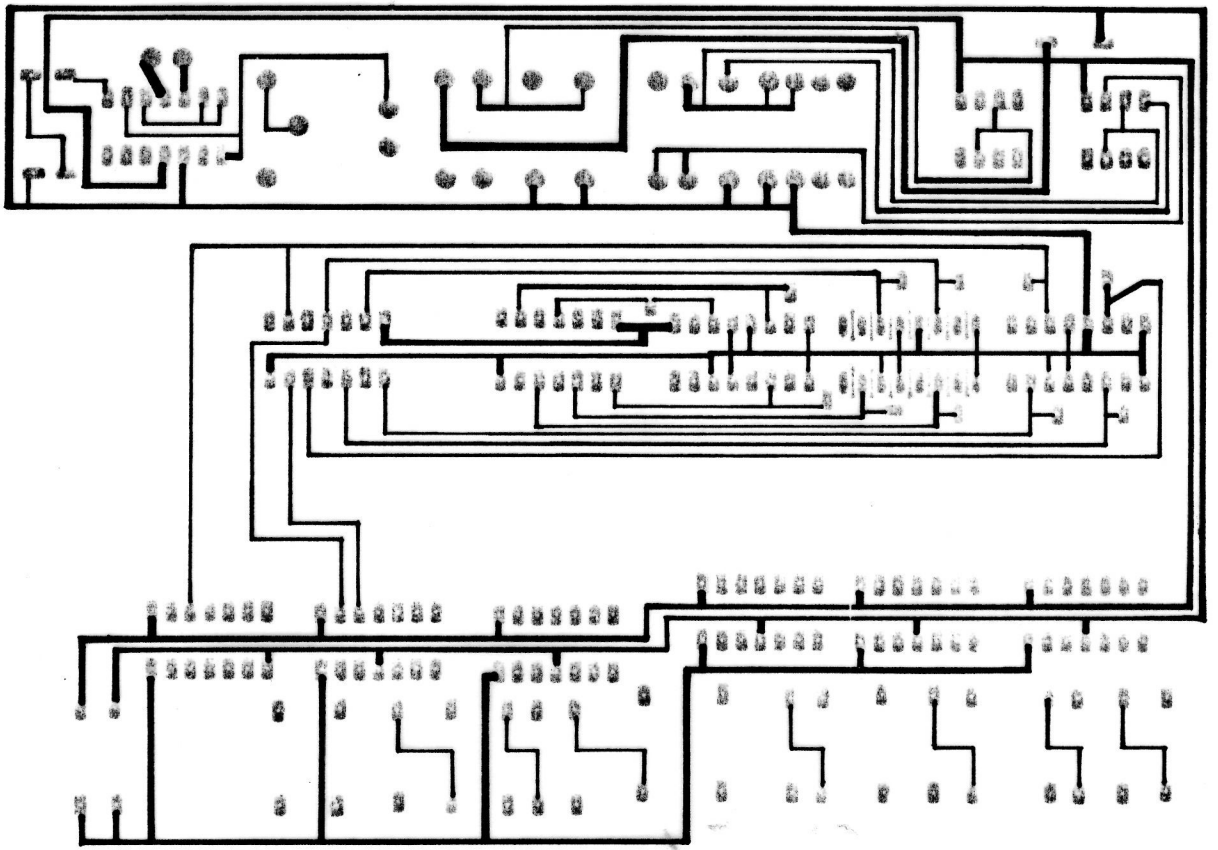


OSCILADOR DE ALTA F.







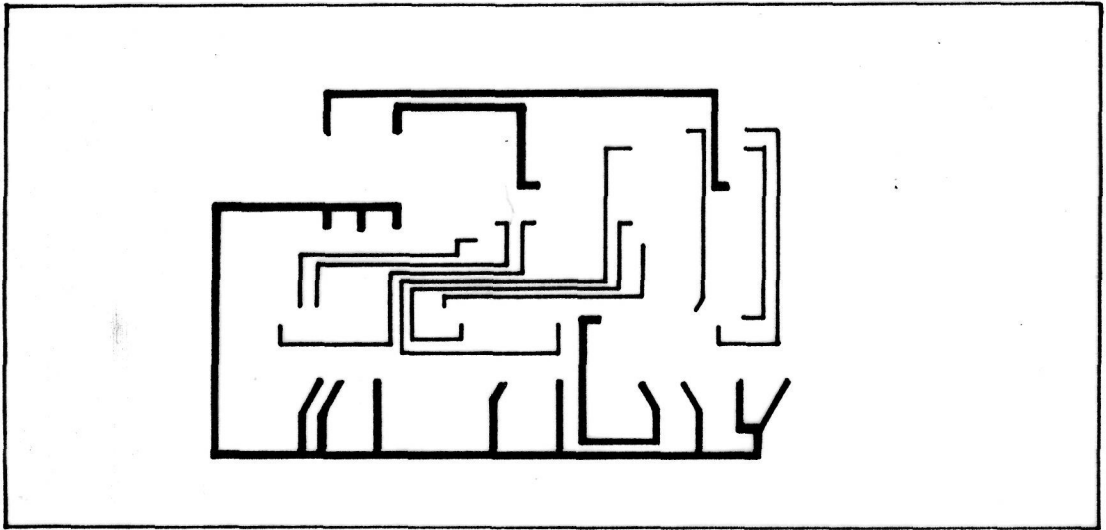
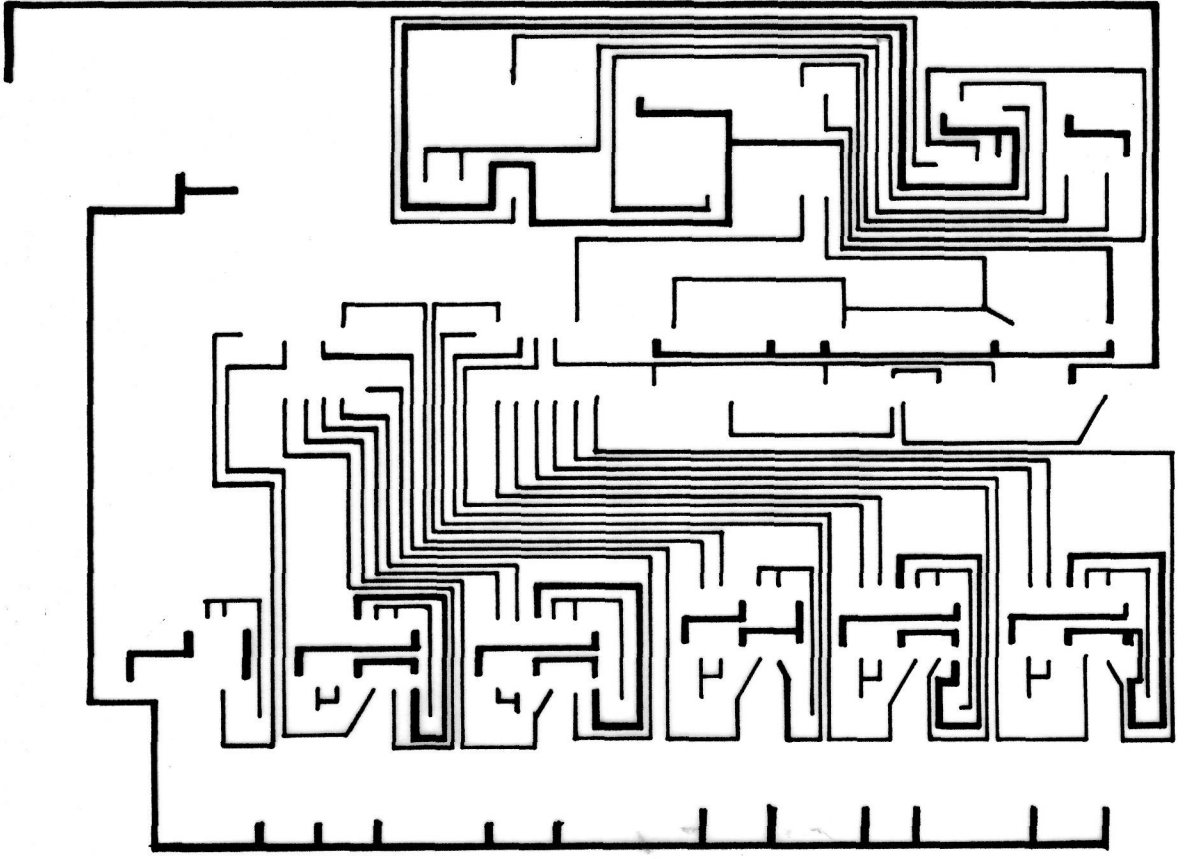


• • • • •
• • • • •
• • • • •
• • • • •

• • • • •
• • • • •

• • • • •
• • • • •
• • • • •
• • • • •

• • • • •
• • • • •
• • • • •
• • • • •



Placa nº 1 superior:

* Sistema medidor. Fasómetro.

y

* Acondicionador y sistema de representación analógico.

IC1 = TL084	C2 = n68 cera.	R4 = 750K
IC2 = μ A318	C3 = 47 μ F 25V elec.	R5 = 62K
IC3 = μ A318	C4 = 22 μ f 16V elec.	R6 = 10K
IC4 = 4001B	P1 = 5K	R7 = 20K
IC5 = TL084	P2 = 100K	R8 = 20K
IC6 = TL084	P3 = 5K	R9 = 10K
D1 = 1N4148	P4 = 5K	R10 = 1M
D2 = 1N4148	P5 = 2K	R11 = 2K4
D3 = 1N4148	P6 = 1K	R12 = 750K
D4 = 1N4148	TR1 = BD138	R13 = 62K
D5 = 1N4148	DZ1 = 4.7V .5W	R14 = 10K
D6 = 1N4148	DZ2 = 12V .5W	R15 = 20K
D7 = 1N4148	DZ3 = 4.7V .5W	R16 = 20K
D8 = 1N4148	R1 = 10K	R17 = 1K5
D9 = 1N4148	R2 = 1M	R18 = 910
C1 = n68 cera.	R3 = 2K4	R19 = 10K

Lista de componentes.

R20 = 10K	R23 = 100K	R26 = 200
R21 = 1K6	R24 = 5K1	R27 = 24K
R22 = 820	R25 = 680	

Placa n°1 inferior:

*Monotorización para el control del
papel del Registrador.

IC1 = 4016B	C4 = 10 μ F 25V elec.	R3 = 51K
IC2 = 4001B	D1 = 1N4148	R4 = 91K
IC3 = μ A555	D2 = 1N4148	R5 = 51K
IC4 = TL084	D3 = 1N4148	R6 = 16K
IC5 = μ A741C	P1 = 200K	R7 = 16K
C1 = 10K cera.	P2 = 500K	R8 = 9K1
C2 = .47 μ F 60V elec.	R1 = 910	
C3 = 10 μ F 25V elec.	R2 = 910	

Placa nº2 :

* Monotorización para el control
remoto del las plumas.

IC1 = TL084	D5 = 1N4148	R14A = 2K4
IC2 = TL084	D6 = 1N4148	R14B = 2K2
IC3 = TL084	D7 = 1N4148	R15 = 300K
RE1 = Rele de 280	D8 = 1N4148	R16 = 1K
RE2 = Rele de 280	D9 = 1N4148	R17 = 1M
TR1 = MC150	D10 = 1N4148	R18 = 43K
C1 = 1K63 cera.	D11 = 1N4148	R19A = 1K6
C2 = 1K63 cera.	DZ1 = 6.2V .5W	R19B = 5K1
C3 = 1K63 cera.	R1 = 1K	R20 = 300K
C4 = 1K63 cera.	R2 = 1M	R21 = 1K
C5 = 1K63 cera.	R3 = 4K3	R22 = 1M
C6 = 1K63 cera.	R4 = 1K3	R23 = 43K
C7 = 1K63 cera.	R5 = 300K	R24A = 3K3
C8 = 1K63 cera.	R6 = 1K	R24B = 5K1
C9 = 1K63 cera.	R7 = 1M	R25 = 300K
P1 = 100K	R8 = 4K3	R26 = 1K
P2 = 100K	R9 = 3K	R27 = 1M
D1 = 1N4148	R10 = 300K	R28 = 47K
D2 = 1N4148	R11 = 1K	R29A = 11K
D3 = 1N4148	R12 = 1M	R29B = 580
D4 = 1N4148	R13 = 43K	R30 = 300K

Lista de componentes.

R31 = 1K	R38 = 43K	R46 = 300K
R32 = 1M	R39 = 16K	R47 = 1M
R33 = 43K	R40 = 300K	R48 = 68K
R34A = 12K	R41 = 1K	R49 = 91
R34B = 750	R42 = 1M	R50 = 24
R35 = 300K	R43 = 43K	R51 = 910
R36 = 1K	R44 = 510 + 18K	
R37 = 1M	R45 = 300K	

Placa n°3 y anexa:

* Sistema de representación digital
del desfase.

IC1 = μ A555	IC11 = 4016B	D1 = 1N4148
IC2 = μ A555	IC12 = 4016B	DZ1 = 6.2V .5W
IC3 = TL084	IC13 = 4016B	P1 = 5K
IC4 = 4029B	IC14 = 4016B	C1 = 10K cera.
IC5 = 4029B	IC15 = 4511B	C2 = 4.7 μ F 16V elec.
IC6 = 4029B	IC16 = 4511B	C3 = 4.7 μ F 16V elec.
IC7 = 4069B	IC17 = 4511B	C4 = 10K cera.
IC8 = 4069B	IC18 = MAN 74A	C5 = 2n7 cera.
IC9 = 4016B	IC19 = MAM 74A	R1 = 820
IC10 = 4016B	IC20 = MAN 74A	R2 = 150K

Lista de componentes.

R3 = 200	R13 = 2K	R23 = 620
R4 = 150K	R14 = 16K	R24 = 20
R5 = 4K3	R15 = 6K2	R25 = 300
R6 = 5K1	R16 = 1K8	R26 = 20
R7 = 7K5	R17 = 6K2	R27 = 160
R8 = 200	R18 = 200	R28 = 470
R9 = 10K	R19 = 3K3	R29 = 470
R10 = 62K	R20 = 1K6	R30 = 470
R11 = 2K	R21 = 270	
R12 = 30K	R22 = 430	

6.

MODOS DE FUNCIONAMIENTO DEL EQUIPO
DISEÑADO.

Modos de funcionamiento.

Básicamente el aparato está diseñado para funcionar en dos modos, siendo la finalidad en ambos, la medida del desfase producido sobre una señal de información al pasar ésta a través de un determinado circuito.

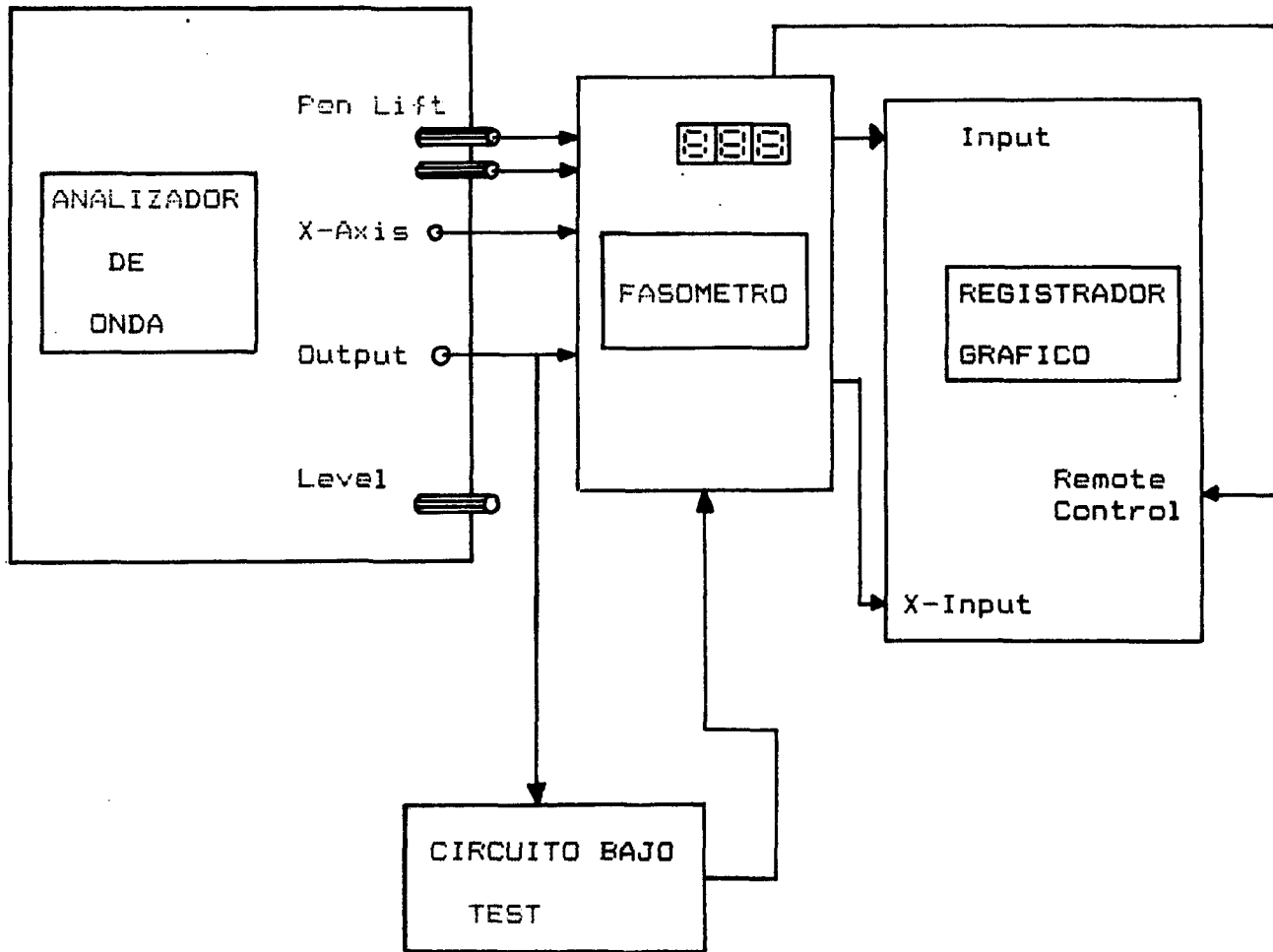
Se resalta que todas las lecturas se interpretan como retraso de fase de la respuesta del circuito bajo test respecto a la señal de referencia.

A continuación se enumerará uno a uno, indicando las disposiciones y conexiones a realizar en cada uno de ellos. Todo ello se basará en unos diagramas gráficos.

Modos de funcionamiento.

Modo de funcionamiento 1:

Respuesta en frecuencia del desfase
producido por el circuito bajo test:



Modos de funcionamiento.

Como ya he indicado el analizador de onda se utiliza conjuntamente con el fasómetro diseñado, básicamente como un generador de barrido muy especial, del cual se aprovecha algunas de sus prestaciones como son el tiempo de barrido, el ancho de frecuencias barridas, la fijación de la frecuencia inicial de barrido, etc... .

La señal que concretamente proporciona el terminal de OUTPUT del panel trasero del Analizador de Onda es una señal de barrido en frecuencia cuya amplitud siempre es constante y cuyo nivel se puede variar con el dial LEVEL que está adyacente con él en el panel trasero, el cuál deberá estar dando la mayor amplitud posible admisible por el circuito bajo test. Esta se lleva al fasómetro como señal de referencia, y al circuito bajo test para que se vea sometida al desfase, en cada una de las frecuencias generada por el VCO del Analizador de Onda, característico de ese circuito en estudio. El fasómetro evalúa ese desfase y lo va representando en cada instante desde que comienza el barrido en los tres dígitos numéricos que posee y en un papel colocado en el Registrador Gráfico de Brüel & K.

Adicionalmente, y con otra función son llevadas las señales de PEN LIFT y X-AXIS del Analizador de Onda al fasómetro. La señal que suministra, o mejor, la información

Modos de funcionamiento.

que proporciona los dos conectores de PEN LIFT es indicación de que se está efectuando un barrido o no. Cuando no se efectúa los dos conectores están desconectados, su impedancia de salida es infinita. Cuando si se está efectuando el barrido dichos terminales se unen y consiguientemente la impedancia de salida es cero. La clavija X-REC del Analizador proporciona únicamente cuando se está realizando un barrido, una señal de tensión en forma de rampa de "0" a "5 voltios".

Ambas señales se tratan y procesan en el Fasómetro para realizar el control del Registrador en cuanto a movimiento del papel, accionamiento de las plumas y colocación de las marcas. En concreto, en el Registrador las funciones de accionamiento de las plumas y colocación de una marca se consigue uniendo determinados puntos del conector de REMOTE CONTROL situado en el panel lateral derecho del Registrador. Y la función de control de desplazamiento del papel, aplicando una rampa de "+5" a "+20 voltios" (opción utilizada) ó de "-5" a "-20 voltios" en el conector X-INPUT adyacente al anterior.

Diñandonos, en concreto, en la representación analógica se verá ahora como han de estar los mandos del Analizador de Onda y del Registrador Gráfico.

Modos de funcionamiento.

Como es lógico el dial de FREQUENCY y FREC SPAN del Analizador son dispuestos a voluntad del usuario para determinar la frecuencia inicial y el ancho de banda a barrer, con la única salvedad consistente en el hecho de que el VCO del Analizador no genera frecuencias inferiores a los 5 Hz aproximadamente (ver sección 4.3). El dial LEVEL, ya nombrado, en la posición más alta posible, o no, según las características del circuito bajo test para que las posibles atenuaciones no hagan que el nivel de la señal de salida de dicho circuito no sea inferior al nivel mínimo que haga fluctuar al flip-flop medidor cada vez que se produzca un paso por cero.

Respecto al conmutador SWEEP TIME del Analizador, éste debe estar sincronizado con el de PAPER SPEED del Registrador. Se sabe que se va a inyectar una señal de "5" a "20 voltios" que va a hacer que el papel se mueva 25 cm aproximadamente, pues bien, con el conmutador PAPER SPEED se dispone cuantos centímetros se recorrerá en cada segundo, se sabe que son 25 por lo que se ha de verificar que:

$$\text{PAPER SPEED (en cm/seg)} \times 25 (= \text{SWEEP TIME (en segundos)})$$

Los demás mandos del Analizador de Onda no interesan para la puesta correcta en funcionamiento.

Modos de funcionamiento.

Por otro lado, respecto al resto de los mandos del Registrador, como se podrá intuir serán:

POTENTIOMETER RANGE.....50 dB (Dado que sólo se dispone de éste)

RECTIFIER RESPONSEDC

LOWER LIMITING FREQUENCYIndiferente ya que medimos en DC.

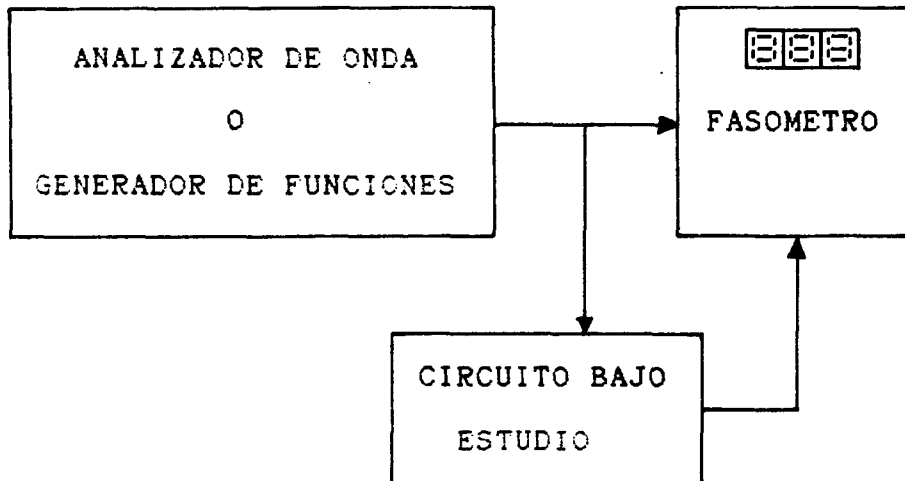
WRITTING SPEED(Normalmente la respuesta en fase no varía muy rápidamente, por lo cual su valor está básicamente determinado por la posición del mando PAPER SPEED.

PAPER DRIVE FUNCTIONX-REC (Para que esté hábil el control remoto del papel).

Modos de funcionamiento.

Modo de funcionamiento 2:

Obtención del desfase producido por el circuito en estudio respecto a una señal discreta o compleja.



Como se puede intuir en el diagrama de bloque anterior la información de desfase se obtiene únicamente en los displays digitales. Estos representarán el desfase en grados "Grados" (\Rightarrow ángulo recto = 90°) o en radianes, representación elegible mediante el accionamiento de un conmutador.

Modos de funcionamiento.

Prácticamente es una medición idéntica en el otro modo de funcionamiento pero a una frecuencia discreta o ante una señal compleja, la cual es obtenible de un generador de funciones convencional o de cualquier otro dispositivo. Del Analizador de Onda se puede obtener una señal de frecuencia discreta en el terminal de salida OUTPUT, el mismo que el utilizado en el modo de funcionamiento 1, colocando el modo de barrido en manual y viendo reflejado en los displays del Analizador de Onda indicativos de la frecuencia de exploración, la frecuencia deseada en la obtención del desfase en el circuito en estudio.

Respecto a su teoría de aplicación es idéntica al caso anterior. En este modo, gran cantidad de los conectores del Fasómetro no son utilizados lo que quizás deja un bajo rendimiento al sistema desde el punto de vista económico, pero sí, la prestación es bastante interesante.

Modos de funcionamiento.

Otros modos de funcionamiento:

Para ver la respuesta amplitud-frecuencia de un circuito en estudio.

Consiste en hacer todo idéntico que en el caso o modo de funcionamiento 1 de respuesta a un barrido, pero en vez de llevar la señal de salida del circuito en estudio al Fasómetro, se lleva directamente al Registrador, el resto de la disposición de cables queda igual.

Con ello lo que se consigue es una representación de la respuesta de la ganancia pero expresado en dB del circuito en estudio.

7.

APLICACIONES.

En los sistemas de audio, el concepto de alta fidelidad se aplica cuando la calidad de dicho sistema alcanza o supera un determinado nivel. Este nivel de calidad viene determinado por varios factores, que responden básicamente a la idea de que a nuestro oído llegue un sonido lo más similar posible al que se generó en origen.

Así pues, una de las aplicaciones fundamentales del dispositivo diseñado consiste en la medida de la calidad de circuitos: en ver si se produce por él, por el dispositivo de audio, transmisión sin distorsión.

Esto significa que una cadena de alta fidelidad intentará, por ejemplo, que el comprador de un disco de música clásica, sentado cómodamente en su casa, sienta las mismas sensaciones auditivas que sentiría estando en la mejor localidad de la sala de conciertos: reconocer el sonido de cada instrumento, situarlo espacialmente, escuchar hasta el más leve tintineo, apreciar las diferencias de nivel entre un "pianissimo" y un "fortissimo", etc... .

Aplicaciones.

Un sistema al que se le introduce una señal $f(t)$ y de la que se obtiene $r(t)$, se dice que no produce distorsión si $r(t) = K f(t - t_0)$.

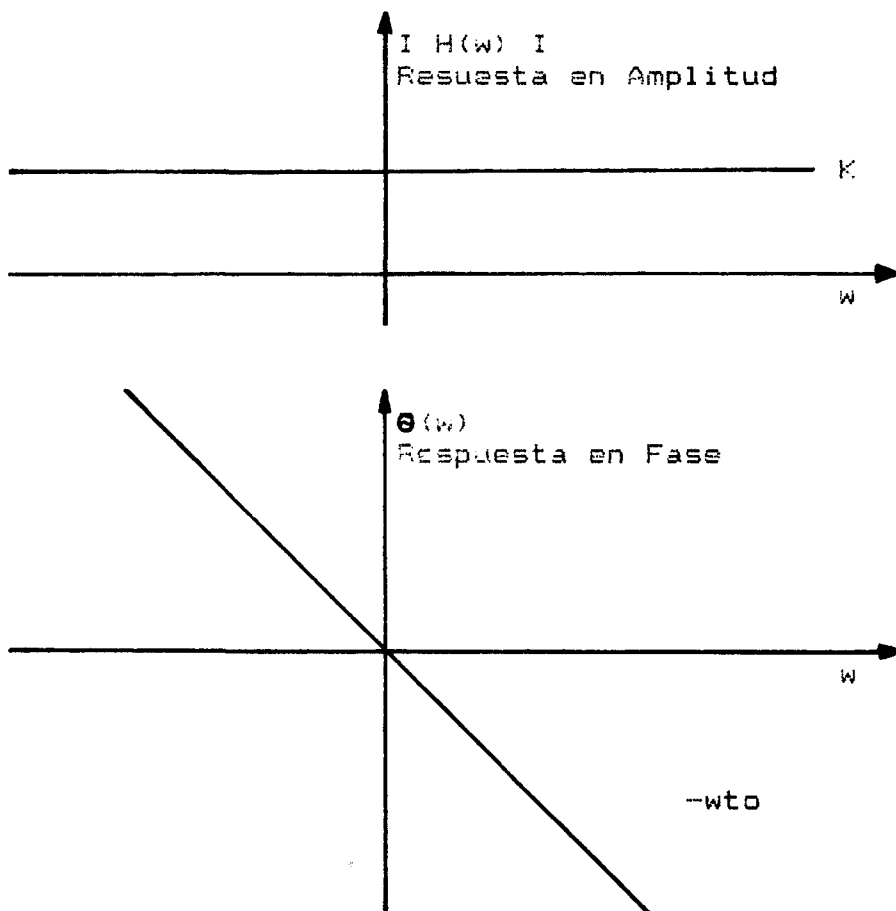
Ello visto en el dominio de la frecuencia nos indica:

$$R(\omega) = K F(\omega) e^{-j\omega t_0}$$

pero también verifica que $R(\omega) = H(\omega) F(\omega)$; siendo $H(\omega)$ la función de transferencia del sistema en estudio y cuyo valor idealmente equivaldría a:

$$H(\omega) = K e^{-j\omega t_0}$$

Así un sistema que no produzca distorsión verificaría los siguientes gráficos:



Aplicaciones.

Ahora bien si $|H(\omega)| \ll K$ se produce distorsión en amplitud; análogamente si $\phi(\omega) \ll -\omega t_0$ se produce distorsión de fase.

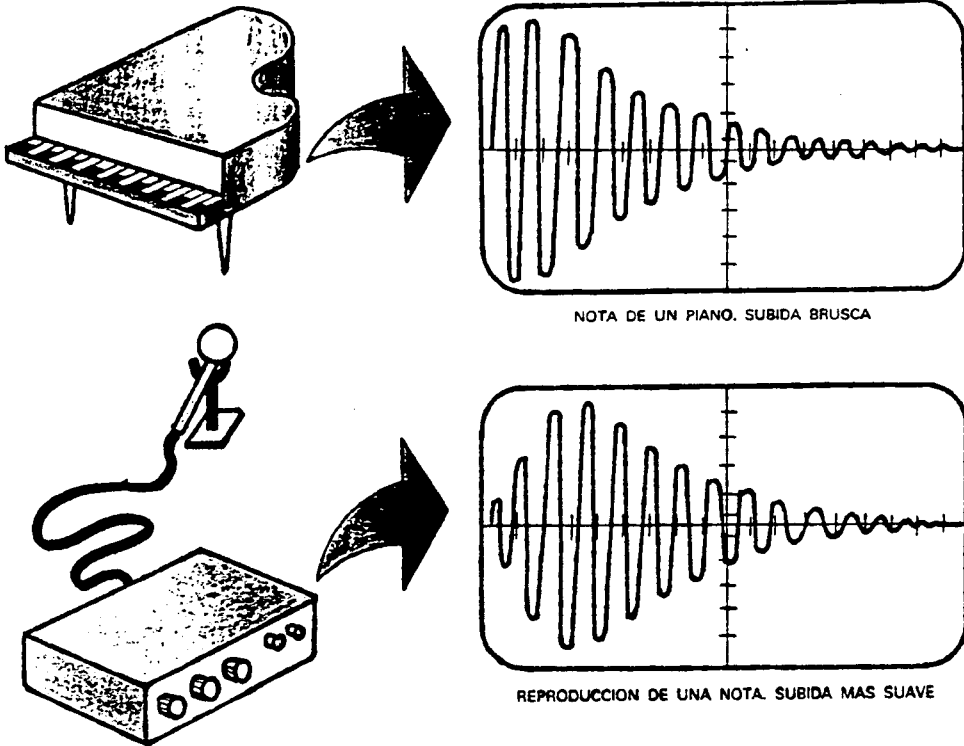
En realidad no existe ningún sistema de transmisión sin distorsión, pero si sistemas de característica poseedora de una banda pasante (banda de frecuencias) donde se asemeja bastante al sistema de transmisión sin distorsión.

Otro estudio equivalente y algo más complicado se tendría que hacer cuando la finalidad del sistema sea distorsionar en amplitud pero no en fase, cosa bastante común; y quizás también al contrario, que para su evaluación global habría que introducir un nuevo concepto como es el de retardo de grupo: $\tau_g = \frac{d\phi}{d\omega}$, lo cual es realmente muy interesante.

Recordemos que $\phi = \omega t$, siendo "t" el denominado tiempo de retardo a la frecuencia "w". Pues bien, la aplicación ya más concreta dentro de las medidas de alta fidelidad que posea un determinado circuito de audio que se puede realizar con este aparato consiste en la medida de estos tiempos de retraso, los cuales va a dar una idea muy clara de la respuesta transitoria del circuito o equipo de audio en estudio. Un problema que los equipos amplificadores

Aplicaciones.

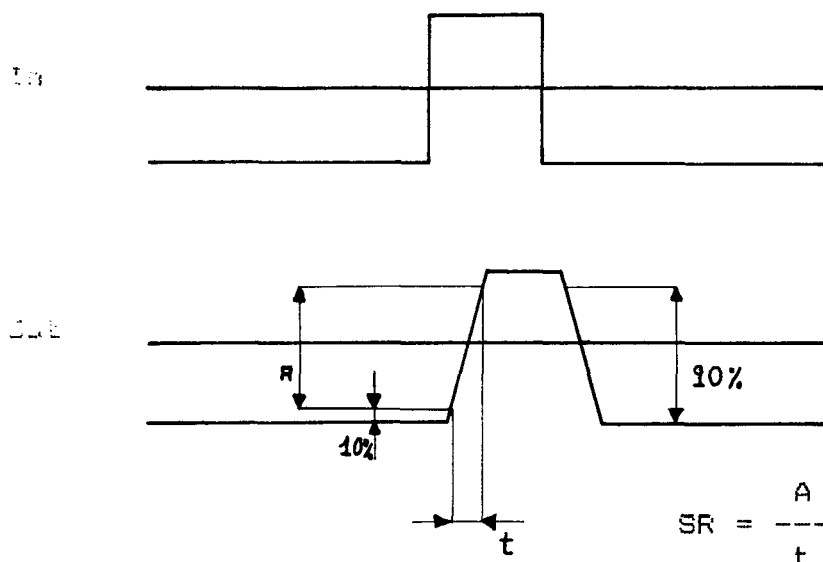
han de resolver es el que se presenta cuando deben reproducir una señal que subitamente sube mucho de nivel, como frecuentemente ocurre con reproducciones musicales. El sonido emitido por un piano al pulsar una sola tecla presenta un subida muy brusca, para luego ir decayendo poco a poco en su intensidad:



Si el amplificador no es capaz de responder a este tipo de sonido, casi un impulso, con la suficiente rapidez, el resultado será una nueva deformación de la señal denominada **DISTORSION POR TRANSITORIOS**.

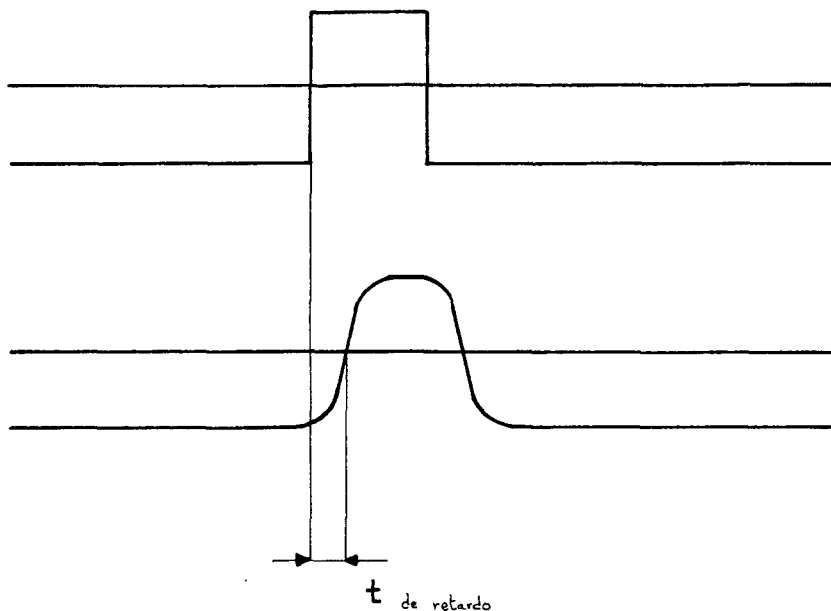
Aplicaciones.

Normalmente cuando se pretende medir este tipo de distorsión lo que se hace es determinar para un pulso muy discreto como señal de entrada al amplificador, el tiempo de respuesta, de subida o de conmutación de la señal de salida, empleandose más popularmente el "slew rate" o velocidad de subida que se define como el cociente entre la diferencia de tensión existente para la señal anterior, entre el 10 y el 90% de la pendiente resultante y el tiempo empleado por el amplificador para dar dichos niveles; gráficamente es:



Pero otra forma de definir la distorsión por transitorios igualmente válida, es con el tiempo de retardo de la salida respecto a la entrada:

Aplicaciones.



Además, si conocemos la respuesta en amplitud de dicho amplificador respecto a la señal de entrada, se podrá determinar también el "slew rate".

Ambas respuestas son obtenibles con este equipo, por lo que la medida del "slew rate" es pura labor de cálculo.

Medidas realizables con el Fasómetro.

La forma más completa de caracterizar la respuesta transitoria de un sistema es medir sus respuestas en fase y amplitud. Se conoce entonces su función de transferencia y queda definida su respuesta transitoria. Cuanto más lineal sea la respuesta en fase, tanto mejor es la reproducción de transitorios, lo cual se aprecia sobre todo en los transitorios musicales, tales como el ataque de las notas, los correspondientes a los instrumentos de percusión y los del pizzicato de cuerdas.

De las aplicaciones de las medidas de respuesta en fase se citan:

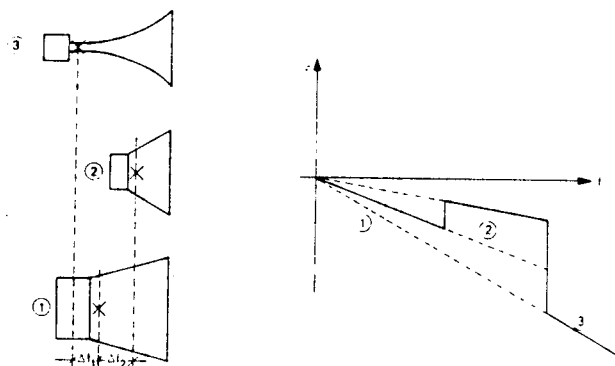
1. Medida de respuesta de fase en los altavoces.

La medida de respuesta en fase en los altavoces son difíciles de realizar porque la diferencia de tiempo para que llegue el sonido del altavoz a un micrófono (que se situaría a una distancia prudencial, la adecuada dependiendo del fin o fines del altavoz estudiado) provocará un gran cambio de fase y que además crecerá de forma continua con la frecuencia.

Este problema se puede resolver introduciendo otro retraso equivalente en el canal de referencia de Fasómetro.

Aplicaciones.

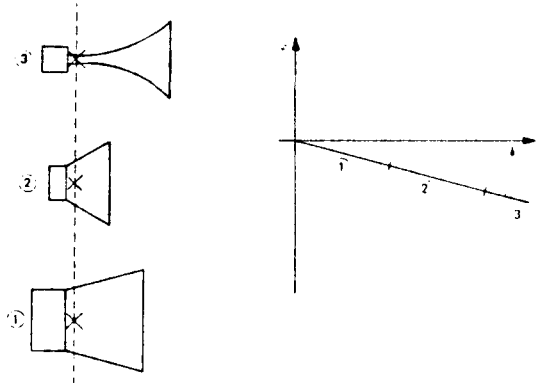
Este retraso no distorsionador de la señal se consigue con las llamadas UNIDADES DE REVERBERACION como los utilizados en los órganos para producir ecos y algún que otro efecto especial sonoro. Este retraso se obtiene mediante un sistema electromecánico, que básicamente, para entenderlo, se puede indicar el ejemplo en el que un muelle solicitado por una señal de baja frecuencia presenta frente a ella una velocidad de propagación pequeña. Mediante este procedimiento se pueden obtener retardos de hasta 65 milisegundos, los cuales son más que suficientes para la aplicación que se estudia.



La figura anterior representa un sistema típico de tres altavoces en el que se supone que cada uno de los tres conos tiene respuesta lineal en fase. Los centros acústicos de los conos se han señalado con una X y se supone que son independientes de la frecuencia. La curva de respuesta en fase resultante indica claramente el desplazamiento relativo

Aplicaciones.

de los tres conos. Con esta curva se puede calcular cómo situarlos para obtener una respuesta plana en fase como la de la siguiente figura:



Con los centros acústicos de los altavoces alineados resultará mejorado el comportamiento respecto a los transitorios porque los respectivos componentes de la señal llegarán ahora al oyente con la adecuada relación en el tiempo.

La respuesta en fase parece especialmente significativa respecto a la calidad audible a las altas frecuencias mientras la respuesta a tercios de octava lo parece más a las frecuencias bajas y medias. La respuesta en fase a las frecuencias muy bajas, cerca de la de corte del altavoz, revelará también su respuesta a los transitorios en las bajas frecuencias, que si es buena, resulta en un sonido claro, y si es deficiente es causa de unos bajos borrosos y mal definidos.

2. La medida de la estabilidad mecánica de magnetofones y giradiscos.

El Fasómetro se puede usar también como sistema captador de la estabilidad mecánica de los reproductores mecánicos. Si, por ejemplo, la cinta se inclina ligeramente, el hecho se reflejará en la fase entre las dos pistas de un magnetofón estereo.

La misma medida puede realizarse también entre los dos canales de un disco estereo. Esto sería especialmente importante para los llamados sistemas "matrix" tetracanales (tales como ED y ES) en los que la información se codifica como variaciones de amplitud y fase. Además, la fase entre canales es de mucha importancia en todos los sistemas multicanales de registro, reproducción y transmisión para garantizar la compatibilidad monoaural y una imagen estero perfecta.

La estabilidad global, y el lloro y el trémolo de un magnetofón se pueden valorar también comparando la fase de su entrada y salida. Cualquier variación de velocidad o alargamiento de la cinta se verán como un cambio de fase.

3. Sincronización de equipos.

Una aplicación bastante relevante podría ser su utilización para sincronizar equipos electrónicos, eso sí, cuyo funcionamiento se base en una señal cuya frecuencia sea exactamente la misma, o que esta no tenga derivas muy acusadas. Además, esa frecuencia deberá ser de audio, es decir, de 20 Hz a 20 KHz, aunque este margen en realidad es mayor dada la configuración electrónica modificada de la etapa llamada concretamente Fasómetro.

La verificación de esa sincronización consistiría en lograr que permanezca constante el indicador o display digital de Jefeago cuando se introducen las dos señales de los correspondientes equipos.

6.

61ELIDGRAFIA.

Bibliografía.

- Enciclopedia Universal Ilustrada Europeo Americana.
- Manuales del Usuario y de Servicio y Mantenimiento del Registrador Gráfico Brüel & Kjør.
- Manuales del Usuario y de Servicio y Mantenimiento del Analizador de Onda Hewlett - Packard.
- Electrónica integrada. J. Milman y C.C. Halkias.
- Circuitos Electrónicos: Digitales I. Elias Muñoz Merino. ETSIT de Madrid.
- Artículos:
 - Guía para la selección de los amplificadores operacionales.
Revista Española de Electrónica.
Diciembre 1986.
 - Guía para el usuario de amplificadores operacionales.
Elektor.
Octubre 1985.

Bibliografía.

-Enciclopedia de Alta Fidelidad. Ediciones Nueva Lente.

-Medidas Electroacústicas. Brüel & Kjør.

-Monografías:

-Notas de aplicación.

Loudspeaker Phase Measurements Transient Response
and Audible Quality.

Brüel & Kjør.

Música Electronica. G. Letraublou. Paraninfo.

9.

APENDICES.

9.1

ANALIZADOR DE ONDA.

3.29. Modos de barrido.

El conmutador "SWEEP MODE" del panel frontal permite seleccionar cinco modos de barrido:

- 1) "REP" (REPETITIVO).
- 2) "SING" (SIMPLE).
- 3.) "RESET" (REPOSICION).
- 4) "MAN" (MANUAL).
- 5) "OFF" (DESCONECTADO).

3.29.1. Barrido repetitivo.

En este modo de barrido el Analizador explora continuamente el margen de frecuencia seleccionado. La duración de cada barrido está determinada por el ajuste del mando "SWEEP TIME".

3.29.2. Barrido simple.

Quando se selecciona este modo de barrido, el Analizador barre una sola vez el margen de frecuencia seleccionado, parandose en la frecuencia final. El Analizador permanece en esta frecuencia hasta que se selecciona otro modo de barrido o hasta que se inicia un nuevo barrido. El nuevo barrido puede iniciarse ajustando primeramente el conmutador "SWEEP MODE" en la posición "RESET", pasandolo después a la posición "SINGLE". Si la línea de disparo externo (ver apartado 3.31) tiene un nivel lógico "0" cuando se repone el barrido no comenzará el nuevo barrido hasta que se aplique un disparo. Sin embargo, el barrido simple no se repone mediante un disparo externo, debiendose efectuar manualmente.

El modo de barrido simple se utiliza particularmente para efectuar registros simples X-Y en los que no se desea traza de retorno. El operador puede comenzar el barrido, continuar con su trabajo y volver más tarde para recoger el registro completo.

3.29.3. Reposición del barrido

Cuando se selecciona esta posición, repone el generador de barrido, la salida para el eje X registrador para a 0V y el Analizador permanece en la frecuencia inicial indicada en la presentación. El indicador "ADJUST" del panel frontal (ver apartado 3.30.4) funciona en operación de reposición, haciéndolo un medio correcto utilizado para ajustar parámetros de barrido.

3.29.4. Barrido manual

Cuando se selecciona el modo manual, se inhabilita el barrido electrónico de frecuencia y se traslada la operación del mando de frecuencia al potenciómetro "MANUAL VERNIER" - (VERNIER MANUAL). Cuando el vernier está completamente girado en sentido antihorario, el Analizador está en la frecuencia de comienzo (inicial) ajustada mediante el mando "FREQUENCY" y la salida para el eje X del registrador tiene un valor de 0V. Cuando se gira el vernier en sentido horario, aumenta la frecuencia y la tensión de salida para el eje X como si se estuviese efectuando un barrido electrónico. Cuando se gira el vernier completamente en sentido horario, el Analizador está en la frecuencia final determinada por el ajuste del mando "FREQ SPAN" y la salida para el eje X tiene un nivel de + 5 V. Puesto que el barrido manual duplica completamente la abertura del barrido electrónico, puede utilizarse para calibrar registradores X-Y u osciloscopios conectados a las salidas para registrador. El barrido manual se puede emplear también para sintonizar finalmente el Analizador estando el mando "FREQ SPAN" ajustado en la posición "50 Hz".

3.29.5. Desconexión del barrido.

Cuando se selecciona la posición "OFF", se repone el generador de barrido de igual forma que en la posición "RESET". La única diferencia es que, en el modo "OFF", se utiliza el indicador "ADJUST" del panel frontal. El modo de desconexión es un modo de operación adecuado de utilizar cuando se sintoniza manualmente el Analizador.

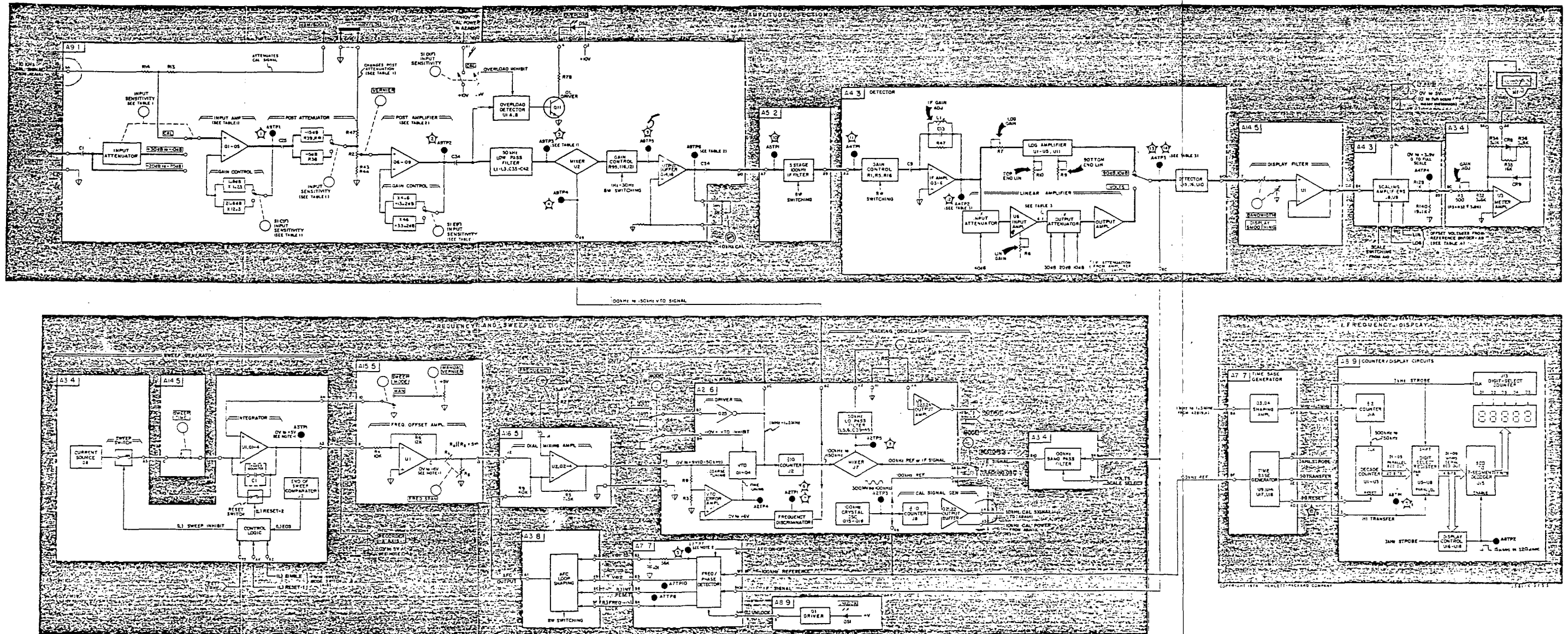


Figure 7-2. Detailed Block Diagram.

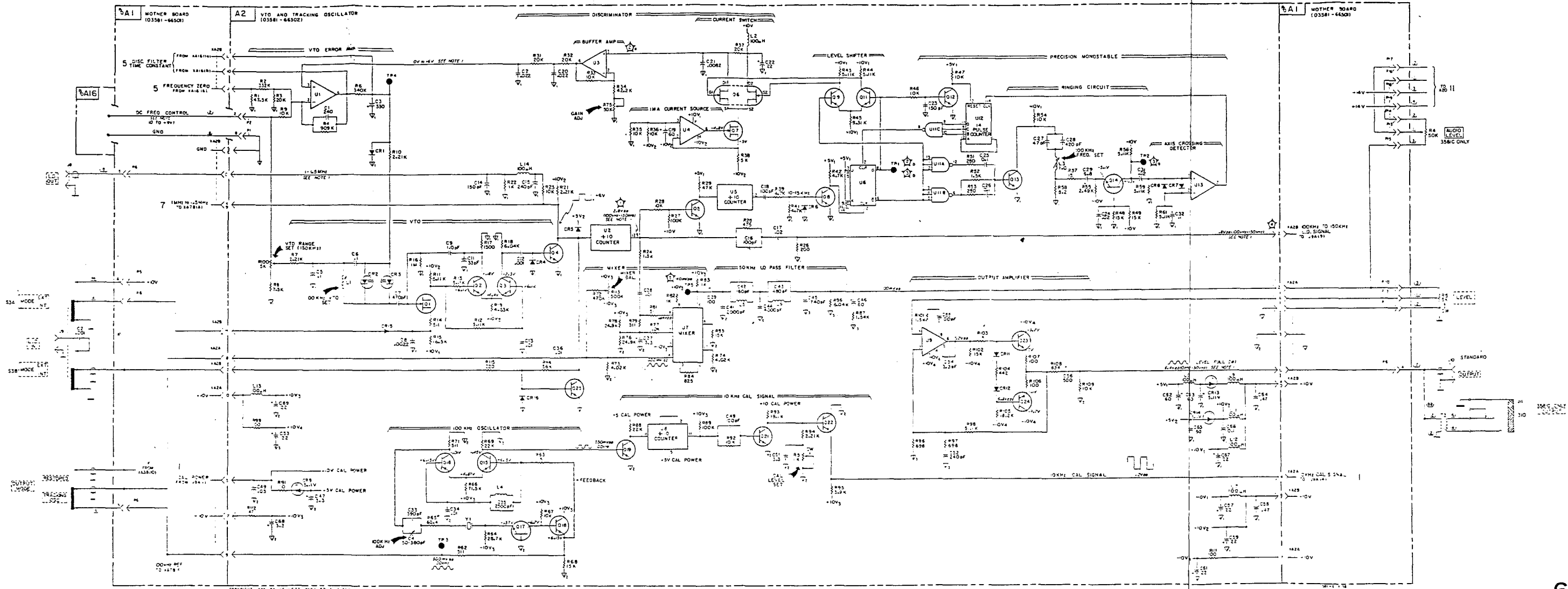


Figure 7-8. VTO and Tracking Oscillator Assembly (A2) Schematic and Component Location Diagram.

Rev. B 7-25/7-74

9.2

REGISTRADOR GRAFICO.

Resolution

Better than ± 0.25 mm for 50 mm chart width and ± 0.5 mm for 100 mm chart width. With a 50 dB Range Potentiometer this represents ± 0.25 dB.

Input Circuit

Input Impedance: 24 k Ω 60 pF to 12 k Ω 120 pF depending on position of INPUT POTENTIOMETER 10 to 15.

Max. Input Voltage: 100 V RMS

Input Potentiometer: 0 to 12 dB, non-linearized.

Input Attenuator: Six 10 dB steps reposition 0 to 0.25 dB.

Rectifier Response

RMS: ± 0.5 dB for crest factors up to 10.

Average: ± 0.5 dB true arithmetic average.

Peak: ± 1 dB half peak-to-peak.

DC: ± 1 dB, 1 kHz chopped.

Average detection.

Calibration Reference

100 mV RMS square wave at mains frequency.

Stability: $\pm 1\%$ for $\pm 10\%$ deviation in mains voltage.

Writing Speeds

50 mm chart width: 2, 4, 8, 16, 25, 40, 63, 100, 160, 250, 400, 500, 630, 800 and 1000 mm/s.

100 mm chart width: 4, 8, 16, 31.5, 50, 80, 125, 200, 315, 500, 800, 1000, 1250, 1600, and 2000 mm/s.

Lower Limiting Frequency

2, 10, 20, 50, and 200 Hz.

Warning Lamp

Warning light for unstable combinations of WRITING SPEED and LOWER LIMITING FREQUENCY.

Writing System

Electrodynamically driven force 9 N, 50 or 100 mm writing width.

Overall Stability

± 0.2 dB variation in stylus deflection for $\pm 10\%$ variation in mains supply voltage.

MECHANICAL

Paper Drive

General: Reverses paper when starting, then runs paper forward with start pulse at end and stopping time 15 ms, 73 ms reversal time for 60 Hz mains supply.

Paper position can be controlled via X-REC facility.

Features: Selectable feed speeds in both directions. Automatic stop every 250 mm in either direction in both directions.

Continuous drive in both directions. Automatic stop for one revolution or sweep with adjustable limits with gear paper and Turntable Type 3922.

Paper Speeds

0.0003, 0.001, 0.003, 0.01, 0.03, 0.1, 0.3, 1, 3, and 10, selectable in mm/s and cm/s.

X Control

Ramp Limits: ± 20 V DC.

Chart Length: Max. 250 mm.

Chart Speed: Max. 30 mm/s.

Sensitivity: 15 to 50 mm/V.

Zero Position: 0 V on voltage control ramp, adjustable over whole chart length.

Types of Recording

Cartesian and Polar.

Writing Pens/ Styli

Ink pens that can be loaded with green, red, or black ink cartridges.

Fibre pens in green, red, and black.

Sapphire Styli for use with waxed chart paper.

Recording Paper

(See also Table: Recording Paper.)

50 mm and 100 mm wide preprinted charts for pens (rolls of 60 m).

50 mm wide waxed preprinted charts for styli (rolls of 60 m).

200 mm diameter polar charts for pens (packets of 100 sheets).

Event Marker

Positioned at chart border, manual and remote operation.

Pen or Stylus mounting.

20 pps maximum operating rate.

External Drive Facilities

Two independent drive shafts which may be connected to scanning mechanism of other instruments.

Selectable Speeds: 0.0036, 0.12, 0.036, 0.12, 0.36, 1.2, 3.6, and 120 RPM.

Max. Allowable Torque: 1.2 N m (1.2 kg cm).

Paper Wheel Shaft

For 50 mm chart paper.

Shaft rotates at 120 RPM, 200 mm of paper feed.

Control Pulses

Internal cam switch for output pulses.

synchronized to chart motion, used for example to make filter shifts in externally connected B & K Third Octave Filter Sets.

Remote Control

Start, stop, automatic stop, external automatic stop, pen lift, and event marking.

Cam Switch

Multiplexing switch for two channel recording, pen lifting, marking, timing, etc.

GENERAL

Temperature Range

0 to 40°C (32 to 104°F).

Power Supply

100, 115, 127, 220, 240 V AC $\pm 10\%$, 50 or 60 Hz (specify mains frequency when ordering). Complies with safety class I of IEC R 348.

Power Consumption

Approximately 40 VA.

Cabinet

Supplied as model A (steel cabinet), model B (model A in manganese cabinet with lid), or C (as A, but with chain drive for mounting in 19" racks).

Dimensions: Model A

(excluding knobs, feet, etc.)

Height: 180 mm (7.1 in).

Width: 482 mm (19.0 in).

Depth: 290 mm (11.4 in).

Weight

20.5 kg (45 lb).

Accessories included

- 1 50 dB Range Potentiometer ZR 0005 (unless otherwise specified).
 - 1 Inking Kit QI 0002.
 - 2 Sapphire Styli DH 2003.
 - 1 Screened B & K Plug JP 0101.
 - 2 7 pin DIN Plugs JP 0702.
 - 2 8 pin DIN Plugs JP 0802.
 - 1 Roll Recording Paper QP 0002.
 - 1 Roll Recording Paper QP 1112.
 - 1 Roll Engraving Paper QP 1114.
 - 1 Delay Time Pre-amplifier SC 2541.
 - 1 Pen Potentiometer PB 1451.
 - 2 Turn On/Off 00260.
 - 2 Turn On/Off 00201.
- Power cable, Spare fuses and lamps.
- Additional for model C: 1 Chain Drive Assembly UA 0447.

Accessories Available

See section: Accessories.

2. CONTROLS

2.1. TOP PANEL

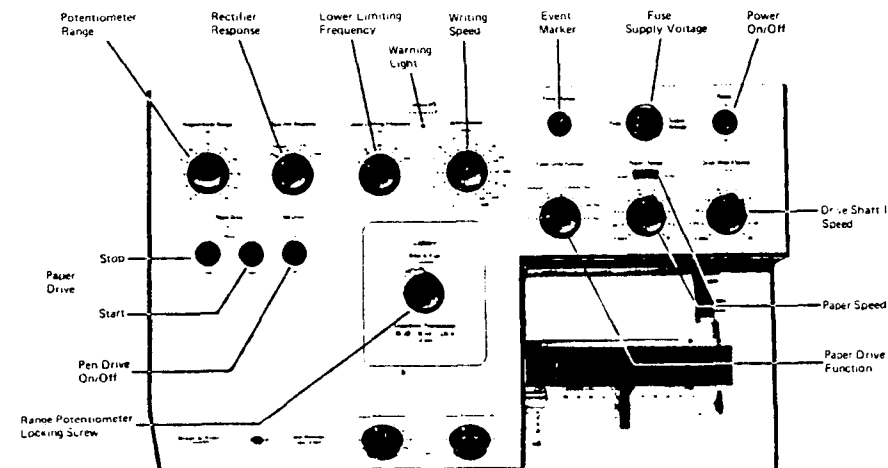


Fig. 2.1. Top panel of 2307

SUPPLY VOLTAGE AND FUSE

Mains voltage selector for operation of the Recorder from 100, 115, 127, 220, and 240 V $\pm 10\%$ (50 to 60 Hz) AC supplies. The selector also contains a slow blow mains fuse. To change the selected voltage or fuse see section 3.2.

POWER

"On"/"Off" switch for mains supply. When power is connected the lamp above the recording paper should light.

RECTIFIER RESPONSE

Four position switch for selection of recorded signal level.

"Average" Arithmetic average level.

"RMS" True root mean square level.

"Peak" Half peak to peak level.

"DC" Average level of signal chopped at 1 kHz.

LOWER LIMITING FREQUENCY

Five position switch for selection of lower limit of linear frequency range of the Recorder. The limits are 2, 10, 20, 50, and 200 Hz.

The LOWER LIMITING FREQUENCY and WRITING SPEED settings play an important part in determining the stability of the writing system. If an unstable combination of LOWER LIMITING FREQUENCY and WRITING SPEED is selected a LED (Light Emitting Diode) labelled DECREASE WS. or INCREASE LLF will light. See section 3.6

WRITING SPEED:

Fifteen position switch for selection of writing speed of pen. The inner range of figures 2 to 1000 (mm/s) correspond with recording paper of 50 mm width, and the outer range of figures 4 to 2000 (mm/s) correspond with recording paper of 100 mm width

For stable operation of the writing system, the LOWER LIMITING FREQUENCY setting must be considered when selecting WRITING SPEED. See section 3.6

POTENTIOMETER RANGE:

Eleven-position switch for selecting resolving power of writing system in conjunction with the Range Potentiometer fitted. Commonly used combinations of POTENTIOMETER RANGE setting and Range Potentiometer are shown in Table 3.1.

PAPER SPEED

A ten-position, spring loaded knob plus two position slider for selection of twelve fixed paper speeds from 0.0003 mm/s to 10 cm/s. To change the setting of the selector knob lift it up against its spring, rotate to the required setting, and release.

The selector knob also controls the speed of DRIVE SHAFT I independently of the slider setting. The speed of DRIVE SHAFT I can be determined by relating the angular setting of the selector knob to a corresponding setting of the DRIVE SHAFT II SPEED knob which is marked in RPM.

DRIVE SHAFT II SPEED:

A ten-position, spring loaded selector knob for selection of ten fixed DRIVE SHAFT II speeds from 0.0036 to 120 RPM independent of paper speed. Permits compression and expansion of frequency scale when frequency scanning of B & K Frequency Analyzers and Signal Generators is controlled via DRIVE SHAFT II.

PAPER DRIVE FUNCTION:

Seven-position switch used in conjunction with the PAPER DRIVE "Stop"/"Start" push buttons for selection of the following paper drive control functions

"Stop". Paper drive runs only as long as the "Start" push button is kept depressed

"Continuous F". When the "Start" push button is pressed the paper drive runs continuously in the forward direction. To stop the paper drive press the "Stop" push button

"Continuous R". When the "Start" push button is pressed the paper drive runs continuously in the reverse direction. To stop the paper drive, press the "Stop" push button.

"Automatic Stop F". When the "Start" push button is pressed the paper drive runs until the automatic stop is reached or the "Stop" push button is pressed. The automatic stopping point is determined by the AUTOMATIC STOP thumb wheel on the front panel. When correctly adjusted as in section 4.1 the amount of paper travel between

one automatic stopping point and another is 250 mm which with the most commonly used types of recording paper, corresponds to one chart length.

"Automatic Stop R". This function is similar to "Automatic Stop F" except that the paper drive runs in the reverse direction and that the writing and event marker pens are lifted clear of the paper.

"Polar Rec". This function is used for polar recording when the Turntable Type 3922 is used with the Recorder. See section 4.3.

"X Rec". With this function the forward and reverse movement of the paper may be controlled by applying an external ramp voltage to the X INPUT socket on the side panel of the Recorder. The Recorder then behaves in a manner similar to an X-Y recorder. See section 4.2.

EVENT MARKER:

A push button which when pressed actuates the event marker pen or stylus, making a step in the event marker line drawn just below the top edge of the paper.

PAPER DRIVE:

Two push buttons for starting and stopping the paper drive. Unless external control is present the Recorder will automatically revert to its stop condition when power is momentarily disconnected. A Motor LED above the two buttons lights only when the drive motor is running.

PEN DRIVE:

"On-Off" switch for pen drive. In the "Off" position the pen drive is disconnected and the pen lifted clear of the recording paper enabling the pen to be moved by hand to any required position. In the "On" position the pen drive is connected ready for recording.

2.2. FRONT PANEL

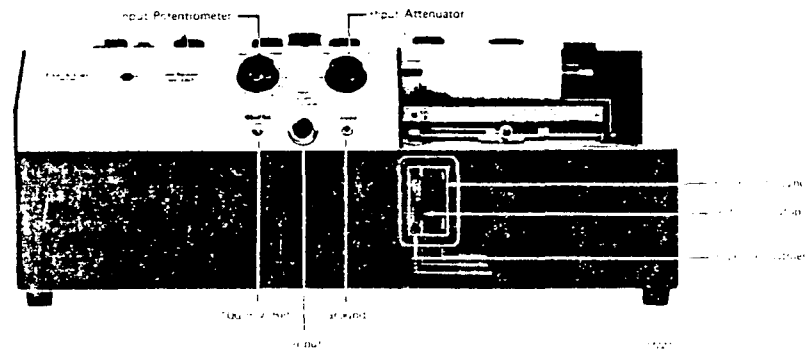


Fig 2.2. Front panel of 2307

INPUT

DC coupled input accepting standard B & K Coaxial Plugs JP 0101 or a BNC Adaptor JP 0144 for application of the signal to be recorded. It has a minimum input impedance of 12 kΩ/ 90 pF and accepts input voltages up to 100 V RMS for full scale pen deflection. However, for operation in accordance with IEC 348, the input current of signals exceed-

ing 42 V peak should be restricted to 0.7 mA. An alternative DC coupled BNC INPUT socket is provided on the rear panel of the Recorder.

GROUND:

4 mm socket accepting a banana plug (B & K No. JB 0002) for connecting the screens of coaxials input cables to the chassis of the Recorder which has a permanent signal ground-chassis connection.



WARNING: The 2307 is designed to be operated with its signal ground lines and chassis always at earth potential. Never let the signal ground terminal, socket screens or chassis float at any other potential, as this will impair the operating safety of the 2307 and may damage the instrument.

INPUT ATTENUATOR:

Seven-position switch for attenuation of input signal in 10 dB steps from 0 to 60 dB.

INPUT POTENTIOMETER:

Potentiometer for continuous adjustment of input signal level between INPUT ATTENUATOR switch ranges. For a linear response at frequencies up to 200 kHz (see Fig. 3.11) the potentiometer should be kept in its extreme clockwise position giving 0 dB attenuation. In the extreme counter clockwise position, the maximum attenuation is approximately 12 dB.

100 mV REF.

A self-resetting push button which, when pressed, disconnects the input signal, connecting an internal 100 mV (mains frequency) reference voltage source to the INPUT of the Recorder. For accurate calibration using the reference source, the RECTIFIER RESPONSE switch on the top panel should be set to its "RMS" or "Average" mode. Also avoid using a LOWER LIMITING FREQUENCY switch setting greater than "50" Hz.

PAPER ADJUSTMENT:

Access is given to paper drive sprocket wheel, for manual adjustment of paper position.

AUTOMATIC STOP:

Thumb wheel for manual adjustment of point where the paper comes to an automatic stop. The amount of adjustment (max = 12.5 mm) can be gauged by the relative position of the white spot on the PAPER ADJUSTMENT thumb wheel with respect to the white spot on the AUTOMATIC STOP thumbwheel. The latter will always take up the same position when the paper drive is stopped automatically. See section 4.1.

FILTER SHIFT SYNC.

Thumb wheel for manual adjustment of the third octave filter shift pulses of the Recorder so that they are synchronized with the frequency scale on preprinted recording paper. See section 4.1.2.

2.3. SIDE PANEL

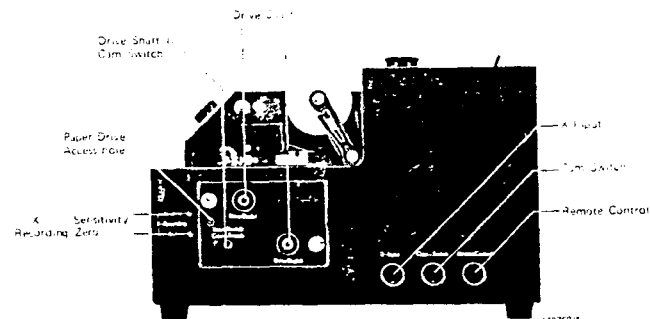


Fig. 2.3. Side panel of 2307

REMOTE CONTROL:

7-pin DIN socket with Event Marker, Pen Lift, Automatic Stop and Manual Stop remote control lines, plus lines for automatic switching of the third octave filters of B & K Filter Sets and Frequency Analyzers. For connections see Fig. 2.4.

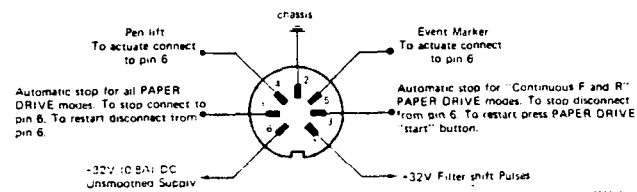


Fig. 2.4. External view of REMOTE CONTROL socket

CAM SWITCH:

8-pin DIN socket with make/break switch contacts activated by a cam on DRIVE SHAFT II. It may be used to switch two microphone channels for multiplexed recording as in section 4.5 as well as to activate the pen lift facility for dashed line recording as in section 4.6. For connections see Fig. 2.5.

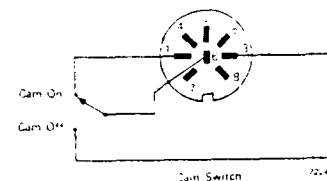


Fig. 2.5. External view of CAM SWITCH socket showing internal switch connections

- X INPUT:** 8-pin DIN socket accepting an external DC ramp voltage for remote control of the forward and reverse movement of the recording paper when the PAPER DRIVE FUNCTION selector is set to "X-Rec". For connections and further information on the use of this socket see section 4.2.
- DRIVE SHAFT I & II:** Two drive shaft sockets accepting a Flexible Drive Shaft UB 0041 for remote tuning of B & K Signal Generators and Frequency Analyzers. DRIVE SHAFT I is for synchronizing the frequency scales of external instruments with preprinted charts, whilst DRIVE SHAFT II is for expanding or contracting these frequency scales.
- X RECORDING:** Two 25-turn screwdriver operated potentiometers with the following functions:
- "Sensitivity"** Adjusts "X Rec" mode paper drive sensitivity from 15 to 50 mm/V.
- "Zero"** Adjusts "X Rec" mode paper start position over entire 250 mm chart length.
- DRIVE SHAFT II CAM SWITCH:** Mechanical screw head adjustment for moving the CAM switch follower on and off the cam disc mounted on DRIVE SHAFT II. The respective positions of the white spot are 6 o'clock for the follower "On" and 12 o'clock for the follower "Off". In the "Off" position the contacts between pin 6 and pin 3 of the CAM SWITCH socket are closed. See Fig. 2.5.
- PAPER DRIVE:** Access hole to paper drive for fastening 6 mm diameter drive spindle for external control of paper movement when the motor and drive gears of the Recorder are removed from the paper drive mechanism. See section 3.2.1.

2.4. REAR PANEL

- INPUT:** DC coupled input accepting a BNC coaxial plug (B & K No. JP 0035) for application of the signal to be recorded. Is connected in parallel with the signal INPUT socket on the front panel of the Recorder.
- REMOTE CONTROL:** 7-pin DIN socket connected in parallel with the REMOTE CONTROL socket on the side panel of the Recorder. For connections see Fig. 2.4.
- MAINS INPUT:** Input socket accepting the Power Cable AN 0010 provided for connection of an AC mains supply. Before connecting a supply the mains voltage setting and fuse checks given in section 3.2 should be carried out.

3. OPERATION

3.1. MOUNTING

The Level Recorder Type 2307 may be used free standing on its four plastic feet or, for a more permanent laboratory installation, it may be mounted together with other B & K instruments using one of the instrument combining units mentioned in Chapter 1. Also mentioned are remote control cables and a chain drive for automatic frequency scanning when using B & K Signal Generators and Frequency Analyzers with the Recorder.

3.2. MAINS CHECKS AND CONNECTIONS

The 2307 may be powered from a 100: 115: 127: 220 and 240 V \pm 10% (50 or 60 Hz) single phase AC mains lines. Before connecting a mains supply the following checks and adjustments should be carried out to ensure safe operation of the apparatus.

3.2.1. Frequency Setting

For operation of the 2307 from 50 and 60 Hz mains lines the motor and drive gears of its paper drive mechanism must have the correct gear ratio. The gears are shown in Fig 3.1 and are accessible on removing the drive shaft panel on the right-hand side of the Recorder. This is fastened by two screws which need only be given half a turn to release the panel.

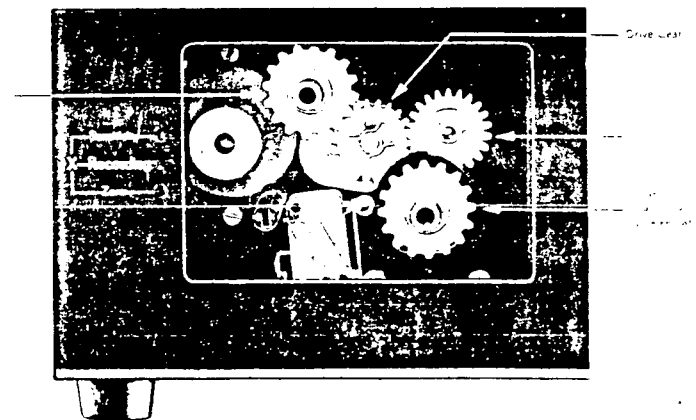
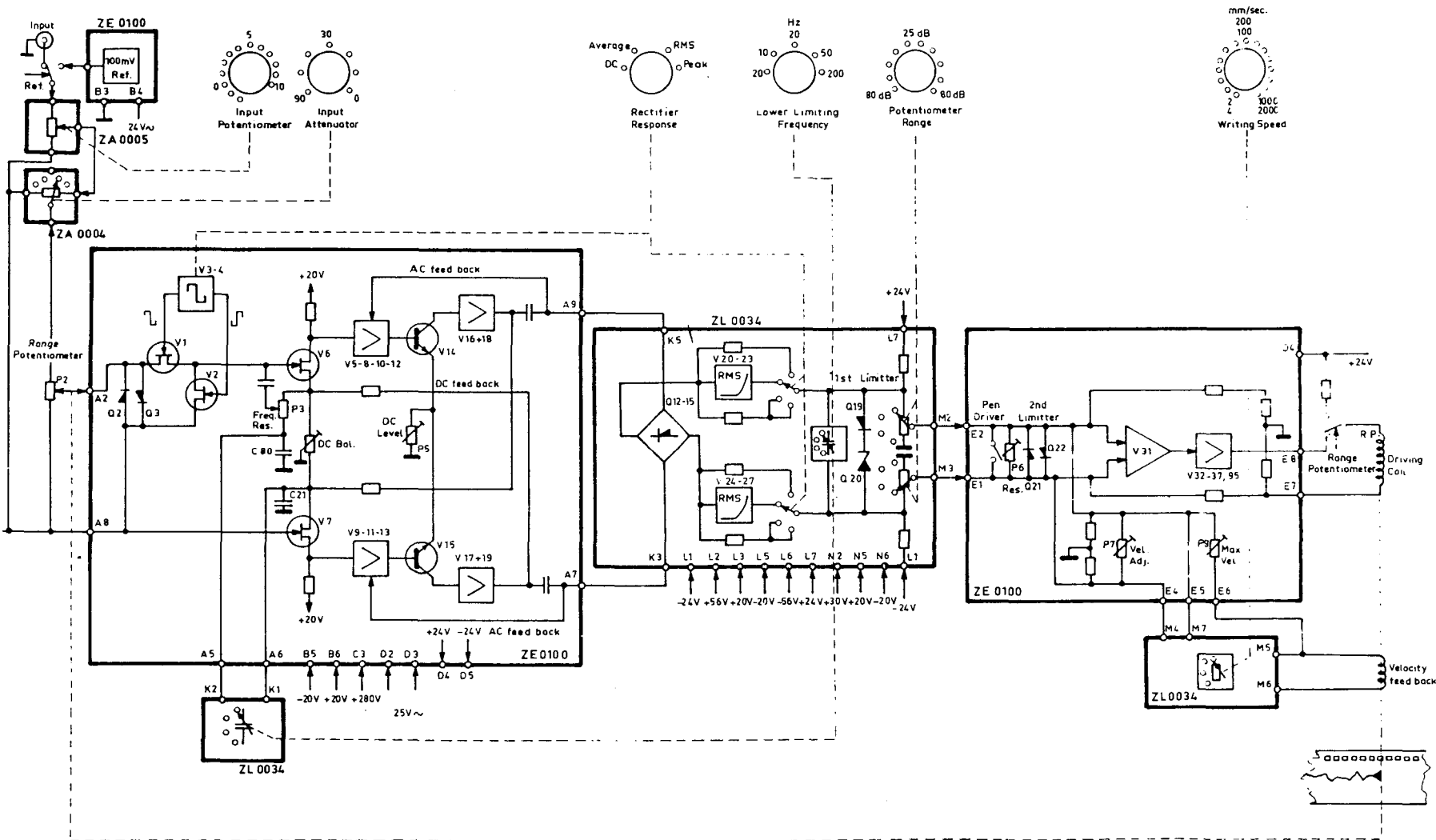


Fig 3.1 Paper drive mechanism of the 2307

Simplified Diagram of the Recorder Amplifier



The Level Recorder Type 2307 consists mainly of a Recording Amplifier, an Electro-dynamic Writing System, a Paper Drive System and a Power Supply.

RECORDING AMPLIFIER

a. Input Amplifier

The input of the Level Recorder is unsymmetrical. The signal is first fed through the continuously variable INPUT POTENTIOMETER and then to the calibrated INPUT ATTENUATOR. Due to stray capacitance in the INPUT POTENTIOMETER the frequency response at the highest frequencies will be affected if the INPUT POTENTIOMETER is not set at position "10".

The calibrated INPUT ATTENUATOR enables the input signal to be accurately attenuated in six 10 dB steps to within ± 0.2 dB.

From the INPUT ATTENUATOR the signal is fed to the Range Potentiometer. In the Range Potentiometer there are precision resistors connecting the 216 silver lamellae that make contact with the slider which is attached to the pen drive. The Range Potentiometer sets the dynamic range and response of the Level Recorder.

The pick off voltage from the slider is fed to an electronic chopper operating at 1 kHz. The chopper consists of two Field Effect Transistors (FET's) which are switched "on" and "off" 1000 times every second.

They are switched in antiphase and when they are switched "on" one passes the signal to the AC input amplifier and the other shortcircuits the input of the amplifier to ground during the remaining time of the switching cycle. Their chopping function is selected only when the Level Recorder is switched to record DC levels.

In the other three positions of the RECTIFIER RESPONSE selector a fixed -20 V is applied to the base of V 3 via R 36 locking the multivibrator in the state where the signal is allowed to proceed to the AC input amplifier.

The balanced input amplifier is DC coupled and provided with both AC and DC feed-back. The AC gain is approx. 70 dB.

b. Rectifier

The output from the input amplifier is applied to a bridge type full wave rectifier. The RECTIFIER RESPONSE networks are symmetrically disposed with respect to ground which ensures that the resolving power in the pen drive system is maintained for both rising and falling signals.

The specially designed rectifier circuit can be switched to measure either the true RMS, the arithmetic average or half the peak to peak value of the input signal.

RMS detection makes use of the highly accurate principle of a biased diode and transistor which performs to within ± 0.5 dB, in this case up to a crest factor of 10.

Following the rectifier circuit is the LOWER LIMITING FREQUENCY response circuit which has an initial effect on the averaging of the measured signal.

This circuit determines the lowest frequency to which the Level Recorder will respond linearly. It can be set to either "2", "10", "20", "50" or 200 Hz by the selector O 2. LOWER LIMITING FREQUENCY. At each of these roll-off frequencies the response of the Level Recorder drops by 0.3 dB.

c. Output Amplifier

The driving system is protected from being over driven by the first limiter (Q 18, 19 and 20). The threshold of the limiter is designed so that the drive system reaches full driving power when the signal fluctuation reaches its limit.

The output signal from the first limiter (DC) is compared with a built-in balanced DC reference voltage to produce a difference signal which is used to drive the output amplifier via a second limiter.

This difference signal is attenuated in steps by an attenuator marked POTENTIOMETER RANGE. The attenuator setting determines the resolving power of the Recorder which is the ability to faithfully follow detail fluctuations in the signal level.

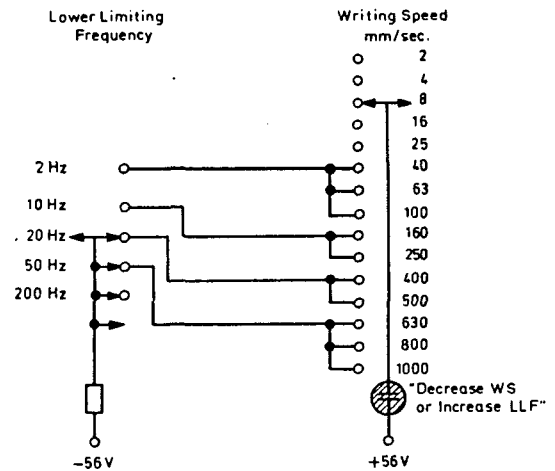
From the POTENTIOMETER RANGE attenuator the signal is fed to the second limiter. The reason for the second limiter is to ensure that the drive signal to the output amplifier section is independent of the magnitude of the servo error signal once it has reached a certain value.

This means that the signal to the output amplifier section will remain equal to, or less than, a fixed value.

The output amplifier consists of an integrated circuit DC amplifier and a push-pull DC power amplifier. This latter stage operates as a type of single ended push-pull amplifier. From a special winding on the moving coil of the electromagnetic drive system a velocity dependent signal is induced.

The signal is introduced as negative feed back to the input of the output amplifier section. The feed back signal will completely control the output signal from this section as long as the signal from the second amplitude limiter has reached its constant value, which is the case when the limiter is in action.

The speed of the writing system, and hence its averaging effect on the recorded levels, can be adjusted according to the figures around the WRITING SPEED control knob.



The stability of the complete system is determined by the combined settings of WRITING SPEED, LOWER LIMITING FREQUENCY and POTENTIOMETER RANGE.

If the correct setting of POTENTIOMETER RANGE selected for the Range Potentiometer in use, overshoot and instability in the system could be caused by selecting too high a WRITING SPEED in relation to the setting of LOWER LIMITING FREQUENCY.

A lamp marked "Decrease WS or Increase LLF" will light up if the limit for a stable operation is exceeded.

d. Removal of the Range Potentiometer

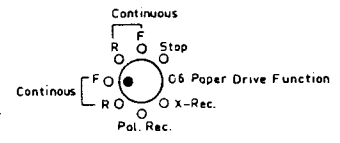
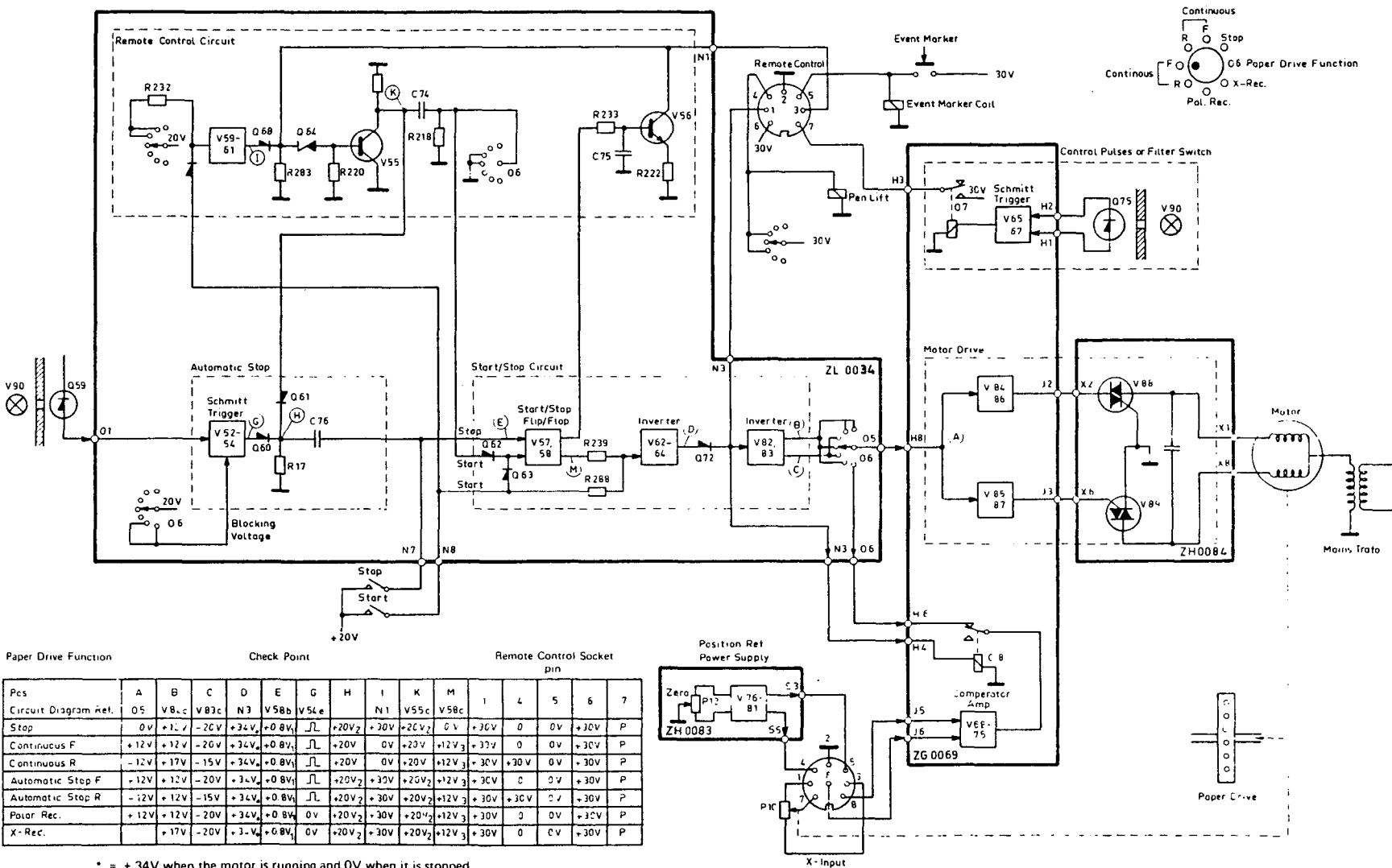
When the Range Potentiometer is removed great care must be taken not to damage the slider. By having the writing system all the way to the right damaging the slider is minimized.

1. Power "ON"

When the screw, by which the Range Potentiometer is mounted in the unit, is loosened a microswitch disconnect the moving coil from the output amplifier and connect the coil to the fixed +24 V supply via a resistor (R 152).

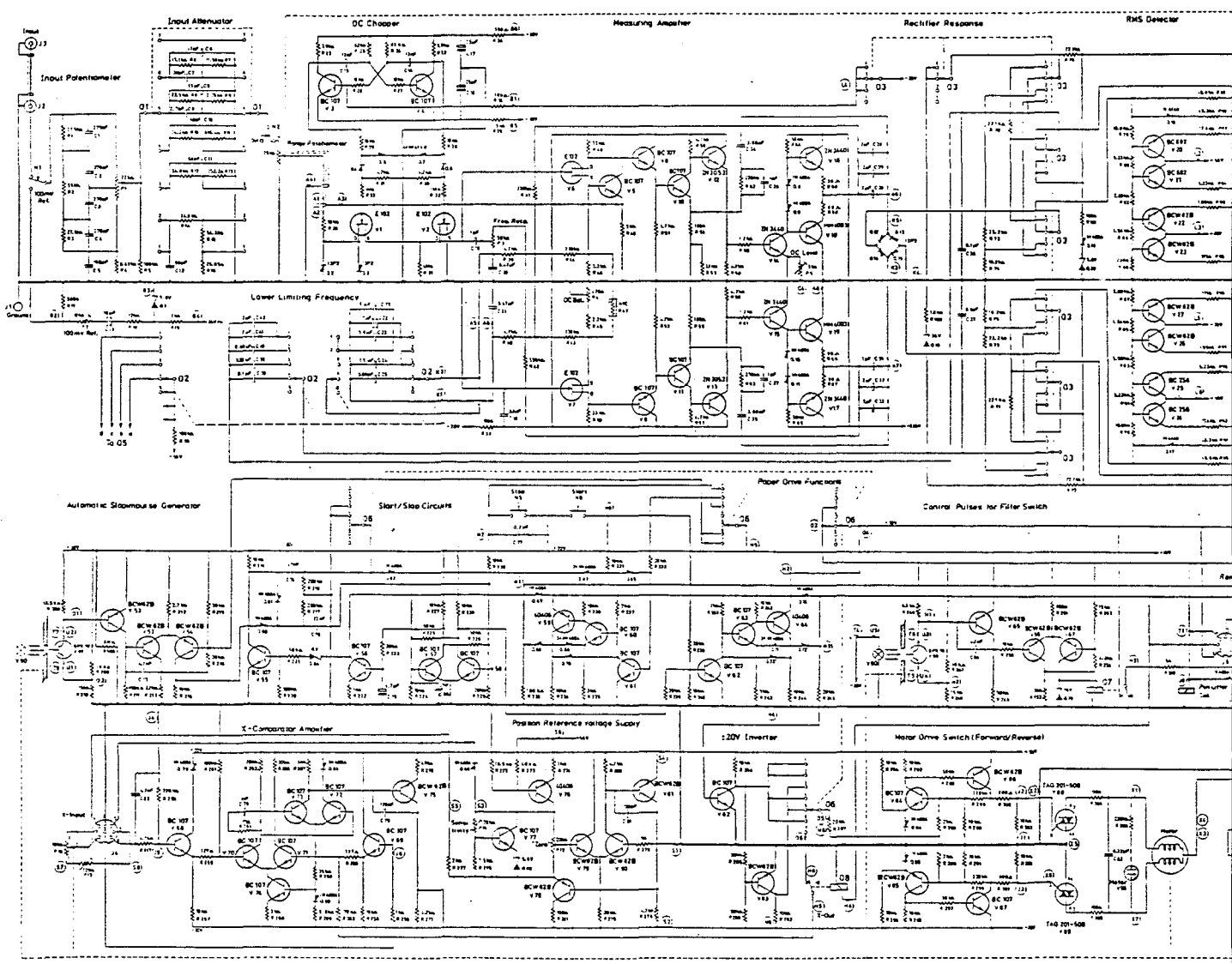
The writing system will then go to the right and the current is limited to 1/10 of the current normally supplied by the amplifier.

The function is independent of the position of the Standby/Operation selector.



Pcs	Check Point	A	B	C	D	E	G	H	I	K	M	1	4	5	6	7
Circuit Diagram Ref.	05	V8.c	V83c	N3	V58b	V54e		N1	V55c	V58c						
Stop	0V	+12V	-20V	+34V ₁	+0.8V ₁	∩	+20V ₂	+30V	+20V ₂	0V	+30V	0	0V	+30V	P	
Continuous F	+12V	+12V	-20V	+34V ₁	+0.8V ₁	∩	+20V	0V	+20V	+12V ₃	+30V	0	0V	+30V	P	
Continuous R	-12V	+17V	-15V	+34V ₁	+0.8V ₁	∩	+20V	0V	+20V	+12V ₃	+30V	+30V	0V	-30V	P	
Automatic Stop F	+12V	+12V	-20V	+34V ₁	+0.8V ₁	∩	+20V ₂	+30V	+20V ₂	+12V ₃	+30V	0	0V	+30V	P	
Automatic Stop R	-12V	+12V	-15V	+34V ₁	+0.8V ₁	∩	+20V ₂	+30V	+20V ₂	+12V ₃	+30V	+30V	0V	+30V	P	
Polar Rec.	+12V	+12V	-20V	+34V ₁	+0.8V ₁	0V	+20V ₂	+30V	+20V ₂	+12V ₃	+30V	0	0V	+30V	P	
X-Rec.		+17V	-20V	+34V ₁	+0.8V ₁	0V	+20V ₂	+30V	+20V ₂	+12V ₃	+30V	0	0V	+30V	P	

- * = +34V when the motor is running and 0V when it is stopped
- 1 = +0.8V when the motor is running and 0V when it is stopped
- 2 = when the start knob is activated
- 3 = when the motor is running
- P = pulses



7.3

COMPONENTES UTILIZADOS.

Características eléctricas del diodo 1N4143

Tecnología: Diodo de conmutación.

Marca del fabricante: F.R.

Características generales: Diodo de conmutación.

Voltaje de trabajo: V_r (V_z) : 75V.

Intensidad de puerta: I_F (I_{zf}) : 75mA

Temperatura máxima: T_J (C) : 200°C

Potencia: P_{tot} (Wattios) : 500mW

Intensidad de bloqueo: I_R (I_r) : 25nA

Material: Silicio.

Cápsula: DO 35-G .

Equivalentes: BAY61, 3A09, BA210, 1N4143.

BD 124 BD 140					GRENZDATEN							
Type	Hersteller	M/Pol	Bild	Anwendung	U _{CB0}	U _{CE0}	U _{EBO}	I _C	P _{tot}	R _{thU}	T _J	
Type	Manufact.	M/Pol	Fig.	Application	U _{CB0}	U _{CE0}	U _{EBO}	I _C	P _{tot}	R _{thU}	T _J	
Type	Fabricants	M/Pol	Fig.	Application	U _{CB0}	U _{CE0}	U _{EBO}	I _C	P _{tot}	R _{thU}	T _J	
Typo	Produttori	M/Pol	Fig.	Applicazione	U _{CB0}	U _{CE0}	U _{EBO}	I _C	P _{tot}	R _{thU}	T _J	
					max. V	max. V	max. V	max. mA	max. W	°C	°C/W	max. °C
BD 124	Mbl, Mul, Rtc, Val Nas	Si-N	H3/a5	NF-L	70	45	6	2A	10	1100	57,5	175
BD 124A								94A	15	965		
									20	925	56	
BD 127	Aeg	Si-N	M9/h5	NF-L, Vid-L	300	250	5	500	17,5	945	56	150
BD 127	Aeg	Si-N	H3/a5	NF-L, Vid-L	350	300	7	5250	16,5	925		
BD 128	Aeg	Si-N	M9/h5	=BD 127:	350	300						
BD 128	Aeg	Si-N	H3/a5	=BD 127:	400	350						
BD 129	Aeg	Si-N	M9/h5	=BD 127:	400	350						
BD 129	Aeg	Si-N	H3/a5	=BD 127:	350	350	5					
BD 130	Sie, Rca, Sgs	Si-N	H9/a5	NF/S-L	100	60	7	15A	100	945	51,5	200
BD 130Y					60	45		7A				
BD 131	Mul, Phi, Rtc, Val	Si-N	M9/h5	NF-L kompl.: BD 132	70	45	6	3A	15	960	56	150
BD 131A	Pih				60			56A	11	960		
BD 132	Mul, Phi, Rtc, Val	Si-P	M9/h5	NF-L kompl.: BD 131	45	45	4	3A	15	960	56	150
BD 132A	Pih				70	60		56A	11	960		
BD 133	Mul, Phi	Si-N	M9/h5	=BD 131:	90	60		500				
BD 135	Aeg, Itt, Mor, Phi, Ses, Sgs, Sie, Tix, Val, Tos	Si-N	M9/h5	NF-L kompl.: BD 136	45	45	5	1,5A	8	970	110	150
BD 135-6								52A	12,5	945	910	
BD 135-10								&200				
BD 135-16												
BD 135G	Gen		M6/j5									
BD 136	Aeg, Itt, Mor, Phi, Ses, Sgs, Sie, Tix, Val, Tos	Si-P	M9/h5	NF-L kompl.: BD 135	45	45	5	1,5A	8	970	110	150
BD 136G								52A	12,5	945	910	
BD 137	=BD 135:	Si-N	M9/h5	kompl.: BD 138	60	60		&200				
BD 137G	Gen		M6/j5									
BD 138	=BD 136:	Si-P	M9/h5	kompl.: BD 137	60	60						
BD 138G												
BD 139	Gen	Si-N	M9/h5	kompl.: BD 140	100	80						
BD 139G	Gen		M6/j5									
BD 140	=BD 136:	Si-P	M9/h5	kompl.: BD 139	100	80						
BD 140G	Gen		M6/j5									

BD 135...140-25: B=160.....400

KENNDATEN														
B (h _{FE})	f _T	F	I _C	U _{CE}	f	t _{on}	t _{off}	U _{CE}	I _C	I _B	I _{CB0}	U _{CE0}	T _J	C _{CB0}
β (h _{FE})	f _α	SV _p	I _C	U _{CE}	f	t _{on}	t _{off}	U _{CE}	I _C	I _B	I _{CB0}	U _{CE0}	T _J	C _{CB0}
&U _{BE}	&f _α	&ΔV _p	I _C	U _{CE}	f	t _{on}	t _{off}	U _{CE}	I _C	I _B	I _{CB0}	U _{CE0}	T _J	C _{CB0}
	*f _{max}	F _c	I _{SE}	U _{CB}		t _{on}	t _{off}	U _{BE}			I _{CE0}	U _{CE}	T _J	C _{CB0}
min. typ. max.						ns	ns	max.			max.	V	°C	pF
&mV	MHz	dB	mA	V	MHz	ns	ns	V	mA	mA	μA	V	°C	V
35 75			500	5				1,9	2A		2	45	925	55 10
	120		250	5							&2	&5		
30 50			50	15							0,05	150	25	
50			1	15		600					100	150	150	
	>10		50	20				5	100		0,12			
30			50	20				16	100		0,2			
40			50	20				20	100		1			
20.....70			4A	4				1,1	4A	400	5m ³)	100	925	
	1,1		300	2							30m ³)	910	9150	
	&0,02		1A	4							&5m	&7	925	
20			2A	1				0,4	500	50	5	50	&25	<60 5
	>60		250	5				0,9	2A	200	500	50	&125	
40.....300			500	12							&5	&5	&25	
20			2A	1				0,3	500	50	5	40	&25	<60 5
	>60		250	5				0,7	2A	200	500	40	&150	
40.....300			500	12							&5	&3	&25	
40.....250			150	2				0,5	500	50	0,1	30	925	
	250		50	10							10	30	9125	
40.....100			150	2							&10	&5	925	
63.....160			150	2										
100.....250			150	2										
40.....250			150	2				0,5	500	50	0,1	30	925	
	75		50	10							10	30	9125	
40.....160			150	2							&10	&5	925	
40.....160			150	2										
40.....160			150	2										

1) I_{CE0} 2) I_{CE5} 3) I_{CEV} 4) I_{CEX}

MC104 MC910					GRENZDATEN							
Typ Type Tipo	Hersteller Manufact. Fabricants Produttori	M/Pol M/Pol M/Pol	Bild Fig. Fig. Pin-Code	Anwendung Application Application Applicazione	U _{CB0}	U _{CE0}	U _{EB0}	I _C	P _{tot}	T _U	R _{thU}	T _J
					S _{UCBS}	S _{UCER}	S _{UCES}	S _{ICM}	S _{IB}	S _{IBM}	S _{TG}	S _{TK}
					max. V	max. V	max. V	max. mA	max. W	°C	°C/W	max. °C
MC104	Sie	Si-N	B51/a5	NF/S	60		20	200	0,45	60	200	150
MC105	Sie	Si-N	B51/a5	=MC104:	100		20					
MC106	Sie	Si-N	B51/a5	=MC104:				300				
MC107	Sie	Si-N	B51/a5	=MC104:	100		20	300				
MC107	Pih	Si-N	M9/a	Uni	45	45	6	200	2	\$25	62,5	150
MC108	Pih	Si-N	M9/a	=MC107:	30	20	5					
MC140	Pih	Si-N	M9/a	NF-Tr/E	80	40	7	\$1A	3,5	\$25	\$35	150
MC141	Pih	Si-N	M9/a	=MC140:	100	60	7					
MC142	Pih	Si-N	M9/a	=MC140:	100	100	7					
MC150	Pih	Si-P	M9/a	NF-Tr/E	50	40	7	\$1A	3	\$25	\$37	125
MC151	Pih	Si-P	M9/a	=MC150:	100	60	7					
MC152	Pih	Si-P	M9/a	=MC150:	100	100	7					
MC160	Pih	Si-N	M9/a	NF-Tr/E	80	40	7	1,5A	3,5	\$25	\$35	150
MC161	Pih	Si-N	M9/a	=MC160:	100	60	7					
MC170	Pih	Si-N	M9/a	NF-E	70	45	6	3A	4	\$60	\$22,7	150
MC172	Pih	Si-P	M9/a	NF-E	70	45	6	3A	4	\$60	\$22,7	150
MC260	Pih	Si-N	M9/b	NF-L	60	45	5	1,5A	6,5	\$60	\$13,8	150
MC328	Pih	Si-P	M9/a	NF-Tr/E		20	5	\$800	3,5	\$25	\$35,7	150
MC338	Pih	Si-N	M9/a	NF-Tr/E		20	5	\$800	3,5	\$25	\$35,7	150
MC340	Pih	Si-N	M9/a	NF-Tr/E	35	30	5	1A	3,5	\$25	\$35,7	150
MC350	Pih	Si-P	M9/a	NF-Tr/E	35	30	5	1A	3	\$25	\$33	125
MC800	Pih	Si-N	M9/a	NF-Tr/E	40	20	5	\$500	2	\$25	62,5	150
MC810	Pih	Si-N	M9/a	=MC800:								
MC900	Pih	Si-P	M9/a	NF-Tr/E	30	20	5	\$300	2	\$25	62,5	150
MC910	Pih	Si-P	M9/a	=MC900:	40	30	5					

KENNDATEN																
B (hFE) β (h _{FE}) &U _{BE}	f _T f _α &f _β *f _{max}	F \$V _p &ΔV _p F _c	I _C I _E	U _{CE} U _{CB} &U _{egc}	f	t _{on} t _{sd} &t _r	t _{off} t _s &t _r	U _{CE} sat U _{BE} sat	I _C	I _B	I _{CB0} I _{CE0} &I _{EB0}	U _{CB} U _{CE} &U _{EB}	T _J T _G &T _J	C _{CB0} C _{CE0} &C _{re} *C _{rb}	U _{CB} U _{CE} &U _{EB}	
																min.typ.max. &mV
\$10			10	1								5	max	25		
120.....460			2	5								15n		25		
120.....800	300		2	5												
40.....300			150	1					1	1A		0,1	60	\$25	12	10
20.....300	105		50	5												
20.....300			150	1												
40.....300			100	5					1	1A		0,5	40	\$25	30	10
40.....300	135		50	5												
20.....300			100	5												
40.....250			500	1								0,5		\$25		
40.....300	60											5		\$25		
40.....300			500	12								5		\$25		
40.....350			500	1								0,5		\$25		
100.....630			100	1								0,1 ¹⁾	\$20	25		
100.....630	100		100	1								0,1 ¹⁾	\$20	25		
40.....300			150	2								0,1		\$25		
40.....300			150	2								0,1		\$25		
20 80	>100		10	10					0,4	10		0,5	15	\$25	5	10
100 170			3	0,2	5	1k										
100 170			10	10												
50	>100		10	10					0,4	100		0,2	20	\$25	6	10
100			2	0,2	5	1k										
100			10	10												

¹⁾ I_{CER} ²⁾ I_{CES} ³⁾ I_{CEV} ⁴⁾ I_{CEx}

MAN74A

RED GaAsP 0.3 INCH 7-SEGMENT DIGIT
OPTOELECTRONICS GROUP

GENERAL DESCRIPTION — The MAN74A is a common-cathode gallium arsenide phosphide 7-segment display with a nominal character height of 0.3 inch. It can be mounted in arrays with 0.400 inch center-to-center spacing.

- LOW POWER CONSUMPTION
- SOLID STATE RELIABILITY — LONG OPERATION LIFE
- IMPACT RESISTANT PLASTIC CASE
- STANDARD 14-PIN DIP CONFIGURATION
- WIDE VIEWING ANGLE
- MAN74A HAS RIGHT HAND DECIMAL POINT
- INTENSITY CODING FOR UNIFORM DISPLAYS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

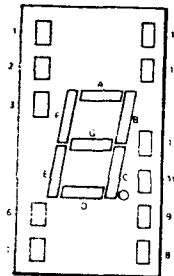
Maximum Temperature and Humidity

Storage Temperature	-40°C to +85°C
Operating Temperature	-40°C to +85°C
Pin Temperature (Soldering, 5 s)	260°C
Relative Humidity at 65°C	98%

Maximum Voltage and Currents

V _R	Reverse Voltage	5.0 V
I _F (Avg)	Average Forward Current Segment or Decimal Point	30 mA
	Derate from 25°C Ambient Temperature	2.0 mA/°C
	Peak Forward Current Segment or Decimal Point (100 μs pulse) 1000 pps, T _A = 25°C	200 mA

CONNECTION DIAGRAM



PIN NO. MAN74A

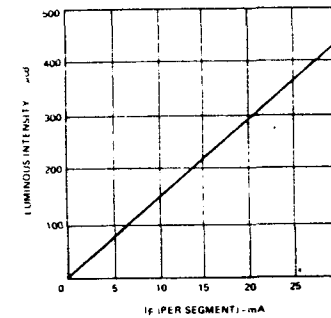
- 1 Anode F
- 2 Anode G
- 3 No pin
- 4 Common cathode
- 5 No pin
- 6 Anode E
- 7 Anode D
- 8 Anode C
- 9 Anode D.P. right hand
- 10 No pin
- 11 No pin
- 12 Common cathode
- 13 Anode B
- 14 Anode A

ELECTRICAL AND RADIANT CHARACTERISTICS T_A = 25°C

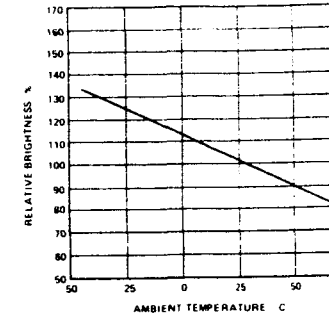
SYMBOL	CHARACTERISTIC	MIN	TYP	MAX	UNITS	TEST CONDITIONS
V _F	Forward Voltage Each Segment		1.6	2.0	V	I _F = 20 mA
I _R	Reverse Current Each Segment			100	μA	V _R = 5.0 V
I _O	Axial Luminous Intensity Each Segment	125	250		μcd	I _F = 10 mA
I _O	Intensity Matching Segment to Segment		33		%	I _F = 20 mA
I _O	Intensity Matching Within One Intensity Class		20		%	I _F = 20 mA, all segments at once
λ _{pk}	Peak Wavelength		660		nm	I _F = 20 mA

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTIC CURVES

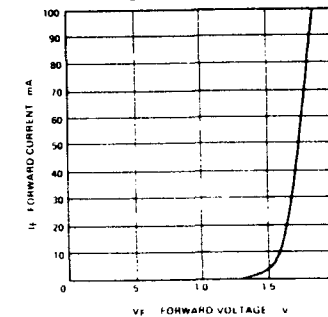
LUMINOUS INTENSITY VERSUS FORWARD CURRENT



LUMINOUS INTENSITY VERSUS TEMPERATURE

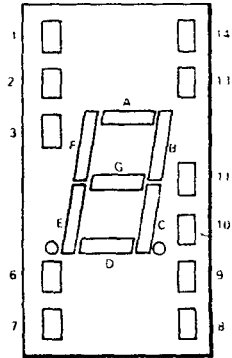


FORWARD CURRENT VERSUS FORWARD VOLTAGE



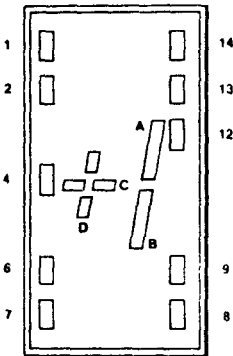
OPTOELECTRONICS

O7



PIN	MAN71A	MAN72A
1	Cathode A	Cathode A
2	Cathode F	Cathode F
3	Common-Anode	Common-Anode
4	No pin	No pin
5	No pin	No pin
6	NC	Cathode DP
7	Cathode E	Cathode E
8	Cathode D	Cathode D
9	Common-Anode	NC
10	Cathode C	Cathode C
11	Cathode G	Cathode G
12	No pin	No pin
13	Cathode B	Cathode B
14	Common-Anode	Common-Anode

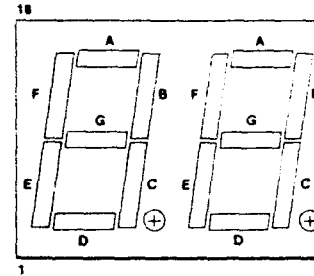
O9



PIN	MAN74A
1	Anode F
2	Anode G
3	No pin
4	Common-Cathode
5	No pin
6	Anode E
7	Anode D
8	Anode C
9	Anode DP
10	No pin
11	No pin
12	Common-Cathode
13	Anode B
14	Anode A

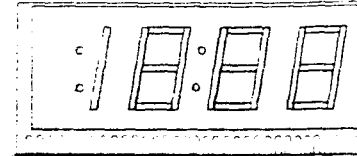
OPTOELECTRONICS

O10



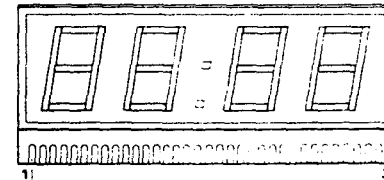
PIN	FND6710	FND6740
1	E Cath. Digit 1	C Cath. Digit 1
2	D Cath. Digit 1	D Cath. Digit 1
3	C Cath. Digit 1	B Cath. Digit 1
4	DP Cath. Digit 1	DP Cath. Digit 1
5	E Cath. Digit 2	E Cath. Digit 2
6	D Cath. Digit 2	D Cath. Digit 2
7	G Cath. Digit 2	G Cath. Digit 2
8	C Cath. Digit 2	C Cath. Digit 2
9	DP Cath. Digit 2	DP Cath. Digit 2
10	B Cath. Digit 2	B Cath. Digit 2
11	A Cath. Digit 2	A Cath. Digit 2
12	F Cath. Digit 2	F Cath. Digit 2
13	Digit 2 Anode	Digit 2 Anode
14	Digit 1 Anode	Digit 1 Anode
15	B Cath. Digit 1	A Cath. Digit 1
16	A Cath. Digit 1	NC
17	G Cath. Digit 1	NC
18	F Cath. Digit 1	NC

O11



PIN	FCS8000
1	NC
2	NC
3	Indicator
4	NC
5	Indicator
6	10 Hrs. C
7	10 Hrs. B
8	NC
9	Hrs. F
10	Hrs. G
11	Hrs. E
12	Hrs. A
13	Hrs. B
14	Hrs. D
15	Hrs. C
16	Colons
17	NC
18	10 Min. F
19	10 Min. E
20	10 Min. G
21	10 Min. A
22	10 Min. D
23	10 Min. B
24	10 Min. C
25	NC
26	Min. F
27	Min. E
28	Min. G
29	Min. A
30	Min. B
31	Min. C
32	Min. D
33	NC
34	VLED

O12



PIN	FCS8024
1	10 Hrs. A
2	10 Hrs. E
3	10 Hrs. D
4	10 Hrs. G
5	10 Hrs. F
6	10 Hrs. C
7	10 Hrs. B
8	NC
9	Hrs. F
10	Hrs. G
11	Hrs. E
12	Hrs. A
13	Hrs. B
14	Hrs. D
15	Hrs. C
16	Colons
17	NC
18	10 Min. F
19	10 Min. E
20	10 Min. G
21	10 Min. A
22	10 Min. D
23	10 Min. C
24	10 Min. B
25	NC
26	Min. F
27	Min. E
28	Min. G
29	Min. A
30	Min. B
31	Min. C
32	Min. D
33	NC
34	VLED

Notas adicionales sobre el display AAN74A

Display de 7 segmentos numérico.

Character height inches: .300

Polarity: CC

Color: Red.

Description: 7-Segment display.

Decimal point: RH

V_F $I_F=20mA/seg$ $V: 1.6$

Luminous/Typ Intensity/seg $I_F=20mA$ $\mu cd: 250$

Notas aclaratorias:

μcd : microcandela.

1 candela : Una unidad fotométrica de intensidad luminosa (en lúmenes por estereoradián) definida como 1/60 de la intensidad sobre 1 centímetro cuadrado de un radiador negro a la temperatura de 2.046 °K.

Forward Voltage (V_F): Es el voltaje en bornes de un diodo semiconductor asociado con el flujo de corriente directa. La región "p" tiene un potencial positivo respecto a la región "n".

AC SWITCHING PARAMETERS

f_{MAX} (Toggle Frequency/Operating Frequency) — The maximum rate at which clock pulses may be applied to a sequential circuit with the output of the circuit changing between 10% of V_{DD} and 90% of V_{DD} . Above this frequency the device may cease to function. See Figure 7-15.

t_{PLH} (Propagation Delay Time) — The time between the specified reference points, normally 50% points on the input and output voltage waveforms, with the output changing from the defined LOW level to the defined HIGH level. See Figure 7-14.

t_{PHL} (Propagation Delay Time) — The time between the specified reference points, normally 50% points on the input and output voltage waveforms, with the output changing from the defined HIGH level to the defined LOW level. See Figure 7-14.

t_{TLH} (Transition Time, LOW to HIGH) — The time between two specified reference points on a waveform, normally 10% to 90% of V_{DD} , which is changing from LOW to HIGH. See Figure 7-14.

t_{THL} (Transition Time, HIGH to LOW) — The time between two specified reference points on a waveform, normally 90% to 10% of V_{DD} , which is changing from HIGH to LOW. See Figure 7-14.

t_{W} (Pulse Width) — The time between 50% amplitude points on the leading and trailing edges of pulse.

t_h (Hold Time) — The interval immediately following the active transition of the timing pulse (usually the clock pulse) or following the transition of the control input to its latching level, during which interval the data to be recognized must be maintained at the input to ensure its continued recognition. A negative hold time indicates that the correct logic level may be released prior to the active transition of the timing pulse and still be recognized.

t_s (Set-up Time) — The interval immediately preceding the active transition of the timing pulse (usually the clock pulse) or preceding the transition of the control input to its latching level, during which interval the data to be recognized must be maintained at the input to ensure its recognition. A negative set-up time indicates that the correct logic level may be initiated sometime after the active transition of the timing pulse and still be recognized.

t_{PHZ} (3-State Output Disable Time, HIGH to Z) — The time between the specified reference points, normally the 50% point on the Output Enable input voltage waveform and a point representing a 0.1 V_{DD} drop on the Output voltage waveform of a 3-state device, with the output changing from the defined HIGH level to a high impedance OFF state.

t_{PLZ} (3-State Output Disable Time, LOW to Z) — The time between the specified reference points, normally the 50% point on the Output Enable input voltage waveform and a point representing a 0.1 V_{DD} rise on the Output voltage waveform of a 3-state device, with the output changing from the defined LOW level to a high impedance OFF state.

t_{PZH} (3-State Output Enable Time, Z to HIGH) — The time between the specified reference points, normally the 50% point on the Output Enable input voltage waveform and a point representing 0.5 V_{DD} on the Output voltage waveform of a 3-state device, with the output changing from a high impedance OFF state to the defined HIGH level.

t_{PZL} (3-State Output Enable Time, Z to LOW) — The time between the specified reference points, normally the 50% point on the Output Enable input voltage waveform and a point representing 0.5 V_{DD} on the Output voltage waveform of a 3-state device, with the output changing from a high impedance OFF state to the defined LOW level.

t_{rec} (Recovery Time) — The time between the end of an overriding asynchronous input, typically a Clear or Reset input, and the earliest allowable beginning of a synchronous control input, typically a Clock input, normally measured at 50% points on both input voltage waveforms.

t_{CW} (Clock Period) — The time between 50% amplitude points on the leading edges of a clock pulse.

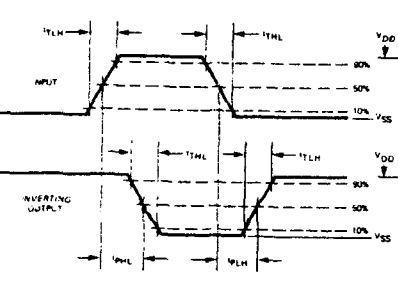


Fig. 7-14. Propagation Delay, Transition Time

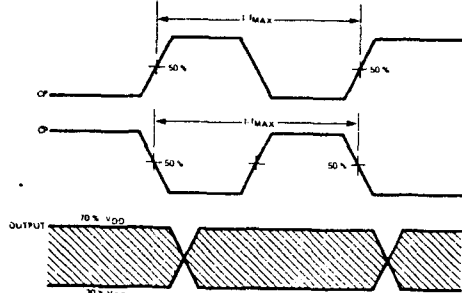


Fig. 7-15. Maximum Operating Frequency

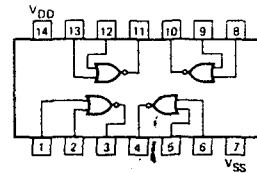
4001B

QUAD 2-INPUT NOR GATE • DUAL 4-INPUT NOR GATE

4002B

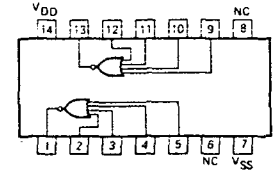
DESCRIPTION — These CMOS logic elements provide the positive input NOR function. The outputs are fully buffered for highest noise immunity and pattern insensitivity of output impedance.

4001B LOGIC AND CONNECTION DIAGRAM DIP (TOP VIEW)



NOTE: The Flatpak versions have the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-line Package.

4002B LOGIC AND CONNECTION DIAGRAM DIP (TOP VIEW)



DC CHARACTERISTICS: V_{DD} as shown, $V_{SS} = 0$ V

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEMP	TEST CONDITIONS See Note 1
		$V_{DD} = 5$ V			$V_{DD} = 10$ V			$V_{DD} = 15$ V					
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX			
I_{DD}	Quiescent Power			1		2		4			μ A	MIN, 25°C	All inputs at 0 V or V_{DD}
	Supply Current			7.5		15		30			μ A	MAX	
				0.25		0.5		1			μ A	MIN, 25°C	
				7.5		15		30			μ A	MAX	

AC CHARACTERISTICS: V_{DD} as shown, $V_{SS} = 0$ V, $T_A = 25^\circ$ C, 4001B only (See Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEST CONDITIONS See Note 2
		$V_{DD} = 5$ V			$V_{DD} = 10$ V			$V_{DD} = 15$ V				
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
t_{PLH}	Propagation Delay		60	110		25	60		20	48	ns	$C_L = 50$ pF, $R_L = 200$ k Ω
t_{PHL}			60	110		25	60		20	48	ns	
t_{TLH}	Output Transition Time		60	135		30	70		20	45	ns	Input Transition Times ≤ 20 ns
t_{THL}			60	135		30	70		20	45	ns	

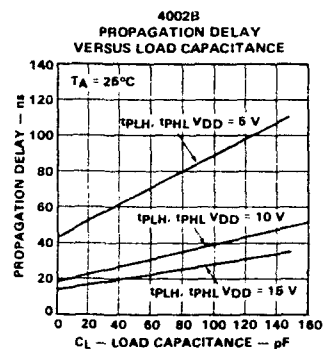
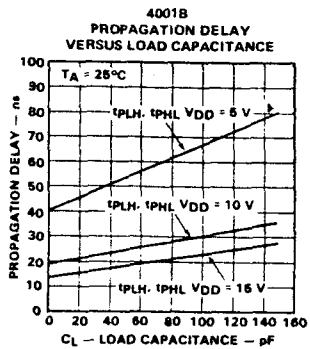
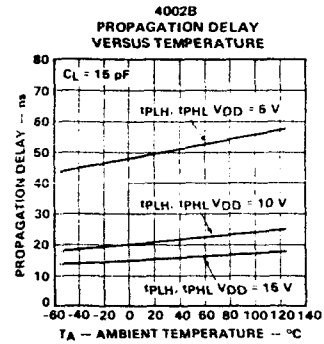
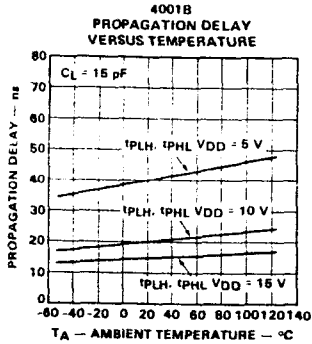
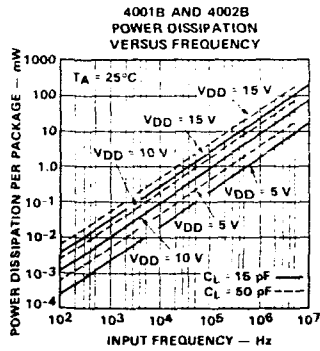
AC CHARACTERISTICS: V_{DD} as shown, $V_{SS} = 0$ V, $T_A = 25^\circ$ C, 4002B only

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEST CONDITIONS See Note 2
		$V_{DD} = 5$ V			$V_{DD} = 10$ V			$V_{DD} = 15$ V				
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
t_{PLH}	Propagation Delay		65	110		30	60		20	48	ns	$C_L = 50$ pF, $R_L = 200$ k Ω
t_{PHL}			70	110		30	60		23	48	ns	
t_{TLH}	Output Transition Time		75	135		40	70		30	45	ns	Input Transition Times ≤ 20 ns
t_{THL}			60	135		23	70		15	45	ns	

NOTES:

1. Additional DC Characteristics are listed in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.
2. Propagation Delays and Output Transition Times are graphically described in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS



4006B

18-STAGE STATIC SHIFT REGISTER

DESCRIPTION — The 4006B is an 18-stage Shift Register arranged as two 4-stage and two 5-stage shift registers with a common Clock Input (CP). The two 4-stage shift registers, each have a Data Input (D_a, D_b) and a Data Output (Q_{3a}, Q_{3b}); the two 5-stage shift registers each have a Data Input (D_c, D_d) and Data Outputs from the fourth and fifth stages (Q_{3c}, Q_{4c}, Q_{3d}, Q_{4d}).

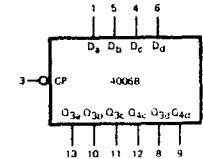
The registers can be operated in parallel or interconnected to form a single shift register of up to 18 bits. Data is shifted into the first register position of each register from the Data Inputs (D_a-D_d) and all the data in each register is shifted one position to the right on the HIGH-to-LOW transition of the Clock Input (CP).

- CLOCK EDGE-TRIGGERED ON A HIGH-TO-LOW TRANSITION
- CASCADABLE
- SERIAL-TO-SERIAL DATA TRANSFER

PIN NAMES

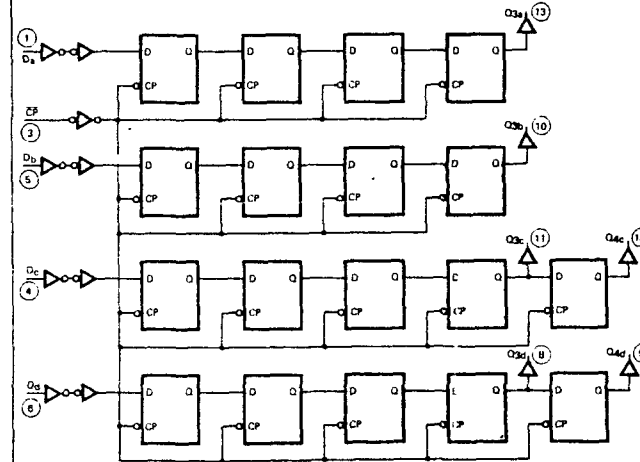
D_a-D_d Data Inputs
 CP Clock Input (H-L Edge-Triggered)
 Q_{3a}-Q_{3d}, Q_{4c}, Q_{4d} Data Outputs

LOGIC SYMBOL



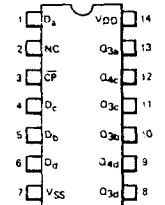
VDD = Pin 14
 VSS = Pin 7
 NC = Pin 2

LOGIC DIAGRAM



VDD = Pin 14
 VSS = Pin 7
 NC = Pin 2
 ○ = Pin Number

**CONNECTION DIAGRAM
 DIP (TOP VIEW)**



NOTE:
 The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-line Package.

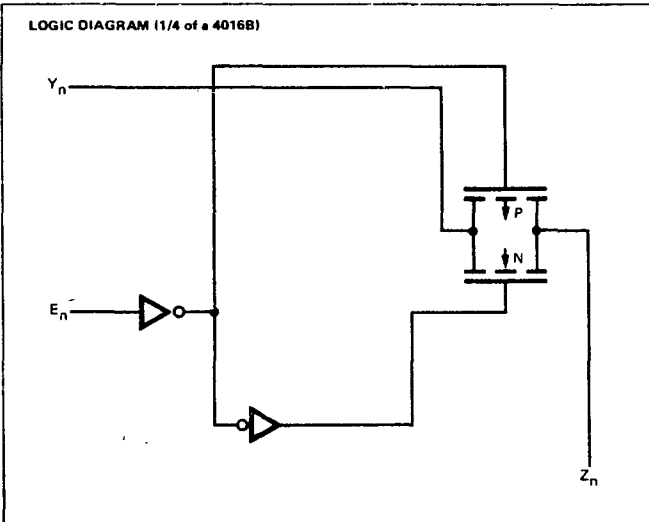
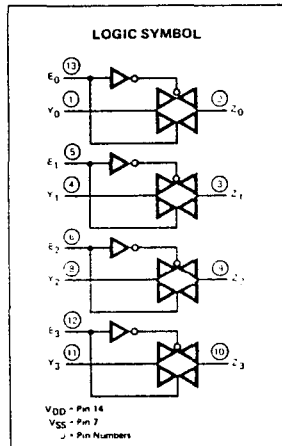
4016B QUAD BILATERAL SWITCHES

DESCRIPTION — The 4016B has four independent bilateral analog switches (transmission gates). Each switch has two Input/Output Terminals (Y_n , Z_n) and an active HIGH Enable Input (E_n). A HIGH on the Enable Input establishes a low impedance bidirectional path between Y_n and Z_n (ON condition). A LOW on the Enable Input disables the switch and establishes a high impedance between Y_n and Z_n (OFF condition).

- DIGITAL OR ANALOG SIGNAL SWITCHING
- INDIVIDUAL ENABLE INPUTS (ACTIVE HIGH)

PIN NAMES

E_0, E_3 Enable Inputs
 Y_0, Y_3 Input/Output Terminals
 Z_0, Z_3 Input/Output Terminals



DC CHARACTERISTICS: V_{DD} as shown, $V_{SS} = 0V$ (See Note 1)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEMP	TEST CONDITIONS		
		$V_{DD} = 5V$			$V_{DD} = 10V$			$V_{DD} = 15V$							
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX					
R_{ON}	ON Resistance	XC						610			370	Ω	MIN 25°C	$V_{is} = V_{DD}$ or V_{SS}	$R_L = 10k\Omega$ to $V_{DD}/2$ $E_n = V_{DD}$
	XM											Ω	MIN 25°C	$V_{is} = V_{DD}/2$ $\pm 0.25V$	$R_L = 10k\Omega$ to $V_{DD}/2$ $E_n = V_{DD}$
ΔR_{ON}	Δ ON Resistance Between Any Two Switches	XC										Ω	25°C	$V_{is} = V_{DD}$ or V_{SS} $E_n = V_{DD}$ $R_L = 10k\Omega$ to $V_{DD}/2$	
I_Z	OFF State Leakage Current, Any Y to Z	XC										μA	MIN, 25°C MAX	$V_{is} = V_{DD}$ or V_{SS} $E_n = V_{SS}$ $V_{os} = V_{SS}$ or V_{DD}	
		XM													
I_{DD}	Quiescent Power Supply Current	XC			1		2		4			μA	MIN 25°C MAX	All inputs at V_{DD} or V_{SS}	
		XM			0.25		0.5		1						

Notes on following page.

AC CHARACTERISTICS AND SET-UP REQUIREMENTS: V_{DD} as shown, $V_{SS} = 0$ V, $T_A = 25^\circ$ C (See Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEST CONDITIONS
		$V_{DD} = 5$ V			$V_{DD} = 10$ V			$V_{DD} = 15$ V				
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
t_{PLH}	Propagation Delay, Y_n to Z_n or Z_n to Y_n	17	35	14	28	13	27	ns	$C_L = 50$ pF, $R_L = 200$ k Ω Input Transition Times ≤ 20 ns $E_n = V_{DD}$ $V_{i5} = V_{DD}$ (square wave)			
t_{PHL}		15	31	10	20	4	9					
t_{PZL}	Output Enable Time	42	84	20	40	14	28	ns	$C_L = 50$ pF, $R_L = 1$ k Ω to V_{SS} or V_{DD} $E_n = V_{DD}$ (square wave) Input Transition Times ≤ 20 ns			
t_{PZH}		45	90	22	44	18	35					
t_{PLZ}	Output Disable Time	80	160	78	157	76	155	ns	$V_{i5} = V_{DD}$ or V_{SS}			
t_{PHZ}		74	150	70	140	62	125					
	Distortion, Sine Wave Response			0.4				%	$R_L = 10$ k Ω Input Frequency = 1 kHz $E_n = V_{DD}$ $V_{i5} = V_{DD}/2$ (sine wave) p-p			
	Crosstalk Between Any Two Switches			0.9				MHz	$R_L = 1$ k Ω $E_A = V_{DD}$, $E_B = V_{SS}$ $V_{i5} = V_{DD}/2$ (sine wave) p-p 20 Log ₁₀ $[V_{os}(B)/V_{i5}(A)] = -50$ dB			
	Crosstalk, Enable Input to Output			50				mV	Input Transition Times ≤ 20 ns $R_L(OUT) = 1$ k Ω $R_L(IN) = 50$ Ω $E_n = V_{DD}$ (square wave)			
	OFF State Feedthrough			1.25				MHz	$R_L = 1$ k Ω , $E_n = V_{SS}$ $V_{i5} = V_{DD}/2$ (sine wave) p-p 20 Log ₁₀ $(V_{os}/V_{i5}) = -50$ dB			
	ON State Frequency Response			40				MHz	$R_L = 1$ k Ω $V_{i5} = V_{DD}/2$ (sine wave) p-p $E_n = V_{DD}$, 20 Log ₁₀ $(V_{os}/V_{os@1\text{ kHz}}) = -3$ dB			
f_{MAX}	Enable Input Frequency (Note 4)			10				MHz	$C_L = 50$ pF, $R_L = 1$ k Ω Input Transition Times ≤ 20 ns $E_n = V_{DD}$ (square wave) $V_{os} = V_{os}/2$ at DC $V_{i5} = V_{DD}$			
C_{is}	Input Switch Capacitance			4				pF	$V_{DD} = 10$ V $E_n = V_{SS}$			
C_{os}	Output Switch Capacitance			4				pF	$V_{i5} = \text{Open}$ 100 kHz or 1 MHz Bridge			
C_{ios}	Feedthrough Switch Capacitance			0.2				pF				

NOTES:

- Additional DC Characteristics are listed in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.
- V_{i5}/V_{os} is the voltage signal at an Input/Output Terminal (Y_n/Z_n).
- Propagation Delay and Output Transition Times are graphically described in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.
- For f_{MAX} , input rise and fall times are greater than or equal to 5 ns and less than or equal to 20 ns.
- In certain applications, the current through the external load resistor (R_L) may include both V_{DD} and signal line components. To avoid drawing V_{DD} current when switch current flows into terminals 1, 4, 8, or 11 the voltage drop across the bidirectional switch must not exceed 0.5 V at $T_A \leq 25^\circ$ C, or 0.3 V at $T_A > 25^\circ$ C. No V_{DD} current will flow through R_L if the switch current flows into terminals 2, 3, 9, or 10.

4017B

5-STAGE JOHNSON COUNTER

DESCRIPTION - The 4017B is a 5-Stage Johnson Decade Counter with ten glitch free decoded active HIGH Outputs (O_0 - O_9), an active LOW Output from the most significant flip-flop (O_{5-g}), active HIGH and active LOW Clock Inputs (CP_0 , CP_1) and an overriding asynchronous Master Reset Input (MR).

The counter is advanced by either a LOW-to-HIGH transition at CP_0 while CP_1 is LOW or a HIGH-to-LOW transition at CP_1 while CP_0 is HIGH (see Functional Truth Table). When cascading 4017B counters, the O_{5-g} output, which is LOW while the counter is in states 5, 6, 7, 8 and 9, can be used to drive the CP_0 input of the next 4017B.

A HIGH on the Master Reset Input (MR) resets the counter to zero ($O_0 = \overline{O_{5-g}} = \text{HIGH}$, O_1 - $O_9 = \text{LOW}$) independent of the Clock Inputs (CP_0 , CP_1).

- TYPICAL COUNT FREQUENCY OF 13.8 MHz AT $V_{DD} = 10$ V
- ACTIVE HIGH DECODED OUTPUTS
- TRIGGERS ON EITHER A HIGH-TO-LOW OR LOW-TO-HIGH TRANSITION
- CASCADABLE

PIN NAMES

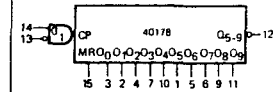
- CP_0 Clock Input (L→H Triggered)
- CP_1 Clock Input (H→L Triggered)
- MR Master Reset Input
- O_0 - O_9 Decoded Outputs
- O_{5-g} Carry Output (Active LOW)

FUNCTIONAL TRUTH TABLE

MR	CP_0	CP_1	OPERATION
H	X	X	$O_0 = \overline{O_{5-g}} = \text{H}$; O_1 - $O_9 = \text{L}$
L	H	H→L	Counter Advances
L	L→H	L	Counter Advances
L	L	X	No Change
L	X	H	No Change
L	H	L→H	No Change
L	H→L	L	No Change

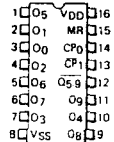
- H = HIGH Level
- L = LOW Level
- L→H = LOW-to-HIGH Transition
- H→L = HIGH-to-LOW Transition
- X = Don't Care

LOGIC SYMBOL



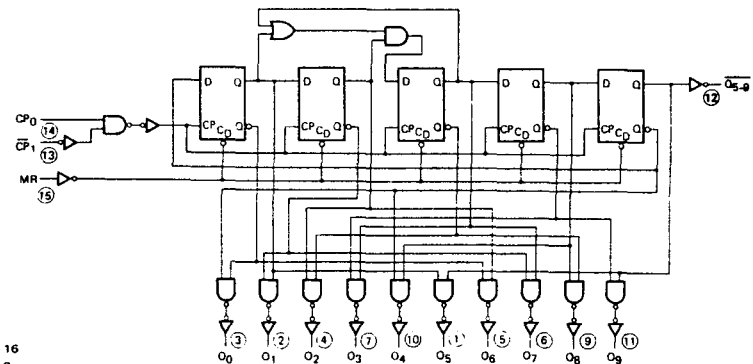
$V_{DD} = \text{Pin } 16$
 $V_{SS} = \text{Pin } 8$

CONNECTION DIAGRAM
DIP (TOP VIEW)



NOTE:
The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-line Package.

LOGIC DIAGRAM



$V_{DD} = \text{Pin } 16$
 $V_{SS} = \text{Pin } 8$
○ = Pin Number

DC CHARACTERISTICS: V_{DD} as shown, $V_{SS} = 0 V$ (See Note 1)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS						UNITS	TEMP	TEST CONDITIONS
		$V_{DD} = 5 V$		$V_{DD} = 10 V$		$V_{DD} = 15 V$				
		MIN	TYP	MIN	TYP	MAX	MIN			
I_{DD}	Quiescent Power		20		40		80	μA	MIN, 25°C	All inputs at 0 V or V_{DD}
	Steady Current		150		300		600	μA	MAX	
			5		10		20	μA	MIN, 25°C	
			150		300		600	μA	MAX	

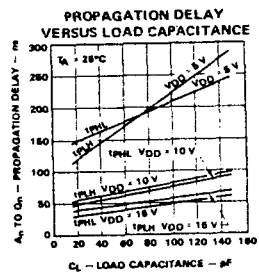
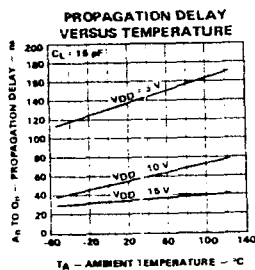
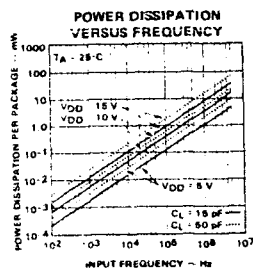
AC CHARACTERISTICS: V_{DD} as shown, $V_{SS} = 0 V$, $T_A = 25^\circ C$ (See Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS						UNITS	TEST CONDITIONS			
		$V_{DD} = 5 V$		$V_{DD} = 10 V$		$V_{DD} = 15 V$						
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX					
t_{PLH}	Propagation Delay, A_n to O_n		167	325		66	145		45	53	ns	$C_L = 50 pF$, $R_L = 200 k\Omega$
t_{PHL}			157	325		57	145		40	46	ns	
t_{TLH}	Output Transition Time		85	200		40	100		31	70	ns	Input Transition Times $\leq 20 ns$
t_{THL}			110	200		37	100		25	70	ns	

NOTES:

- Additional DC Characteristics are listed in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.
- Propagation Delays and Output Transition Times are graphically described in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS



4029B

SYNCHRONOUS UP/DOWN COUNTER

DESCRIPTION – The 4029B is a Synchronous Edge-Triggered Up/Down 4-Bit Binary/BCD Decade Counter with a Clock Input (CP), an active LOW Count Enable Input (\overline{CE}), an Up/Down Control Input (UP/DN), a Binary/Decade Control Input (BIN/DEC), an overriding asynchronous active HIGH Parallel Load Input (PL), four Parallel Data Inputs (P_0 – P_3), four Parallel Buffered Outputs (Q_0 – Q_3) and an active LOW Terminal Count Output (TC).

Information on the Parallel Inputs (P_0 – P_3) is loaded into the counter while the Parallel Load Input (PL) is HIGH, independent of all other input conditions. With the Parallel Load Input (PL) LOW, operation is synchronous and is edge-triggered on the LOW-to-HIGH transition of the Clock Input (CP). Operation is determined by the three synchronous Mode Control Inputs; UP/DN, BIN/DEC and \overline{CE} (see the Mode Selection Table). These inputs must be stable only during the set-up time prior to the LOW-to-HIGH transition of the Clock Input (CP) and the hold time after this clock transition. The Terminal Count Output (TC) is LOW when the counter is at its terminal count, as determined by the counting mode, and the Count Enable Input (\overline{CE}) is LOW (see Logic Equation for TC).

- BINARY OR DECADE UP/DOWN COUNTER
- ASYNCHRONOUS PARALLEL LOAD
- ACTIVE LOW COUNT ENABLE
- CLOCK EDGE-TRIGGERED ON THE LOW-TO-HIGH TRANSITION
- ACTIVE LOW TERMINAL COUNT FOR CASCADING
- TYPICAL COUNT FREQUENCY OF 12 MHz AT $V_{DD} = 10 V$

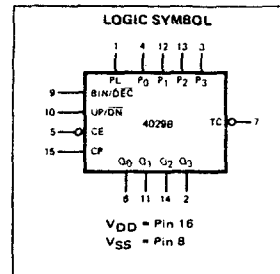
PIN NAMES

PL	Parallel Load Input
P_0 – P_3	Parallel Data Inputs
BIN/DEC	Binary/Decade Control Input
UP/DN	Up/Down Control Input
\overline{CE}	Count Enable Input (Active LOW)
CP	Clock Input (L→H Edge-Triggered)
Q_0 – Q_3	Buffered Parallel Outputs
TC	Terminal Count Output (Active LOW)

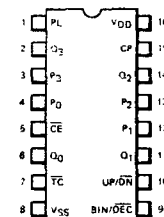
MODE SELECTION TABLE

PL	BIN/DEC	UP/DN	\overline{CE}	CP	MODE
H	X	X	X	X	Parallel Load ($P_n \rightarrow Q_n$)
L	X	X	H	X	No Change
L	L	L	L	\downarrow	Count Down, Decade
L	L	H	L	\downarrow	Count Up, Decade
L	H	L	L	\downarrow	Count Down, Binary
L	H	H	L	\downarrow	Count Up, Binary

H = HIGH Level
L = LOW Level
X = Don't Care
 \downarrow = Positive-Going Transition

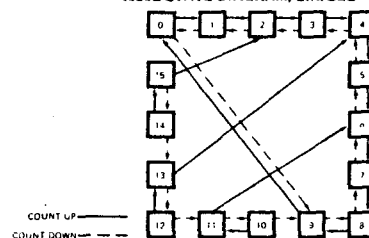


CONNECTION DIAGRAM
DIP (TOP VIEW)

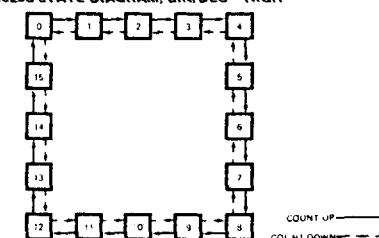


NOTE:
The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-line Package.

4029B STATE DIAGRAM, BIN/DEC = LOW



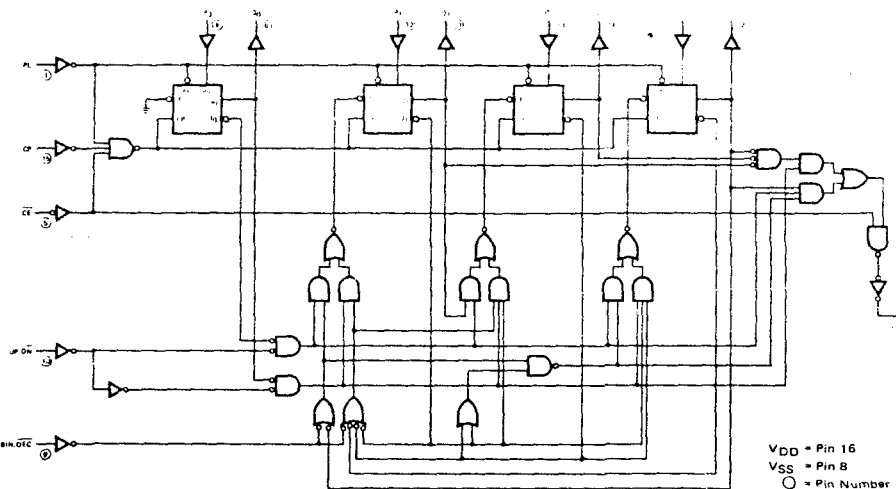
4029B STATE DIAGRAM, BIN/DEC = HIGH



LOGIC EQUATION FOR TERMINAL COUNT

$$TC = \overline{CE} \cdot [UP \cdot Q_0 \cdot Q_3 + (\overline{BIN} + (Q_1 + Q_2)) + (\overline{UP} \cdot Q_0 \cdot Q_1 + Q_2 \cdot Q_3)]$$

LOGIC DIAGRAM



V_{DD} = Pin 16
V_{SS} = Pin 8
○ = Pin Number



PL (Parallel Load Input) - Asynchronously Loads P into Q, Overriding all Other Inputs
P (Parallel Input) - Data on this Pin is Asynchronously Loaded into Q, when PL is LOW Overriding all Other Inputs
T (Toggle Input) - Forces the Q Output to Synchronously Toggle when a LOW is Placed on this Input.
CP (Clock Pulse Input)
Q, Q-bar (True and Complementary Outputs)

DC CHARACTERISTICS: V_{DD} as shown, V_{SS} = 0 V (See Note 1)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEMP	TEST CONDITIONS		
		V _{DD} = 5 V			V _{DD} = 10 V			V _{DD} = 15 V							
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX					
I _{DD}	Quiescent Power	XC		20		40		30		60	μA	MIN, 25°C	All inputs at 0 V or V _{DD}		
				150		300		600							
	Supply Current	XM		5		10		20		600				μA	MAX
				150		300		600							

Notes on following page.

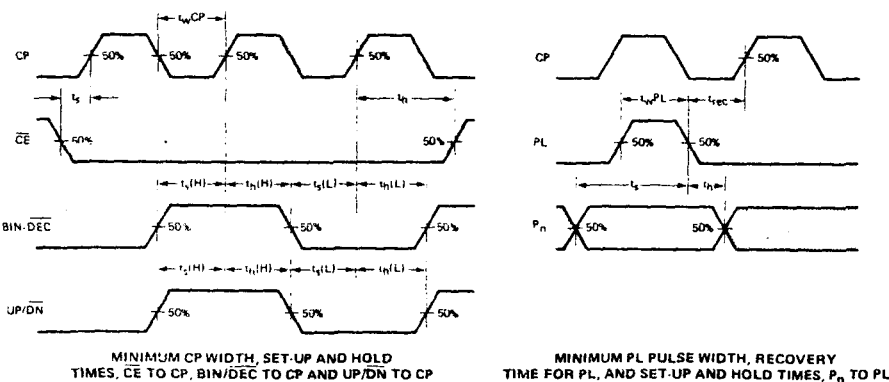
AC CHARACTERISTICS AND SET-UP REQUIREMENTS: V_{DD} as shown, V_{SS} = 0 V, T_A = 25°C (See Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEST CONDITIONS
		V _{DD} = 5 V			V _{DD} = 10 V			V _{DD} = 15 V				
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
t _{PLH}	Propagation Delay, CP to C _n	150	350		62	160		41	128	ns	C _L = 50 pF, R _L = 200 kΩ Input Transition Times < 20 ns	
t _{PHL}	Propagation Delay, CP to C _n	150	350		59	160		39	128	ns		
t _{PLH}	Propagation Delay, CP to Q	167	450		71	180		48	144	ns		
t _{PHL}	Propagation Delay, CP to Q	252	650		100	245		66	196	ns		
t _{PLH}	Propagation Delay, PL to C _n	170	325		70	150		45	120	ns		
t _{PHL}	Propagation Delay, PL to C _n	220	450		90	195		62	156	ns		
t _{TLH}	Output Transition Time	60	135		31	75		23	45	ns		
t _{THL}	Output Transition Time	65	135		25	75		18	45	ns		
t _{wCP}	CP Minimum Pulse Width	125	50		60	21		48	14	ns		
t _{wPL}	PL Minimum Pulse Width	150	60		55	21		44	16	ns		
t _{rec}	PL Recovery Time	150	62		60	24		48	17	ns		
t _s	Set-Up Time, BIN/DEC to CP	250	106		100	41		80	29	ns		
t _h	Hold Time, BIN/DEC to CP	0	-90		0	-35		0	-25	ns		
t _s	Set-Up Time, UP/DN to CP	325	145		130	55		104	38	ns		
t _h	Hold Time, UP/DN to CP	0	-90		0	-35		0	-25	ns		
t _s	Set-Up Time, CE to CP	275	118		120	49		96	23	ns		
t _h	Hold Time, CE to CP	0	-40		0	-15		0	-10	ns		
t _s	Set-Up Time, P _n to PL	70	29		30	11		24	8	ns		
t _h	Hold Time, P _n to PL	0	-40		0	-20		0	-20	ns		
f _{MAX}	Input Clock Frequency (Note 2)	2	5		5	12		6	14	MHz		

NOTES:

- Additional DC Characteristics are listed in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.
- For f_{MAX} input rise and fall times are greater than or equal to 5 ns and less than or equal to 20 ns.
- Propagation Delays and Output Transition Times are graphically described in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.
- It is recommended that input rise and fall times to the Clock input be less than 15 μs at V_{DD} = 5 V, 4 μs at V_{DD} = 10 V, and 3 μs at V_{DD} = 15 V.

SWITCHING WAVEFORMS

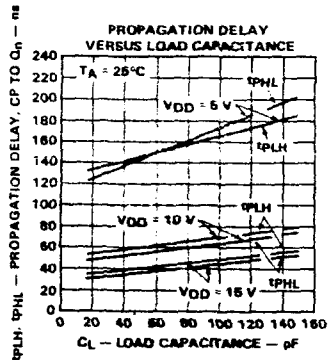
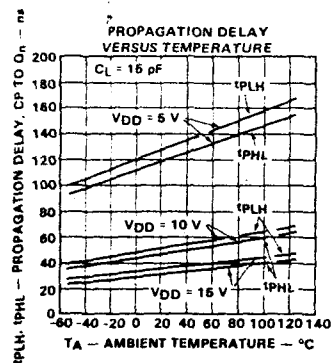
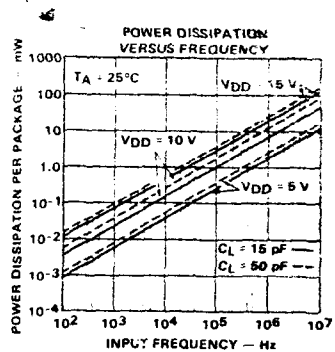


MINIMUM CP WIDTH, SET-UP AND HOLD TIMES, CE TO CP, BIN/DEC TO CP AND UP/DN TO CP

MINIMUM PL PULSE WIDTH, RECOVERY TIME FOR PL, AND SET-UP AND HOLD TIMES, P_n TO PL

NOTE: Set-up and Hold Times are shown as positive values but may be specified as negative values.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS



APPLICATIONS

Interconnection techniques for multistage counting are shown in Figures 1 through 4. When using the schemes shown in Figures 1, 3 and 4, the BIN/DEC and UP/DN Inputs may be changed only when the Clock Input to the first stage is HIGH. However, when using the scheme shown in Figure 2, UP/DN, BIN/DEC and CE may be changed independent of the state of the Clock Input. The methods illustrated in Figures 1 and 3 will operate with long transition times at the Clock Input to the first counter; whereas, the other schemes require a fast transition at the Clock Input.

Figure 1 is a ripple clock expansion scheme in which the maximum counting frequency is limited only by the frequency capability of the first counter. The disadvantage of this technique is that the Outputs of the most significant stage do not change until the clock has rippled through all the preceding stages.

A fully synchronous expansion method is shown in Figure 2. Since the Clock Input is applied simultaneously to all stages, the Outputs of all stages change simultaneously. The maximum counting frequency is limited by the time required for the Count Enable to ripple through all the stages before the next Clock Input is applied.

The semi-synchronous technique illustrated in Figure 3 allows a higher counting frequency than the method shown in Figure 2 by allowing TC to take either 10 or 16 clock periods to ripple from the second stage to the most significant stage (10 clock periods when BIN/DEC = L, 16 clock periods when BIN/DEC = H). The Outputs of all stages, except the first, change simultaneously. The Outputs of the first stage change before the other stages.

The speed advantage of this scheme is lost if the count direction or count modulus is rapidly changed.

The method shown in Figure 4 is the same as in Figure 3 except an external gate is added to reduce the delay between the Clock Input to the first stage and the Clock input to the following stages.

APPLICATIONS (Cont'd)

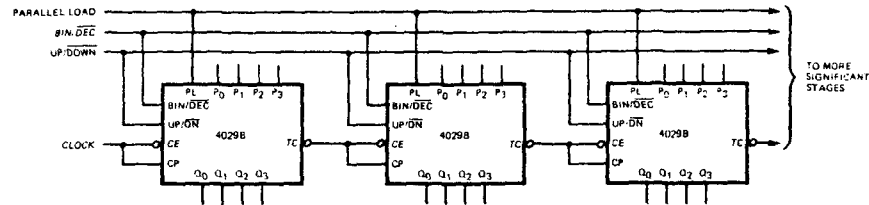


Fig. 1 RIPPLE CLOCK EXPANSION

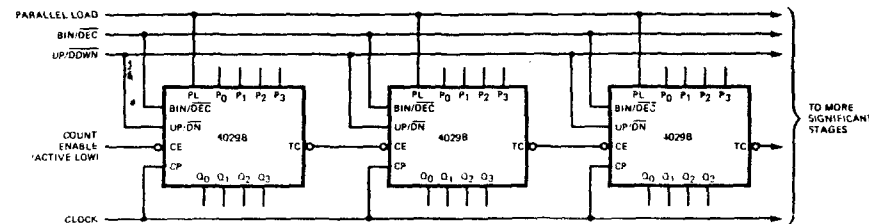


Fig. 2 PARALLEL CLOCK EXPANSION (FULLY SYNCHRONOUS)

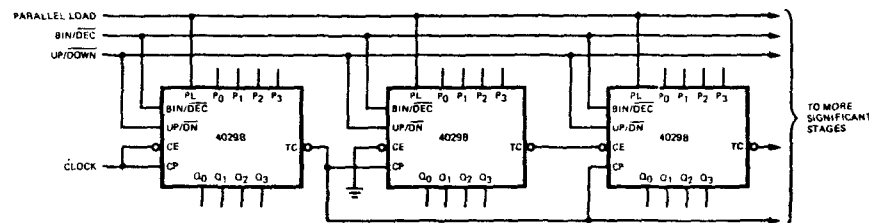


Fig. 3 SEMI-SYNCHRONOUS EXPANSION

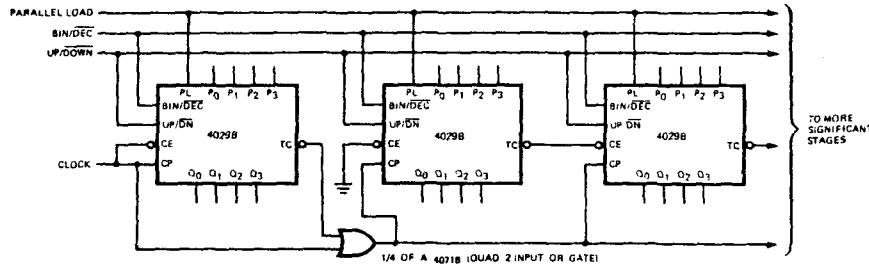


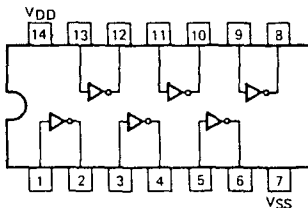
Fig. 4 HIGH SPEED SEMI-SYNCHRONOUS EXPANSION

4069UB/74C04/54C04

HEX INVERTER

DESCRIPTION — The 4069UB is a general purpose Hex Inverter which has standard Fairchild input and output characteristics. A single-stage design has been used since the output impedance of a single-input gate is not pattern sensitive. The 4096UB is a Direct Replacement for the 74C04/54C04.

**LOGIC AND CONNECTION DIAGRAM
DIP (TOP VIEW)**



NOTE:
The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-line Package.

DC CHARACTERISTICS: V_{DD} as shown, $V_{SS} = 0$ V (See Note 1)

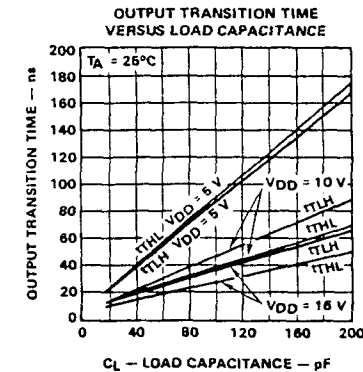
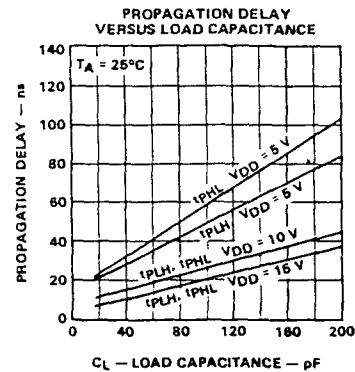
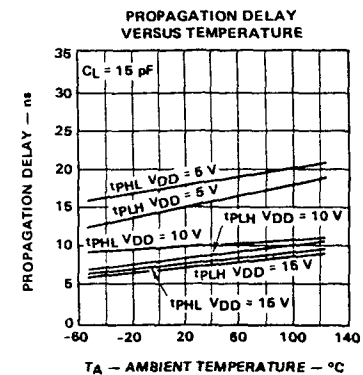
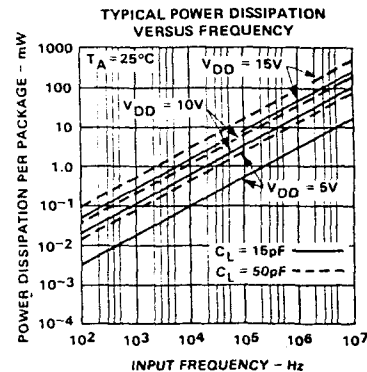
SYMBOL	PARAMETER		LIMITS									UNITS	TEMP	TEST CONDITIONS
			$V_{DD} = 5$ V			$V_{DD} = 10$ V			$V_{DD} = 15$ V					
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX			
I_{DD}	Quiescent Power	XC			1			2			4	μ A	MIN, 25°C	All inputs at 0 V or V_{DD}
	Supply Current	XM			7.5			15			30	μ A	MAX	

AC CHARACTERISTICS AND SET-UP REQUIREMENTS: V_{DD} as shown, $V_{SS} = 0$ V, $T_A = 25^\circ$ C (See Note 2)

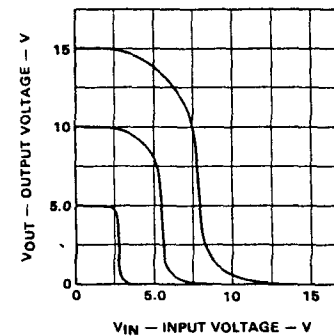
SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEST CONDITIONS
		$V_{DD} = 5$ V			$V_{DD} = 10$ V			$V_{DD} = 15$ V				
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
t_{PLH}	Propagation Delay		32	64		16	32		13	26	ns	$C_L = 50$ pF, $R_L = 200$ k Ω
t_{PHL}			32	64		16	32		13	26		
t_{TLH}	Output Transition Time		45	135		23	70		18	45	ns	Input Transition Times < 20 ns
t_{THL}			45	135		23	70		18	45		

NOTES:
1. Additional DC Characteristics are listed in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.
2. Propagation Delays and Output Transition Times are graphically described in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.

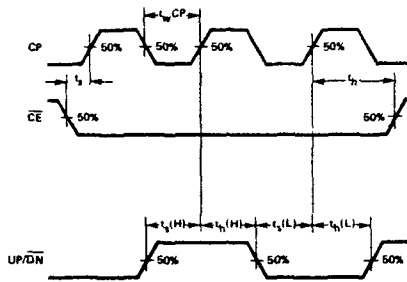
TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS



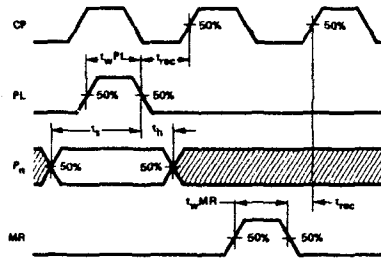
TYPICAL VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS



SWITCHING WAVEFORMS



MINIMUM CP WIDTH, SET-UP AND HOLD TIMES, CE TO CP AND UP/DN TO CP



MINIMUM PL AND MR PULSE WIDTH, RECOVERY TIME FOR PL AND MR, AND SET-UP AND HOLD TIMES, Pn TO PL

NOTE:
Set-up and Hold Times are shown as positive values but may be specified as negative values.

4511B

BCD TO 7-SEGMENT LATCH/DECODER/DRIVER

GENERAL DESCRIPTION — The 4511B is a BCD to 7-Segment Latch/Decoder/Driver with four Address Inputs (A_0 - A_3), an active LOW Latch Enable Input (\overline{EL}), an active Low Blanking Input (\overline{IB}), an active LOW Lamp Test Input (\overline{ILT}) and seven active HIGH non bipolar segment outputs (a-g).

When the Latch Enable Input (\overline{EL}) is LOW, the state of the Segment Outputs (a-g) is determined by the data on the Address Inputs (A_0 - A_3). When the Latch Enable Input (\overline{EL}) goes HIGH, the last data present at the Address Inputs (A_0 - A_3) is stored in the latches and the Segment Outputs (a-g) remain stable.

When the Lamp Test Input (\overline{ILT}) is LOW, all the Segment Outputs (a-g) are HIGH independent of all other input conditions. With the Lamp Test Input (\overline{ILT}) HIGH, a LOW on the Blanking Input (\overline{IB}) forces all Outputs (a-g) LOW. The Lamp Test Input (\overline{ILT}) and the Blanking Input (\overline{IB}) do not affect the latch circuit.

- HIGH CURRENT SOURCING OUTPUTS (UP TO 25 mA)
- BLANKING INPUT (ACTIVE LOW)
- LAMP TEST INPUT (ACTIVE LOW)
- LAMP INTENSITY MODULATION CAPABILITY
- MULTIPLEXING CAPABILITY
- LOW POWER DISSIPATION

PIN NAMES

- A_0 - A_3 Address (Data) Inputs
- \overline{EL} Latch Enable (Active LOW) Input
- \overline{IB} Blanking (Active LOW) Input
- \overline{ILT} Lamp Test (Active LOW) Input
- a-g Segment Outputs

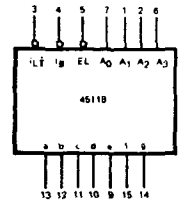
TRUTH TABLE

INPUTS								OUTPUTS							
\overline{EL}	\overline{IB}	\overline{ILT}	A_3	A_2	A_1	A_0		a	b	c	d	e	f	g	DISPLAY
X	X	L	X	X	X	X		H	H	H	H	H	H	H	8
X	L	H	X	X	X	X		L	L	L	L	L	L	L	BLANK
L	H	H	L	L	L	L		H	H	H	H	H	H	L	0
L	H	H	L	L	L	H		L	H	H	L	L	L	L	1
L	H	H	L	L	H	L		H	H	L	H	H	L	H	2
L	H	H	L	L	H	H		H	H	H	L	L	L	H	3
L	H	H	L	H	L	L		L	H	H	L	L	H	H	4
L	H	H	L	H	L	H		H	L	H	H	L	H	H	5
L	H	H	L	H	H	L		L	L	H	H	H	H	H	6
L	H	H	L	H	H	H		H	H	H	L	L	L	L	7
L	H	H	H	L	L	L		H	H	H	H	H	H	H	8
L	H	H	H	L	L	H		H	H	H	L	L	L	H	9
L	H	H	H	L	H	L		L	L	L	L	L	L	L	BLANK
L	H	H	H	L	H	L		L	L	L	L	L	L	L	BLANK
L	H	H	H	H	L	H		L	L	L	L	L	L	L	BLANK
L	H	H	H	H	H	L		L	L	L	L	L	L	L	BLANK
H	H	H	X	X	X	X									•

H = HIGH Level
L = LOW Level
X = Don't Care

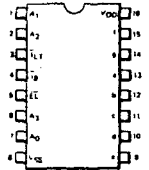
• Depends upon the BCD code applied during the LOW-to-HIGH transition of \overline{EL}

LOGIC SYMBOL



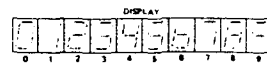
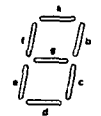
V_{DD} = Pin 16
 V_{SS} = Pin 8

CONNECTION DIAGRAM
DIP (TOP VIEW)

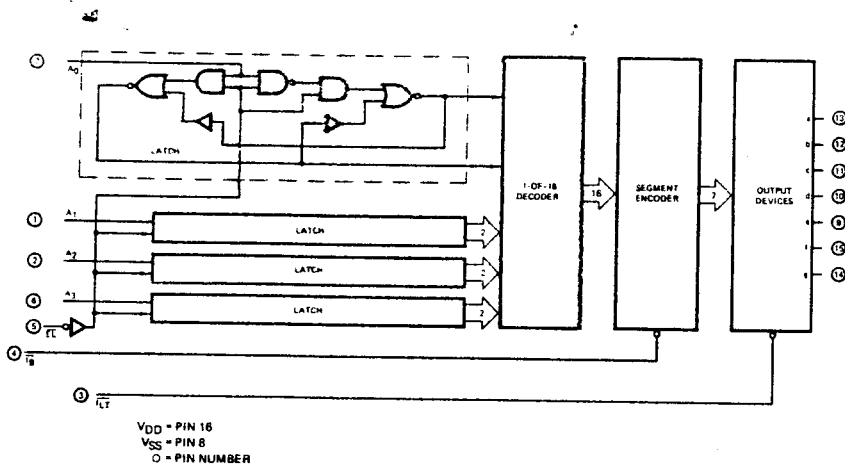


NOTE:
The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-line Packages.

NUMERICAL DESIGNATIONS



BLOCK DIAGRAM



DC CHARACTERISTICS: V_{DD} = 5 V, V_{SS} = 0 V (Note 1)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS			UNITS	TEMP	TEST CONDITIONS		
		MIN	TYP	MAX					
V _{IH}	Input HIGH Voltage	3.5			V	All	Guaranteed Input HIGH Voltage		
V _{IL}	Input LOW Voltage			1.5	V	All	Guaranteed Input LOW Voltage		
V _{OH}	Output HIGH Voltage	XC or XM	4.1	4.57		V	25°C	I _{OH} < 1 μA, Inputs at 0 V or V _{DD} per the Truth Table	
							V		25°C
		XC	3.60	4.22			I _{OH} = 10 mA		
				4.16			I _{OH} = 15 mA		
			2.80	4.12			I _{OH} = 20 mA		
				4.05			I _{OH} = 25 mA		
		XM		4.24			I _{OH} = 5 mA		
			3.90	4.22			I _{OH} = 10 mA		
				4.16			I _{OH} = 15 mA		
			3.40	4.12			I _{OH} = 20 mA		
				4.05			I _{OH} = 25 mA		
		V _{OL}	Output LOW Voltage			0.05	V		MIN, 25°C
				0.05	V	MAX			
				0.5	V	All	I _{OL} < 1 μA, Inputs at 1.5 or 3.5 V		
I _{OL}	Output LOW Current		1		mA	MIN	V _{OUT} = 0.4 V, Inputs at 0 V or V _{DD} per the Truth Table		
			0.8			25°C			
			0.4			MAX			
I _{DD}	Quiescent Power Supply Current	XC		20		μA	All Inputs at 0 V or V _{DD} and all Outputs Open		
					150			MAX	
		XM			5			MIN, 25°C	
					150			MAX	

DC CHARACTERISTICS: V_{DD} = 10 V, V_{SS} = 0 V (Note 1)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS			UNITS	TEMP	TEST CONDITIONS		
		MIN	TYP	MAX					
V _{IH}	Input HIGH Voltage	7			V	All	Guaranteed Input HIGH Voltage		
V _{IL}	Input LOW Voltage			3	V	All	Guaranteed Input LOW Voltage		
V _{OH}	Output HIGH Voltage	XC or XM	9.1	9.58		V	25°C	I _{OH} < 1 μA, Inputs at 0 V or V _{DD} per the Truth Table	
							V		25°C
		XC	8.75	9.26			I _{OH} = 10 mA		
				9.21			I _{OH} = 15 mA		
			8.10	9.14			I _{OH} = 20 mA		
				9.10			I _{OH} = 25 mA		
		XM		9.26			I _{OH} = 5 mA		
				9.21			I _{OH} = 10 mA		
			8.60	9.17			I _{OH} = 15 mA		
				9.14			I _{OH} = 20 mA		
				9.10			I _{OH} = 25 mA		
		V _{OL}	Output LOW Voltage			0.05	V		MIN, 25°C
				0.05	V	MAX			
I _{OL}	Output LOW Current		2.6		mA	MIN	I _{OL} < 1 μA, Inputs at 3 or 7 V		
			2			25°C			
I _{DD}	Quiescent Power Supply Current	XC			40	μA	All Inputs at 0 V or V _{DD} and all Outputs Open		
					300			MAX	
		XM			10			MIN, 25°C	
					300			MAX	

DC CHARACTERISTICS: $V_{DD} = 15\text{ V}$, $V_{SS} = 0\text{ V}$ (Note 1)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS			UNITS	TEMP	TEST CONDITIONS
		MIN	TYP	MAX			
V_{IH}	Input HIGH Voltage	11			V	All	Guaranteed Input HIGH Voltage
V_{IL}	Input LOW Voltage			4	V	All	Guaranteed Input LOW Voltage
V_{OH}	Output HIGH Voltage	XC or XM	14.10	14.59	V	25°C	$I_{OH} < 1\ \mu\text{A}$ Inputs at 0 V or V_{DD} per the Truth Table
				14.27			
		XC	13.75	14.23			
			14.20				
			13.10	14.17			
			14.13				
		XM	14.27				
			14.00	14.23			
			14.20				
			13.60	14.17			
			14.13				
			14.13				
V_{OL}	Output LOW Voltage			0.05	V	MIN, 25°C MAX	$I_{OL} < 1\ \mu\text{A}$, Inputs at 0 V or V_{DD} per the Logic Function or Truth Table
				0.05			
				2			
I_{IN}	Input Current	XC		1	μA	All	Lead under test at 0 V or V_{DD} All other Inputs simultaneously at 0 V or V_{DD}
		XM		1			
I_{OL}	Output LOW Current		7.5		mA	MIN, 25°C MAX	$V_{OUT} = 1.5\text{ V}$ Inputs at 0 V or V_{DD} per the Truth Table
			4.5				
I_{DD}	Quiescent Power Supply Current	XC		80	μA	MIN, 25°C	All Inputs at 0 V or V_{DD} and all Outputs Open
						600	
		XM		20		MIN, 25°C	
						600	

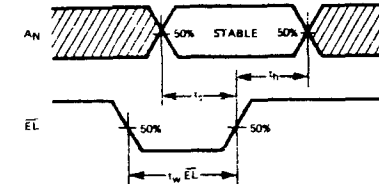
AC CHARACTERISTICS AND SET-UP REQUIREMENTS: V_{DD} as shown, $V_{SS} = 0\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (see Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS									UNITS	TEST CONDITIONS
		$V_{DD} = 5\text{ V}$			$V_{DD} = 10\text{ V}$			$V_{DD} = 15\text{ V}$				
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
t_{PLH}	Propagation Delay, A_N to a-g		212	480		90	190		68	152	ns	$C_L = 50\text{ pF}$, $R_L = 200\text{ k}\Omega$ Input Transition Times <20 ns
t_{PHL}	Propagation Delay, i_{LT} to a-g		238	480		88	190		60	152	ns	
t_{PLH}	Propagation Delay, i_{LT} to a-g		82	180		38	80		30	64	ns	
t_{PHL}	Propagation Delay, i_{LT} to a-g		85	180		34	80		24	64	ns	
t_{PLH}	Propagation Delay, i_{LT} to a-g		147	330		60	135		42	108	ns	
t_{PHL}	Propagation Delay, i_{LT} to a-g		164	330		65	135		46	108	ns	
t_{PLH}	Propagation Delay, \bar{E}_L to a-g		230	550		90	210		63	168	ns	
t_{PHL}	Propagation Delay, \bar{E}_L to a-g		275	550		98	210		66	168	ns	
t_{TLH}	Output Transition Time		25	55		18	40		16	40	ns	
t_{THL}	Output Transition Time		75	135		26	75		17	45	ns	
t_{wEL}	EL Minimum Pulse Width	85	34		35	14		28	10		ns	
t_s	Set-Up Time, A_N to EL	55	20		25	7		20	4		ns	
t_h	Hold-Time, A_N to \bar{E}_L	55	19		25	6		20	4		ns	

- NOTES:
 1. Additional dc characteristics are listed in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.
 2. Propagation Delays and Output Transition Times are graphically described in this section under 4000B Series CMOS Family Characteristics.

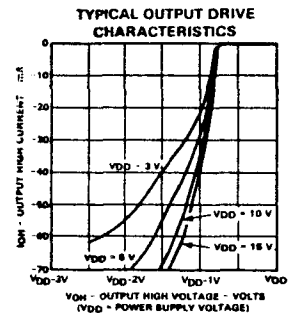
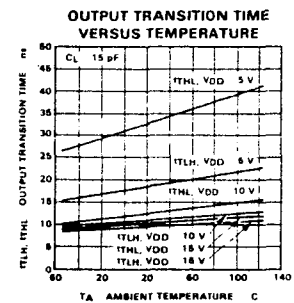
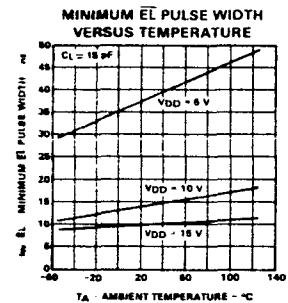
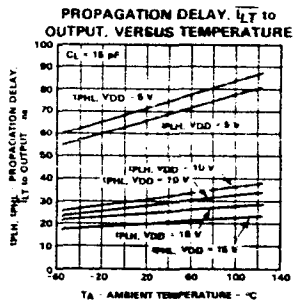
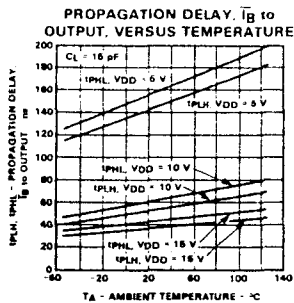
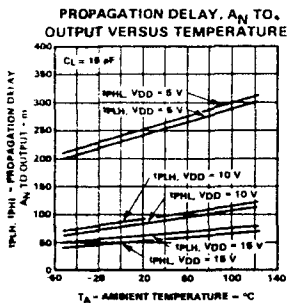
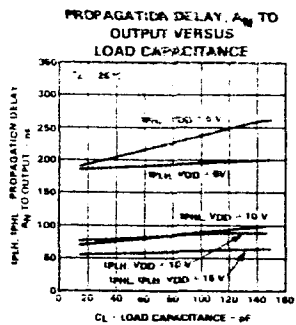
AC WAVEFORMS

SET-UP AND HOLD-TIMES, A_N TO \bar{E}_L AND MINIMUM EL PULSE WIDTH



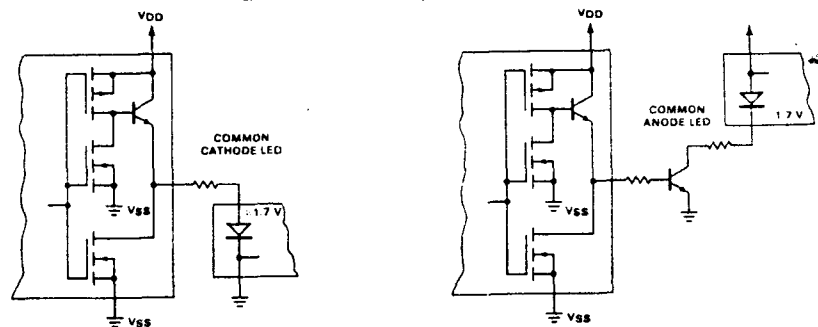
NOTE: Set-up and hold-times are shown as positive values but may be specified as negative values

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

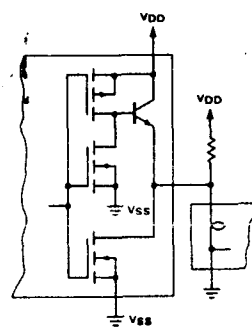


TYPICAL APPLICATIONS

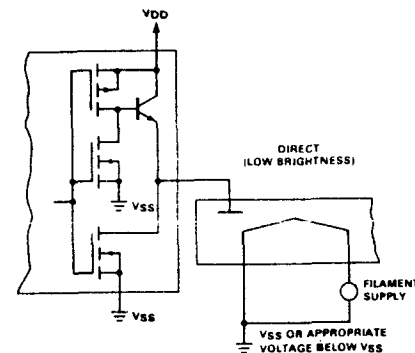
LIGHT EMITTING DIODE (LED) READOUT



INCANDESCENT READOUT

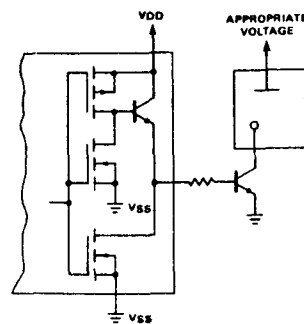


FLUORESCENT READOUT

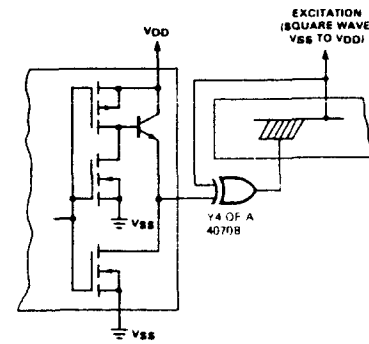


*A filament pre-warm resistor is recommended to reduce filament thermal shock and increase the effective cold resistance of the filament

GAS DISCHARGE READOUT



LIQUID CRYSTAL (LCD) READOUT**



**Direct dc drive of LCD not recommended for life of LCD readouts

Definition of Terms

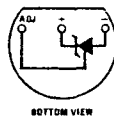
Operating Output Voltage: The voltage appearing across the positive and negative terminals of the device at specified conditions of operating temperature and current.

Uncalibrated Temperature Error: The error between the operating output voltage at $10\text{ mV}^{\circ}\text{K}$ and case temperature at specified conditions of current and case temperature.

Calibrated Temperature Error: The error between operating output voltage and case temperature at $10\text{ mV}^{\circ}\text{K}$ over a temperature range at a specified operating current with the 25°C error adjusted to zero.

Connection Diagrams

TO-92
Plastic Package



Order Number LM335Z
or LM335AZ
See NS Package Z03A

TG-46
Metal Can Package*



*Case is connected to negative pin

Order Number LM135H,
LM235H, LM335H, LM135AH,
LM235AH or LM335AH
See NS Package H02H



LM555/LM555C Timer

General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200 mA or drive TTL circuits.

- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per $^{\circ}\text{C}$
- Normally on and normally off output

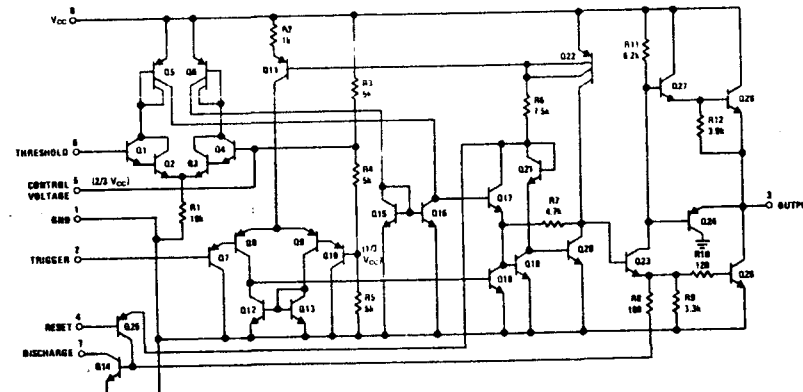
Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

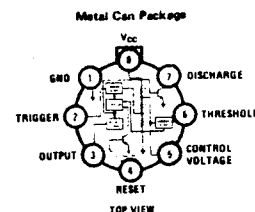
Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes

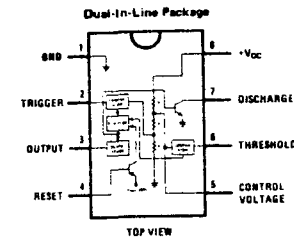
Schematic Diagram



Connection Diagrams



Order Number LM555H, LM555CH
See NS Package H08C



Order Number LM555CN
See NS Package N08B
Order Number LM555J or LM555CJ
See NS Package J08A

Absolute Maximum Ratings

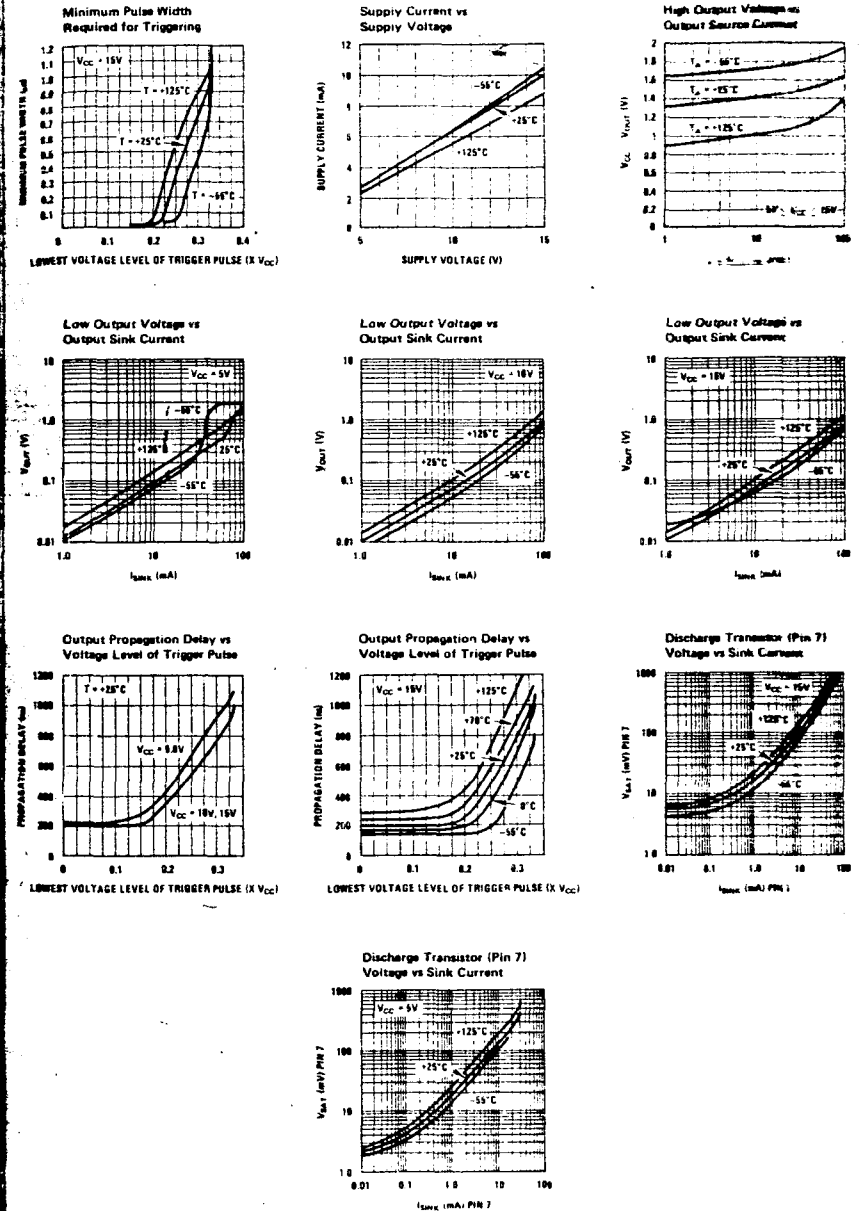
Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 1)	600 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
LM555	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics (T_A = 25°C, V_{CC} = +5V to +15V, unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	LIMITS						UNITS
		LM555			LM555C			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		18	V
Supply Current	V _{CC} = 5V, R _L = ∞		3	5		3	6	mA
	V _{CC} = 15V, R _L = ∞ (Low State) (Note 2)		10	12		10	15	mA
Timing Error, Monostable			0.5			1		%
	Initial Accuracy		30			50		ppm/°C
	Drift with Temperature	R _A , R _B = 1k to 100k, C = 0.1μF, (Note 3)						
Accuracy over Temperature			1.5			1.5		%/V
	Drift with Supply		0.05			0.1		%/V
Timing Error, Astable			1.5			2.25		%
	Initial Accuracy		90			150		ppm/°C
	Drift with Temperature		2.5			3.0		%
	Accuracy over Temperature		0.15			0.30		%/V
	Drift with Supply							
Threshold Voltage			0.667			0.667		x V _{CC}
Trigger Voltage	V _{CC} = 15V	4.8		5.2		5		V
	V _{CC} = 5V	1.45		1.9		1.67		V
Trigger Current			0.01	0.5		0.5	0.9	μA
Reset Voltage		0.4	0.5	1	0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4		0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 4)		0.1	0.25		0.1	0.25	μA
Control Voltage Level	V _{CC} = 15V	9.6	10	10.4	9	10	11	V
	V _{CC} = 5V	2.9	3.33	3.8	2.6	3.33	4	V
Pin 7 Leakage Output High			1	100		1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 5)	Output Low	V _{CC} = 15V, I _L = 15 mA		150		180		mV
	Output Low	V _{CC} = 4.5V, I _L = 4.5 mA		70		80		200
Output Voltage Drop (Low)	V _{CC} = 15V							V
	I _{SINK} = 10 mA		0.1	0.15		0.1	0.25	V
	I _{SINK} = 50 mA		0.4	0.5		0.4	0.75	V
	I _{SINK} = 100 mA		2	2.2		2	2.5	V
	I _{SINK} = 200 mA		2.5			2.5		V
	V _{CC} = 5V							V
	I _{SINK} = 8 mA		0.1	0.25				V
	I _{SINK} = 5 mA					0.25	0.35	V
Output Voltage Drop (High)	I _{SOURCE} = 200 mA, V _{CC} = 15V		12.5			12.5		V
	I _{SOURCE} = 100 mA, V _{CC} = 15V, V _{CC} = 5V	13	13.3		12.75	13.3		V
Rise Time of Output			3	3.3		2.75	3.3	V
Fall Time of Output			100			100		ns
			100			100		ns

- Note 1: For operating at elevated temperatures the device must be derated based on a +150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of +45°C/W junction to case for TO-5 and +160°C/W junction to ambient for both packages.
- Note 2: Supply current when output high typically 1 mA less at V_{CC} = 5V.
- Note 3: Tested at V_{CC} = 5V and V_{CC} = 15V.
- Note 4: This will determine the maximum value of R_A + R_B for 15V operation. The maximum total (R_A + R_B) is 20 MΩ.
- Note 5: No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

Typical Performance Characteristics



Applications Information

MONOSTABLE OPERATION

In this mode of operation, the timer functions as a one-shot (Figure 1). The external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer. Upon application of a negative trigger pulse of less than $1/3 V_{CC}$ to pin 2, the flip-flop is set which both releases the short circuit across the capacitor and drives the output high.

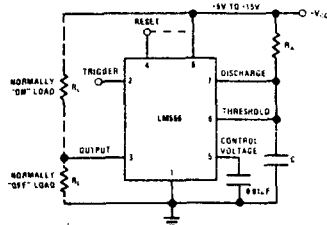


FIGURE 1. Monostable

The voltage across the capacitor then increases exponentially for a period of $t = 1.1 R_A C$, at the end of which time the voltage equals $2/3 V_{CC}$. The comparator then resets the flip-flop which in turn discharges the capacitor and drives the output to its low state. Figure 2 shows the waveforms generated in this mode of operation. Since the charge and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply.

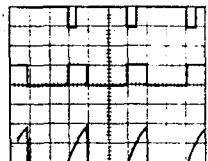


FIGURE 2. Monostable Waveforms

During the timing cycle when the output is high, the further application of a trigger pulse will not effect the circuit. However the circuit can be reset during this time by the application of a negative pulse to the reset terminal (pin 4). The output will then remain in the low state until a trigger pulse is again applied.

When the reset function is not in use, it is recommended that it be connected to V_{CC} to avoid any possibility of false triggering.

Figure 3 is a nomograph for easy determination of R, C values for various time delays.

NOTE: In monostable operation, the trigger should be driven high before the end of timing cycle.

ASTABLE OPERATION

If the circuit is connected as shown in Figure 4 (pins 2 and 6 connected) it will trigger itself and free run as a

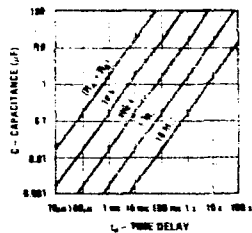


FIGURE 3. Time Delay

multivibrator. The external capacitor charges through $R_A + R_B$ and discharges through R_B . Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

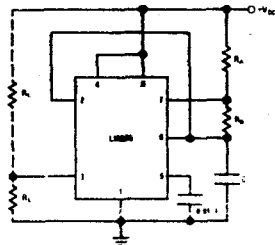


FIGURE 4. Astable

In this mode of operation, the capacitor charges and discharges between $1/3 V_{CC}$ and $2/3 V_{CC}$. As in the triggered mode, the charge and discharge times, and therefore the frequency are independent of the supply voltage.

Figure 5 shows the waveforms generated in this mode of operation.

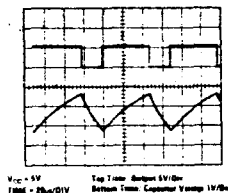


FIGURE 5. Astable Waveforms

The charge time (output high) is given by:

$$t_1 = 0.693 (R_A + R_B) C$$

And the discharge time (output low) by:

$$t_2 = 0.693 (R_B) C$$

Thus the total period is:

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_A + 2R_B) C$$

Applications Information (Continued)

The frequency of oscillation is:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C}$$

Figure 6 may be used for quick determination of these RC values.

The duty cycle is:

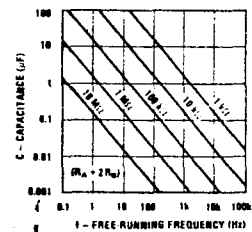
$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$


FIGURE 6. Free Running Frequency

FREQUENCY DIVIDER

The monostable circuit of Figure 1 can be used as a frequency divider by adjusting the length of the timing cycle. Figure 7 shows the waveforms generated in a divide by three circuit.

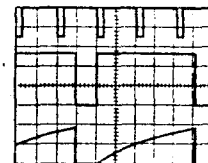


FIGURE 7. Frequency Divider

PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 8 shows the circuit, and in Figure 9 are some waveform examples.

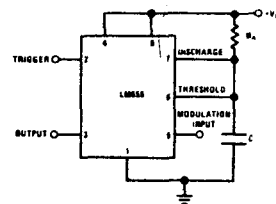


FIGURE 8. Pulse Width Modulator

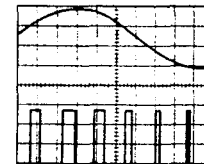


FIGURE 9. Pulse Width Modulator

PULSE POSITION MODULATOR

This application uses the timer connected for astable operation, as in Figure 10, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. The pulse position varies with the modulating signal, since the threshold voltage and hence the time delay is varied. Figure 11 shows the waveforms generated for a triangle wave modulation signal.

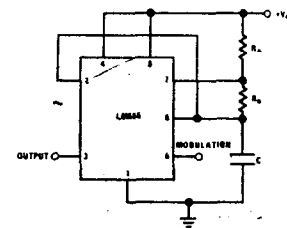


FIGURE 10. Pulse Position Modulator

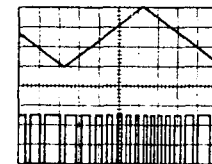


FIGURE 11. Pulse Position Modulator

LINEAR RAMP

When the pullup resistor, R_A , in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is

Applications Information (Continued)

generated. Figure 12 shows a circuit configuration that will perform this function.

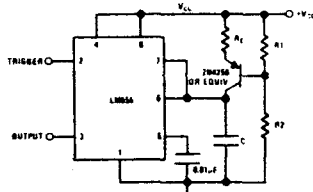


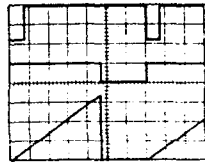
FIGURE 12.

Figure 13 shows waveforms generated by the linear ramp.

The time interval is given by:

$$T = \frac{2/3 V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)}$$

$V_{BE} \approx 0.6V$



$V_{CC} = 5V$
 TIME = 20ns/DIV
 $R_1 = 47k\Omega$
 $R_2 = 100k\Omega$
 $R_E = 27k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

Top Trace: Input 3V/Div
 Middle Trace: Output 5V/Div
 Bottom Trace: Capacitor Voltage 1V/Div

FIGURE 13. Linear Ramp

50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

For a 50% duty cycle, the resistors R_A and R_B may be connected as in Figure 14. The time period for the out-

put high is the same as previous, $t_1 = 0.693 R_A C$. For the output low it is $t_2 =$

$$\left(\frac{R_A R_B}{R_A + R_B} \right) C \ln \left[\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right]$$

Thus the frequency of oscillation is $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$

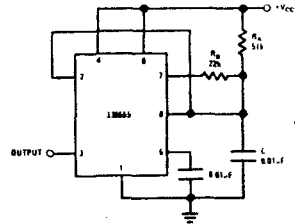


FIGURE 14. 50% Duty Cycle Oscillator

Note that this circuit will not oscillate if R_B is greater than $1/2 R_A$ because the junction of R_A and R_B cannot bring pin 2 down to $1/3 V_{CC}$ and trigger the lower comparator.

ADDITIONAL INFORMATION

Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended is $0.1\mu F$ in parallel with $1\mu F$ electrolytic.

Lower comparator storage time can be as long as $10\mu s$ when pin 2 is driven fully to ground for triggering. This limits the monostable pulse width to $10\mu s$ minimum.

Delay time reset to output is $0.47\mu s$ typical. Minimum reset pulse width must be $0.3\mu s$, typical.

Pin 7 current switches within $30 ns$ of the output (pin 3) voltage.

LM556/LM556C Dual Timer

General Description

The LM556 Dual timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays or oscillation. The 556 is a dual 555. Timing is provided by an external resistor and capacitor for each timing function. The two timers operate independently of each other sharing only V_{CC} and ground. The circuits may be triggered and reset on falling waveforms. The output structures may sink or source 200 mA.

- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per $^{\circ}C$
- Normally on and normally off output

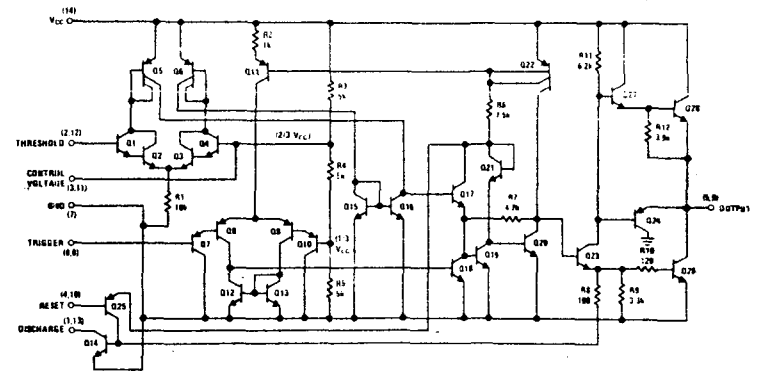
Applications

- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generator
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

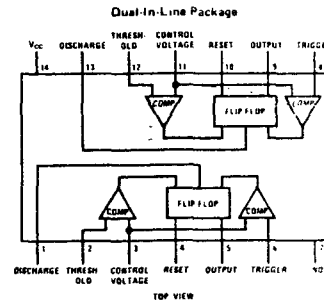
Features

- Direct replacement for SE556/NE556
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Replaces two 555 timers

Schematic Diagram



Connection Diagram



Order Number LM556CN
 See NS Package N14A

Order Number LM556J or LM556CJ
 See NS Package J14A

Absolute Maximum Ratings

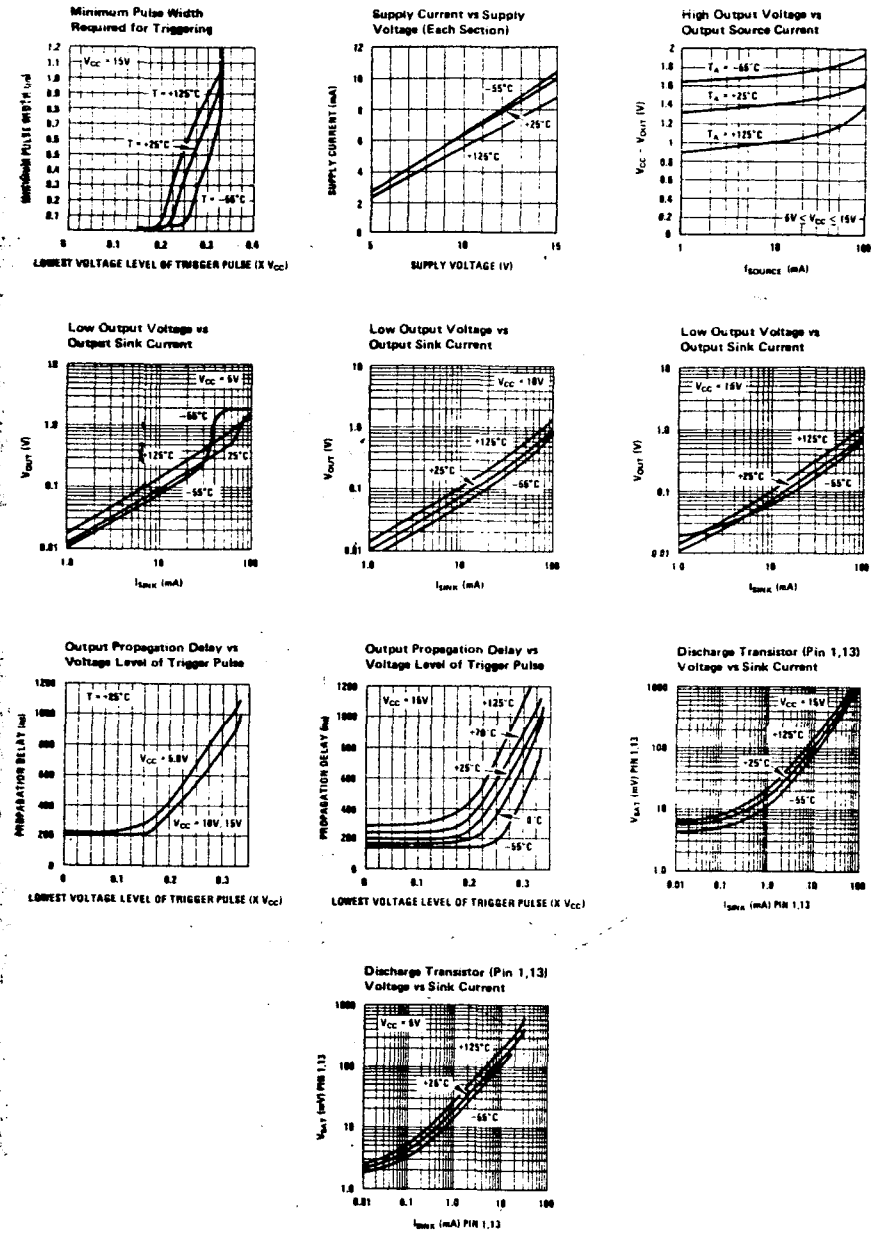
Supply Voltage	+16V
Power Dissipation (Note 1)	600 mW
Operating Temperature Ranges	
LM556C	0°C to +70°C
LM556	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics (T_A = 25°C, V_{CC} = +5V to +15V, unless otherwise specified)

PARAMETER	CONDITIONS	LM556			LM556C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage		4.5		18	4.5		18	V
Supply Current (Each Timer Section)	V _{CC} = 5V, R _L = ∞		3	5		3	6	mA
	V _{CC} = 15V, R _L = ∞ (Low State) (Note 2)		10	11		10	14	mA
Timing Error - Monostable								%
Initial Accuracy			0.5			0.75		
Drift With Temperature	R _A , R _B = 1k to 100k, C = 0.1μF, (Note 3)		3.0			3.0		ppm/°C
Accuracy Over Temperature			1.5			1.5		%
Drift with Supply			0.05			0.1		%/V
Timing Error - Astable								%
Initial Accuracy			1.5			2.25		
Drift With Temperature			90			150		ppm/°C
Accuracy Over Temperature			2.5			3.0		%
Drift With Supply			0.15			0.30		%/V
Trigger Voltage	V _{CC} = 15V	4.8		5.2	4.5		5	V
	V _{CC} = 5V	1.45		1.67	1.25		1.67	V
Trigger Current			0.1	0.5		0.2	1.0	mA
Reset Voltage	(Note 4)	0.4		0.5	0.4		0.5	V
Reset Current			0.1	0.4		0.1	0.6	mA
Threshold Current	(Note 5)		0.03	0.1		0.03	0.1	mA
Control Voltage Level And Threshold Voltage	V _{CC} = 15V	9.6		10.4	9		10	V
	V _{CC} = 5V	2.9		3.33	2.6		3.33	V
Pin 1, 13 Leakage Output High			1	100		1	100	mA
Pin 1, 13 Sat								mV
Output Low	(Note 6)		150	240		180	300	
Output Low	V _{CC} = 15V, I = 15 mA		70	100		60	200	
Output Low	V _{CC} = 4.5V, I = 4.5 mA							
Output Voltage Drop (Low)	V _{CC} = 15V							V
	I _{LOAD} = 10 mA		0.1	0.15		0.1	0.25	
	I _{LOAD} = 50 mA		0.4	0.5		0.4	0.75	
	I _{LOAD} = 100 mA		2	2.25		2	2.75	
	I _{LOAD} = 200 mA		2.5			2.5		
	V _{CC} = 5V							
Output Voltage Drop (High)	V _{CC} = 15V							V
	I _{LOAD} = 8 mA		0.1	0.25		0.25	0.35	
	I _{LOAD} = 5 mA							
	I _{LOAD} = 200 mA, V _{CC} = 15V		12.9			12.5		
	I _{LOAD} = 100 mA, V _{CC} = 15V		13			13.3		
	V _{CC} = 5V		3			2.75		
Rise Time of Output			100			100		ns
Fall Time of Output			100			100		ns
Matching Characteristics	(Note 7)							%
Initial Timing Accuracy			0.06	0.2		0.1	2.0	
Timing Drift With Temperature			±10			±10		ppm/°C
Drift With Supply Voltage			0.1	0.2		0.2	0.6	%/V

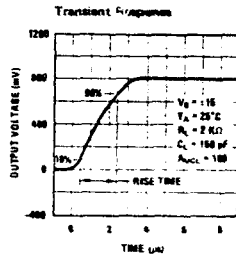
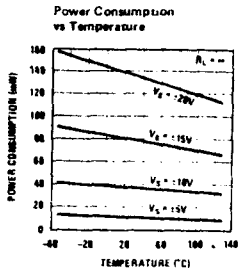
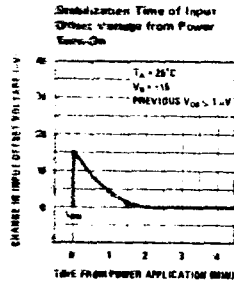
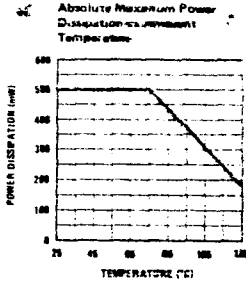
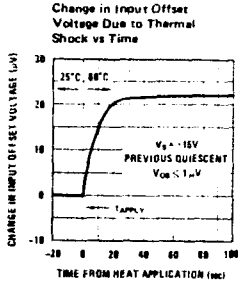
- Note 1: For operating at elevated temperatures the device must be derated based on a +150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of +160°C/W junction to ambient for both packages.
- Note 2: Supply current when output high typically 1 mA less at V_{CC} = 5V.
- Note 3: Tested at V_{CC} = 5V and V_{CC} = 15V.
- Note 4: As reset voltage lowers, timing is inhibited and then the output goes low.
- Note 5: This will determine the maximum value of R_A + R_B for 15V operation. The maximum total (R_A + R_B) is 20 MΩ.
- Note 6: No protection against excessive pin 1, 13 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.
- Note 7: Matching characteristics refer to the difference between performance characteristics of each timer section.

Typical Performance Characteristics

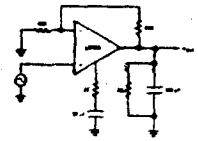


Este documento, los autores: Digitalización realizada por ULPGC - Biblioteca Universitaria, 2006

Typical Performance Characteristics (Continued)



Transient Response Test Circuit



LM741/LM741A/LM741C/LM741E Operational Amplifier
 General Description

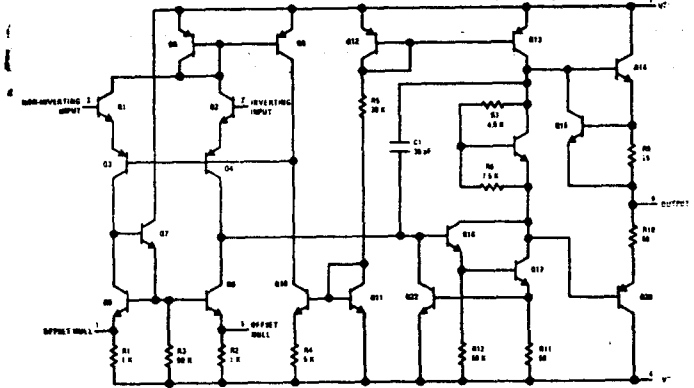
The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications.

tion on the input and output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

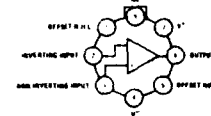
The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload pro-

Schematic and Connection Diagrams (Top Views)

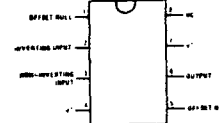


Metal Can Package



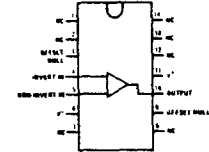
Order Number LM741H, LM741AH,
 LM741CH or LM741EH
 See NS Package H08C

Dual-In-Line Package



Order Number LM741CN or LM741EN
 See NS Package N08B
 Order Number LM741CJ
 See NS Package N08A

Dual-In-Line Package



Order Number LM741CN-14
 See NS Package N14A
 Order Number LM741J-14, LM741AJ-14
 or LM741CJ-14
 See NS Package J14A

Absolute Maximum Ratings

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Indefinite	Indefinite	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C

Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0	1.0	5.0	2.0	6.0	mV		
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			4.0		6.0		7.5	mV		
				15					mV/°C		
Average Input Offset Voltage Drift	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	±10			±15		±15	mV			
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	3.0	30		20	200	20	200	nA		
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$		70		85	500		300	nA		
Average Input Offset Current Drift			0.5						nA/°C		
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	30	80		80	500	80	500	nA		
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$		0.210			1.5		0.8	μA		
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0	0.3	2.0	M Ω		
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}, V_S = \pm 20\text{V}$	0.6							M Ω		
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$						±12	±13	V		
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13			V		
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$	50			50	200	20	200	V/mV		
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}, R_L \geq 2\text{ k}\Omega$								V/mV		
	$V_S = \pm 20\text{V}, V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}, V_O = \pm 10\text{V}$	32			25		15		V/mV		
	$V_S = \pm 5\text{V}, V_O = \pm 2\text{V}$	10							V/mV		
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	±18							V		
	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 15\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	±15			±12	±14	±12	±14	V		
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	10	25	35		26		25	mA		
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10		40					mA		
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12\text{V}$	80	95		70	90	70	90	dB		
	$R_S \leq 50\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12\text{V}$								dB		

Electrical Characteristics (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $V_S = \pm 20\text{V to } \pm 5\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	66	96							dB	
					77	96		77	96	dB	
Transient Response	$T_A = 25^\circ\text{C}, \text{Unity Gain}$	Rise Time		0.25	0.8		0.3		0.3	μs	
		Fall Time		6.0	20		5		5	μs	
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}, \text{Unity Gain}$	Bandwidth (Note 4)	0.437	1.5						MHz	
		Slew Rate		0.3	0.7		0.5		0.5	V/ μs	
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$				1.7	2.8		1.7	2.8	mA	
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 20\text{V}$		80	150						mW	
						50	85		50	85	mW
LM741A	$T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$							165		mW	
								135		mW	
LM741E	$V_S = \pm 20\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$							150		mW	
								150		mW	
LM741C	$V_S = \pm 15\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$							60	100	mW	
								45	75	mW	

Note 1: The maximum junction temperature of the LM741/LM741A is 150°C, while that of the LM741C/LM741E is 100°C. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient, or 45°C/W junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W junction to ambient.

Note 2: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15\text{V}, -55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$.

Note 4: Calculated value from: BW (MHz) = 0.35/Rise Time(μs).

LM124/LM224/LM324, LM124A/LM224A/LM324A, LM2902
Low Power Quad Operational Amplifiers

General Description

The LM124 series consists of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers which were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

Application areas include transducer amplifiers, dc gain blocks and all the conventional op amp circuits which now can be more easily implemented in single power supply systems. For example, the LM124 series can be directly operated off of the standard +5 V_{DC} power supply voltage which is used in digital systems and will easily provide the required interface electronics without requiring the additional ±15 V_{DC} power supplies.

Advantages

- Eliminates need for dual supplies
- Four internally compensated op amps in a single package
- Allows directly sensing near GND and V_{OUT} also goes to GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

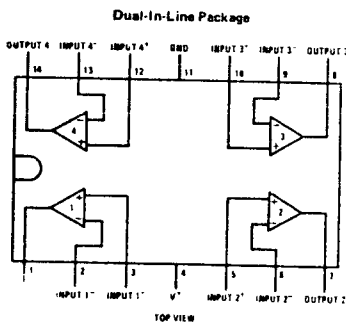
Features

- Internally frequency compensated for unity gain
- Large dc voltage gain: 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1 MHz (temperature compensated)
- Wide power supply range: Single supply 3 V_{DC} to 30 V_{DC} or dual supplies ±1.5 V_{DC} to ±15 V_{DC}
- Very low supply current drain (800µA) – essentially independent of supply voltage (1 mW/op amp at +5 V_{DC})
- Low input biasing current (temperature compensated): 45 nA_{DC}
- Low input offset voltage and offset current: 2 mV_{DC}, 5 nA_{DC}
- Input common-mode voltage range includes ground
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage swing: 0 V_{DC} to V⁺ - 1.5 V_{DC}

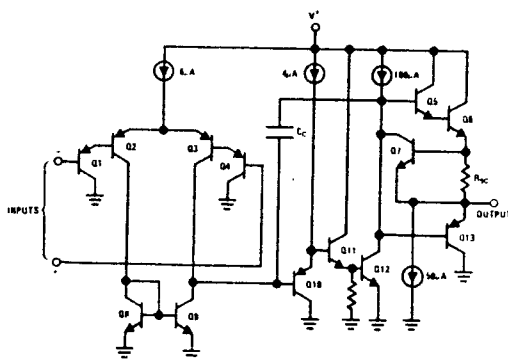
Unique Characteristics

- In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage.
- The unity gain cross frequency is temperature compensated.
- The input bias current is also temperature compensated.

Connection Diagram



Schematic Diagram (Each Amplifier)



Order Number LM124J, LM124AJ, LM224J, LM224AJ, LM324J, LM324AJ or LM2902J
See NS Package J14A
Number LM324N, LM324AN or LM2902N
See NS Package N14A

Absolute Maximum Ratings

LM124/LM224/LM324
LM124A/LM224A/LM324A

Supply Voltage, V⁺: 32 V_{DC} or ±16 V_{DC}
 Differential Input Voltage: 32 V_{DC}
 Input Voltage: -0.3 V_{DC} to +26 V_{DC}
 Power Dissipation (Note 1): 570 mW
 Molded DIP: 800 mW
 Flat Pack: 800 mW
 Output Circuit Current to GND (One Amplifier) (Note 2): Continuous
 V⁺ = 15 V_{DC} and T_A = 25°C

LM2902

LM324A
LM324

Input Current (V_{IN} < -0.3 V_{DC}) (Note 3): 50 nA
 Operating Temperature Range: 0°C to +70°C
 LM324/LM324A: 25°C to +85°C
 LM224/LM224A: 55°C to +125°C
 LM124/LM124A: 65°C to +150°C
 Storage Temperature Range: 3000°C
 Lead Temperature (Soldering, 10 seconds): Continuous

LM2902

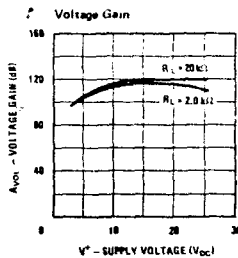
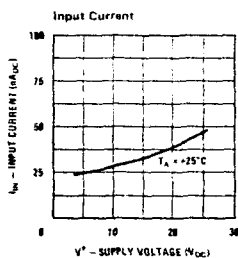
LM124/LM224/LM324
LM124A/LM224A/LM324A

50 nA
40°C to +85°C
0°C to +70°C
25°C to +85°C
55°C to +125°C
65°C to +150°C
3000°C

Electrical Characteristics (V⁺ = +5.0 V_{DC}, Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM124A	LM224A	LM324A	LM124/LM224	LM324	LM2902	UNIT
Input Offset Voltage (Note 5)	T _A = 25°C	1	2	50	40	80	12	mV _{DC}
Input Bias Current (Note 6)	I _{IN1} or I _{IN2} , T _A = 25°C	20	50	45	45	150	45	µA _{DC}
Input Offset Current	I _{IN1} - I _{IN2} , T _A = 25°C	2	15	5	13	150	15	µA _{DC}
Input Common-Mode Voltage Range (Note 7)	V ⁺ - 30 V _{DC} , T _A = 25°C	0	V ⁺ - 1.5	0	V ⁺ - 1.5	0	V ⁺ - 1.5	V
Supply Current	I _I = ∅, V _{CC} = 30V, (LM2902 V _{CC} = 26V) I _I = ∅, On All Op Amps Over Full Temperature Range	15	3	1.5	3	1.5	3	mA _{DC}
Large Signal Voltage Gain	V _I = 15 V _{DC} (for Large V _O Swing) R _L = 2 kΩ, T _A = 25°C (LM2902 R _L = 10 kΩ)	0.7	1.2	0.7	1.2	0.7	1.2	µV/mV
Output Voltage Swing	DC, T _A = 25°C	70	85	65	85	65	70	mV
Common-Mode Rejection Ratio	DC, T _A = 25°C	65	100	65	100	65	100	dB
Power Supply Rejection Ratio	f = 1 kHz to 20 kHz, T _A = 25°C (Input Referenced)	65	100	65	100	65	100	dB
Amplitude to Amplitude Coupling (Note 8)	V _I = 1 V _{DC} , V _{IN} = 0 V _{DC} V _I = 15 V _{DC} , T _A = 25°C	20	40	20	40	20	40	mADC
Output Current Source	V _I = 1 V _{DC} , V _{IN} = 0 V _{DC} T _A = 25°C, V _O = 200 mV _{DC}	10	20	10	20	10	20	mADC
Sink	V _I = 1 V _{DC} , V _{IN} = 0 V _{DC} T _A = 25°C, V _O = 200 mV _{DC}	12	50	12	50	12	50	µADC
Short Circuit to Ground	T _A = 25°C (Note 2)	40	60	40	60	40	60	mADC

Typical Performance Characteristics (LM2902 only)



Application Hints

The LM124 series are op amps which operate with only a single power supply voltage, have true-differential inputs, and remain in the linear mode with an input common-mode voltage of 0 V_{DC}. These amplifiers operate over a wide range of power supply voltage with little change in performance characteristics. At 25°C amplifier operation is possible down to a minimum supply voltage of 2.3 V_{DC}.

The pinouts of the package have been designed to simplify PC board layouts. Inverting inputs are adjacent to outputs for all of the amplifiers and the outputs have also been placed at the corners of the package (pins 1, 7, 8, and 14).

Precautions should be taken to insure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a test socket as an unlimited current surge through the resulting forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Large differential input voltages can be easily accommodated and, as input differential voltage protection diodes are not needed, no large input currents result from large differential input voltages. The differential input voltage may be larger than V⁺ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than -0.3 V_{DC} (at 25°C). An input clamp diode with a resistor to the IC input terminal can be used.

To reduce the power supply current drain, the amplifiers have a class A output stage for small signal levels which converts to class B in a large signal mode. This allows the amplifiers to both source and sink large output currents. Therefore both NPN and PNP external current boost transistors can be used to extend the power capability of the basic amplifiers. The output voltage needs to raise approximately 1 diode drop above ground to bias the on-chip vertical PNP transistor for output current sinking applications.

For ac applications, where the load is capacitively coupled to the output of the amplifier, a resistor should

be used, from the output of the amplifier to ground to increase the class A bias current and prevent crossover distortion. Where the load is directly coupled, as in dc applications, there is no crossover distortion.

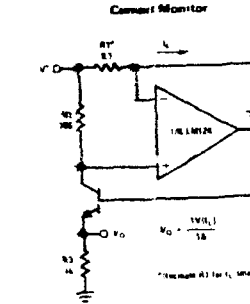
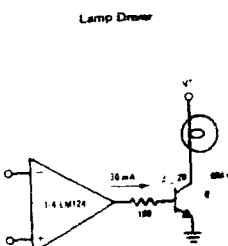
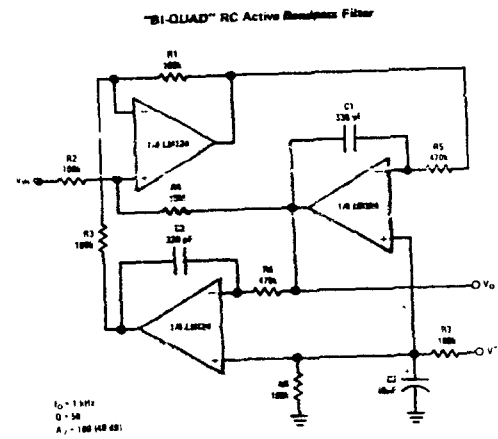
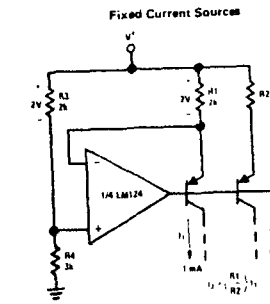
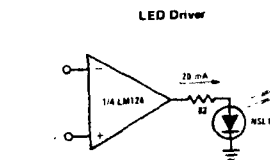
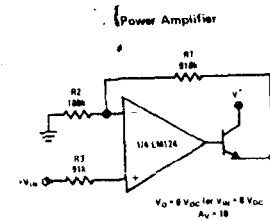
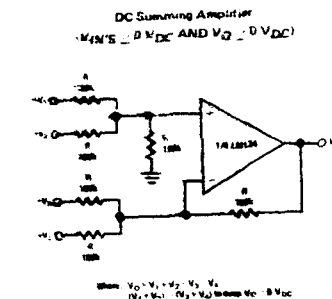
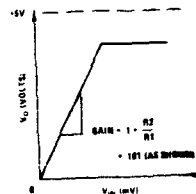
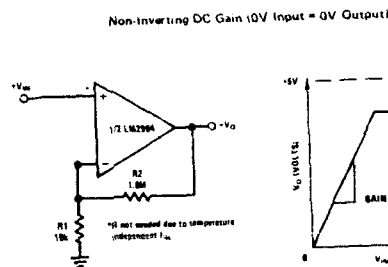
Capacitive loads which are applied directly to the output of the amplifier reduce the loop stability margin. Values of 50 pF can be accommodated using the worst-case non-inverting unity gain connection. Large closed loop gains or resistive isolation should be used if larger load capacitance must be driven by the amplifier.

The bias network of the LM124 establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 3 V_{DC} to 30 V_{DC}.

Output short circuits either to ground or to the positive power supply should be of short time duration. Units can be destroyed, not as a result of the short circuit current causing metal fusing, but rather due to the large increase in IC chip dissipation which will cause eventual failure due to excessive junction temperatures. Putting direct short-circuits on more than one amplifier at a time will increase the total IC power dissipation to destructive levels, if not properly protected with external dissipation limiting resistors in series with the output leads of the amplifiers. The larger value of output source current which is available at 25°C provides a larger output current capability at elevated temperatures (see typical performance characteristics) than a standard IC op amp.

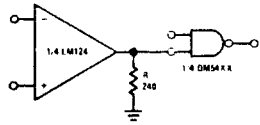
The circuits presented in the section on typical applications emphasize operation on only a single power supply voltage. If complementary power supplies are available, all of the standard op amp circuits can be used. In general, introducing a pseudo-ground (a bias voltage reference of V⁺/2) will allow operation above and below this value in single power supply systems. Many application circuits are shown which take advantage of the wide input common-mode voltage range which includes ground. In most cases, input biasing is not required and input voltages which range to ground can easily be accommodated.

Typical Single-Supply Applications (V⁺ = 5.0 V)

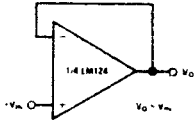


Typical Single-Supply Applications (Continued) ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)

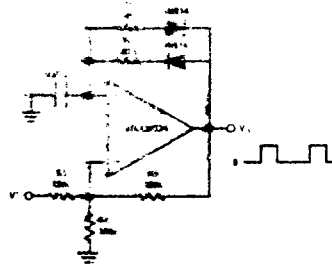
Driving TTL



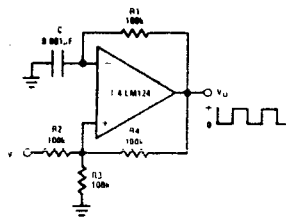
Voltage Follower



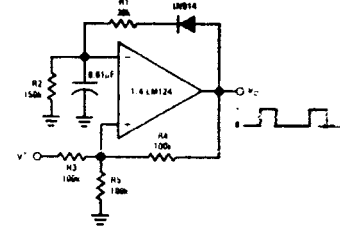
Motor Generator



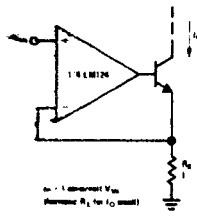
Squarewave Oscillator



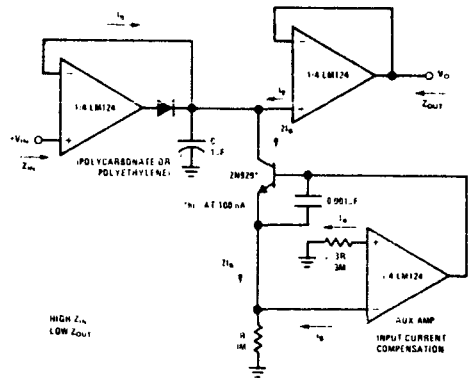
Pulse Generator



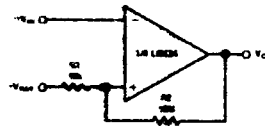
High Compliance Current Sink



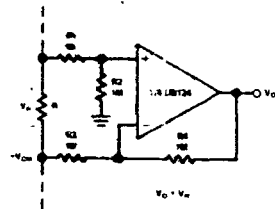
Low Drift Peak Detector



Comparator with Hysteresis



Ground Referencing A Differential Input Signal



Typical Single-Supply Applications (Continued) ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)

Voltage Controlled Oscillator Circuit

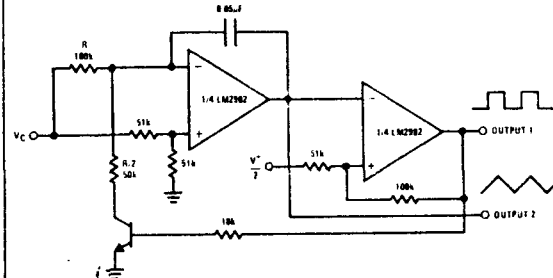
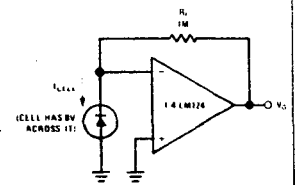
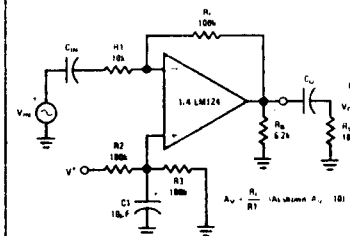


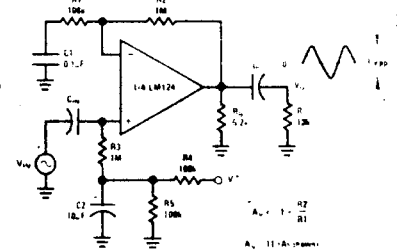
Photo Voltic-Cell Amplifier



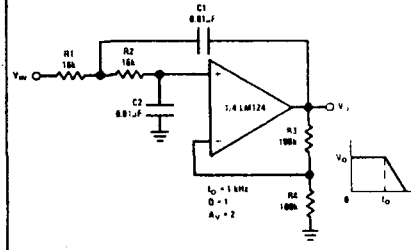
AC Coupled Inverting Amplifier



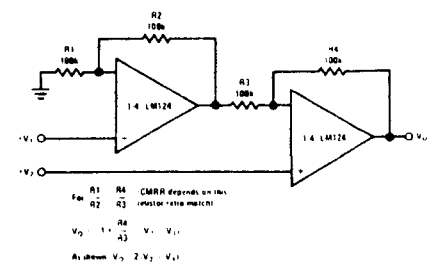
AC Coupled Non-Inverting Amplifier



DC Coupled Low-Pass RC Active Filter

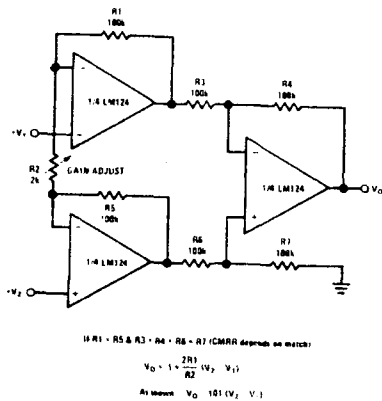


High Input Z, DC Differential Amplifier

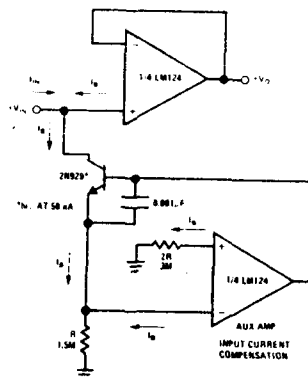


Typical Single-Supply Applications (Continued) ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)

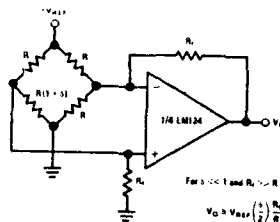
High Input Z Adjustable-Gain DC Instrumentation Amplifier



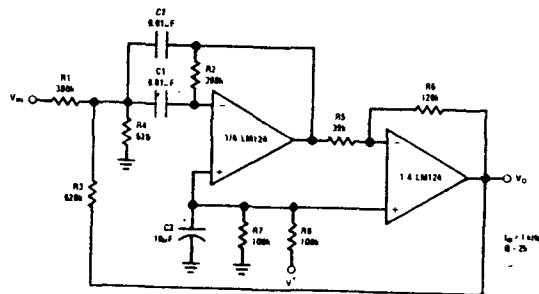
Using Symmetrical Amplifiers to Reduce Input Current (General Concept)



Bridge Current Amplifier



Bandpass Active Filter



LM143/LM343 High Voltage Operational Amplifier

General Description

The LM143 is a general purpose high voltage operational amplifier featuring operation to $\pm 40V$, complete input overvoltage protection up to $\pm 40V$ and input currents comparable to those of other super-j op amps. Increased slew rate, together with higher common-mode and supply rejection, insure improved performance at high supply voltages. Operating characteristics, in particular supply current, slew rate and gain, are virtually independent of supply voltage and temperature. Furthermore, gain is unaffected by output loading at high supply voltages due to thermal symmetry on the die. The LM143 is pin compatible with general purpose op amps and has offset null capability.

Application areas include those of general purpose op amps, but can be extended to higher voltages and higher output power when externally boosted. For example, when used in audio power applications, the LM143 provides a power bandwidth that covers the entire audio spectrum. In addition, the LM143 can be reliably operated in environments with large overvoltage spikes on the power supplies, where other internally-compensated op amps would suffer catastrophic failure.

The LM343 is similar to the LM143 for applications in less severe supply voltage and temperature environments.

Features

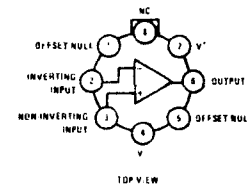
- Wide supply voltage range $\pm 4.0V$ to $\pm 40V$
- Large output voltage swing $\pm 37V$
- Wide input common-mode range $\pm 38V$
- Input overvoltage protection Full $\pm 40V$
- Supply current is virtually independent of supply voltage and temperature

Unique Characteristics

- Low input bias current 8.0 nA
- Low input offset current 1.0 nA
- High slew rate—essentially independent of temperature and supply voltage 2.5V/ μ s
- High voltage gain—virtually independent of resistive loading, temperature, and supply voltage 100k min
- Internally compensated for unity gain
- Output short circuit protection
- Pin compatible with general purpose op amps

Connection Diagram

Metal Can Package



Order Number LM143H or LM343H See NS Package H08C

XR-084

Quad BIFET Operational Amplifier

GENERAL DESCRIPTION

The XR-084 junction FET input quad operational amplifier is designed to offer higher performance than conventional bipolar quad op-amps. Each of the four op-amps on the chip is closely matched in performance characteristics, and each amplifier features high slew-rate, low input bias and offset currents, and low offset voltage drift with temperature. The XR-084 FET input quad op-amp is fabricated using ion implanted bipolar/FET or "BIFET" technology which combines well-matched junction FETs and high-performance bipolar transistors on the same monolithic integrated circuit.

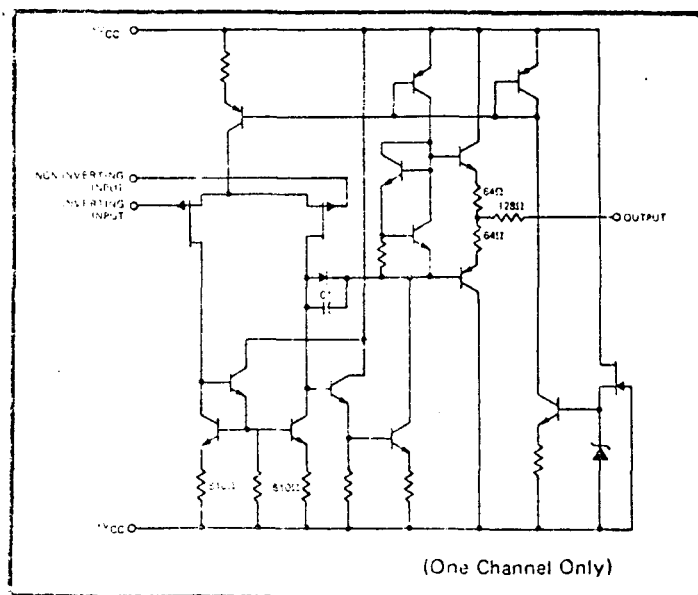
FEATURES

- Direct Replacement for Texas Instruments TL084
- Same Pin Configuration as XR-3403 LM324
- High-Impedance Junction FET Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew-Rate . . . 13 V/ μ s, Typical

APPLICATIONS

- Active Filter Design
- Sample/Hold and Servo Systems
- Audio Signal Processing
- Analog Control Systems

EQUIVALENT SCHEMATIC



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	$\pm 18V$
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage Range (Note 1)	$\pm 15V$
Output Short-Circuit Duration (Note 2)	Indefinite
Package Power Dissipation:	
Plastic Package	625 mW
Derate Above $T_A = +25^\circ C$	5.0 mW/ $^\circ C$
Ceramic Package	750 mW
Derate Above $T_A = +25^\circ C$	6.0 mW/ $^\circ C$
Storage Temperature Range	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$

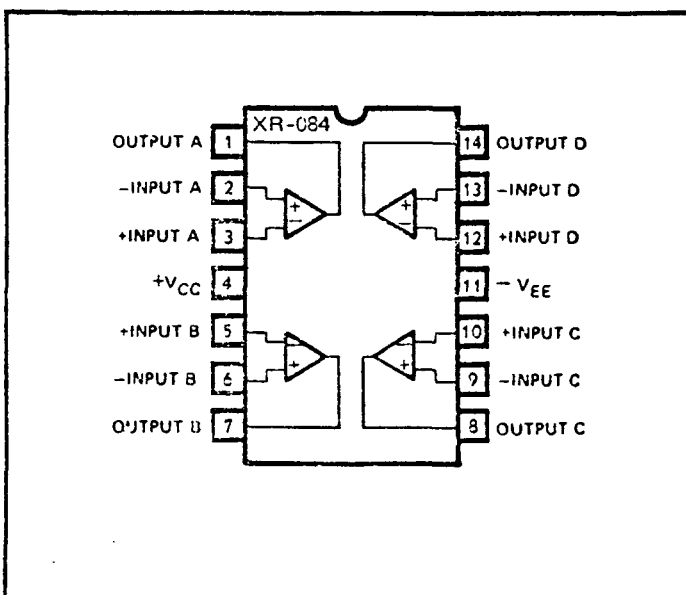
Note 1: For Supply Voltage less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 2: The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

AVAILABLE TYPES

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-084M	Ceramic	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
XR-084N	Ceramic	$-25^\circ C$ to $+85^\circ C$
XR-084P	Plastic	$-25^\circ C$ to $+85^\circ C$
XR-084CN	Ceramic	$0^\circ C$ to $+75^\circ C$
XR-084CP	Plastic	$0^\circ C$ to $+75^\circ C$

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

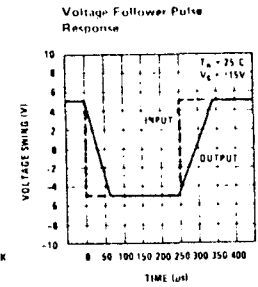
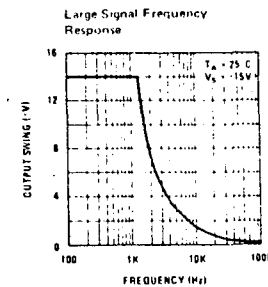
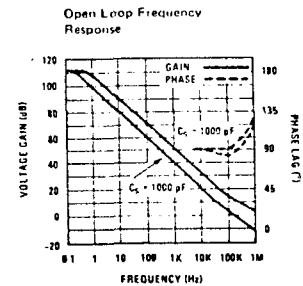
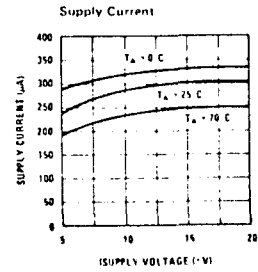
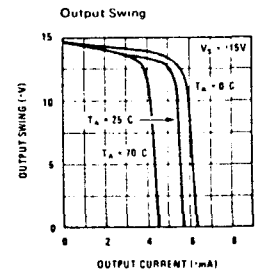
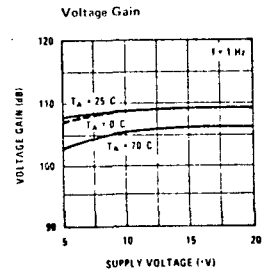
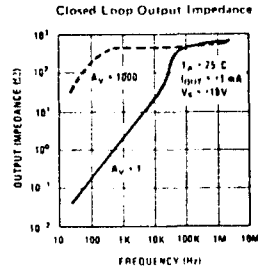
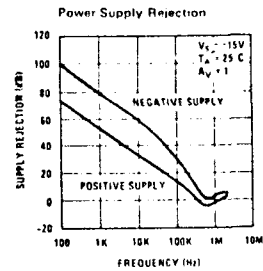
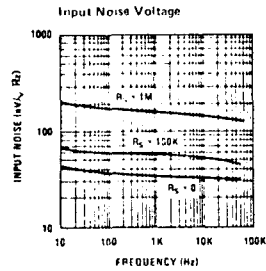
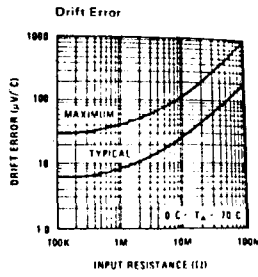
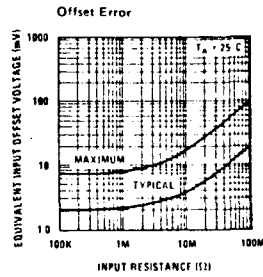
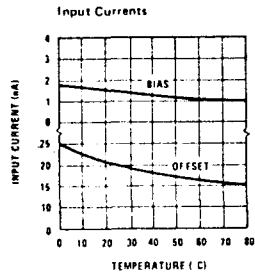


ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = \pm 15\text{V}$, unless otherwise specified.

CHARACTERISTICS	XR-084M			XR-084			XR-084C			UNITS	SYMBOL	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.			
Input Offset Voltage		3	6 9		3	6 9		5	15 20	mV mV	V_{OS} V_{OS}	$R_S = 50\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S = 50\Omega$, $T_A = \text{Full Range}$
Offset Voltage Temp. Coef.		10			10			10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$R_S = 50\Omega$, $T_A = \text{Full Range}$
Input Bias Current		30	200 50		30	200 20		30	400 20	pA nA	I_B	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full Range}$
Input Offset Current		5	100 20		5	100 10		5	200 5	pA nA	I_{OS}	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full Range}$
Supply Current (per amplifier)		1.4	2.8		1.4	2.8		1.4	2.8	mA	I_{CC}	No Load, No Input Signal
Input Common Mode Range	± 12			± 12			± 10			V	V_{ICM}	
Voltage Gain	50 25	200		50 25	200		25 15	200		V/mV	A_{VOL}	$R_L \geq 2\text{K}\Omega$, $V_o = \pm 10\text{V}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full Range}$
Max. Output Swing (peak-to-peak)	24 24	27		24 24	27		24 24	27		V	V_{OPP}	$R_L \geq 10\text{K}\Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = \text{Full Range}$
Input Resistance		10^{12}			10^{12}			10^{12}		Ω	R_{in}	$T_A = 25^\circ\text{C}$
Unity-Gain Bandwidth		3			3			3		MHz	BW	$T_A = 25^\circ\text{C}$
Common-Mode Rejection	80	86		80	86		70	76		dB	CMRR	$R_S \leq 10\text{K}\Omega$
Supply-Voltage Rejection	80	86		80	86		70	76		dB	PSRR	
Channel Separation		120			120			120		dB		$A_V = 100$, Freq. = 1 kHz
Slew Rate		13			13			13		V/ μS	dV_{out}/dt	$A_V = 1$, $R_L = 2\text{K}\Omega$ $C_L = 100\text{pF}$, $V_i = 10\text{V}$
Rise Time Overshoot		0.1 10			0.1 10			0.1 10		μsec %	t_r t_o	$A_V = 1$, $R_L = 2\text{K}\Omega$ $C_L = 100\text{pF}$, $V_i = 20\text{mV}$
Equivalent Input Noise Voltage		47			47			47		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$	e_n	$R_S = 100\Omega$ $f = 1\text{kHz}$

Typical Performance Characteristics LM312



LM118/LM218/LM318 Operational Amplifiers

General Description

The LM118 series are precision high speed operational amplifiers designed for applications requiring wide bandwidth and high slew rate. They feature a factor of ten increase in speed over general purpose devices without sacrificing DC performance.

compensated amplifiers, external frequency compensation may be added for optimum performance. For inverting applications, feedforward compensation will boost the slew rate to over 150V/μs and almost double the bandwidth. Overcompensation can be used with the amplifier for greater stability when maximum bandwidth is not needed. Further, a single capacitor can be added to reduce the 0.1% settling time to under 1 μs.

Features

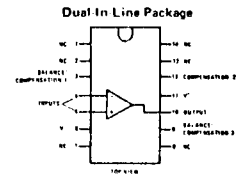
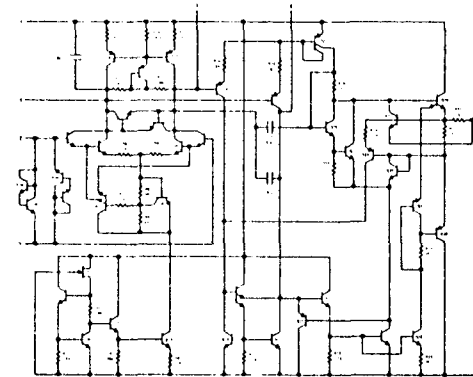
- 15 MHz small signal bandwidth
- Guaranteed 50V/μs slew rate
- Maximum bias current of 250 nA
- Operates from supplies of +5V to +20V
- Internal frequency compensation
- Input and output overload protected
- Pin compatible with general purpose op amps

The high speed and fast settling time of these op amps make them useful in A/D converters, oscillators, active filters, sample and hold circuits, or general purpose amplifiers. These devices are easy to apply and offer an order of magnitude better AC performance than industry standards such as the LM709.

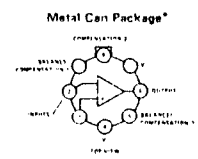
The LM118 series has internal unity gain frequency compensation. This considerably simplifies its application since no external components are necessary for operation. However, unlike most internally

The LM218 is identical to the LM118 except that the LM218 has its performance specified over a -25°C to +85°C temperature range. The LM318 is specified from 0°C to +70°C.

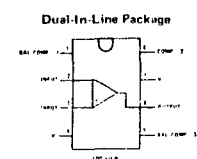
Schematic and Connection Diagrams



Order Number LM118J, LM218J or LM318J See NS Package J14A



*Pin connections shown on schematic diagram and typical applications are for TO-5 package. Order Number LM118H, LM218H or LM318H See NS Package H08C



Order Number LM118B, LM218B or LM318B See NS Package J08A Order Number LM318N See NS Package N08B

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	±20V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Differential Input Current (Note 2)	±10 mA
Input Voltage (Note 3)	±15V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Operating Temperature Range	
LM118	-55°C to +125°C
LM218	-25°C to +85°C
LM318	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Electrical Characteristics (Note 4)

PARAMETER	CONDITIONS	LM118/LM218			LM318			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$	2	4		4	10		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	6	50		30	200		nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		120	250		150	500	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	1	3		0.5	3		MΩ
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$	5	8		5	10		mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	50	200		25	200		V/mV
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $A_V = 1$	50	70		50	70		V/ μs
Small Signal Bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$		15			15		MHz
Input Offset Voltage				6			15	mV
Input Offset Current					100		300	nA
Input Bias Current					500		750	nA
Supply Current	$T_A = 125^\circ\text{C}$		4.5	7				mA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$, $V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	25			20			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$	±12	±13		±12	±13		V
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	±11.5			±11.5			V
Common Mode Rejection Ratio		80	100		70	100		dB
Supply Voltage Rejection Ratio		70	80		65	80		dB

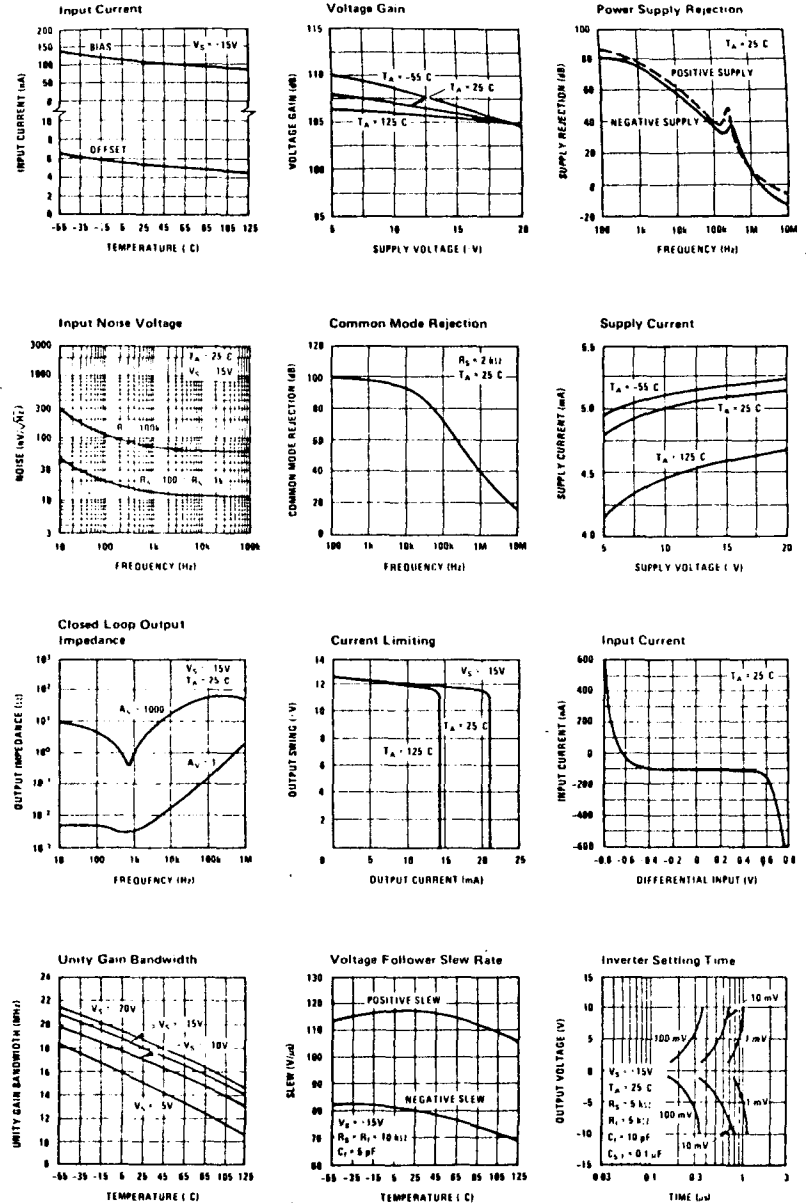
Note 1: The maximum junction temperature of the LM118 is 150°C, the LM218 is 110°C, and the LM318 is 110°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient, or 45°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

Note 2: The inputs are shunted with back-to-back diodes for overvoltage protection. Therefore, excessive current will flow if a differential input voltage in excess of 1V is applied between the inputs unless some limiting resistance is used.

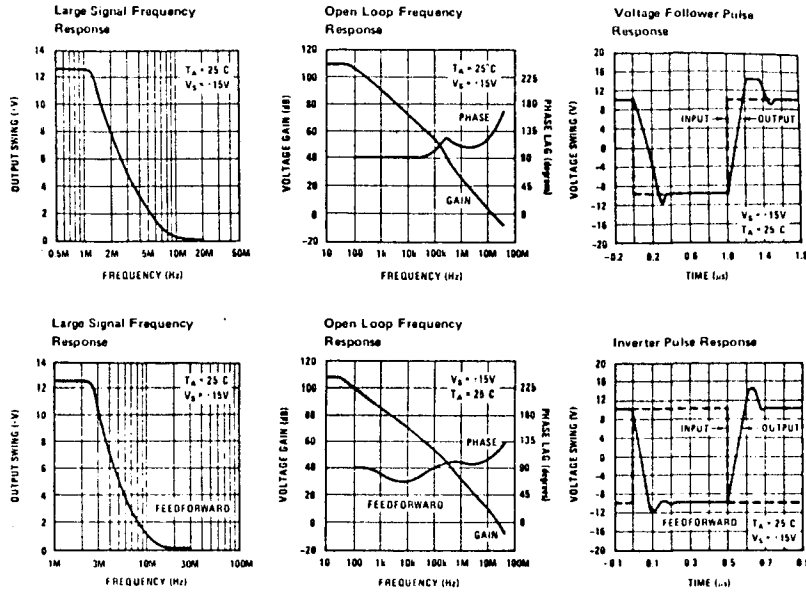
Note 3: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 4: These specifications apply for $-5\text{V} \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ (LM118), $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$ (LM218), and $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$ (LM318). Also, power supplies must be bypassed with 0.1 μF disc capacitors.

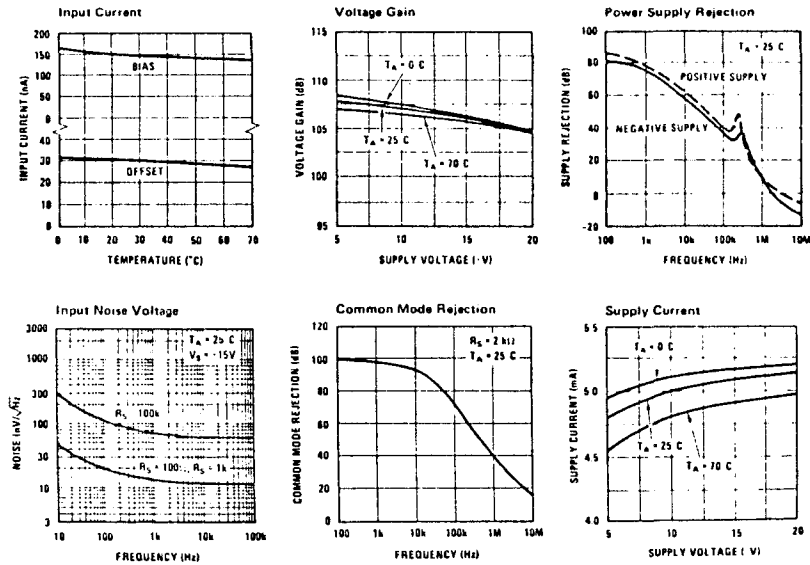
Typical Performance Characteristics LM118, LM218



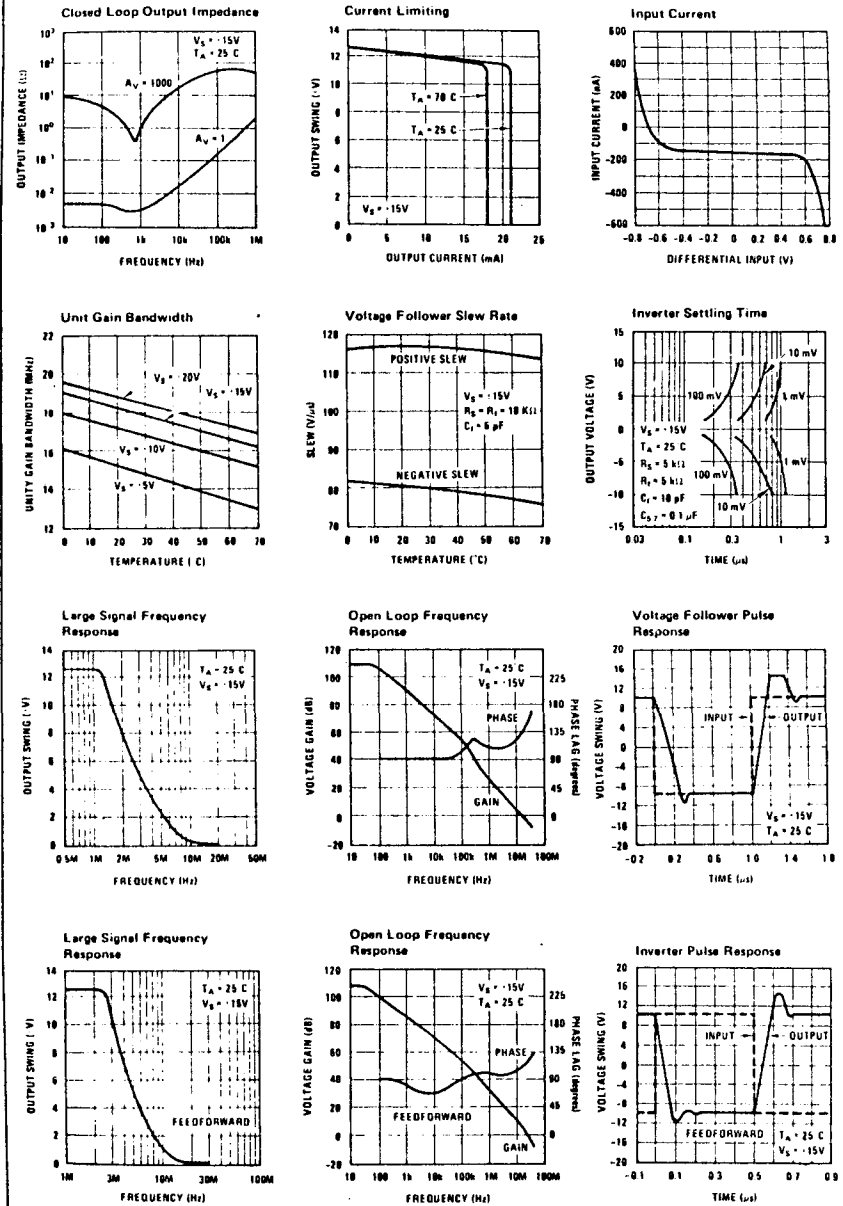
Typical Performance Characteristics LM118, LM218 (Continued)



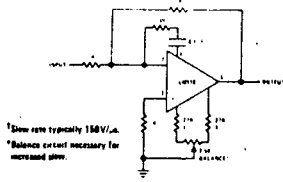
Typical Performance Characteristics LM318



Typical Performance Characteristics LM318 (Continued)

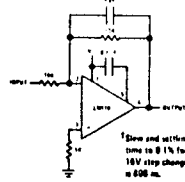


Auxiliary Circuits



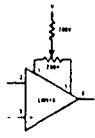
¹Slew rate typically 18V/μs.
²Balance current necessary for increased slew.

Feedforward Compensation for Greater Inverting Slew Rate¹

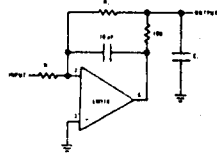


¹Slow and settling time to 0.1% for a 18V step change is 600 ns.

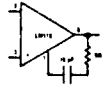
Compensation for Minimum Settling Time



Offset Balancing

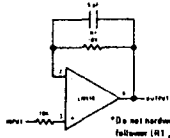


Isolating Large Capacitive Loads



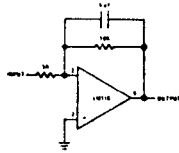
Overcompensation

Typical Applications

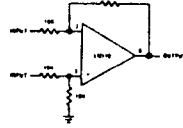


Fast Voltage Follower^{*}

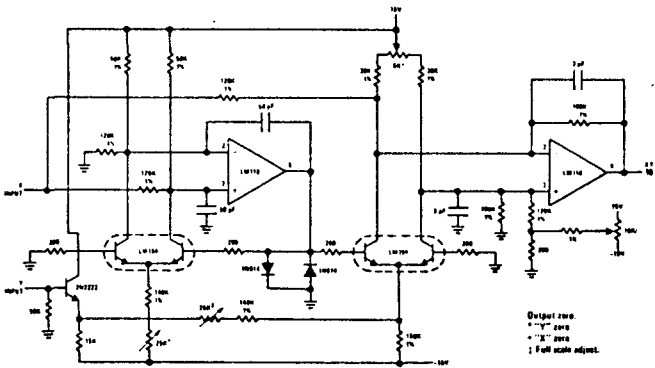
^{*}Do not hardware as voltage follower (RT < 5kΩ)



Fast Summing Amplifier



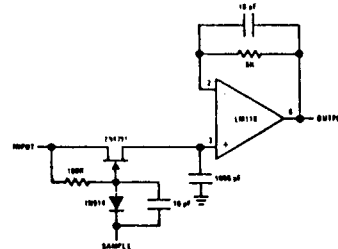
Differential Amplifier



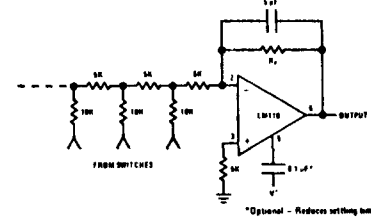
Four Quadrant Multiplier

Output zero
^{*}100k zero
^{**}200k zero
[†]Full scale adjust.

Typical Applications (Continued)

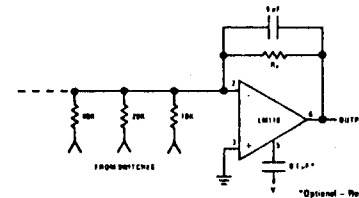


Fast Sample and Hold



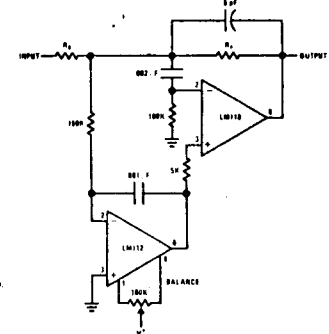
D/A Converter Using Ladder Network

^{*}Optional - Reduces settling time.

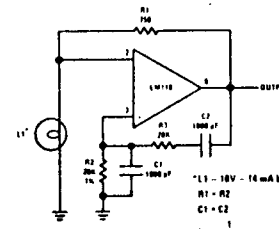


D/A Converter Using Binary Weighted Network

^{*}Optional - Reduces settling time.

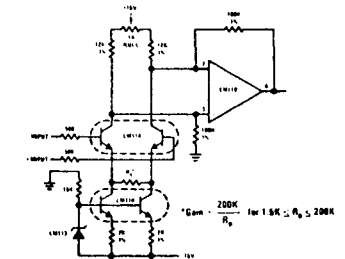


Fast Summing Amplifier with Low Input Current



Wein Bridge Sine Wave Oscillator

^{*}L1 - 18V - 14 mA bob ELDEMA 1800
R1 - R2
C1 - C2
 $f = \frac{1}{2 \cdot R2 \cdot C1}$



Instrumentation Amplifier

^{*}Gain = 200k for 1.5k; R₂ < 200k



10.

PRESUPUESTO.

	PVP Unidad	Total
	-----	-----
3 IC μ A555	100	300
8 IC TL084	400	3200
1 IC μ A741C	82	82
2 IC μ A31B	175	350
2 IC 4001B	160	320
7 IC 4016B	200	1400
3 IC 4029B	300	900
2 IC 4069B	160	320
3 IC 4511B	228	684
1 IC μ A7815	175	175
1 IC μ A7915	175	175
3 Displays MAN 74A	600	1800
2 Relés de 270 ohmios	450	900
1 TRT bipolar MC150	100	100
1 TRT bipolar BD138	90	90
2 Diodos Zener 6.2V .5W	50	100
2 Diodos Zener 4.7V .5W	50	100
1 Diodo Zener 12V .5W	50	50
16 Diodos de conmutación		
tipo 1n4148	15	240
3 Condensadores cer. de 10K	20	60
9 Condensadores cer. de 1n63	20	180
2 Condensadores cer. de n68	20	40

1 Condensador cer. de 2n7	20	20
1 Cond. elec. .47 μ F 60V	50	50
2 Cond. elec. 4.7 μ F 16V	40	80
2 Cond. elec. 10 μ F 25V	40	80
1 Cond. elec. 22 μ F 16V	40	40
1 Cond. elec. 47 μ f 25V	40	40
2 Potenc. de ajuste de 2K	25	50
4 Potenc. de ajuste de 5K	25	100
3 Potenc. de ajuste de 100K	30	90
1 Potenc. de ajuste de 200K	30	30
1 Potenc. de ajuste de 500K	30	30
116 Resistencias de .25W de valores varios	5	580
4 Zócalos de 8 pines	25	100
22 Zócalos de 14 pines	30	660
6 Zócalos de 16 pines	40	240
1 Transformador toroidal	1980	1980
2 Conectores Din	85	170
2 Placas de CI	2700	5400
1 Caja metálica	3900	3900
1 Portafusible	25	25
1 Fusible	5	5
2 Interruptores	125	250
1 Conmutador de 4 posiciones	398	378

En total, el presupuesto asciende a:

25.494 Pesetas.
