



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

PRÁCTICAS DE FUENTES Y POZOS DE CORRIENTE.



600721

//FUENTES Y POZOS DE CORRIENTE//

G- 600721

REFERENCIAS DE VOLTAJE CONSTANTE

OBJETIVOS:

Al terminar este experimento la construcción de los circuitos, las pruebas y la evaluación de los resultados, el alumno podrá:

1. Diseñar y construir fuentes de corriente usando circuitos integrados lineales.
2. Probar y evaluar circuitos de fuente de corriente constante.
3. Extender la capacidad de las fuentes de corriente constante.
4. Probar y evaluar fuentes de referencia de voltaje constante.
5. Diseñar fuentes de referencia de voltaje para necesidades específicas.
6. Usar circuitos integrados en el diseño de fuentes de referencia de voltaje.

INTRODUCCION.

En este experimento, la regulación de las fuentes y pozos de corriente constante se obtienen poniendo amplificadores operacionales en los Tazos de realimentación de los transistores externos. Donde se desea tener fuentes de corrien

te constante, los transistores externos son del tipo PNP. Transistores externos tipo NPN son usados en pozos de corriente.

Los diseños típicos de estos circuitos incluyen ambas configuraciones de voltaje fijo y variable, que pueden ser fuentes o pozos tanto simples como múltiples. Los circuitos constan de un amplificador operacional, el cual es usado como un comparador. La entrada positiva del amplificador operacional tiene una referencia de voltaje fija o variable hecha a partir de una red divisora resistiva. La entrada negativa opera en el lazo de realimentación negativa, causando, de esta manera que, la caída de voltaje a través de la resistencia del emisor del transistor externo se mantenga en el valor del voltaje de referencia. De esta manera, la corriente emisor del transistor es controlada y es la misma corriente del colector. Una configuración de fuente de corriente constante múltiple se presenta en la Fig. 1. El valor de las corrientes de salida es controlado por el voltaje de referencia establecido por la red divisora resistiva R_3 y R_4 . Este voltaje de referencia variable es acoplado a la entrada positiva del amplificador operacional a través de R_5 . Realimentación negativa es acoplada a la entrada negativa del amplificador operacional a través de R_6 la cual causa que el voltaje a través de R_1 se mantenga en el valor del voltaje de referencia. Puesto que el valor de R_1 junto con el voltaje que se desarrolla a través de él, determina la corriente de salida, R_1 es referida como la resistencia de control de corriente.

Para la segunda fuente de corriente constante (el circuito con Q_2), la resistencia R_2 es el dispositivo de control de corriente. Escalando R_2 , la corriente I_2 puede hacerse mayor o menor que la corriente I_1 . La Fig. 2 muestra la configuración de un pozo simple de corriente constante, de

voltaje variable. El valor de la corriente de salida I_1 está determinado por la relación entre el voltaje de entrada (V_{in}) y la resistencia de emisor (R_1). Este circuito proporciona aproximadamente una corriente de 0 ma de salida para un voltaje de 0 volts CD a la entrada.

Aplicaciones típicas para fuentes de corriente constante incluyen mantener la intensidad en una lámpara en circuitos fotoeléctricos y en circuitos donde los cambios de temperatura o el envejecimiento de los componentes pudiera causar un cambio en los parámetros críticos de diseño.

Ecuaciones.

Fuente de corriente

$$I_1 = \frac{V_{r1}}{R_1} \text{ ----- (1)}$$

$$I_2 = \frac{R_1}{R_2} I_1 \text{ ----- (2)}$$

Pozo de corriente

$$I_1 = \frac{1mA}{V_{DC \text{ entrada}}} \text{ ----- (3)}$$

$$I_1 = \frac{V_{in}}{R_1} \text{ ----- (4)}$$

Los circuitos de instrumentación, como comparadores, cambiadores de nivel de voltaje y puentes pueden requerir referencias de voltaje fijas o variables. Un circuito será construido en este experimento, a saber: fuentes de referencia de voltaje, positiva o negativa. En cada circuito realimentación directa desde la salida a la entrada negativa es provista, y la entrada positiva es provista con un voltaje variable de CD. El amplificador operacional se presta bien para su aplicación en fuentes de referencia pues tiene baja resistencia de salida y se carga fácilmente por circuitos externos.

Mediciones y Pruebas.

Fuentes de Corriente.

1. Construya el circuito de la Fig. 1 usando los valores de los componentes como se indica, excluyendo Q_2 y R_2 .
2. Conecte un voltmetro a través de R_3 y ajuste R_4 a un potencial de referencia de 1 Volt. Con este ajuste de R_4 ¿cuál es el valor de V_{R1} ? Calcule el valor de I_1 usando la ecuación 1.
3. Dejando $R_x=0$, mida y anote el valor de I_1 . Dejando $R_x = 100$ ohms, mida y anote el valor de I_1 .
4. Determine el valor de R_x al cual I_1 ya no puede ser sostenida en 1mA. Explique porqué (Nota: el uso de una caja de resistencias o un potenciómetro de 25K le permitirá realizar esta prueba con facilidad).
5. Refiriéndose al punto 2 anterior, establezca el potencial de referencia en 2V, determine el valor de V_{R1} , el valor de I_1 y el rango sobre el cual R_x puede variar.
6. Teniendo cuidado en no tocar R_4 , cambie R_1 a 500 ohms (dos resistencias de 1K en paralelo). ¿Cuál es la caída potencial a través del nuevo valor de R_1 , el nuevo valor de la corriente constante y el nuevo rango permitido de variaciones de R_x ?
7. Determine el rango de corriente constante a la salida ajustando R_4 cuando $R_x = 0$, $R_1 = 1K$ y $V_{R3} = 1V$.
8. La adición de Q_2 y R_2 proporciona varias fuentes de corriente con un solo controlador. Añada Q_2 y R_2 al circuito mostrado después de escalar R_2 a un valor que resulte en $I_2 = 2I_1$. Compare los valores medidos y los teóricos (Nota: use los mismos parámetros del punto 7 para hacer los cálculos).
9. Construya el circuito de referencia de voltaje negativo mostrado en la Fig. 3 y realice las pruebas siguientes. Para mayor investigación.

10. Cheque el rango de variación de voltaje en la salida sin carga variando el potenciómetro de 10K. Anote el rango de voltaje y la polaridad del voltaje.
11. Fije el voltaje en la salida a 6V y cargue la salida con una resistencia de 200 a 10K (Sugerencia: no cargue la salida con menos de 200 pues el rango de corriente del circuito integrado será excedido y el circuito puede ser dañado) ¿El voltaje permanece constante al variar la carga?. Dibuje el voltaje de salida contra la resistencia de carga.
12. Observe el voltaje de salida con un osciloscopio acoplado en AC. ¿Aparece ruido o rizo?. ¿Cuánto?. ¿Qué puede hacerse para reducir el ruido o el rizo?.
13. Rediseñe el circuito para que el rango de voltaje a la salida sea de 4V a 8V.
14. ¿Cuántas corrientes fluyen a través del circuito integrado bajo la prueba de la carga de 200Ω ?.
15. Agregue un transistor el cual permita al voltaje de referencia permanecer constante bajo variaciones de flujo de corriente hasta de 700Ω .

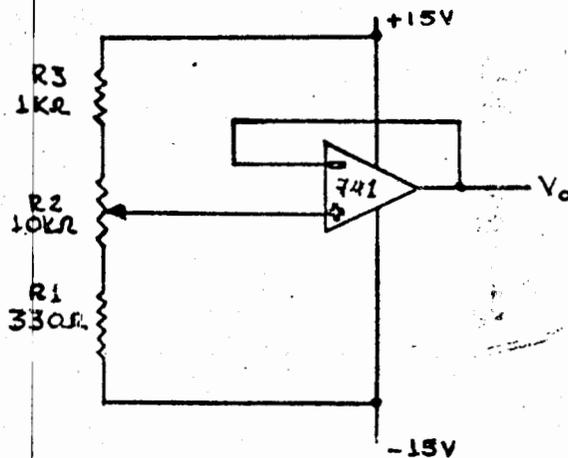


Fig. 3

Fig 2.

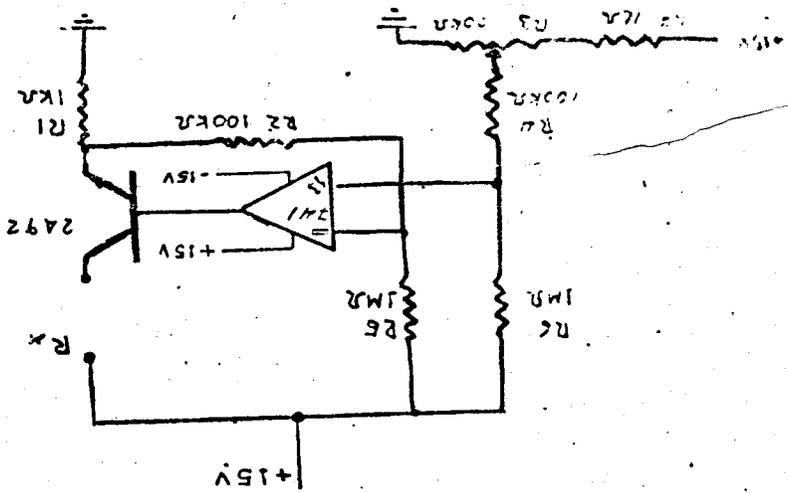
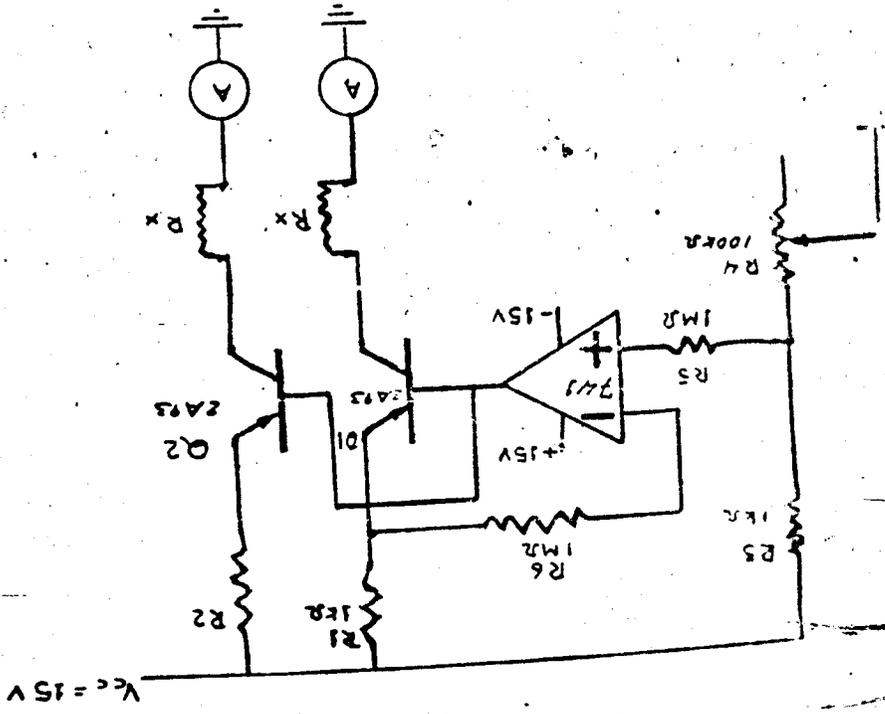


Fig 1



de I_{BIAS} y V_{OS} (V_{OS} puede ser positivo o negativo).

3.- Repita el inciso 2 con la resistencia R_2 calculada. Al conectar la resistencia R_2 se minimiza la contribución de I_{BIAS} en el voltaje de offset. ¿Cómo debe ser el valor de V_O obtenido aquí con respecto del medido en el inciso? Compare su resultado con el de sus compañeros.

4.- De los resultados 2 y 3 se deberá concluir lo siguiente : La resistencia R_2 contribuye a disminuir el voltaje de offset a la salida solo si la contribución de I_{BIAS} al voltaje de entrada es del mismo signo que V_{OS} , por tanto el insertar R_2 en el circuito no nos asegura que el offset a la salida disminuya, sin embargo si garantiza que al variar I_{BIAS} (drift) con la temperatura, voltaje de alimentación o envejecimiento del C. I. la variación de V_O será sustancialmente menor. Explique porqué.

5.- Conecte un potenciómetro de 10 K entre las terminales 1 y 5 del 741 con su cursor conectado a $-V_{CC}$ (Ver Fig. 2).

Este circuito es el sugerido por el fabricante para anular el offset de voltaje de salida.

varie el potenciómetro para hacer $V_D = 0$

6.- Arme el circuito de la Fig. 3.

Aplique una señal cuadrada de 10 KHz y 16 V_{p-p} a su entrada y observe en el osciloscopio la salida.

La figura 4 indica como podemos obtener el slew-rate a partir de la señal observada en el osciloscopio.

$$\text{Slew Rate} = \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

obtenga $\frac{\Delta V}{\Delta t}$ para ambos frentes de onda y tome el mínimo. Compare este valor con el especificado como típico por el fabricante (0.5 V/ μ seg).

AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL.

MEDICION DE PARAMETROS

OBJETIVO : Familiarizar al alumno con algunas no idealidades del amplificador operacional, a saber : Voltaje de off-set, corriente de polarización, corriente de offset y slew-rate.

TRABAJO DE CASA :

- 1) Consulte las hojas de datos del amp. op. LM741 y obtenga los valores típicos y máximos de : V_{OS} , I_{BIAS} e I_{OS} para $T = 25^{\circ}C$.
- 2) Explique brevemente el significado de cada uno de estos parámetros.
- 3) Modele el amplificador operacional con el offset de voltaje y las corrientes de polarización.
- 4) Para el circuito de la Fig. 1. Calcule el valor de R_2 para que se minimice la contribución de las I_{BIAS} al voltaje de offset de salida (si $R = 1k\Omega$).
- 5) ¿Qué es el slew-rate?
¿Cuándo es importante tener en cuenta esta no idealidad?

TRABAJO DE LABORATORIO.

- 1) Arme el circuito de la Fig. 1 sin R_2 (terminal (+) a tierra).
- 2) Mida V_o y obtenga el voltaje de offset total a la entrada del operacional. Recuerde que este voltaje de offset total se obtiene sumando algebraicamente las contribuciones

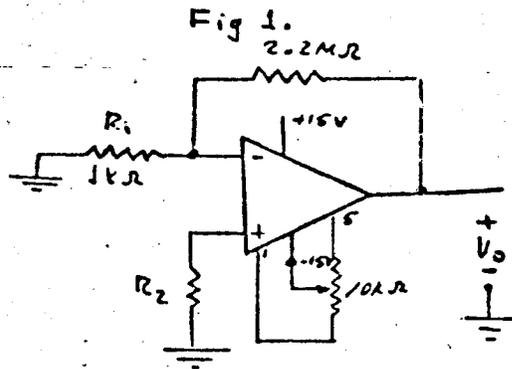
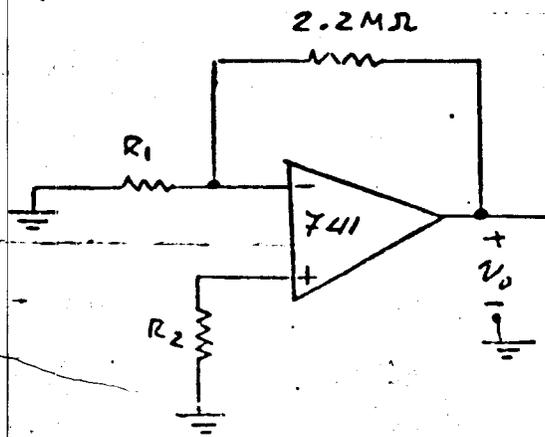


Fig 2.

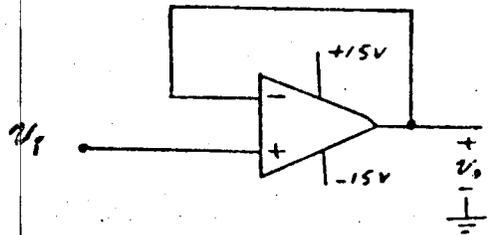


Fig 3.

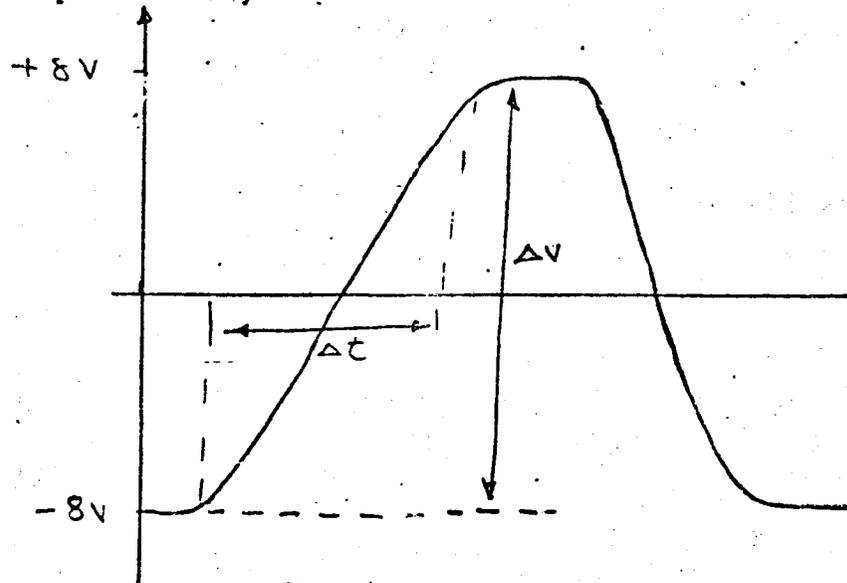


Fig 4.

3.5 CIRCUITO DE CROSSOVER CON FILTROS ACTIVOS.

1. Objetivos

Al finalizar esta práctica el alumno:

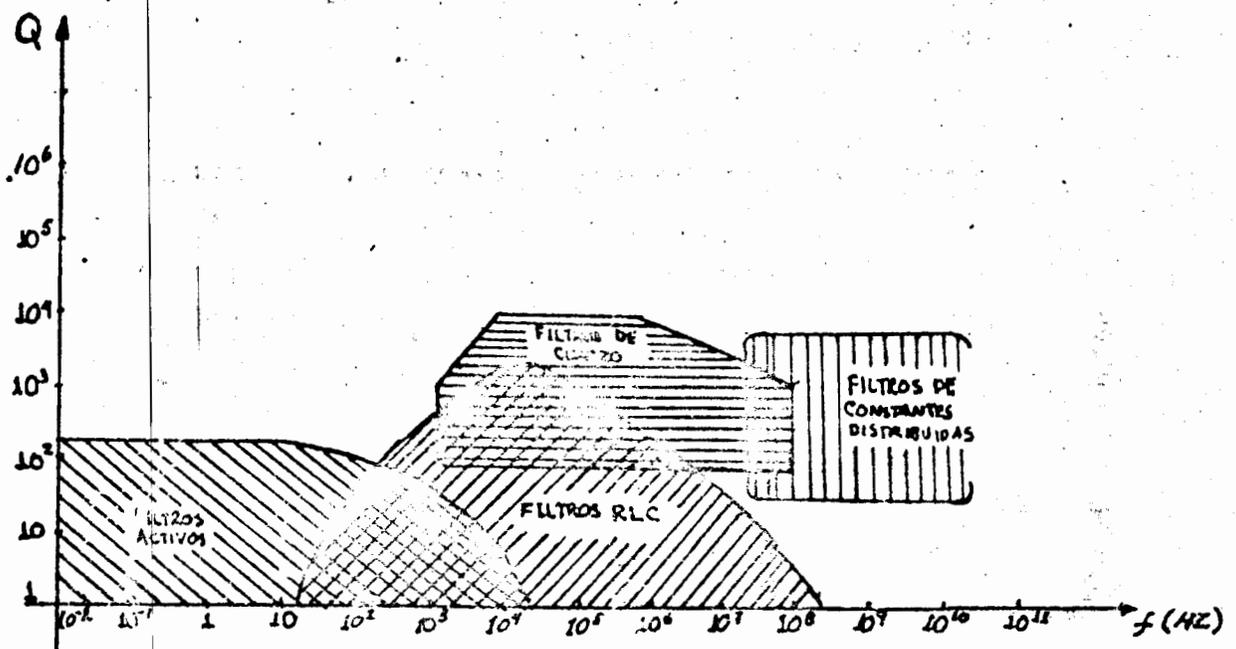
- 1.1 Podrá enunciar las ventajas y limitaciones que presenta la configuración de realimentación múltiple-ganancia in finita, para la implementación de filtros activos.
- 1.2 Habrá medido los siguientes parámetros: Ganancia en la frecuencia de paso (H_0), Factor de Calidad (Q), para cualquier filtro de 2º orden.
- 1.3 Habrá utilizado correctamente algún método sistemático para la síntesis de filtros activos (tablas, gráficas, etc.).
- 1.4 Dado un problema de filtrado, habrá propuesto una solución satisfactoria con filtros activos.
- 1.5 Habrá identificado los principales errores en las mediciones efectuadas en esta práctica.

2. Introducción:

Los Filtros Activos tienen su campo de aplicación en bajas frecuencias, donde los filtros pasivos RLC presentan grandes inconvenientes prácticos: cuando más baja es la frecuencia, los inductores necesarios para implementar los filtros pasivos se convierten en prohibitivamente grandes e ineficientes

y los filtros que utilizan exclusivamente resistencias y capacitores ofrecen características pobres de filtrado que no son aceptables en muchas aplicaciones.

En la figura 1 se muestra en forma gráfica los campos de aplicación en función de la frecuencia de los principales tipos de filtros. Se indican, además, los factores de calidad típicos obtenidos con cada realización. El factor de calidad, Q , es una medida de lo pronunciado del corte del filtro: en los filtros de segundo orden es equivalente al inverso del amortiguamiento y en los filtros paso banda es igual a la razón entre la frecuencia central y el ancho de banda.



2.1 VENTAJAS DE LOS FILTROS ACTIVOS.

a) Tamaño reducido.- Empleando amplificadores operacionales inte

grados, los filtros activos pueden tener dimensiones reducidas, pues son los capacitores (de gran tamaño a menor frecuencia) los que generalmente fijan el tamaño del dispositivo.

b) Propiedad aislante del operacional. Que permite la realización de filtros de cualquier orden, simplemente conectando en cascada etapas de primero y segundo orden; además cada etapa se puede ajustar por separado.

c) Ganancia en la banda de paso. Además de proveer rechazo para las frecuencias no deseadas, amplifica las señales cuya frecuencia se encuentra en la banda de paso del filtro.

d) Costo reducido. Si la frecuencia no es muy baja, el costo del filtro es determinado por el operacional.

2.2 DESVENTAJAS DE LOS FILTROS ACTIVOS CON OPERACIONALES.

a) Las señales están referidas a tierra. El filtro no puede "flotar" con respecto a la fuente de poder del sistema.

b) Voltajes limitados. Los voltajes máximos de operación los fijan las fuentes de alimentación del operacional.

c) Potencia limitada. La potencia del filtro también la fija el operacional y está restringida generalmente a menos de un Watt.

d) Son adecuados sólo para bajas frecuencias.

El procedimiento más usual en la síntesis de un filtro que satisfaga los requerimientos de un problema dado es el siguiente

i) Definición de las características del filtro.

ii) Selección de la función de aproximación a utilizar.

iii) Realización de un circuito que cumpla la función de aproximación.

A continuación describiremos cada una de estas etapas del diseño de un filtro:

2.3 DEFINICION DE LAS CARACTERISTICAS DEL FILTRO.

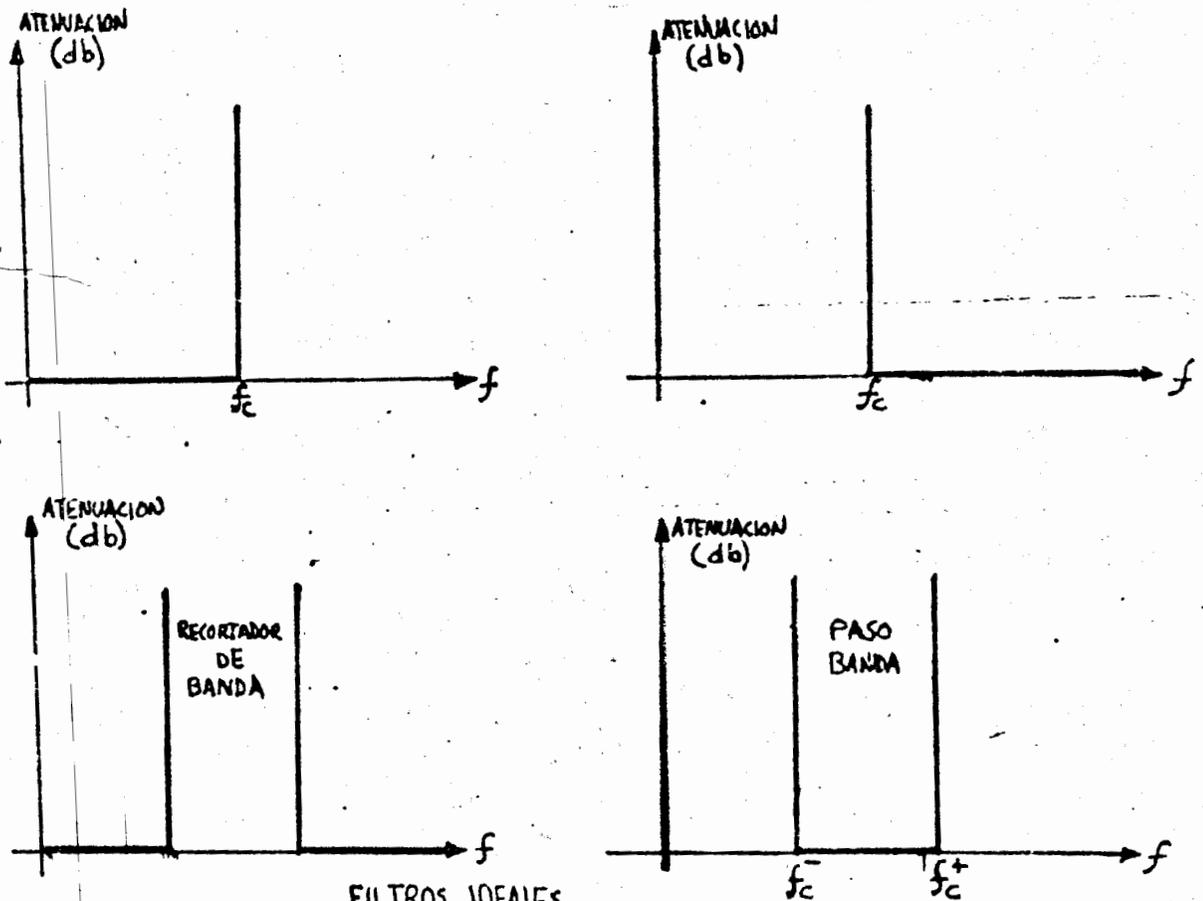
Los filtros eléctricos tienen por objeto separar ciertas señales útiles de otras indeseables, mezcladas con ellas. Por consiguiente, para la realización de un filtro se necesita conocer el espectro de frecuencias que tiene la señal útil. El filtro ideal sería el que transmitiera todas las componentes útiles sin atenuación y sin defasamiento, eliminando a la vez totalmente las señales indeseables. Así un filtro de tales características transmitiría la señal útil sin deformación ni retardo y no dejaría pasar las señales que no se desean.

Para cada caso de filtro a realizar, debe de definirse el margen de frecuencias que se quiere dejar pasar sin atenuación y que se llama BANDA DE PASO del filtro; pero también deben definirse los márgenes de frecuencia en los que la atenuación debe ser grande y que son la BANDA DE CORTE.

Pueden definirse cuatro tipos de filtros, según la posición respectiva que ocupan las bandas de paso y de corte con relación a la frecuencia cero.

En la teoría de circuitos se demuestra que en la práctica, con un número finito de componentes, no es posible realizar

redes que presenten curvas de respuesta semejantes a las representadas en la Figura 2, solamente se puede llegar a una aproximación de éstas.



FILTROS IDEALES
FIGURA 2

Los circuitos realizables en la práctica presentan tres imperfecciones:

- a) La atenuación en la banda de paso no es nula.
- b) La atenuación en la banda de corte tiene un valor finito.
- c) La transición entre las bandas de paso y las cortadas no se realiza bruscamente, sino de forma progresiva.

En razón de estas consideraciones, la curva de respuesta de amplitud de un filtro real tendrá, por ejemplo, la forma representada en la figura 3, que corresponde a un filtro paso banda, podemos observar en ella que la atenuación de la banda de paso, en lugar de ser nula, es inferior a un cierto valor máximo A_{max} , asimismo, la atenuación de la banda de corte, en lugar de ser infinita, es superior a un cierto valor mínimo A_{min} . Además, podemos observar que entre la banda de paso y la atenuada existe otra de transición, cuyas frecuencias límites son f_a^- , que es la primera frecuencia atenuada, y f_p^+ , que es la última frecuencia de paso.

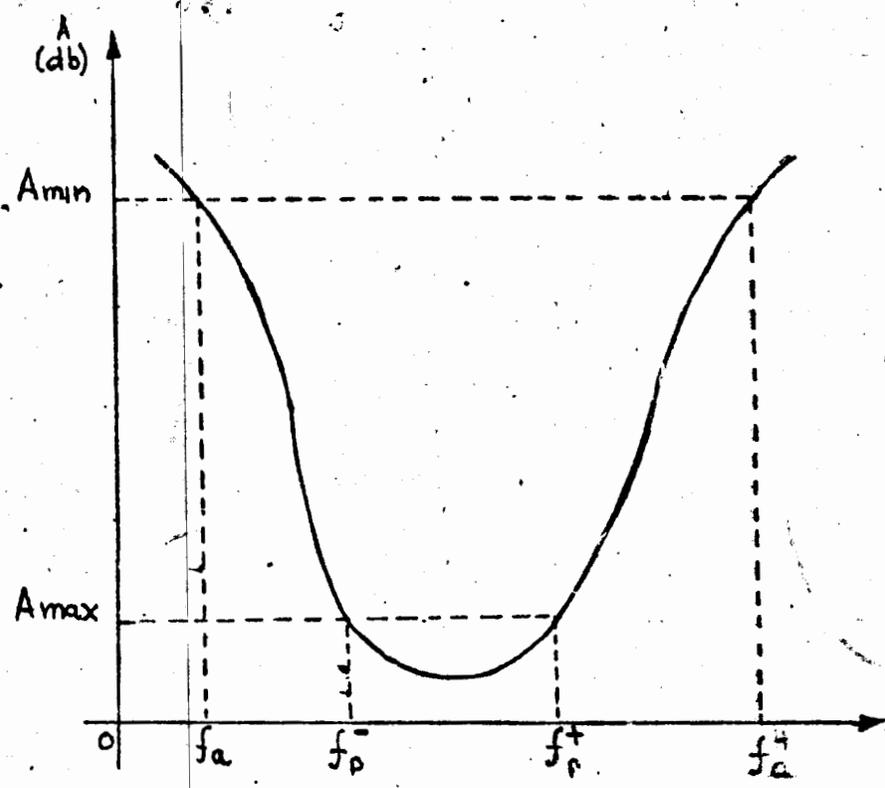


FIGURA 3

Cuanto más se aproxima el filtro real al ideal, más estrechas son las bandas de transición, menor es la atenuación A_{\max} y más elevada es la atenuación A_{\min} .

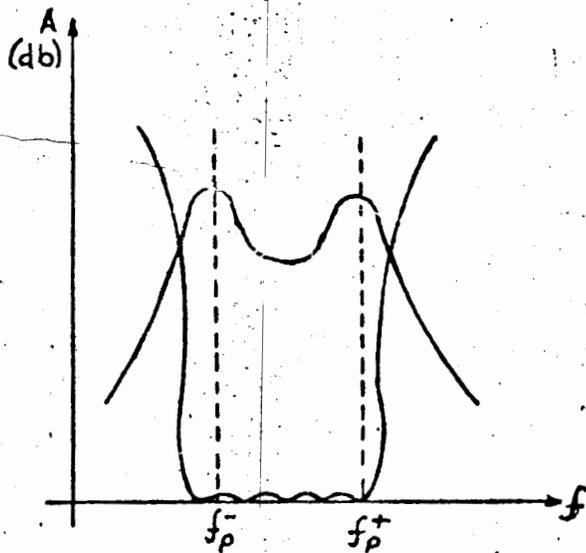
La teoría de redes y la experiencia demuestran que cuando más se acerca un filtro real al ideal, mayor número de componentes se necesitan para su realización, y en consecuencia, resulta más caro. Por lo tanto, la primera etapa que debe considerarse en la realización de un filtro consiste en hallar un término medio entre unas características aceptables y un razonable número de componentes.

Además de la atenuación que un filtro debe imponer a las diferentes componentes espectrales de una señal es importante considerar el defasamiento que sufre cada armónica. Un filtro real hace que cada componente sufra un defasamiento variable con la frecuencia. Aún en el caso de que el filtro se aproxime al ideal en lo que concierne a la atenuación, el desigual defasamiento que sufren las diferentes componentes del espectro comprendidas en la banda de paso puede extrañar una deformación de la señal útil, que puede llegar a ser importante.

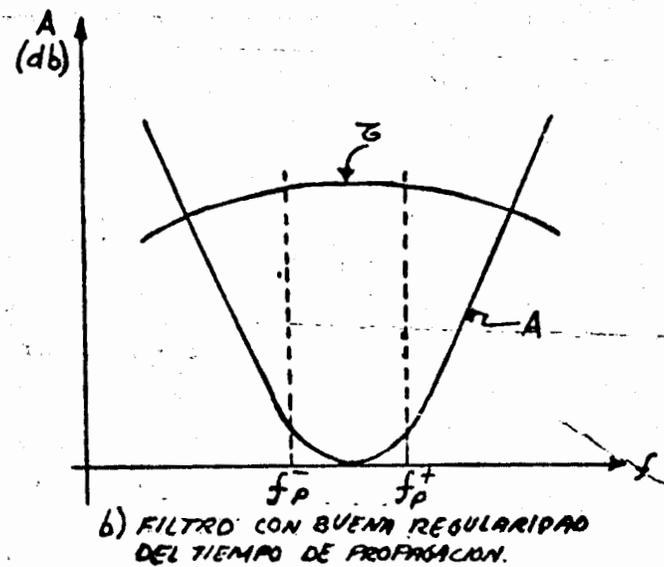
Un circuito eléctrico transmite una señal sin deformación si ésta sufre un retardo constante ($\tau \geq 0$). Para una componente de la señal cuya frecuencia sea ω , este retardo se traduce en un defasamiento: $\phi = \omega\tau$, o sea, $\tau = \frac{\phi}{\omega} = \text{cte.}$

Donde τ se denomina TIEMPO DE PROPAGACIÓN DE GRUPO. Desafortunadamente no se puede optimizar las respuestas de atenuación y de propagación de grupo en forma simultánea. El filtro, o bien tiene una buena respuesta de ganancia pero mala regularidad del tiempo de propagación de grupo, o bien presenta un tiempo

po de propagación de grupo regular pero su curva de respuesta de amplitud se aleja mucho de la ideal (ver fig. 4).



a) FILTRO CON CORTA ABRUPTO Y VARIABLE EN LA BANDA DE PASO.



b) FILTRO CON BUENA REGULARIDAD DEL TIEMPO DE PROPAGACION.

FIGURA 4

En la práctica, debe realizarse un compromiso entre la respuesta de amplitud y la respuesta de tiempo de propagación de grupo.

2.4 SELECCION DE LA FUNCION DE APROXIMACION A UTILIZAR.

Para realizar un filtro que cumpla con ciertas características se necesita de la ayuda de ciertas funciones matemáticas, llamadas funciones de aproximación, las cuales nos permiten hallar la función de transferencia del filtro a construir, determinando en consecuencia la naturaleza y el valor de sus elementos. Las funciones características en forma de fracciones racionales, en ambos casos el diseño del filtro se realiza sintetizando un circuito cuya función de transferencia sea idéntica a la función de aproximación seleccionada. Los valores de los elementos del filtro se calculan para obtener los coeficientes de la función de aproximación.

Un método simplificado para diseñar filtros activos se obtiene aplicando las propiedades aislantes del amplificador operacional (Z_i grande y Z_o muy pequeña). El método consiste en trabajar con filtros de primero y segundo orden exclusivamente y lograr filtros de orden superior al conectar dichos filtros en cascada, debido al aislamiento que provee el operacional, las etapas prácticamente no interactúan y el diseño se realiza en etapas sencillas. Sin embargo, en la práctica, los filtros de orden superior presentan problemas de inestabilidad. Cuando se requieren filtros de corte muy pronunciado es preferible utilizar otras configuraciones, por ejemplo: filtros digitales. A continuación se describen las características principales de las funciones de aproximación polinomiales que son las que utilizaremos en este trabajo.

Filtros Butterworth: Los filtros Butterworth poseen la propiedad de tener una curva de respuesta de ganancia máximamente plana. Las funciones de transferencia para filtros de 1° a 5° orden se muestran a continuación:

$$F(S) = \frac{N(S)}{D(S)}$$

Donde:

$$D(S) = S + 1 \quad \text{FILTRO DE 1er. ORDEN}$$

$$D(S) = S^2 + \sqrt{2} S + 1 \quad \text{2º. ORDEN}$$

$$D(S) = S^3 + 2S^2 + 2S + 1 \quad \text{3er. ORDEN}$$

$$D(S) = S^4 + 2.6131 S^3 + 3.4142 S^2 + 2.6131 S + 1 \quad \text{4º. ORDEN}$$

$$D(S) = S^5 + 3.2361 S^4 + 5.2361 S^3 + 5.2361 S^2 + 3.2361 S + 1 \quad \text{5º ORDEN}$$

Las funciones anteriores están normalizadas en frecuencia para $\omega_0 = 1$

Las funciones de 3º a 5º orden pueden descomponerse en el producto de factores de 1º y 2º orden:

$$D(S) = (S^2 + S + 1) (S + 1) \quad \text{3er. ORDEN}$$

$$D(S) = (S^2 + 1.8477S + 1) (S^2 + 0.7653S + 1) \quad \text{4º ORDEN}$$

$$D(S) = (S^2 + 1.618S + 1) (S^2 + 0.618S + 1) (S + 1) \quad \text{5º ORDEN}$$

De la misma forma se pueden implementar filtros de cualquier orden factorizando la función de aproximación en funciones de 1º y 1º orden. Cada factor da los parámetros de un filtro de primero o segundo orden a conectarse en cascada.

El numerador de la función de transferencia indica el tipo de filtro (Paso bajas, paso bandas, etc.):

$$N(S) = H_0 \quad \text{FILTRO PASO BAJAS}$$

$$N(S) = H_0 S^n \quad \text{FILTRO PASO ALTAS DE ORDEN } n$$

$$N(S) = H_0 \alpha S \quad \text{FILTRO PASO BANDA DE 2º ORDEN}$$

Donde:

H_0 = Ganancia en la banda de paso.

α = Amortiguamiento ($\alpha = \frac{1}{Q}$ para filtros de 2º orden).

Filtros Bessel: Los filtros de Bessel o de Thomson, son filtros polinomiales en que el criterio de optimización es la regularidad del tiempo de propagación de grupo en la banda de paso. Los polinomios del denominador en la función de transferencia de filtros del 1º al 5º orden, se dan a continuación en forma factorizada:

$$D(S) = S + 1 \quad \text{1er. ORDEN}$$

$$D(S) = S^2 + 3S + 3 \quad \text{2º. ORDEN}$$

$$D(S) = (S + 2.322) (S^2 + 3.677S + 6.459) \quad \text{3er. ORDEN}$$

$$D(S) = (S^2 + 5.792S + 9.14) (S^2 + 4.2S + 11.487) \quad \text{4º ORDEN}$$

$$D(S) = (S + 3.6467) (S^2 + 6.7 S + 14.27) \times \quad \text{5º ORDEN}$$

$$(S^2 + 4.649 S + 18.156)$$

Los polinomios del numerador $N(s)$ son idénticos a los de los filtros Butter-worth.

Filtros Chebyshev: Los filtros de Chebyshev se calculan de manera que su atenuación en la banda de paso oscile entre 0 y A_{\max} .

Los filtros de Chebyshev presentan un gran interés práctico, ya que de todos los filtros polinomiales son los que tienen el corte más abrupto para un orden n dado.

Desafortunadamente, los filtros de Chebyshev no presentan una regularidad del tiempo de propagación de grupo buena en la banda de paso, ni su comportamiento en los transitorios es tan bueno como el de los filtros Butterworth. Por ello estos filtros sólo se utilizan cuando estos defectos, así como la ondulación de la banda de paso no representan un inconveniente.

Los polinomios de Chebyshev se obtienen en forma tabular para varios órdenes de filtros y para distintas amplitudes de rizo en la banda de paso: típicamente para 0.1, 0.5, 1, 2 y 3 db pico a pico. La presentación de dichos polinomios es generalmente en forma factorizada con el fin de implementar los filtros con bloques de primero y segundo orden en cascada.

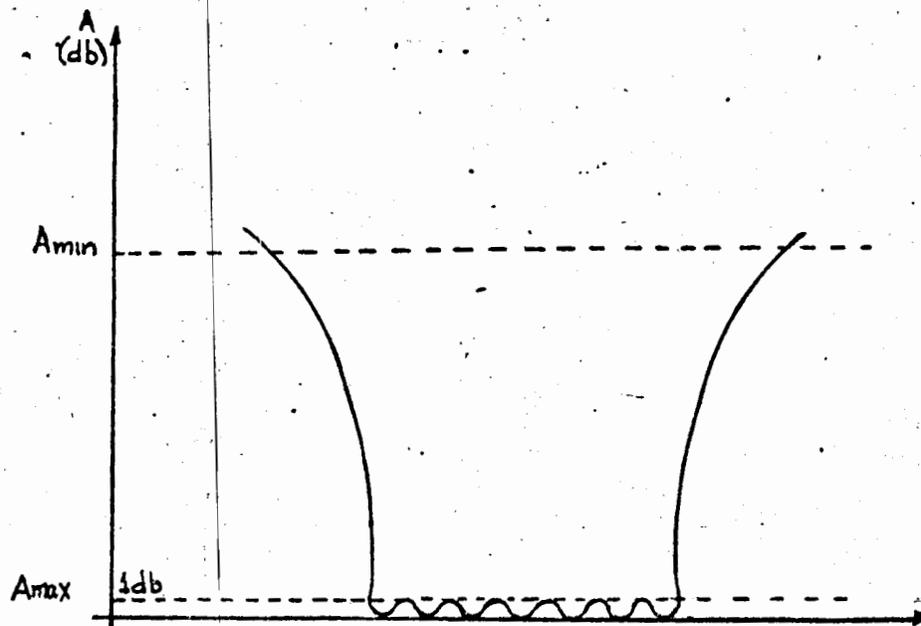


FIGURA 5

2.5 REALIZACION DE CIRCUITOS QUE CUMPLAN CON LAS FUNCIONES DE APROXIMACION.

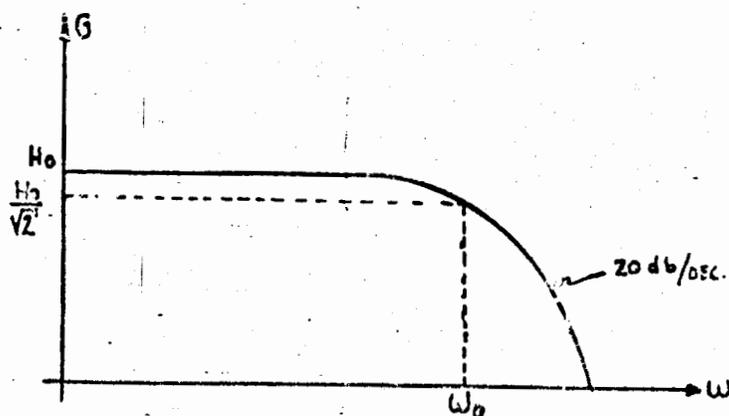
Existe una infinidad de configuraciones para implementar filtros activos, cada una de las cuales presenta ventajas para ciertas aplicaciones. En la primera práctica de filtros activos introduciremos un método sistemático para obtener filtros del tipo REALIMENTACION MULTIPLE-GANANCIA INFINITA. Esta configuración presenta un grado de complejidad y de calidad de la respuesta en un rango intermedio. El método de diseño estará enfocando exclusivamente a obtener filtros de primero y segundo orden, en la inteligencia de que cualquier orden de filtro mayor se puede lograr interconectando en cascada bloques de primero y segundo orden. La configuración de realimentación múltiple-ganancia infinita se presta para lograr esto sin gran interacción entre las etapas. En esta práctica se utilizará el procedimiento y las tablas de diseño y ajuste de filtros activos dados en la referencia uno.

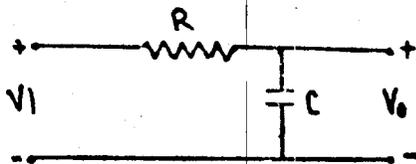
A continuación se presentan brevemente las realizaciones de filtros RC de primer orden. Con un solo polo es posible realizar solamente los filtros paso bajas y paso altas.

2.6 FILTROS PASO BAJAS DE PRIMER ORDEN.

$$H_s = \frac{H_0 \omega_0}{s + \omega_0}$$

Función de transferencia

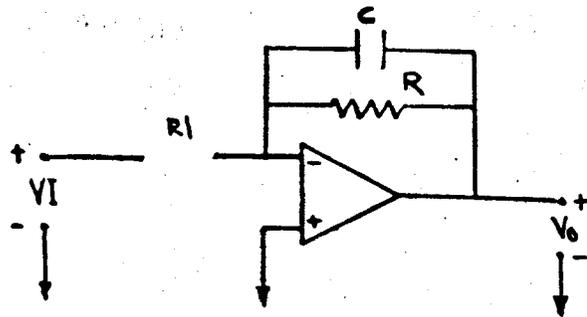




$$H_0 = 1$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Realización con elementos pasivos únicamente.



$$H_0 = -\frac{R}{R_i} \text{ (ENTRADA INVERSORA)}$$

$$H_0 = \frac{R}{R_i} + 1 \text{ (ENTRADA NO INVERSORA)}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Realización con amplificadores operacionales.

FIGURA 6

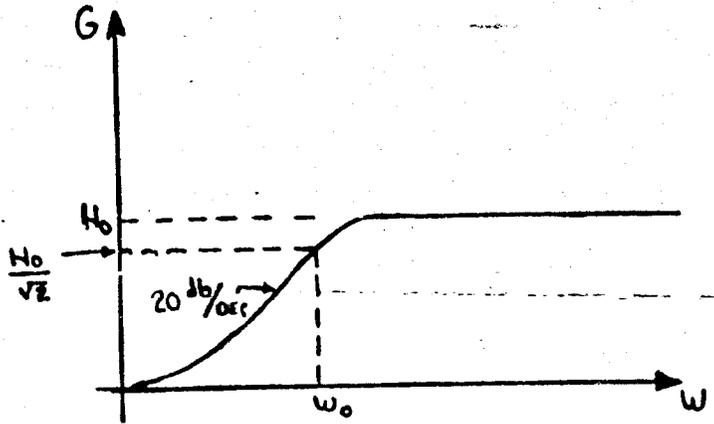
Para ambos casos, el tiempo de propagación de grupo está dado por

$$\tau(\omega) = \frac{\cos^2 \phi}{\omega_0}$$

Donde:

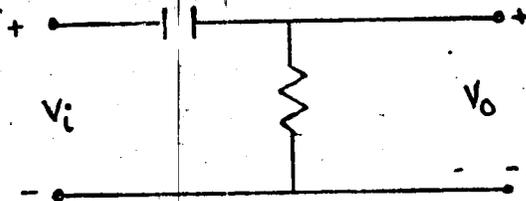
$$\phi(\omega) = -\text{ANG } t_g \frac{\omega}{\omega_0} = \text{DEFASAMIENTO ENTRE } V_o \text{ y } V_i$$

2.7 FILTRO PASO ALTAS DE PRIMER ORDEN



$$H(s) = \frac{H_0 s}{s + \omega_0}$$

Función de transferencia

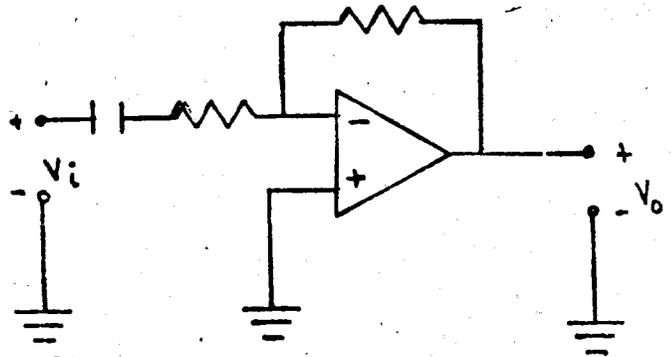


$$H_0 = 1$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Realización con elementos pasivos únicamente.

Respuesta en frecuencia



$$H_0 = -\frac{R_f}{R} \quad (\text{ENTRADA INVERSORA})$$

$$H_0 = \frac{R_f}{R} + 1 \quad (\text{ENTRADA NO INVERSA})$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Realización con amplificador operacionales.

FIGURA 7

Para el filtro paso altas de primer orden, el tiempo de propagación de grupo está dado por:

$$\tau(\omega) = \frac{\text{SEN}^2 \phi}{\omega_0}$$

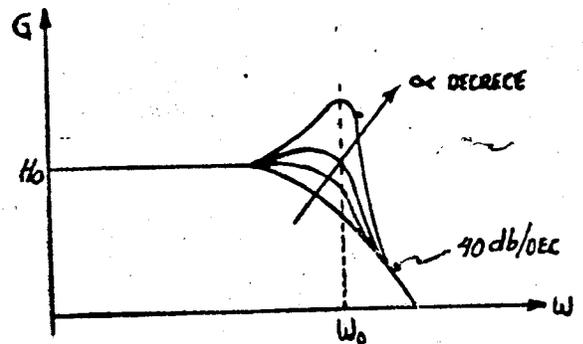
Donde:

$$\phi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \text{ANG } t_g \frac{\omega}{\omega_0}$$

2.8. FILTROS DE SEGUNDO ORDEN DE GANANCIA INFINITA-REALIMENTACION MULTIPLE.

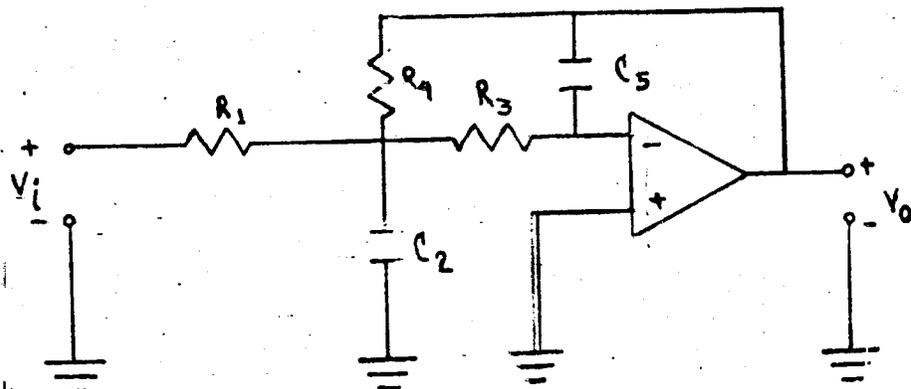
a) Paso bajas.

$$H(s) = \frac{H_0 \omega_0^2}{s^2 + \alpha \omega_0 s + \omega_0^2}$$



Función de transferencia

Respuesta en frecuencia



$$H_0 = \frac{R_4}{R_1} ; \alpha = \sqrt{\frac{C_5}{C_2}} \left[\sqrt{\frac{R_3}{R_4}} + \sqrt{\frac{R_4}{R_3}} + \sqrt{\frac{R_3 R_4}{R_1}} \right]$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}} ; Q = 1/\alpha$$

$$\tau(\omega) = \frac{2 \text{ SEN}^2 \theta}{\alpha \omega_0} - \frac{\text{SEN}^2 \theta}{2 \omega}$$

$$\theta(\omega) = \pi - \text{ANG } t_g \left[\frac{1}{\alpha} \left(\frac{2\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right] - \text{ANG } t_g \left[\frac{1}{\alpha} \left(\frac{2\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right]$$

Realización Ganancia infinita-
realimentación múltiple.

FIGURA 8

Procedimiento de diseño:

Dados: H_0 , α y $\omega_0 = 2\pi f_0$

Escoja un valor conveniente para $C = C_2$

Hágase $C_5 = KC$.

$$\text{Calcúlese: } R_4 = \frac{\alpha}{2 \omega_0 CK} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4(H_0 + 1) K}{\alpha^2}} \right]$$

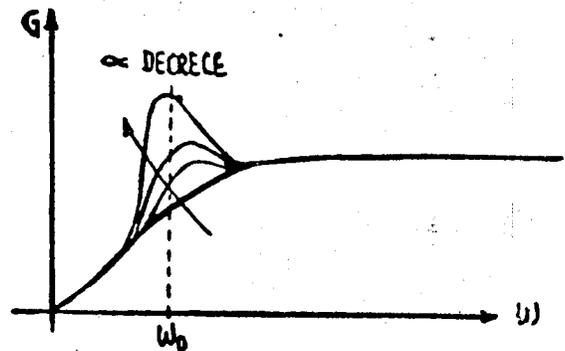
$$P_1 = \frac{R_4}{H_0} ; R_3 = \frac{1}{\omega_0^2 C^2 R_4 K}$$

Este procedimiento es iterativo y concluye cuando se hayan obtenido valores adecuados para todos los componentes.

Para obtener mejores resultados, H_0 deberá ser menor que 10 para circuitos con α aproximadamente de 0.1 y podrá ser hasta de 100 para alfas de 1 ó mayores.

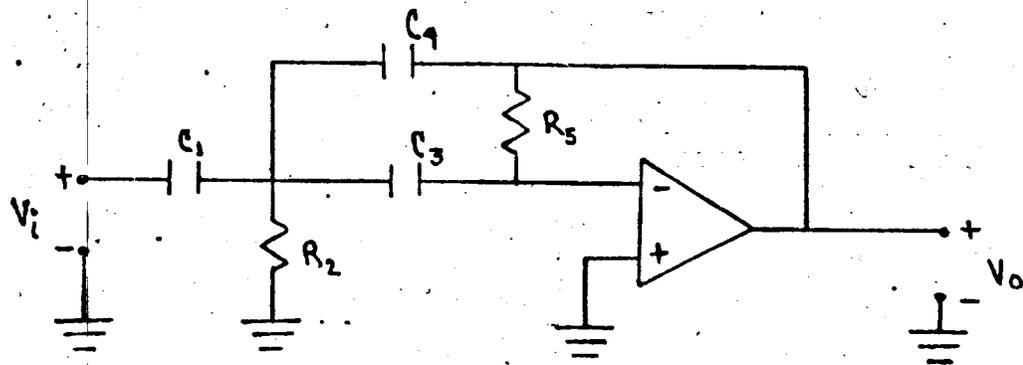
b) Paso altas.

$$H(S) = \frac{H_0 S^2}{S^2 + \alpha \omega_0 S + \omega_0^2}$$



Función de transferencia

Respuesta en frecuencia.



$$H_0 = \frac{C_1}{C_4}; \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_2 R_5 C_3 C_4}}$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{R_2}{R_5}} \left[\frac{C_1}{\sqrt{C_3 C_4}} + \sqrt{\frac{C_3}{C_4}} + \sqrt{\frac{C_4}{C_3}} \right]; Q = \frac{1}{\alpha}$$

$$\theta(\omega) = -\text{ANG } \text{tg} \left[\frac{1}{\alpha} \left(\frac{2\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right] - \text{ANG } \text{tg} \left[\frac{1}{\alpha} \left(\frac{2\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \alpha^2} \right) \right]$$

$$\tau(\omega) = \frac{2 \text{SEN}^2 \theta}{\alpha \omega_0} - \frac{\text{SEN } 2 \theta}{2 \omega}$$

Realización Ganancia infinita- realimentación múltiple.

FIGURA 9

Procedimiento de diseño:

Dados: $H_0, \alpha, \omega_0 = 2\pi f_0$

Escoja un valor conveniente para $C = C_1 = C_3$.

Calcúlese:

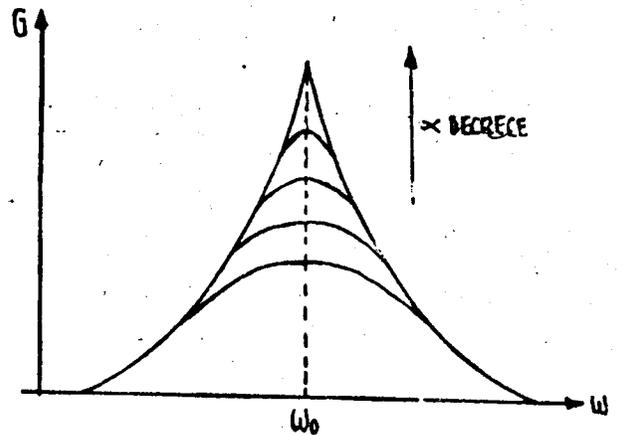
$$R_5 = \frac{1}{\alpha \omega_0 C} (2 H_0 + 1)$$

$$R_2 = \frac{\alpha H_0}{\omega_0 C (2 H_0 + 1)}$$

$$C_4 = \frac{C_1}{H_0}$$

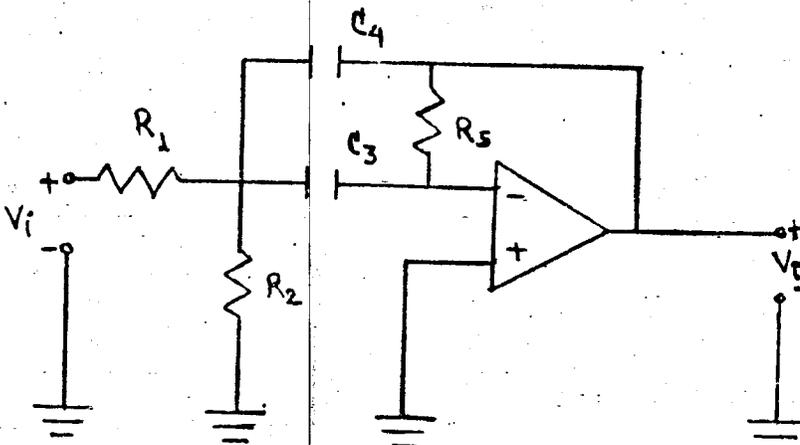
c) Paso bandas.

$$H(s) = \frac{H_0 \alpha \omega_0 s}{s^2 + \alpha \omega_0 s + \omega_0^2}$$



Función de transferencia

Respuesta en frecuencia



$$H_0 = \frac{1}{(R_1/R_5) (1 + C_4/C_3)}$$

$$\omega_0 = \left[\frac{1}{R_5 C_3 C_4} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right]^{1/2}$$

$$\frac{1}{Q} = \alpha = \sqrt{\frac{1}{R_5 (1/R_1 + 1/R_2)}} \left[\sqrt{\frac{C_3}{C_4}} + \sqrt{\frac{C_4}{C_3}} \right];$$

$$\tau(\omega) = \frac{2Q \cos^2}{\omega_0} + \frac{\text{SEN } 2\phi}{2\omega}$$

$$\phi(\omega) = \frac{3\pi}{2} - \text{ANG } t_g \left(\frac{2Q\omega}{\omega_0} + \sqrt{4Q^2 - 1} \right) - \text{ANG } t_g \left(2Q \frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4Q^2 - 1} \right)$$

REALIZACION GANANCIA INFINITA
REALIMENTACION MULTIPLE

FIGURA 10

Procedimiento de diseño:

Dados H_0 , $Q = \frac{1}{\alpha}$, $\omega_0 = 2\pi f_0$

Escoja un valor conveniente para $C = C_3 = C_4$

Calcúlese:

$$Q = \frac{1}{\alpha}$$

$$R_1 = \frac{Q}{H_0 \omega_0 C}$$

$$R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - H_0) \omega_0 C}$$

$$R_5 = \frac{2Q}{\omega_0 C}$$

3. TRABAJO DE CASA

El alumno deberá diseñar el circuito de crossover que se muestra en la figura 11.

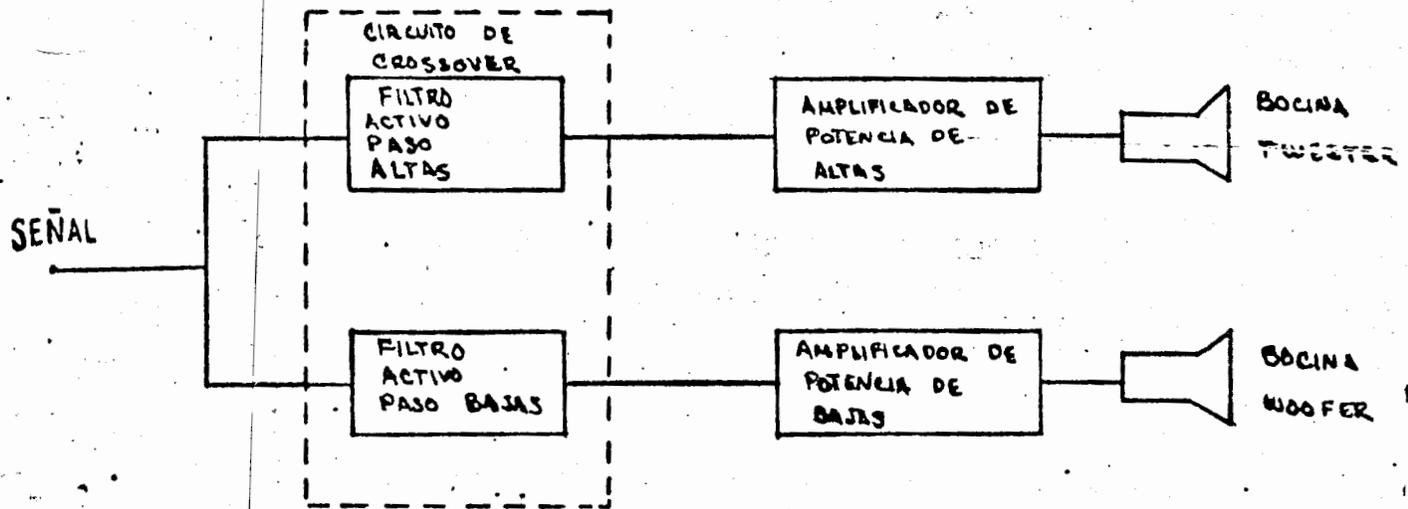


FIGURA 11

Ambos filtros activos deberán cumplir con las siguientes características:

Configuración - - - - -	Ganancia infinita- realimentación múltiple.
Tipo de respuesta - - - - -	Butterworth
Orden - - - - -	Tercero
Frecuencia de corte - - - - -	600 Hz
Ganancia en la banda de paso (H_0) - - - - -	1
Respuesta "plana" del filtro P.A. hasta - - - - -	30 KHz mínimo

Además, deberán operarse con una fuente de señal con impedancia de salida de 600 Ohms, y $0.5V_{p-p}$ de amplitud.

Se ilustrará el procedimiento de diseño con el filtro paso altas, quedando el diseño del filtro paso bajas como trabajo del alumno.

Filtro paso altas: Se realizará el filtro con dos etapas en cascada. De tablas (pág. 320 ref. 1) se obtiene que una etapa será de primer orden con un polo en 600 Hz. La etapa de segundo orden deberá cumplir con los siguientes parámetros:

Para diseño:

$$\alpha = 1$$

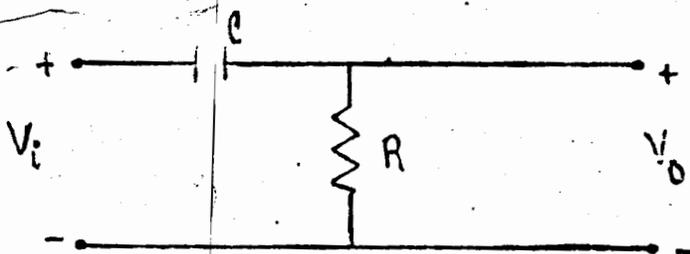
$$\omega_c = 2\pi (600) \frac{\text{RAD}}{\text{SEG}}$$

Para ajustes:

$$\omega_\alpha = 2\pi (424.2) \frac{\text{RAD}}{\text{SEG}}$$

$$20 \log G(\omega_\alpha) / G(\infty) = -1.25$$

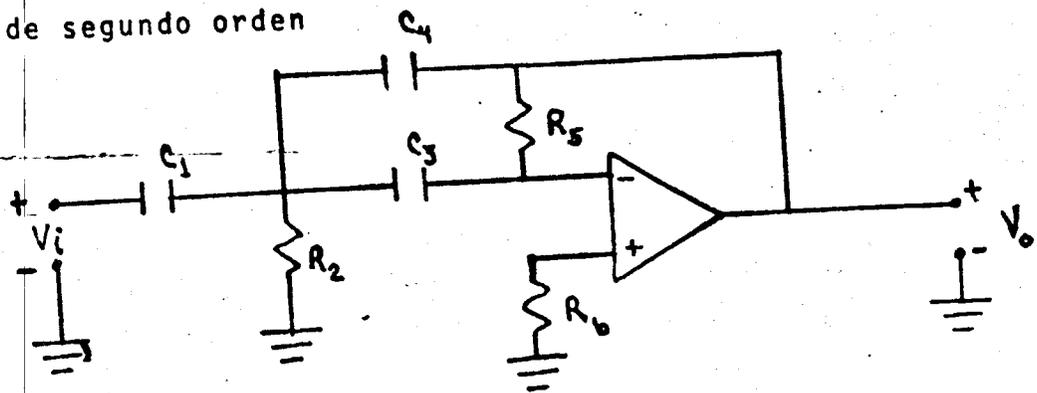
a) Etapa de primer orden



Fijando $R = 12 \text{ Kohms}$

$$C = \frac{1}{2\pi (600) (1.2 \times 10^4)} = 0.022$$

b) Etapa de segundo orden



Seleccionando $C = C_1 = C_3 = 0.01 \mu f$

$$R_5 = \frac{1}{2\pi(600)(0.01 \times 10^{-6})} [2 + 1] = 79.6 \text{ K } \Omega$$

Valor comercial $R_5 = 82 \text{ K } \Omega$

$$R_2 = \frac{1}{2\pi(600)(0.01)(2+1)10^{-6}} = 8.84 \text{ K } \Omega \quad H_0 = 1 \quad C_4 = C_1 = C$$

Valor comercial = $8.2 \text{ K } \Omega$

$$C_4 = \frac{C_1}{H_0} = 0.01 \mu f$$

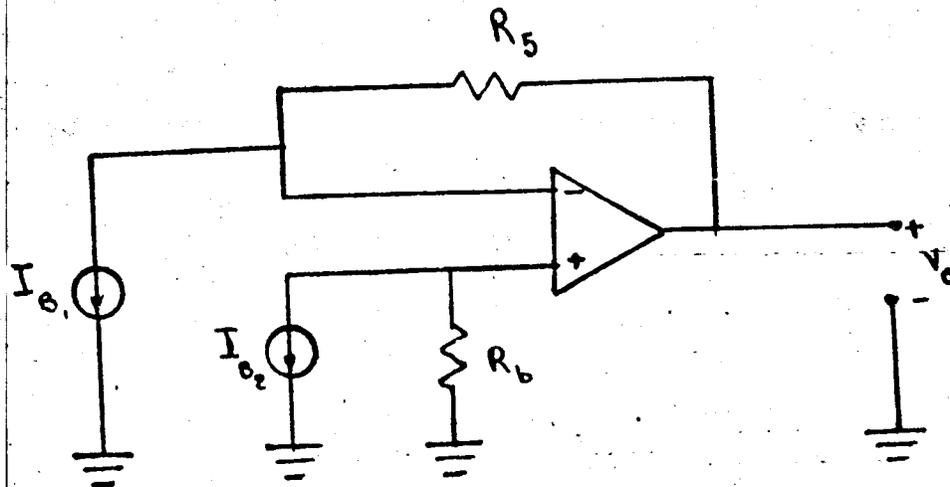
Comprobando:

$$\omega_0 = \left[\frac{1}{(8.2)(82)(0.01)(0.01)} \right]^{1/2} = 3.85 \text{ K RAD/SEG}$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 613 \text{ Hz}$$

$$\alpha = \frac{32}{32} \left[\frac{0.01}{(0.01)^2} + \sqrt{\frac{0.01}{0.01}} + \sqrt{\frac{0.01}{0.01}} \right] = 0.95$$

R_b se calcula para minimizar el voltaje de offset debido a la corriente de polarización. Analizando el circuito para Corriente Directa:



Empleando el principio de superposición

$$I_{B1} = 0 ; I_{B2} \neq 0$$

$$v_o' = - I_{B2} R_b$$

$$I_{B2} = 0 ; I_{B1} \neq 0$$

$$v_o'' = I_{B1} R_5$$

$$v_o = v_o' + v_o'' = I_{B1} R_5 - I_{B2} R_b$$

Para minimizar el voltaje de Offset a la salida:

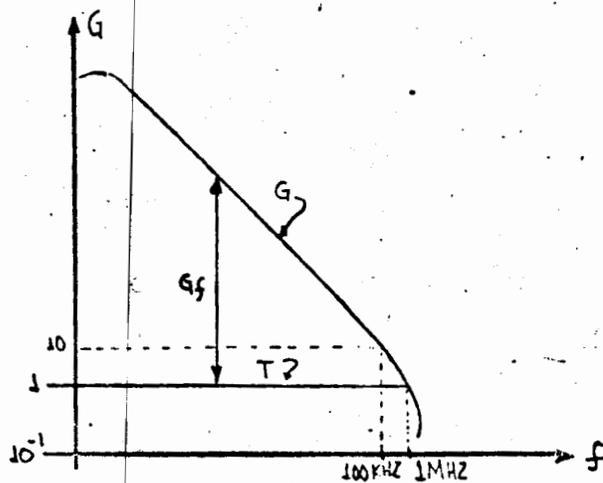
$$R_b = R_5$$

Entonces:

$$v_o = R_5 (I_{B1} - I_{B2}) = R_5 I_{os}$$

Para seleccionar el amplificador operacional se analizarán los requerimientos de ancho de banda y Slew-rate.

Se pide que la respuesta del paso altas sea plana hasta 30 KHz como mínimo. Utilizando el operacional 741 ó el 747, podemos obtener una respuesta plana hasta aproximadamente 100 KHz (ver figura 12).



$$T = \frac{G}{1 + Gf}$$

Donde:

T = ganancia de malla cerrada
 G = ganancia de malla abierta
 Gf = ganancia de malla

FIGURA 12

En lo que respecta a limitaciones de Slew-rate, podemos obtener una idea de los requerimientos del circuito mediante la siguiente fórmula:

$$\text{Slew-rate requerido} = V_{out} (\text{pico}) \times 2\pi f \times V/\text{seg}$$

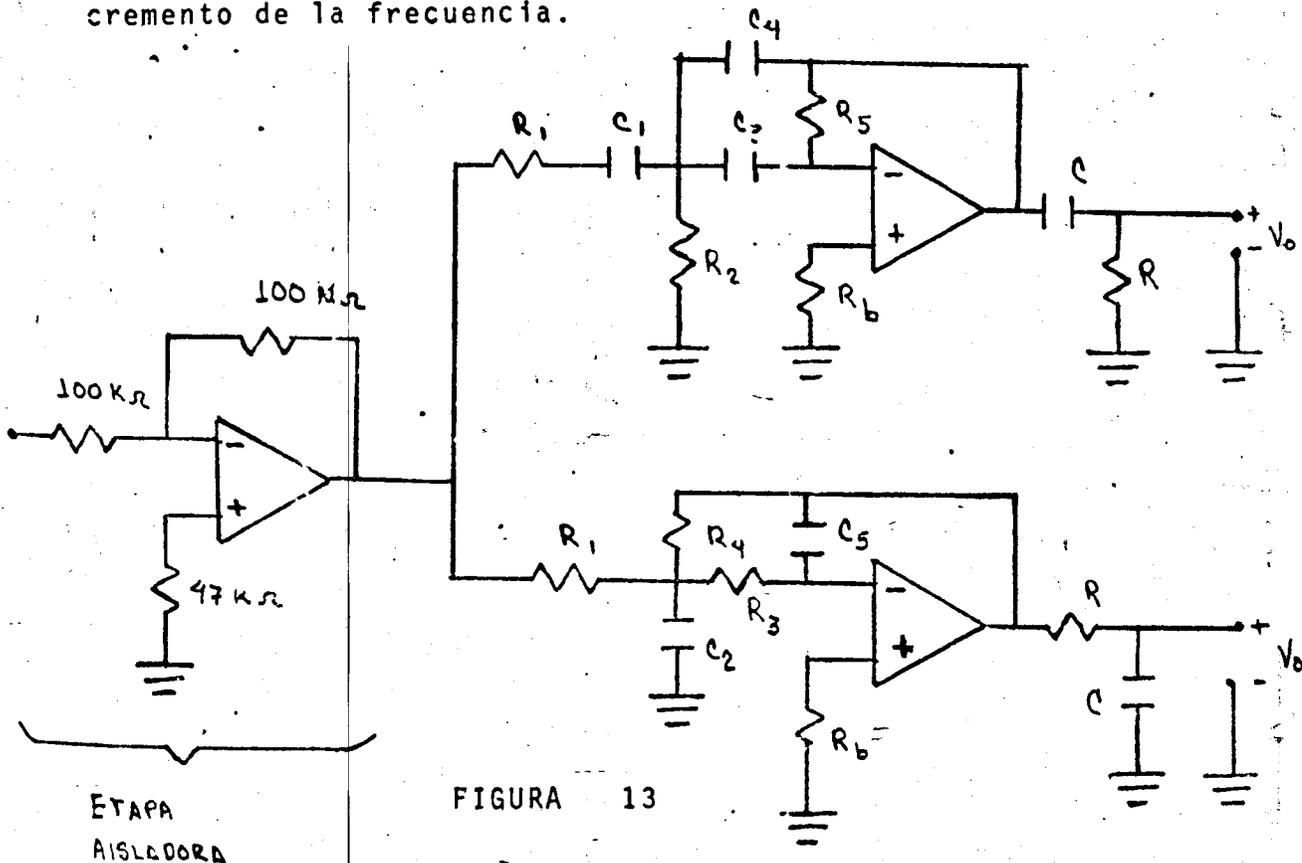
* La fórmula es cierta sólo para señal senoidal.

En nuestro caso:

$$\begin{aligned} \text{Slew-rate requerido} &= (0.25V) (2 \times 3.1316) (30\ 000) \\ &= 0.047\ V/\mu\ \text{seg.} \end{aligned}$$

El 741/747, tiene un Slew-rate típico de $0.5V/\mu\ \text{seg.}$, esto es, un orden de magnitud mejor que el máximo requerido.

Es conveniente incluir una etapa aisladora, como se muestra en la figura 13, para que la impedancia de salida de la fuente de señal no interactúe con los componentes de los filtros. Esto es especialmente importante para el filtro paso altas donde Z_i está dada por los capacitores y decrece con el incremento de la frecuencia.



En el filtro paso bajas se selecciona R_1 para que dé un nivel de impedancia de entrada relativamente alto.

La resistencia R_1 se incluye para limitar el ancho de banda del paso altas y evitar distorsión en la señal de salida a altas frecuencias. La distorsión es debida básicamente al nivel bajo de impedancia del paso altas a su entrada. En forma experimental se obtuvo una R_1 de 100 ohms para minimizar la distorsión y obtener un corte aproximadamente 100 KHz.

Las etapas de primer orden se colocan después de las etapas de segundo orden para aprovechar las propiedades aislantes de los operacionales.

Se seleccionó la etapa aisladora como inversora para que el circuito de crossover en conjunto fuera no inversor. La impedancia de entrada del sistema es de 100 Kohms.

Fue necesario incluir capacitores de 0.01 microfaradios entre las fuentes de polarización y tierra para eliminar la inestabilidad que introducían éstas.

4. Trabajo de laboratorio.

4.1 Arme el circuito paso bajas con los componentes de valor calculado. Utilice la etapa aisladora.

4.2 Efectúe las siguientes mediciones:

FRECUENCIA (HERTZ)	GANANCIA (DECIBELES)	ϕ (GRADOS)
50		
100		
200		
400		
500		
600		
700		
800		
900		
1000		
2000		
6000		

De preferencia utilice un medidor de ganancia y fase y un frecuencímetro.

4.3 Grafique en papel semi-logarítmico G y ϕ con respecto a la frecuencia.

4.4 Comente sobre sus resultados.

4.5 Equipo utilizado:

- a) Fuentes de poder (+ 15 y -15v)
- b) Generador de señales
- c) Osciloscopio
- d) Frecuencímetro digital (opcional)
- e) Medidor de ganancia y fase (opcional).

5. REFERENCIAS:

- 5.1 Operational Amplifiers, design and application.
Tobey, Graeme y Huelsman.
McGraw-Hill Book Company
- 5.2 Applications of linear integrated circuits.
Hnatek, Eugene.
John Wiley & Sons.
- 5.3 Filtros Activos
Bildstein, Paul
Paraninfo-Marcombo
- 5.4 Handbook of filter synthesis
A. I. Zverev
John Wiley & Sons, New York 1967.

3.6 FILTROS DE VARIABLES DE ESTADO.

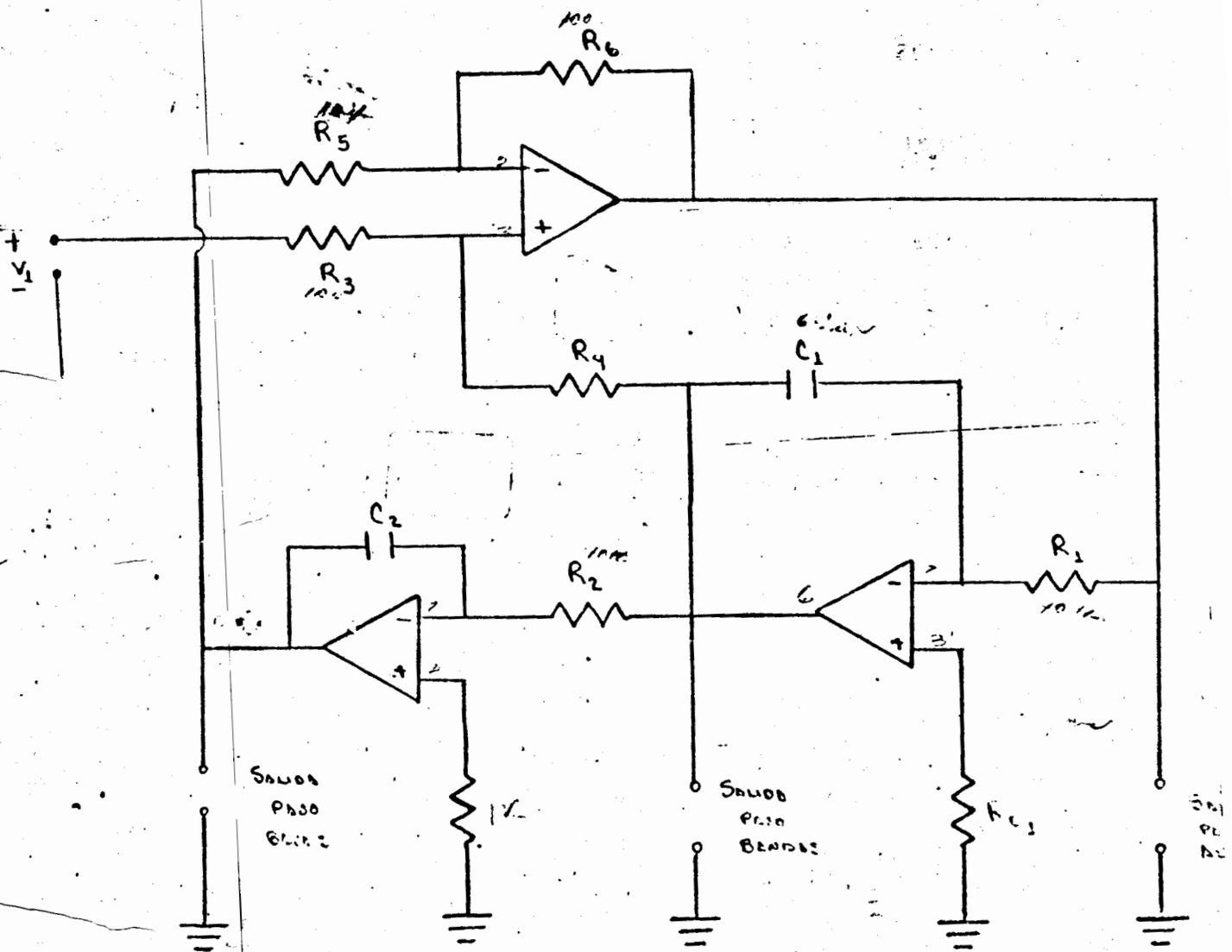
1. Objetivos:

A: finalizar esta práctica el alumno:

- 1.1 Podrá nombrar por lo menos 3 configuraciones de filtros activos y 3 funciones de aproximación para sintetizarlos.
- 1.2 Podrá enunciar las ventajas y limitaciones que presenta la configuración de VARIABLES DE ESTADO para la implementación de filtros activos.
- 1.3 Habrá ajustado un filtro de variables de estado para obtener exactamente los valores de ω_0 , H_0 y Q requeridos en una solución dada.
- 2.4 Habrá calculado la sensibilidad de los parámetros de al menos un filtro activo de segundo orden con respecto a variaciones en sus componentes, dada la función de transferencia del filtro.

2. Introducción.

En los filtros de variables de estado se utilizan sumadores e integradores para sintetizar la función de transferencia requerida en una aplicación dada. En esta práctica utilizaremos la configuración de segundo orden que se muestra en la figura 1.



Este circuito tiene la ventaja de que simultáneamente se obtienen las funciones de paso altas, paso banda y paso bajas en distintos puntos del circuito; además es especialmente adecuado para obtener un buen factor de calidad ($Q > 50$), conservando sensibilidades relativamente pequeñas.

A continuación se presenta un procedimiento de diseño y las ecuaciones de sensibilidad para la función paso bandas.

Las ecuaciones de diseño para los filtros paso altas y paso bajas pueden consultarse en la referencia 1 pag. 303 a 308.

La función de transferencia paso banda es:

$$\frac{V_{PB}}{V_1}(s) = \frac{s \frac{1 + R_6/R_5}{1 + R_3/R_4}}{s^2 + s \frac{1}{R_1 C_1} \frac{1 + R_6/R_5}{1 + R_4/R_3} + \frac{R_6}{R_5} \frac{1}{R_1 C_2 R_2 C_1}} \quad (1)$$

Comparándola con la forma general de la ecuación de un filtro paso banda de segundo orden:

$$H(s) = \frac{H_0 \alpha \omega_0 s}{s^2 + \alpha \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (2)$$

Se identifican los siguientes parámetros:

$$\omega_0 = \frac{R_6}{R_5} \left[\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \right]^{1/2} \quad (3)$$

$$\alpha = \frac{1 + R_6/R_5}{1 + R_4/R_3} \left[\frac{R_5 R_2 C_2}{R_6 R_1 C_1} \right]^{1/2} = 1/Q \quad (4)$$

$$H_0 = R_4/R_3 \quad (5)$$

Las sensitividades de los parámetros del circuito a los cambios de valor de los componentes son:

$$S_{R_5}^{\omega_0} = S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2$$

$$S_{R_6}^{\omega_0} = 1/2$$

$$S_{R_1}^Q = S_{C_1}^Q = \frac{1}{2}; \quad S_{R_2}^Q = S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_4}^Q = S_{R_3}^Q = \frac{R_4}{R_4 + R_3}$$

$$S_{R_4}^{H_0} = 1 = -S_{R_3}^{H_0}$$

El procedimiento de diseño se simplifica grandemente si hacemos $C_1 = C_2 = C$; $R_1 = R_2 = R$ y $R_3 = R_6$. En este caso las ecuaciones de los parámetros quedan:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (3')$$

$$\alpha = \frac{2}{1 + R_4/R_3} \quad (4')$$

$$H_0 = \frac{R_4}{R_3} \quad (5')$$

El inconveniente de este método es que sólo podemos fijar dos parámetros (ω_0 y α ó ω_0 y H_0), quedando libre la tercera variable.

Procedimiento:

dados $\omega_0 = 2\pi f_0$ y Q ó H_0

Selecciónese valores adecuados para:

$$C = C_1 = C_2 \text{ y } R_3 = R_5 = R_6$$

Calcúlese:

$$R_1 = R_2 = \frac{1}{\omega_0 C}$$

$$R_4 = R_3 (2Q - 1) \text{ si se fija } Q.$$

$$R_4 = H_0 R_3 \text{ si se fija } H_0.$$

El diseño práctico de filtros activos se puede clasificar en dos enfoques básicos:

- a) Para obtener filtros con características lo más cercanas a las requeridas, se deberán hacer varias iteraciones para obtener valores de componentes cercanos a los valores comerciales y adquirir las resistencias y capacitores con tolerancias estrechas.

Si además los filtros se utilizarán en diversos medios, que involucren rangos de temperatura amplios, deberán utilizarse componentes con bajos coeficientes térmicos (ref. 1 y 2)

- b) En el caso en que se requiera construir sólo unos cuantos filtros, los cuales trabajarán a temperatura relativamente invariable, es preferible hacer un cálculo menos complejo y ajustar sus características en el laboratorio.

En esta práctica utilizaremos en forma complementaria ambos enfoques.

3. Trabajo de casa.

3.1 Diseñar un filtro activo paso banda de ranura, utilizando el procedimiento simplificado dado aquí. El filtro deberá tener las siguientes características:

$$Q = 50; f_0 = 160 \text{ Hz.}$$

Se deberán realizar iteraciones hasta ajustar los valores calculados a $\pm 1\%$ de los valores comerciales.

3.2 Si se utilizan capacitores con tolerancia de $\pm 10\%$ y resistencias de $\pm 5\%$, ¿cuál será el rango de error esperado en los parámetros (ω_0 , Q y H_0), en el peor de los casos?.

Ayuda:

La variación relativa de la función $x = f(Y_1, Y_2, Y_3, \dots, Y_n)$ está dada por:

$$\frac{\Delta X}{X} = S_{Y_1}^X \frac{\Delta Y_1}{Y_1} + S_{Y_2}^X \frac{\Delta Y_2}{Y_2} + \dots + S_{Y_n}^Y \frac{\Delta Y_n}{Y_n}$$

3.3 Si el coeficiente térmico de las resistencias es de 500 ppm/°C y el de las capacitancias de 300 ppm/°C, calcule la variación que sufrirá la frecuencia central del filtro para una variación en la temperatura de 20°C.

NOTA: ppm = partes por millón
1 ppm = 0.0001%

4. Trabajo de laboratorio.

4.1 Arme el filtro con los componentes calculados en 3.1

4.2 Utilizando el osciloscopio y un frecuencímetro, mida:

f_0 , H_0 y Q

4.3 Ajuste el filtro para obtener $f_0 = 160$ Hz y $H_0 = 100$.
Mida nuevamente Q .

Un procedimiento de ajuste se deriva de las ecuaciones (3), (4) y (5): ω_0 se puede ajustar con R_5 ó R_6 y H_0 se ajusta, sin alterar ω_0 , con R_4 . Utilice potenciómetros de valor adecuado (preferentemente "preset").

4.4 Se utilizará el siguiente equipo:

- a) Osciloscopio
- b) Generador de señales
- c) Fuente de corriente directa (+15 y -15V)
- d) Frecuencímetro

Utilice Amplificadores Operacionales 741 ó 747.

5. Referencias

- 5.1 Operational Amplifiers, design and applications.
Tobey, Graeme y Huelsman
McGraw-Hill Book Company

5.2 Applications of linear integrated circuits

Eugene Knatck

John Wiley & Sons

5.3 Handbook of Operational Amplifier Circuit Design

David F. Stout y Milton Kauffman

McGraw-Hill Book Company

COMPARADORES

OBJETIVOS:

Después de realizar esta práctica, el alumno deberá ser capaz de:

1. Describir la operación y dibujar un diagrama de circuitos comparadores que usen circuitos integrados lineales.
2. Construir, probar y evaluar diferentes tipos de circuitos comparadores integrados.
3. Utilizar circuitos comparadores en aplicaciones de sistemas.

INTRODUCCION.

Los circuitos comparadores se usan donde se desea determinar si un voltaje analógico desconocido es igual o excede a un voltaje de referencia conocido. Además la comparación puede usarse para convertir ondas senoidales y pulsos de disparo en ondas cuadradas y así sirve como un generador de pulsos.

El comparador hace uso de un amplificador operacional cuya salida puede realimentarse a la entrada no inversora (positiva) para lograr la acción de conmutación en la salida. Cuando un amplificador operacional tiene un voltaje de referencia en una entrada y un voltaje de disparo o voltaje a comparar en la otra, la salida del amplificador permanecerá,

ya sea en corte o en saturación. Si el amplificador es alimentado con $V_{cc} = +15V$, la salida será aproximadamente 15V dependiendo de la polaridad del voltaje de disparo comparando con el de referencia.

La Fig. 1 muestra un comparador de voltaje inversor. La entrada no inversora es provista con el voltaje de referencia y la entrada inversora es alimentada con una señal que será comparada con la referencia. Puesto que la entrada está en la terminal inversora, la señal de salida será un pulso de polaridad opuesta. El voltaje de entrada debe ser mayor que el voltaje de referencia antes que el comparador cambie de estado. No hay límite superior mientras la resistencia de entrada limite la corriente a 200 A o menos (dependiendo de los parámetros del amplificador operacional usado).

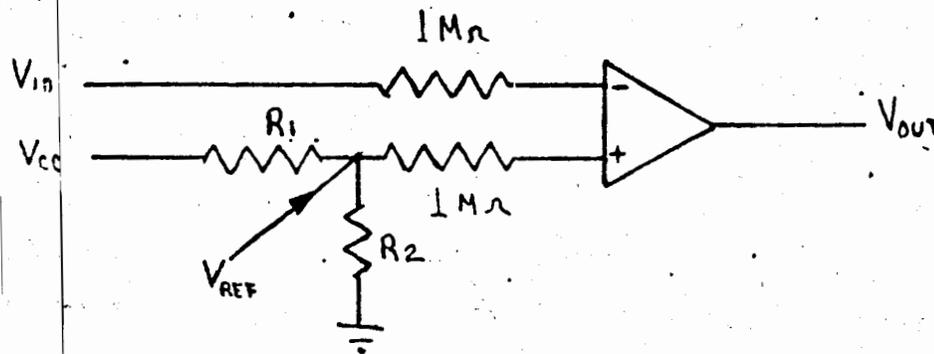
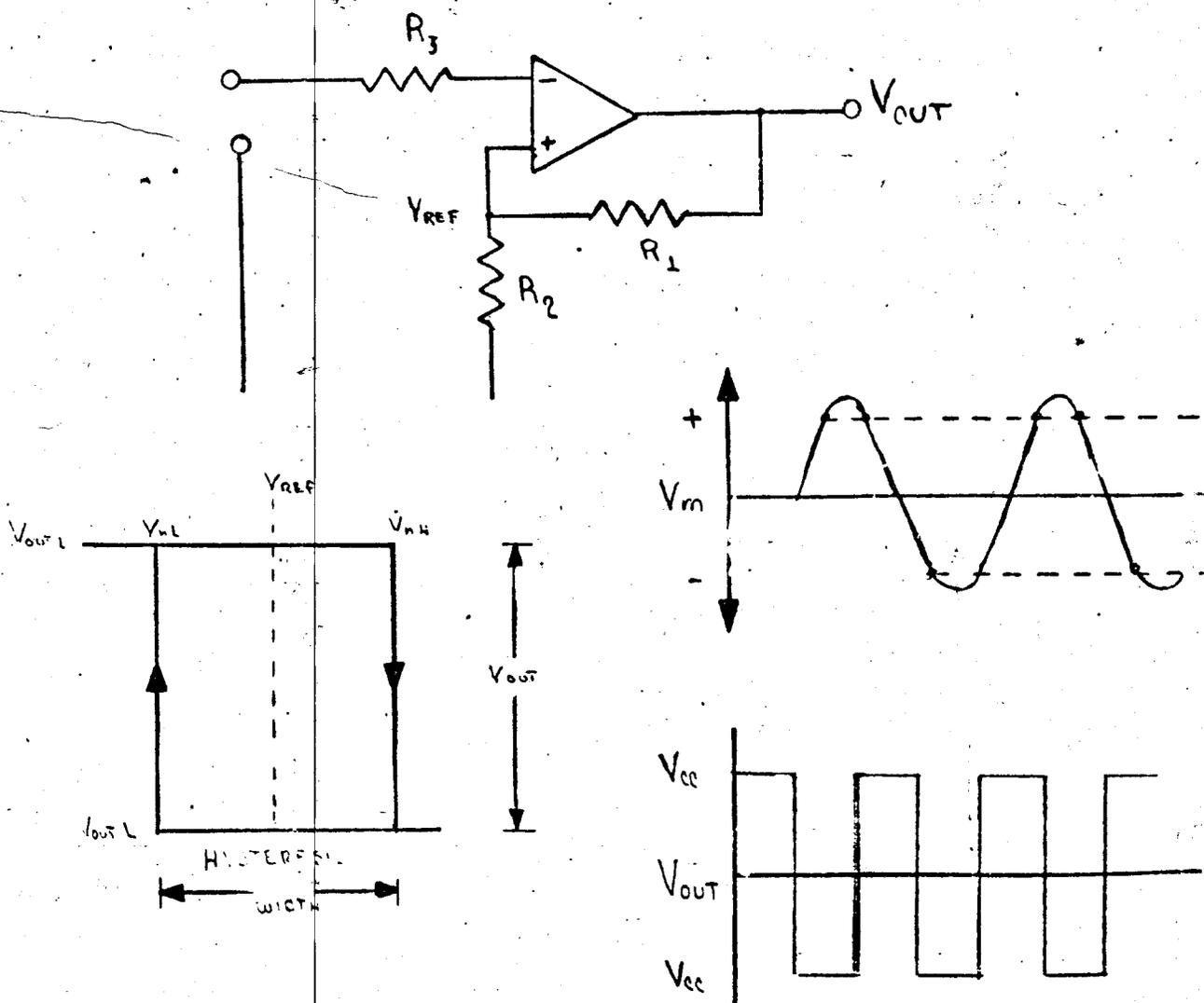


Figura 1

Puede hacerse que la salida del amplificador cambie de estados rápidamente si se proporciona la realimentación como se muestra en la Fig. 2. La entrada del amplificador está en la terminal inversora y por tanto el comparador es de tipo inversor. Además la malla de realimentación provee el voltaje de referencia. El voltaje de referencia obtenido a través de R_2 se determina de la siguiente manera:

$$V_{ref} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{out}$$

donde V_{out} puede ser positivo o negativo. La polaridad de la señal de entrada necesaria para que la conmutación ocurra, depende de el estado en que se encuentre la salida. Si se usa una resistencia de 10K como realimentación desde la salida, fluirán solamente 1.5mA cuando V_{out} sea $\pm 15V$, R_1 puede ser de 9K y R_2 de 1K entonces el voltaje de referencia será de $\pm 15V$, dependiendo del estado de la salida, para que la conmutación ocurra. El nivel de referencia (determinado por R_2) puede establecerse como se requiera para comparar voltajes arriba o cercanos a V_{cc} .



La transición positiva-negativa de la salida no sigue la misma trayectoria de la transición negativa-positiva. El ancho de las transiciones se le conoce como área de histéresis. La Fig. 3 muestra la curva de transferencia dinámica característica del área de histéresis. Cuanto menor sea el valor del voltaje de referencia (determinado por R_2), menor será el ancho de histéresis. La ecuación para el ancho de histéresis es:

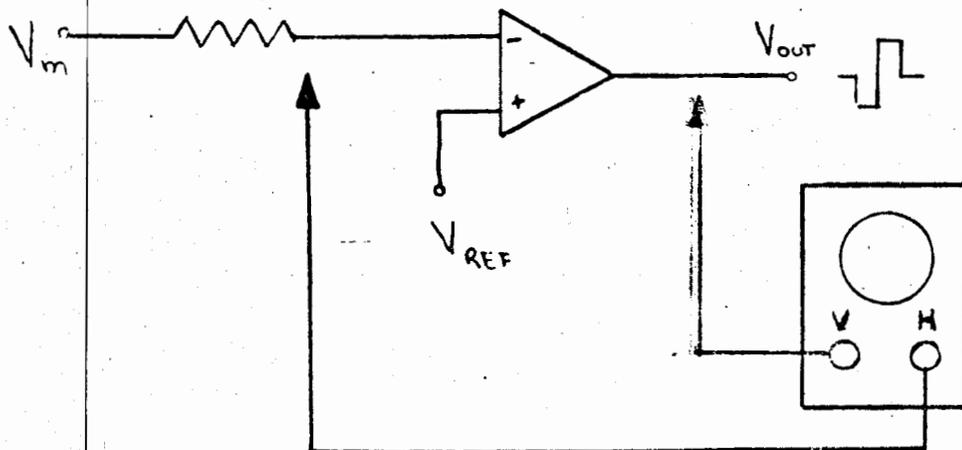
$$V_{in,l} = \frac{R_2}{R_1+R_2}(V_{out,h}-V_{ref})+V_{ref}$$

$$V_{in,h} = \frac{R_2}{R_1+R_2}(V_{out,l}-V_{ref})+V_{ref}$$

$$\text{Ancho de Histéresis} = \frac{R_2}{R_1+R_2}(V_{out,h}-V_{out,l})$$

El disparo de entrada puede realizarse con un voltaje de C.D. o de C.A., con una onda senoidal, cuadrada o con un tren de pulsos siempre y cuando el voltaje de entrada exceda el nivel de referencia. La Fig. 4 muestra la salida (V_{out}) resultante al disparar con una onda senoidal.

La curva característica de transferencia se puede observar en un osciloscopio usando los canales vertical y horizontal. La figura 5 muestra cómo conectarse el osciloscopio. El voltaje de entrada del amplificador se conecta al canal horizontal del osciloscopio mientras que la salida del A.O. se conecta al vertical.



La salida del comparador puede usarse como un Schmitt trigger (disparador de Schmitt) para disparar circuitos que necesiten pulsos. Ajustando la corriente de entrada, puede establecerse el nivel de voltaje de conmutación a la entrada así como el ancho de la curva de histéresis. Pueden lograrse comparadores más precisos usando dos o más amplificadores. Además, pueden tener una suma de funciones, los comparadores pueden dispararse cuando la suma de dos o más señales de voltaje alcanzan el nivel de disparo fijado. En esta práctica, se establecerán los niveles de referencia, se aplicarán voltajes de C.D. y senoidales como señales de disparo y se investigará la curva de transferencia de histéresis.

Ecuaciones.

$$V_{\text{ref}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{\text{out}} \quad (1)$$

$$\text{Ancho de histéresis} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{\text{out,h}} - V_{\text{out,l}}) \quad (2)$$

PRUEBAS Y MEDICIONES

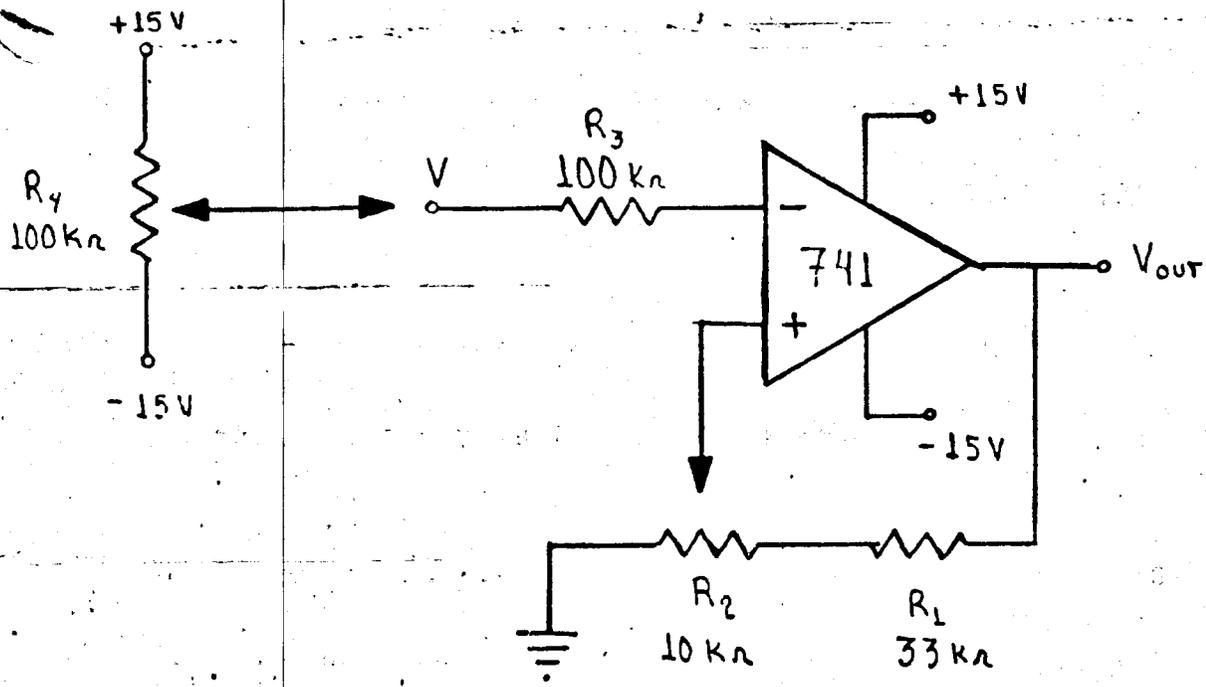
Conmutación Estática.

1. Arme el circuito mostrado en la Fig. 6 y ajuste el voltaje de referencia a 1V variando R_2 (sin aplicar voltaje de entrada V_{in}). Observe la salida en el osciloscopio acoplado en C.D. con voltaje de referencia = 1V mida V_{out} .
2. Conecte el cursor del potenciómetro R_4 a V_{in} y ajústelo para variar el voltaje de entrada entre +2 y -2V. Determine qué voltaje de disparo se requiere para lograr la conmutación. Indique valores máximos y mínimos. También indique si la salida se vuelve negativa cuando la entrada se vuelve positiva (es decir, si invierte).

3. Desconecte V_{in} y varíe R_2 hasta obtener un voltaje de referencia de 2V. Repita el paso (2) cambiando el nivel de disparo. ¿Qué voltaje se requiere ahora para lograr la conmutación?. Disparo con una señal senoidal.
4. Aplique una señal senoidal de 100Hz en V_{in} de $4V_{p-p}$ de modo que ocurra el disparo. (Ajuste la referencia nuevamente a 1V). Usando un osciloscopio de doble traza observe la señal de entrada y salida al mismo tiempo y acompañelas con las mostradas en la Fig. 4. ¿A qué voltaje de entrada ocurre el disparo?.
5. Mantenga el generador al voltaje anterior e incremente el voltaje de referencia hasta que la salida caiga. ¿Qué se debe hacer a la señal senoidal de entrada para volver a disparar el comparador? Cambie ahora la señal senoidal por una onda triangular como señal de disparo. Superponga en el osciloscopio la señal de entrada con la salida y observe dónde ocurre el disparo.

Curva de Histéresis.

6. Ajuste R_2 de modo que se tenga voltaje de referencia = 1V, conecte el osciloscopio como se muestra en la Fig. 5 y despliegue la curva de histéresis usando como señal de disparo una onda senoidal. ¿Cuál es el ancho de la curva?.
7. Reduzca el voltaje de referencia a 0.25V, reduzca el nivel de la señal de disparo y mida nuevamente el ancho de la curva. ¿Un nivel de referencia más bajo afecta el ancho de la curva de histéresis?. Explique.
8. Compare el ancho de histéresis calculado con el valor medido.



Algo de investigación.

9. Diseñe un comparador sumador en el cual se establezca un nivel de C.D. en la entrada abajo del nivel de disparo de modo que cuando se suma una señal de C.A. ocurra el disparo.

OSCILADORES DE ONDA CUADRADA - CORRIMIENTO LIBRE

OBJETIVOS:

Después de realizar esta práctica, el alumno deberá ser capaz de:

1. Diseñar un oscilador de onda cuadrada con un amplificador operacional.
2. Determinar los valores de las componentes necesarias para establecer la frecuencia de oscilación.
3. Eliminar fallas en circuitos osciladores.
4. Disparar osciladores de corrimiento libre para sincronizar un oscilador.

INTRODUCCION.

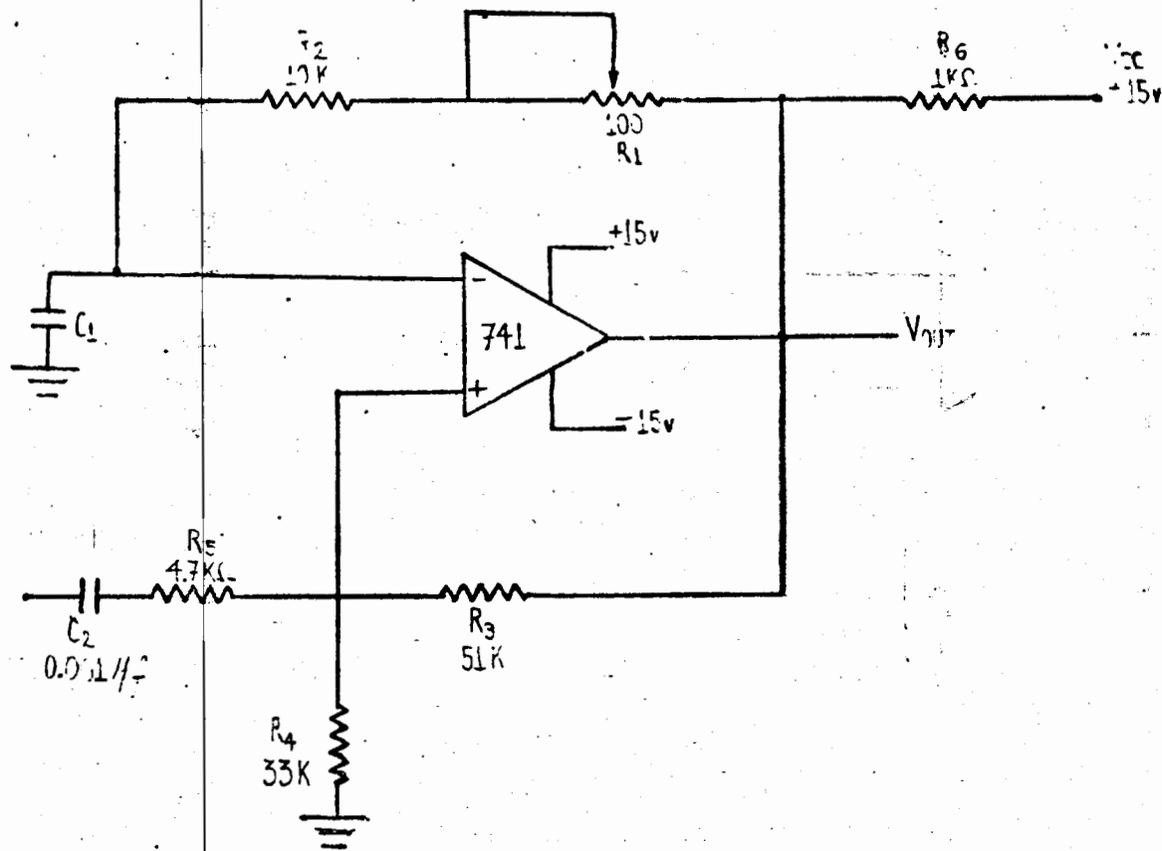
Los osciladores juegan un papel muy importante en todo tipo de circuitos de comunicaciones, instrumentación y control. Al igual que los amplificadores y las fuentes de poder, los osciladores son básicos en muchas aplicaciones. Pueden ser usados para obtener ondas senoidales, cuadradas, triangulares, pulsos, ondas defasadas etc.

Todos los osciladores son básicamente amplificadores con suficiente realimentación positiva, de fase adecuada para hacerlos oscilar. Los osciladores de corrimiento libre son básicamente inestables, puesto que no se mantienen a una frecuencia constante conforme oscilan. Pueden estabilizarse mediante un disparo

continuo, y el efecto que se tiene es el de reajustar continuamente el circuito a la frecuencia deseada. Los osciladores también pueden diseñarse para ser intrínsecamente estables, como lo son los osciladores controlados por cristal. Además algunos circuitos (tales como los flip-flops y los osciladores monoestables) cambian de estado solamente cuando son disparados y por tanto, no son totalmente libres.

En esta práctica el oscilador es de corrimiento libre, puede dispararse y produce una onda cuadrada a la salida.

En el circuito mostrado en la Fig. 1, la realimentación positiva se proporciona en la entrada no inversora del amplificador operacional a través de la resistencia R_3 (51K), la cual forma un divisor de voltaje con R_4 . La realimentación negativa controla la frecuencia de oscilación. Las resistencias R_1 y R_2 , y el capacitor C_1 son los elementos que determinan la frecuencia de oscilación. La sincronización, o disparo, se tiene a través de C_2 y R_5 .



Ecuaciones

$$T = KC_1(R_1 + R_2) \quad (1)$$

donde T es el período de oscilación en segundos y $k = 0.9$ (la cual depende del valor del capacitor y de su dieléctrico)

$$f = \frac{1}{T} \quad (2)$$

donde $T = t_1 + t_2$

t_1 = duración de la porción positiva de la onda

t_2 = duración de la porción negativa de la onda, o tiempo en el cual es nula.

Pruebas y Mediciones.

1. Arme el circuito de la figura 1 usando los valores de los componentes indicados. Con $R_1 = 50k$ calcule C_1 para que el circuito oscile a 1khz.
2. Mida el voltaje de salida V_{out} , indicando la amplitud, la frecuencia y los tiempos t_1 y t_2 .
3. Determine el rango de frecuencia disponible del oscilador, variando R_1 entre sus límites.
4. Mida el tiempo de levantamiento del borde de subida de los pulsos.
5. Determine si la frecuencia de oscilación depende del voltaje de alimentación. Varfe V_{CC} de + 15 volts hacia abajo hasta que el circuito deje de oscilar. ¿Cuál es el rango de voltaje (positivo y negativo) dentro del cual funciona el oscilador?

6. ¿Qué ocurre cuando se usa una fuente externa operando a una frecuencia cercana a la del oscilador para disparar el circuito?.

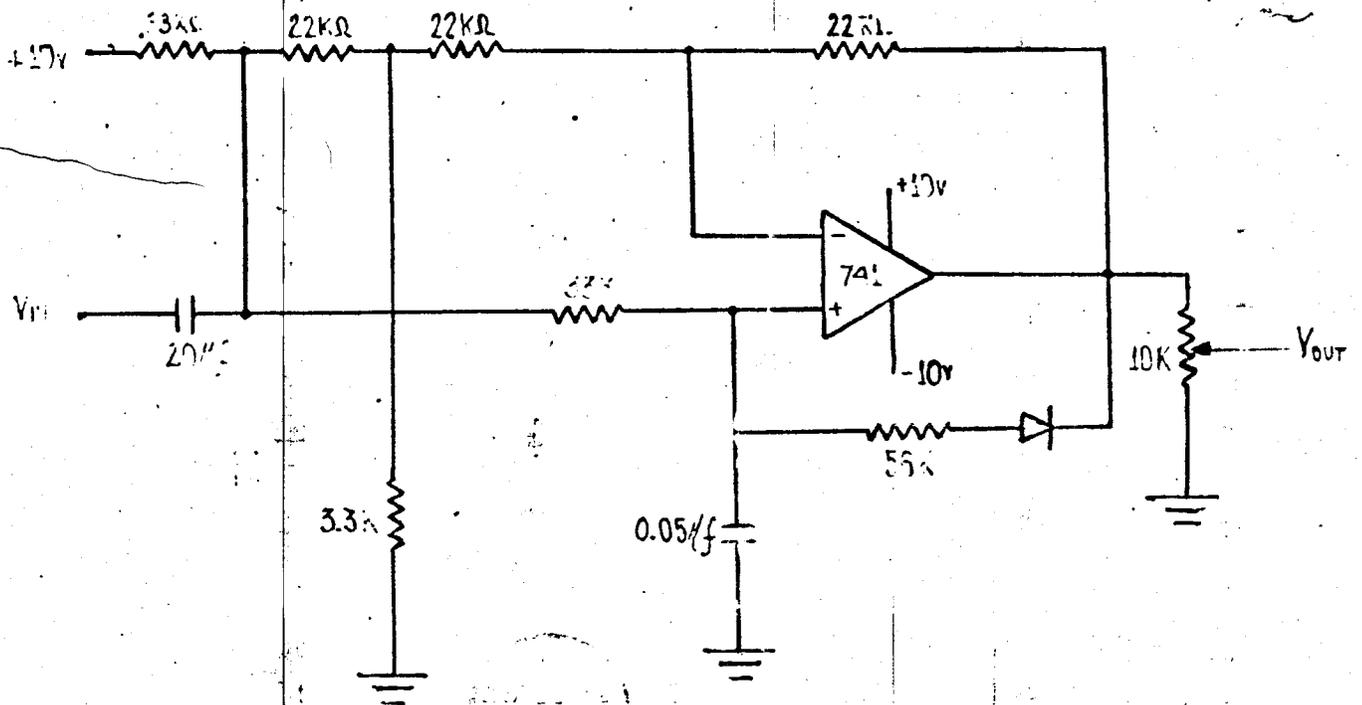
7. Al conectar una carga a la salida del circuito, ¿afectará la frecuencia de oscilación?.

Algo más de investigación.

8. ¿Qué valores de R_1 y C_1 pueden usarse para que el circuito oscile a 50 Hz?

9. Diseñe un oscilador y un amplificador seguidor de voltaje.

10. ¿Oscilará el circuito mostrado en la Fig. 2?. Arme dicho circuito y repita los pasos 1 al 8.



OSCILADORES PUENTE DE WIEN

OBJETIVOS:

Al completar este experimento, la construcción del circuito, prueba y evaluación de datos, usted podrá:

1. Diseñar, construir y evaluar osciladores senoidales usando circuitos integrados lineales.
2. Diseñar osciladores puente de Wien con las características en frecuencia requeridas.
3. Medir la impedancia de salida y estabilidad de frecuencia de un oscilador puente de Wien para su mejor aplicación en grandes sistemas.

Discusión previa.

El oscilador puente de Wien es un generador senoidal estable, el cual usa un circuito puente balanceado en su entrada. El voltaje del puente es proveído por la salida del amplificador.

En el circuito de la Fig. 1 los elementos que determinan la frecuencia son R_1 y C_1 y R_2 y C_2 . La ganancia del amplificador deberá ser mayor de 2 para que las oscilaciones puedan ser mantenidas. En un amplificador regular la ganancia está determinada por la relación del resistor de realimentación R_3 y el resistor R_4 que va a la entrada negativa.

Los valores mostrados nos dan una ganancia de aproximadamente 2, y da lugar a oscilaciones.

El voltaje diferencial está localizado entre los puntos M y N, como se muestra en la Fig. 1. Los puntos X y Y proveen la fuente de voltaje para el puente.

Los diodos Zener usados en la Fig. 2 son para estabilizar las oscilaciones, y ellos toman el lugar de un elemento de coeficiente positivo de temperatura, tales como lámparas, generalmente usadas en los circuitos puentes de Wien.

Ecuaciones:

$$f_0 = \frac{1}{6.28 RC} \quad (1)$$

donde $R_1 = R_2$ y $C_1 = C_2$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (2)$$

donde $\omega_0 = \frac{1}{6.28 \frac{R_1 R_2 C_1 C_2}{1}} \quad (3)$

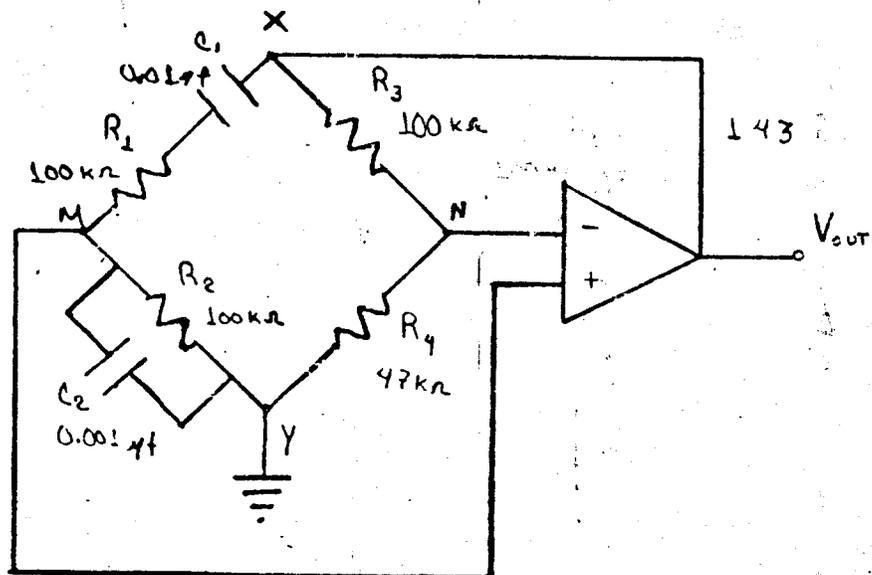


Fig. 1 Oscilador Puente de Wien

PRUEBAS Y MEDICIONES

Nota: El valor mostrado para el potenciómetro en la carga de prueba es un valor efectivo. Para lograr dicha carga deberá poner en paralelo un potenciómetro de 10 K con un resistor de 3-3K.

1. Construya el circuito, y observe, anote y dibuje la forma de onda de salida para el máximo pico de salida de voltaje V_{out} sin distorsión.
2. Use las ecuaciones 1, 2 ó 3 para calcular la frecuencia de oscilación y confirme los valores de los componentes así como la de las mediciones.
3. Trate de cargar la salida (a través de un capacitor y un resistor) para reducir el voltaje de salida a 0.5V. ¿Cuál es la impedancia de salida en V_{out} ?
4. Confirme que la relación de R_3 a R_4 debe ser mayor que la unidad cambiando R_3 a 47 K.
5. Mida la distorsión en el voltaje de salida si dispone de un medidor de distorsión.

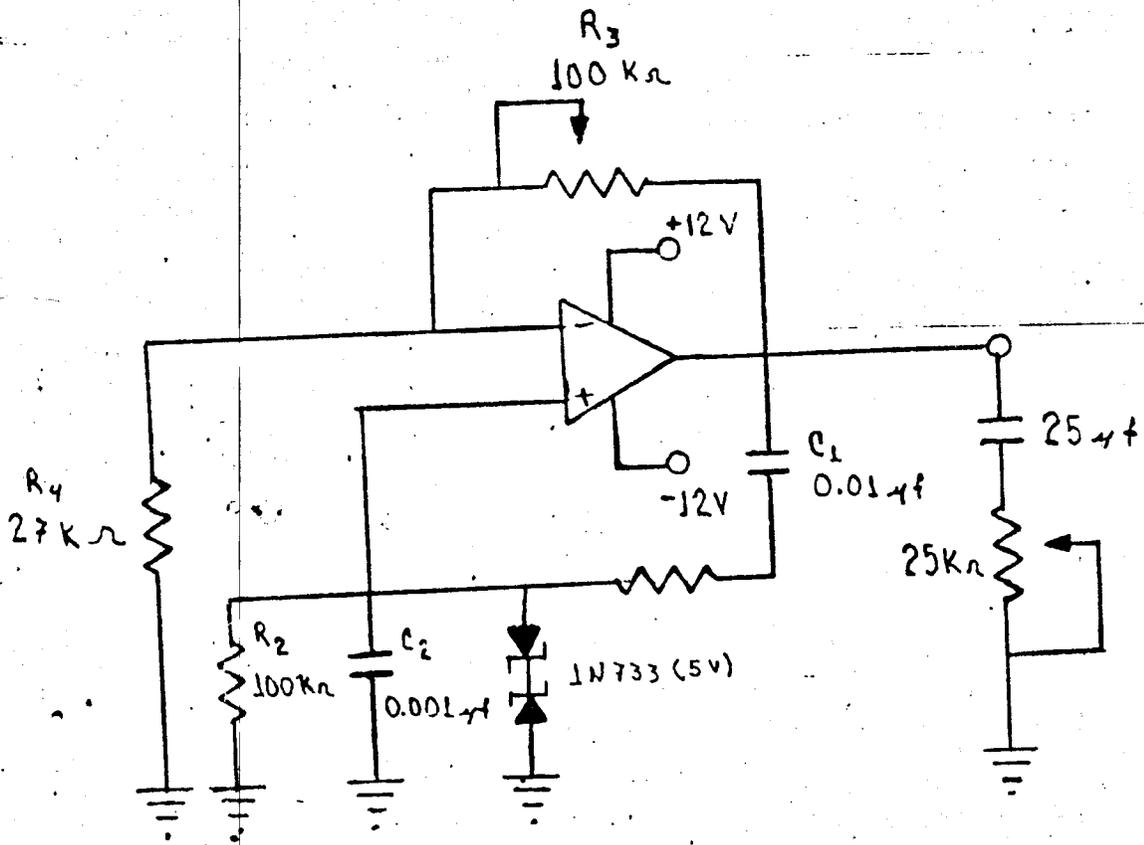
Para un estudio adicional,

6. El oscilador puente de Wien en un generador estable de audio el cual tiene muchas aplicaciones en sistemas de comunicaciones e industriales y productos comerciales. Calcule los valores de los componentes requeridos que un oscilador opere a 1KHz dado que:

$$\frac{C_1}{C_2} = 10$$

$$C_1 = C_2$$

$$R_1 = R_2$$



AMPLIFICADOR NORTON

OBJETIVO:

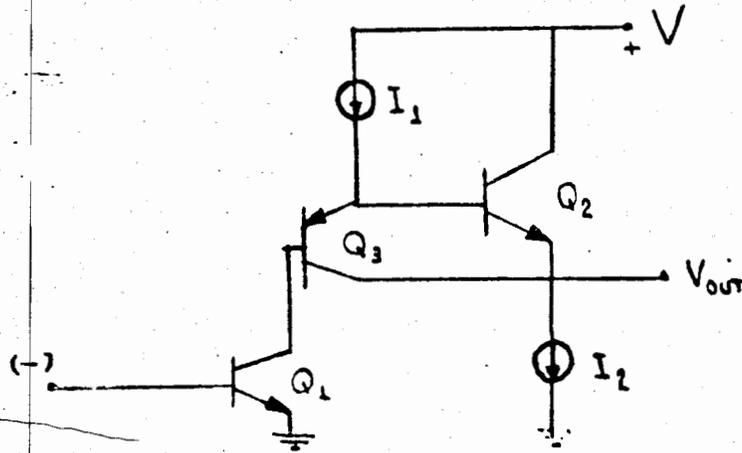
Conocer el funcionamiento del amplificador operacional de corriente ó Norton y sus ventajas con respecto a los amplificadores convencionales.

INTRODUCCION:

El amplificador Norton es un amplificador operacional compensado internamente, el cual está diseñado específicamente para operar con una sola fuente de alimentación y para obtener un swing de voltaje de salida mayor que el que nos da un amplificador operacional convencional. Los amplificadores operacionales convencionales funcionan en base a la diferencia de los voltajes de entrada; el amplificador Norton funciona en base a la diferencia de las corrientes de entrada, por tanto, para obtener las aplicaciones de los A.O. estándar, es necesario convertir los voltajes de entrada en corrientes mediante resistencias externas de valores grandes.

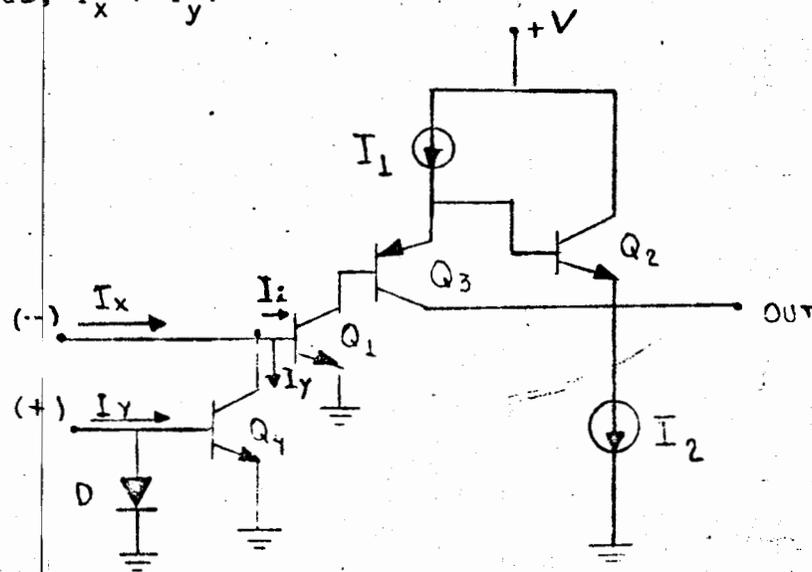
Internamente está construido mediante un arreglo de varios transistores, como se explica a continuación.

La entrada inversora está dada por Q_1 en configuración emisor común, toda la ganancia de voltaje la da este transistor, y, para aislar la alta impedancia que existe en el colector del mismo de la impedancia de carga se tiene un transistor de salida emisor-seguidor (Q_2). Lo anterior puede verse en la figura 1.

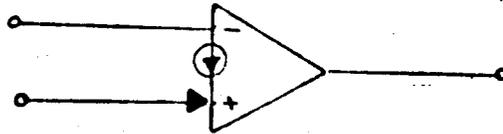


Las fuentes de corriente están diseñadas para establecer corrientes constantes y reducir variaciones cuando varía la temperatura afectando el valor de β del transistor de salida Q_2 . El transistor pnp Q_3 sirve para aumentar la ganancia de corriente de Q_1 .

El circuito de la figura 1 tiene solamente la entrada inversora. Un amplificador operacional de propósito general requiere de dos terminales de entrada para tener una entrada inversora y otra no inversora. En los A.O. convencionales estas entradas se obtienen de un amplificador diferencial. El voltaje de salida depende de la diferencia (o error) de los voltajes de entrada. En el amplificador Norton la entrada no inversora nos da un espejo de corriente (Fig. 2), de esta manera tenemos que la corriente de entrada I_i es la diferencia de las corrientes de entrada, $I_x - I_y$.



El símbolo del amplificador Norton es el mostrado en la figura 3.



Puesto que este amplificador tiene un gran número de aplicaciones, al igual que los A.O. convencionales, en esta práctica lo utilizaremos para diseñar un oscilador controlado por voltaje (VCO), este circuito tiene su principal aplicación en los PLL's.

Un circuito VCO es el que se muestra en la figura 4. Se requieren solamente dos amplificadores, uno sirve para integrar el voltaje de DC de entrada, y el otro como un Schmitt-trigger el cual monitorea la salida del integrador.

La frecuencia de salida para un voltaje de entrada determinado, depende de los voltajes de disparo del Schmitt-trigger (V_H y V_L) y de los valores de R_1 y C (considerando $R_2=R_1/2$). El tiempo para que el voltaje de salida cambie de V_H a V_L , corresponde a un medio período (T) de la frecuencia de la señal de salida, y puede calcularse a partir de la ecuación básica del integrador:

$$V_o = - 1/C \int I_1 dt$$

como I_1 es constante para un valor dado de V_c , la ecuación anterior queda como:

$$V_o = - I_1/C$$

$$V_o/t = - I_1/C$$

tir d la ecuación básica del integrador:

$$V_o = -1/C \int I_1 dt$$

como I_1 es constante para un valor dado de V_c , la ecuación anterior queda como:

$$\Delta V_o = -I_1/C \Delta t$$

$$\Delta V_o/\Delta t = -I_1/C$$

per otro lado, el tiempo Δt para pasar de V_H a V_L viene siendo

$$\Delta t = - (V_L - V_H) C / I_1 = (V_H - V_L) C / I_1$$

per tanto, como el tiempo de carga es igual al tiempo de des carga en el capacitor, tenemos que

$$T = 2t$$

per tanto

$$f = 1/T = I_1 / 2(V_H - V_L)C$$

donde

$$I_1 = (V_c - V_{BE})/R_1$$

Por tanto, una vez fijados V_H , V_L , R_1 y C , la frecuencia de salida es una función lineal de V_c .

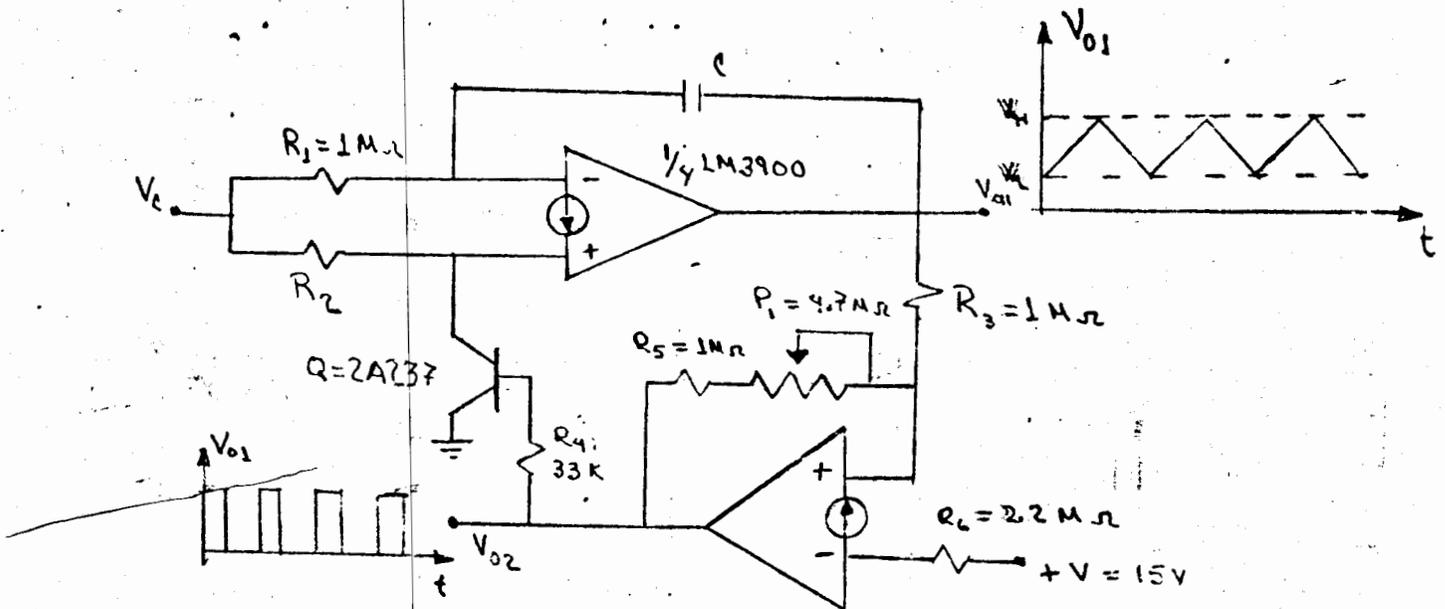
TRABAJO DE CASA

1. Calcule el valor del capacitor C y de R_1 si se desea que para un voltaje de entrada de 12 Volts se tenga una frecuencia de salida de 500 Hz. Suponga que $V_H - V_L = 2.8$ Voltsy que V_{BE} del transistor de la entrada inversora del amplificador es de 0.7 Volts.

TRABAJO DE LABORATORIO

1. Arme el circuito de la figura 4 con los valores de C y de R_2 calculados en el trabajo de casa.

4. Observe en el osciloscopio (acoplado en DC) la salida del integrador simultáneamente con la salida del - - Schmitt-trigger, y dibuje las formas de onda.
5. Grafique la frecuencia de salida en función del voltaje de entrada para valores de 0 a 20 V dando incrementos de 1 V.
6. De acuerdo al punto anterior, diga si puede considerarse que la frecuencia de salida es una función lineal del voltaje de entrada.
7. ¿Qué haría para aumentar o disminuir la frecuencia de salida sin cambiar R_1 y C ?



LABORATORIO DE ELECTRONICA ANALOGICA

MULTIPLICADORES

I. OBJETIVOS.

Al finalizar la práctica el alumno habrá:

1. Entendido el principio de funcionamiento de las diferentes técnicas usadas en la realización de multiplicadores analógicos.
2. Descrito las principales ventajas y desventajas de las diferentes técnicas existentes.
3. Utilizando el circuito básico visto en la práctica, habrá realizado diferentes circuitos prácticos.

II. INTRODUCCION.

La multiplicación es una operación fundamental en el procesamiento de señales, dado lo cual resulta de gran importancia el análisis de las diferentes técnicas empleadas para la realización de los multiplicadores analógicos.

Los dispositivos electrónicos conocidos como multiplicadores, por lo general no están restringidos únicamente a realizar multiplicaciones, pues con las interconexiones apropiadas estos dispositivos pueden dividir, extraer raíces y elevar a una potencia.

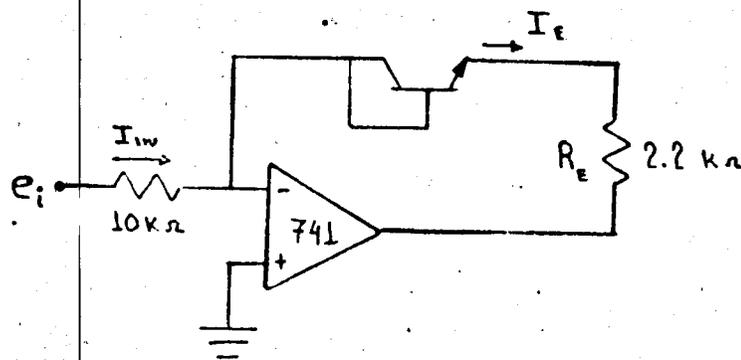
Las tres técnicas más utilizadas para la realización de dispositivos multiplicadores, son: Circuito logarítmico-antilogarítmico, Modulación por pulsos y Transconductancia Variable.

a) Circuito Logarítmico-Antilogarítmico.

Para poder comprender esta técnica de multiplicación, es necesario recordar el principio de los amplificadores logarítmicos.

Los amplificadores logarítmicos están basados en las propiedades logarítmicas de las uniones de silicio, el amplificador logarítmico más básico es aquel que posee un diodo en la trayectoria de realimentación de un amplificador operacional, este circuito es impráctico para operaciones logarítmicas sobre más de 1 ó 2 décadas, debido a que las corrientes de difusión causan un gran error.

Un mejor comportamiento se obtiene en un circuito en el cual se reemplaza el diodo por un transistor.



Este circuito requiere compensación de voltaje de offset y de corriente de polarización, para hacer dicha compensación se substituye el transistor por una resistencia de 1M.

Basados en la ecuación de Ebers-Mell, se puede demostrar que:

$$e_o = \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{I_{iN}}{I_{ES}} \right) - \frac{KT}{q} \left[\ln \alpha_N \left(1 - \frac{1}{\beta} \right) \right]$$

$$e_o = \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{I_{iN}}{I_{ES}} \right) - \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{\alpha}{N} \right)$$

donde: I_{ES} es la corriente de saturación de emisor
 α_N es la relación de corriente I_C/I_E

Para transistores con beta grande, este circuito reduce el error representado por el segundo término de la ecuación. La mayor limitación de este circuito es debido a su sensibilidad a la temperatura, KT/q cambia $0.33\%/^{\circ}C$ en la vecindad de $25^{\circ}C$ y αI_{ES} difiere del dispositivo y se dobla cada $10^{\circ}C$.

Un método para reducir la dependencia de la temperatura de los terminos I_{ES} y KT/q , consiste en utilizar dos transistores apareados y dos amplificadores operacionales.

$$\frac{KT}{q} \ln \frac{I_1}{I_{ES1}} - \frac{KT}{q} \ln \frac{I_2}{I_{ES2}} = \frac{KT}{q} \left[\ln \frac{I_1}{I_2} + \ln \frac{I_{ES2}}{I_{ES1}} \right]$$

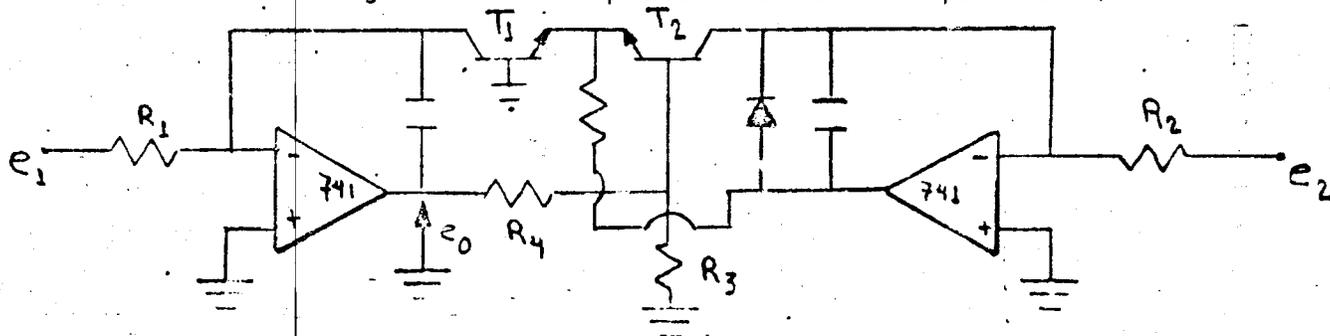
el término $\ln \frac{I_{ES2}}{I_{ES1}}$ es casi cero, si se cumple que:

$$I_{ES1} \approx I_{ES2}$$

donde:

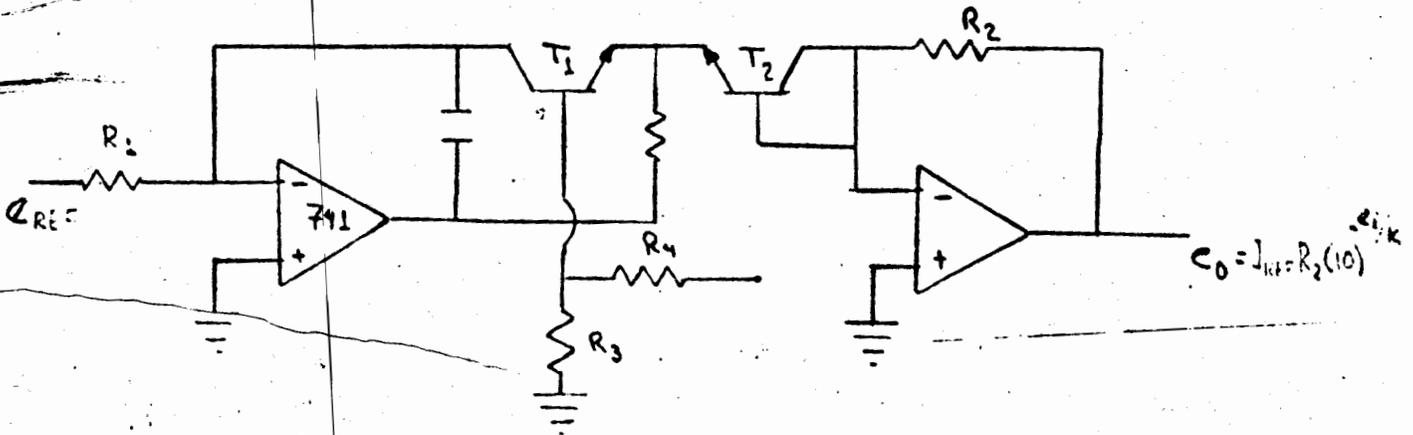
$$I_{C1} = I_1 = \frac{C_1}{R_1}, \quad I_{C2} = I_2 = \frac{C_2}{R_2}$$

Circuito logarítmico compensado contra temperatura.



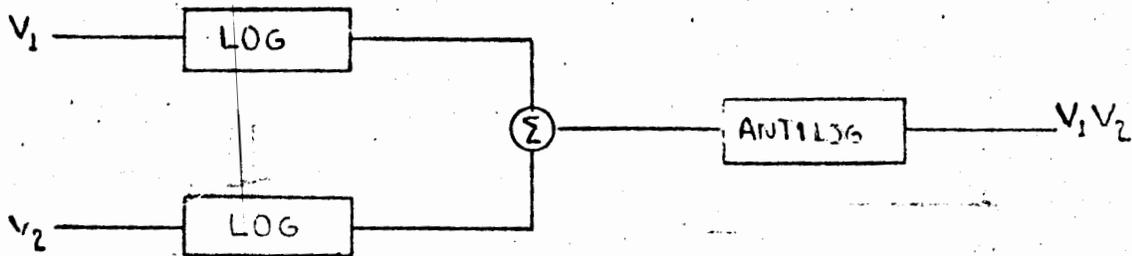
$$e_0 = - \frac{R_3 + R_4}{R_3} \frac{KT}{q} \ln \left[\frac{I_1}{I_2} + \ln \frac{I_{ES2}}{I_{ES1}} \right]$$

Si siguiendo los mismos pasos puede ser implementado un circuito antilogarítmico compensado contra temperatura



Una vez repasados los circuitos logarítmicos básicos, y recordando las propiedades de los logaritmos, estamos capacitados para implementar un multiplicador a partir de estos circuitos.

Si se suma el logaritmo de dos cantidades y se saca el antilogaritmo de esa suma, el resultado es el producto de las cantidades originales.



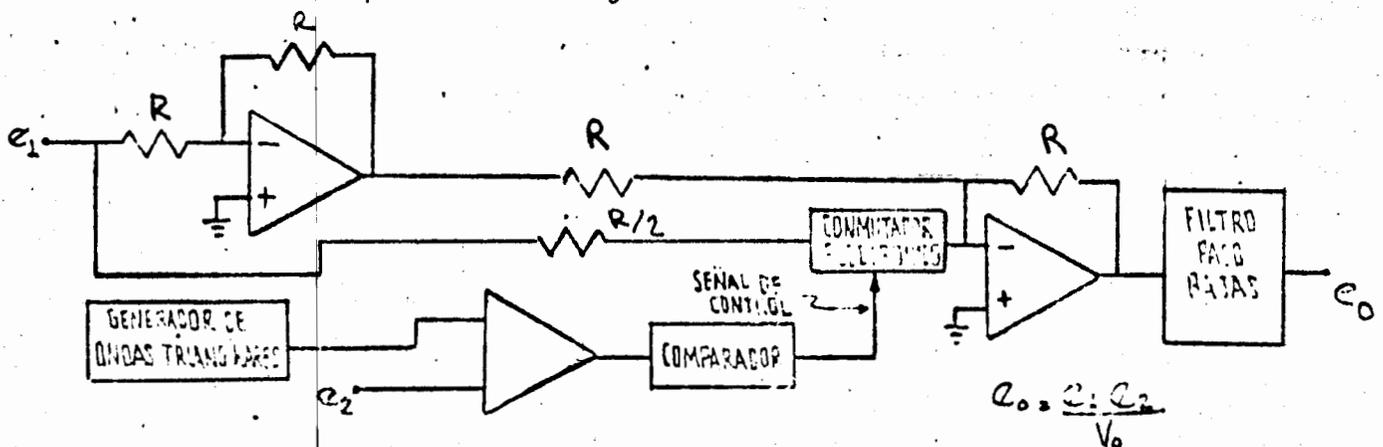
Puesto que el logaritmo de un número negativo no está definido, la multiplicación está restringida a un cuadrante. La operación de cuatro cuadrantes puede ser realizada aplicando un voltaje de compensación a los transistores de entrada.

Desgraciadamente este método de multiplicación posee una fuerte sensibilidad a los cambios de temperatura, y aún utilizando los

métodos de compensación contra temperatura explicados anteriormente, es muy difícil lograr una precisión mejor que el dos por ciento de precisión total.

b) Modulación por pulsos.

Otro método empleado en aplicaciones de precisión está basado en la técnica amplitud-ancho de pulso. Esta técnica no es muy práctica para ser implementada con circuitos integrados. El circuito típico es el siguiente.



donde: V_0 es el valor pico de la onda triangular.

Este método de multiplicación analógica ofrece una gran exactitud (errores $< 0.1\%$), mientras que se sacrifica rapidez y costo.

c) Transconductancia Variable.

La técnica de transconductancia variable es la implementación más directa de la multiplicación analógica y es por lo tanto idealmente la más disponible para la tecnología de circuitos integrados. Una entrada variable controla la ganancia (transconductancia) de un dispositivo activo, el cual amplifica la otra entrada en proporción al control de entrada.

La mayoría de los multiplicadores de transconductancia variable usan transistores de silicio como elementos activos, debido a su relación lineal entre corriente de colector y transconductancia dada por la siguiente ecuación:

$$\frac{d I_C}{d V_{BE}} = \frac{q}{KT} I_C$$

donde:

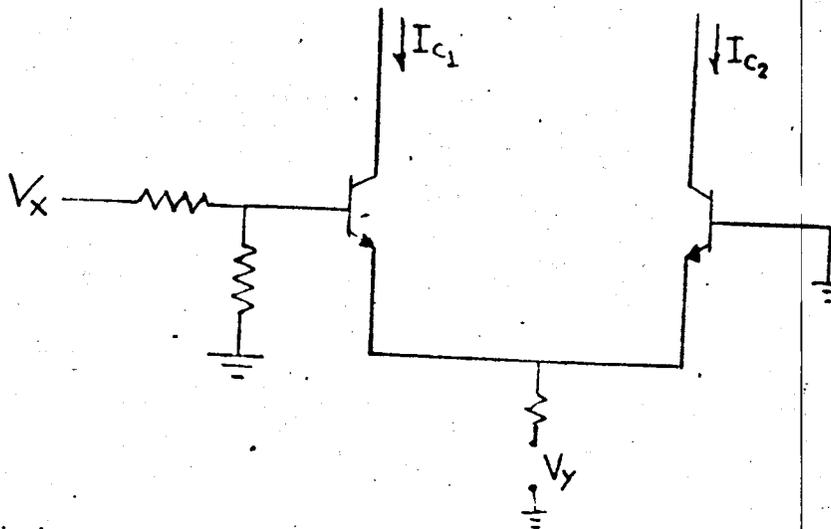
I_C = corriente de colector

V_{BE} = voltaje base emisor

La propiedad de multiplicación puede ser vista para incrementos lo suficientemente pequeños de I_C , V_{BE}

$$\Delta I_C = \frac{q}{KT} I_C \Delta V_{BE}$$

Un multiplicador básico de dos cuadrantes de transconductancia variable se muestra en la siguiente figura:

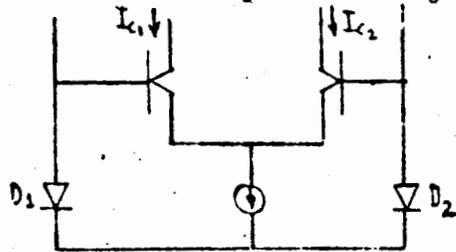


Las limitaciones prácticas de este circuito son:

1. La entrada Y está compensada para el V_{BE} y puede ser sólo más negativa que V_{BE} .

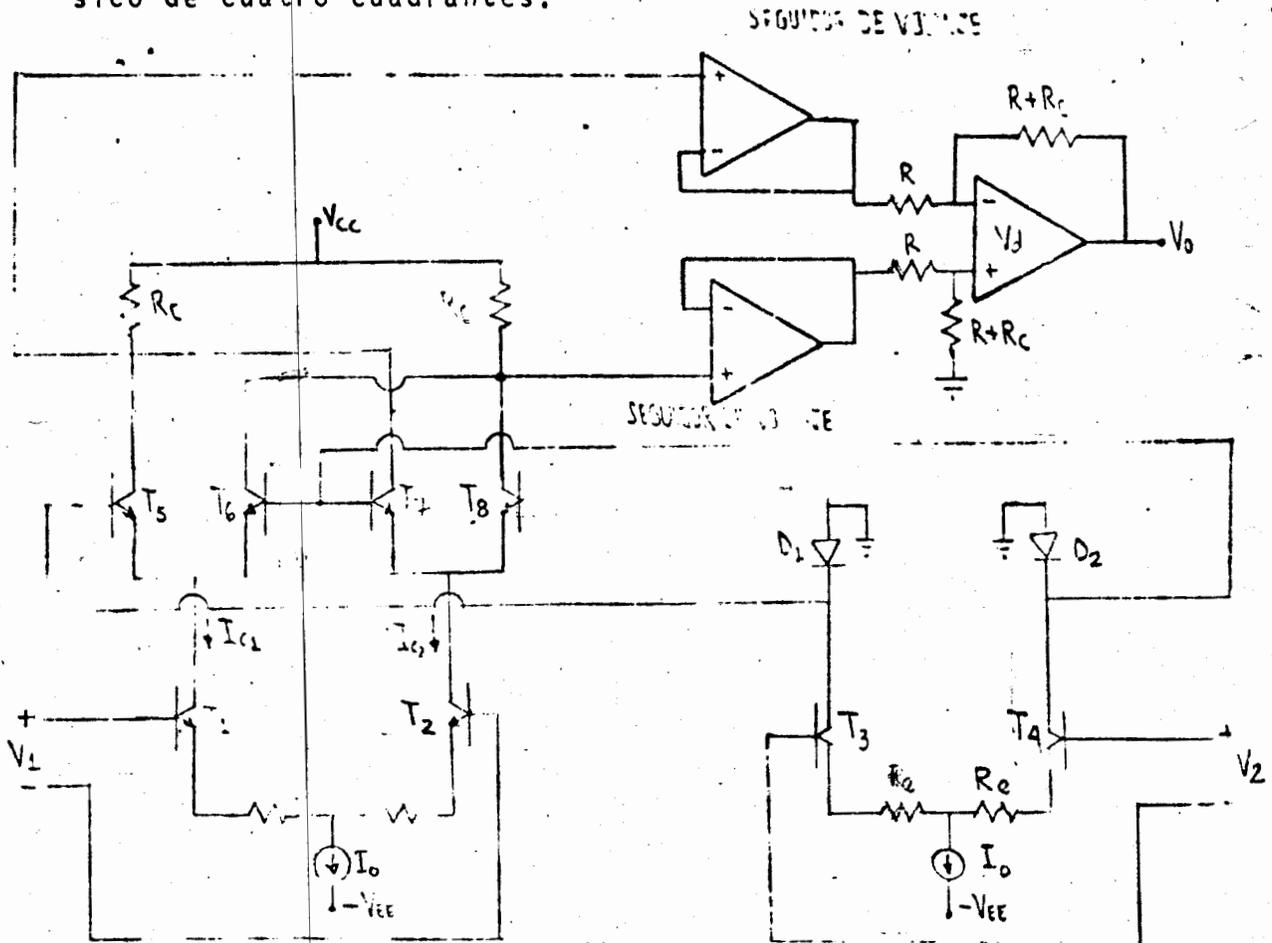
2. El factor de escala tiene un coeficiente de temperatura de -0.33% a 25°C .
3. La entrada X no es lineal debido a la relación exponencial I_C y V_{BE} .

Los errores de temperatura y linealidad pueden ser compensados haciendo uso de las propiedades logarítmicas de los diodos, como se muestra en la siguiente figura



El multiplicador básico linealizado de dos cuadrantes, puede ser extendido para opción en cuatro cuadrantes.

A continuación se muestra un diagrama de un multiplicador básico de cuatro cuadrantes.



Un multiplicador analógico de 4 cuadrantes, es un dispositivo en el cual el voltaje de salida es directamente proporcional a el producto de los dos voltajes de entrada (sin importar la polaridad de éstos).

$$V_0 = K V_1 V_2$$

El circuito mostrado es muy similar al dispositivo multiplicador de Motorola MC 1495/1595.

El MC 1495/1595 fué el primer circuito integrado disponible comercialmente, capaz de ejecutar una multiplicación lineal de cuatro cuadrantes. Este multiplicador básico requiere de muchos componentes externos para realizar su función en una aplicación práctica.

En la actualidad existen otros multiplicadores lineales de transconductancia de cuatro cuadrantes disponibles en forma monolítica. Estos multiplicadores trabajan con el mismo principio del MC 1595, pero poseen circuitería adicional en el mismo chip (como amplificadores operacionales), lo cual hace que usen muy pocos componentes externos, dándoles una gran versatilidad. Algunos de estos multiplicadores son: los dispositivos de Analog Devices, AD 530, AD 531, AD 532; el M530 de Intronic; el BB 4203 de Barr Brown; el XR 2205, etc.

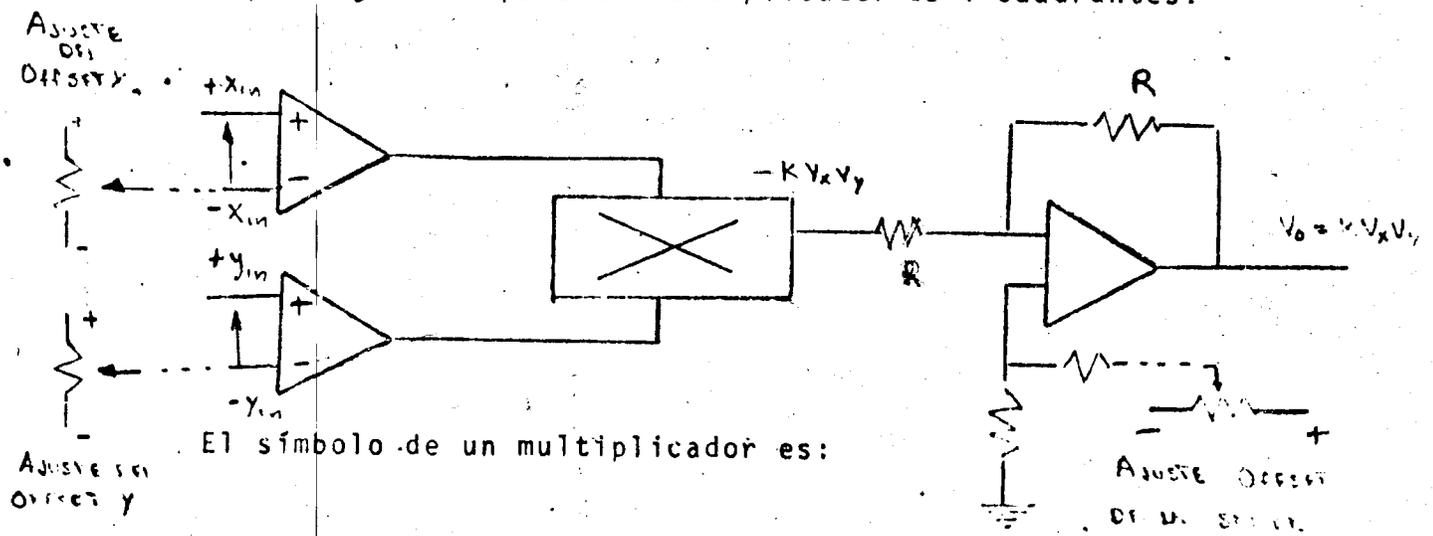
Ventajas de un multiplicador de transconductancia variable:

1. Buena exactitud. Error total menor de $\pm 0.25\%$ de la escala completa.
2. Gran ancho de banda. Anchos de banda arriba de 10 MHz.
3. Simplicidad, y bajo costo (con respecto al bajo costo, esto es relativo pues en la actualidad un multiplicador de este tipo en nuestro país, cuesta varios miles de pesos).

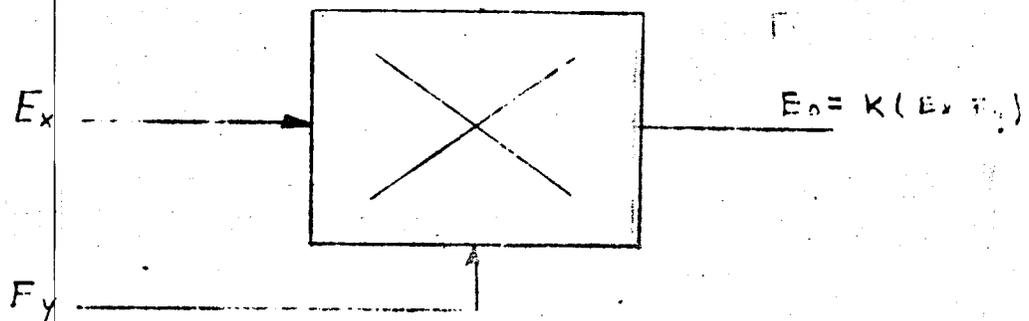
Factores que afectan la exactitud en los multiplicadores de transconductancia.

1. Compensación en X: causa alimentación a través de la señal Y cuando $X = 0$. Esta puede ser ajustada a cero por medio de ajuste de la compensación de la entrada X.
2. Compensación en Y: causa alimentación a través de la señal X cuando $Y = 0$, y puede similarmente ser ajustada a cero.
3. Factor de escala: puede ser ajustado a cero.
4. Compensación de salida.

Esquema general para un Multiplicador de 4 Cuadrantes.



El símbolo de un multiplicador es:



Funciones tales como la división, la potenciación, y la extracción de raíces, pueden ser realizadas si las interconexiones apropiadas son hechas en el multiplicador.

Por ejemplo: la división se puede realizar como una multiplicación, esto es $E_o = E_x/E_y = E_x (1/E_y)$. El recíproco de la función $(1/E_y)$ se puede generar poniendo la función dentro de el lazo de realimentación de un amplificador operacional.

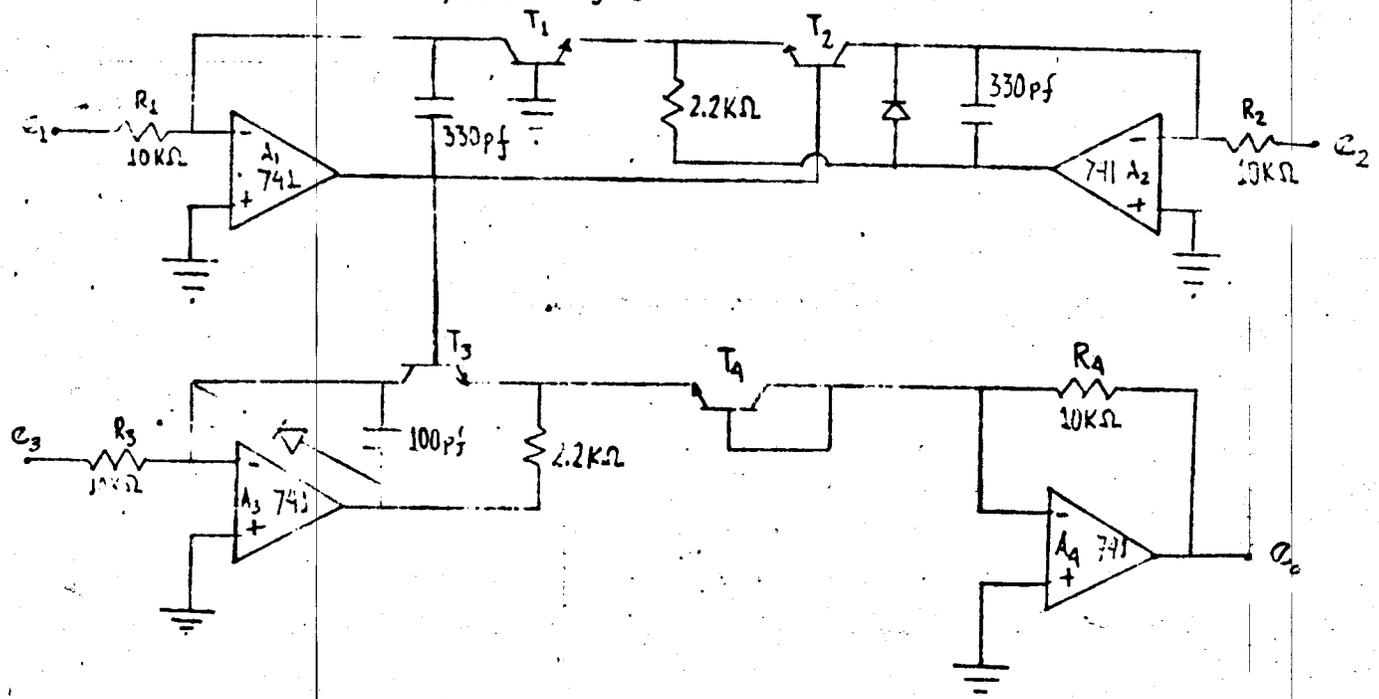
III. TRABAJO DE CASA.

1. Mencione las principales ventajas y desventajas, de cada una de las técnicas de multiplicación que se expusieron.
2. En base a diagramas de bloques, diseñe un circuito divisor y un circuito que eleve a la tercera potencia.
3. Para un multiplicador unipolar (de un solo cuadrante), diga cómo es posible obtener el producto de dos funciones senoidales.

IV. TRABAJO DE LABORATORIO.

1. Arme el circuito de la Fig. 1.
2. Balancee los offsets de los amplificadores A_1 y A_4 , de acuerdo con el método visto en la introducción.
3. Fije el voltaje V_2 a 10 volts, para obtener un factor de escala de 1/10.
4. Aplique los voltajes de O.C. que se van a multiplicar a las entradas e_1 y e_3 , observe el voltaje de salida y explique. (Diga si se obtiene el factor de escalamiento deseado).

5. De acuerdo con el punto 3 de el trabajo de casa, aplique señales senoidales a e_1 y e_3 , observe en el osciloscopio la señal de salida e_0 , y diga si la multiplicación ha sido bien realizada.
6. Para obtener un circuito divisor, las señales de entrada serán ahora e_1 y e_2 , siendo e_3 el voltaje que fija el factor de escala.
7. Repita los pasos 4 y 5



la expresión de salida e_0 está dada por:

$$e_0 = \left[\frac{R_4}{R_3} \quad \frac{R_2}{R_1} \right] \frac{e_3}{e_2} e_1$$

Transistores tipo 2N 3707 6 BC 548

CONVERSION ANALOGICA DIGITAL (ADC)

OBJETIVO:

- El alumno comprenderá la importancia de la conversión Analógica-Digital.
- Calculará y medirá el tiempo de respuesta de un convertidor.
- Obtendrá elementos para el diseño y construcción de ADC's.

INTRODUCCION:

La importancia que ha tomado últimamente la computadora como herramienta para el procesamiento de información, ha traído como consecuencia que más y más señales analógicas sean adecuadas para su manejo en ella.

Las formas de conversión Análogo-Digital son variadas y sus características diferentes son aplicadas según su uso práctico pues todas ellas presentan ventajas y desventajas.

El convertidor de tipo Comparador-Paralelo se esquematiza en la Fig. 1.

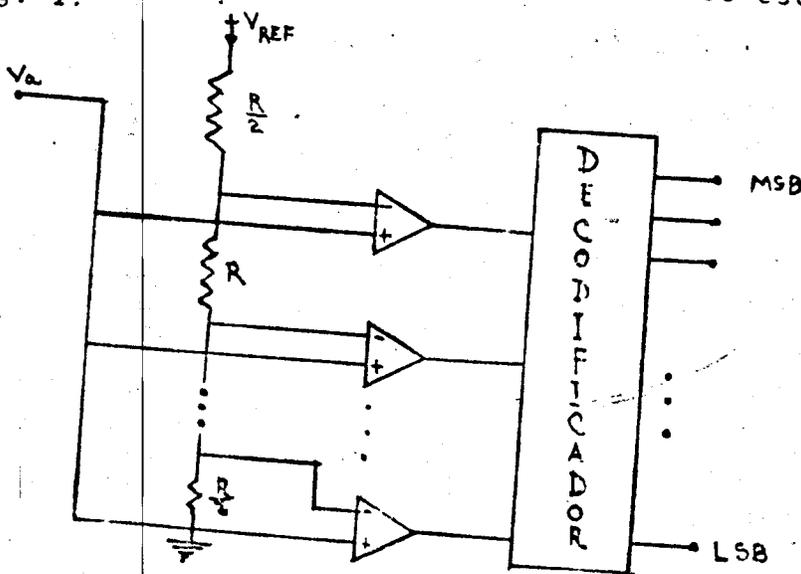


fig 1

Como puede verse, una parte proporcional del voltaje de referencia es comparado en cada operacional con el voltaje analógico a convertir de modo que la salida guarda una relación con el voltaje analógico. Es necesario un decodificador pues la salida no es cuantizada adecuadamente. Este tipo de convertidores tiene la ventaja de ser extremadamente rápido pues el tiempo de asentamiento sólo depende de la velocidad de respuesta de los comparadores y de la lógica digital del decodificador pero tiene la desventaja de necesitar una gran cantidad de elementos, tan sólo se necesitan $2^n - 1$ comparadores para un convertidor de este tipo donde n es el número de bits.

Un convertidor muy usado comercialmente es el de Aproximaciones sucesivas. Cuenta con un comparador, un registro de aproximaciones sucesivas y un DAC como puede verse en la Fig. 2.

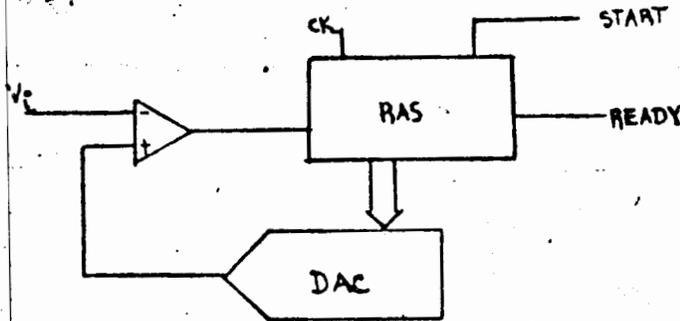


fig. 2

El RAS da una aproximación de la salida digital y dependiendo si ésta es mayor o menor del voltaje analógico se da la siguiente aproximación.

Otro de los convertidores muy usados es el de contador de rampa y consta de un DAC, un comparador y un contador. El diagrama de este convertidor se esquematiza en la Fig. 3.

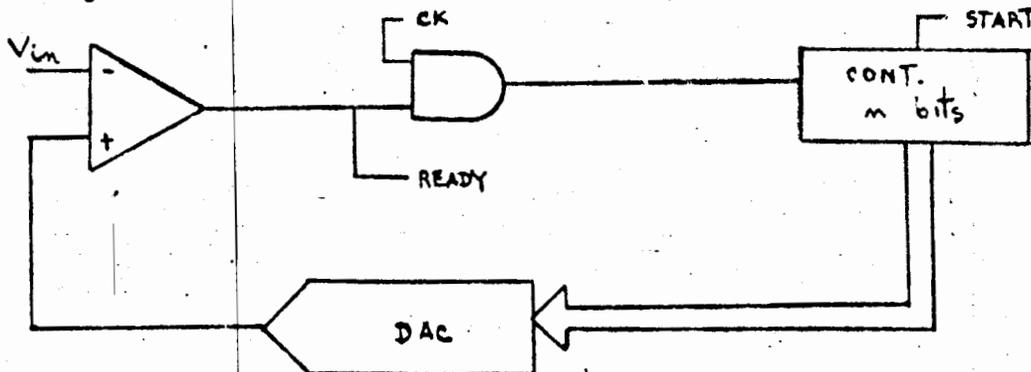


fig 3

En este tipo de convertidores, el contador empieza su conteo hasta que se alcanza el valor del voltaje analógico y ahí para su cuenta pues el reloj ya no pasa a éste.

Para hacer más rápido este convertidor, se suele hacer un arreglo como el que se muestra en la Fig. 4.

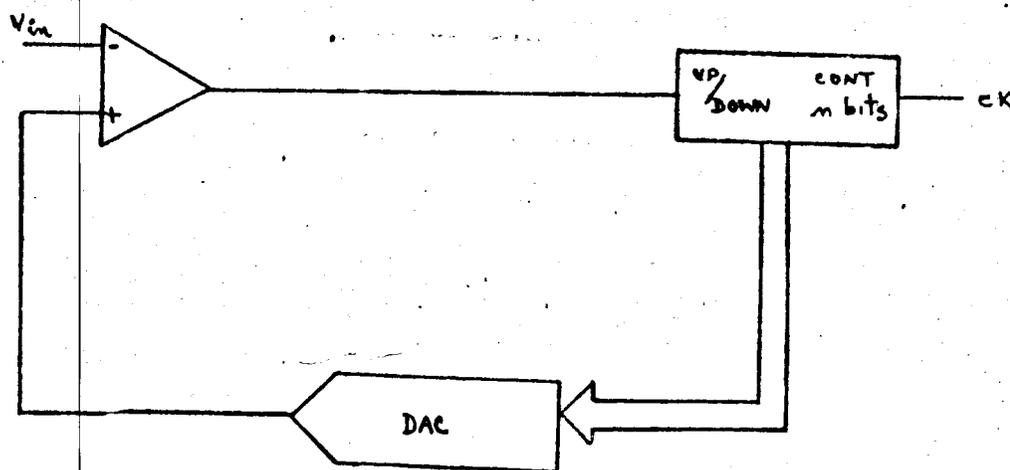
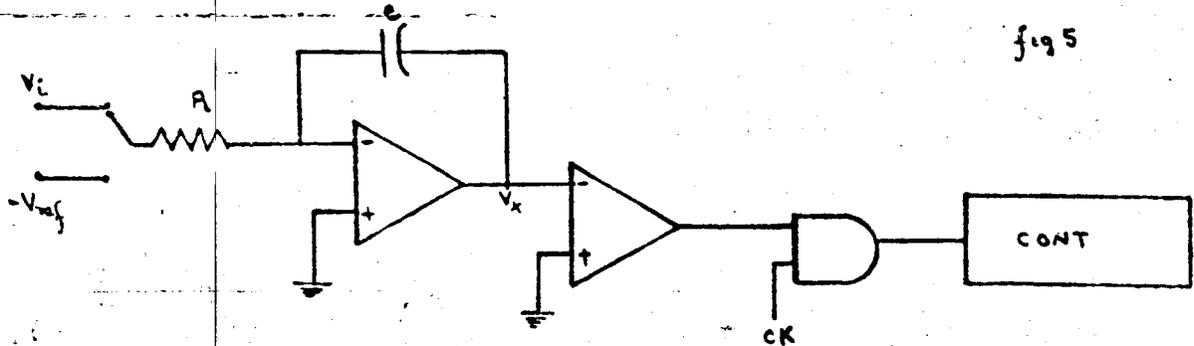


fig. 4

de modo que el contador no tiene que empezar su cuenta desde cero siempre, sino que si está muy próximo, en su cuenta anterior al nuevo voltaje analógico lo alcanza más rápidamente contando hacia arriba o hacia abajo.

Todos los convertidores anteriores, a excepción del primero, necesitan un DAC para funcionar, y esa es su principal desventaja. El convertidor de doble rampa o doble integración no lo necesita como puede verse en la Fig. 5.



Cuando el voltaje analógico es conectado, el integrador da a la salida una rampa con pendiente negativa, cuando alcanza el voltaje de referencia o cuando la cuenta del contador se llena, el switch es tomado a un voltaje de referencia negativo, de modo que la pendiente ahora es positiva; en el cruce por cero, la cuenta del contador se detiene y así el número binario es proporcional al voltaje analógico. El diagrama de tiempo se muestra en la Fig. 6.

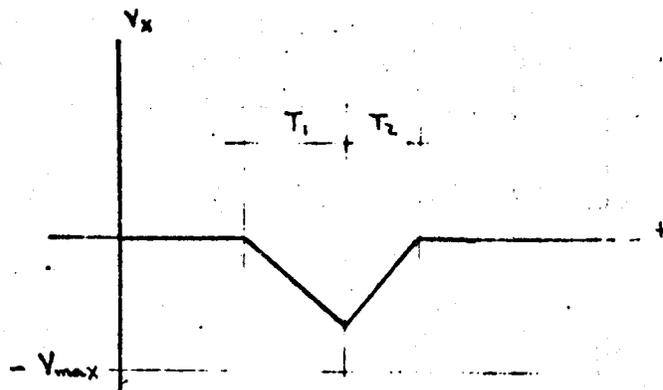


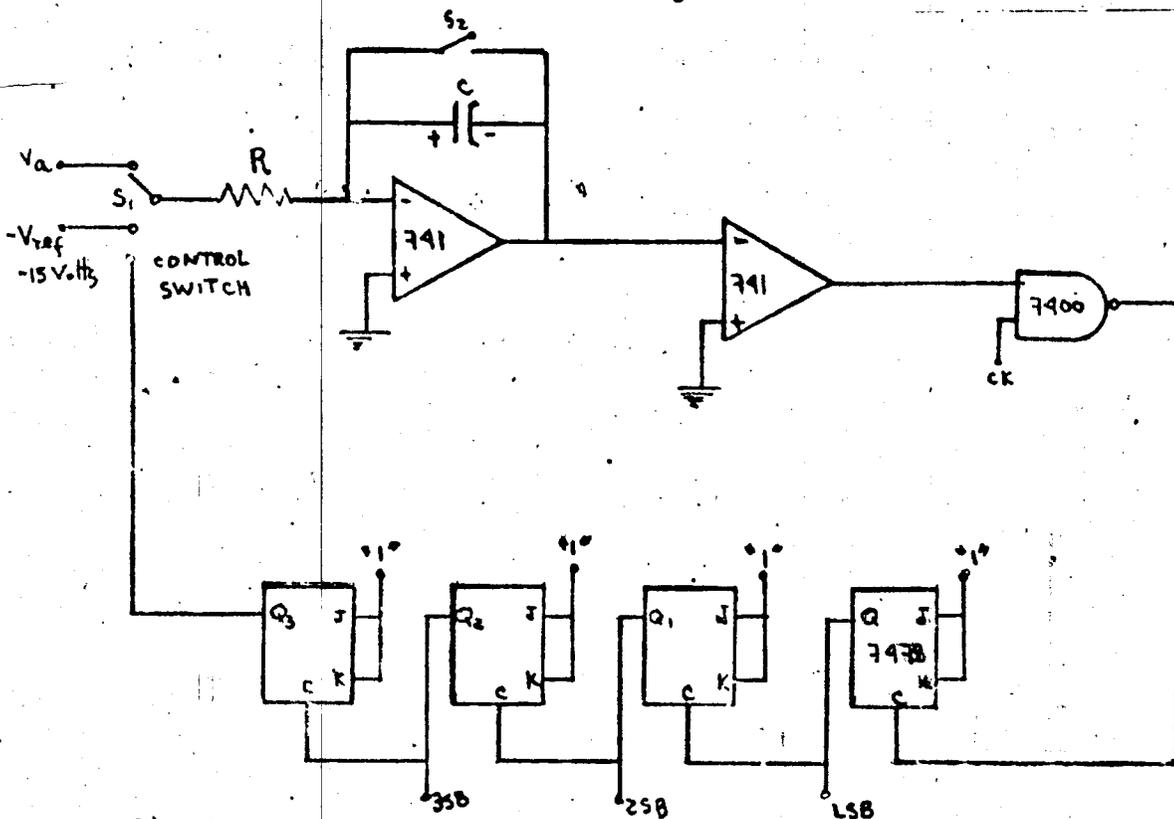
fig. 6

TRABAJO DE CASA.

Deduzca las ecuaciones de voltaje analógico en función de la cuenta binaria del convertidor de doble integración que se muestra en la Fig. 7.

TRABAJO DE LABORATORIO.

1) Asume el circuito de la Fig. 7.



2) Ajuste el reloj a _____ Hz.

Los switches pueden ser electrónicos () o manuales, ya que la constante de tiempo es muy grande.

3) Limpie los FF de modo que queden en cero.

4) Desconecte el switch S_2 y conecte el S_1 a el voltaje a convertir.

5) Cuando se llene la cuenta, el control del switch se pondrá en "1" lógico y en ese momento se debe conmutar a el voltaje de referencia.*

6) Cuando se llegue al cruce por cero, el contador se detendrá. Tome la lectura correspondiente a este voltaje.

7) Repita para al menos 5 voltajes analógicos y corrobore que la salida digital es proporcional al voltaje analógico.

* Es conveniente observar la salida del integrador en el osciloscopio para sincronizarse mejor.

CONVERTIDOR DIGITAL - ANALOGICO

(D A C)

OBJETIVO:

El alumno será capaz, al terminar la práctica de:

- a) Entender la importancia de la conversión Digital-Analógico.
- b) Comprender los conceptos de Resolución, Escala Completa, Monotonicidad y Error.
- c) Construir y probar un circuito convertidor Digital-Analógico.

INTRODUCCION.

El manejo de información en forma eficiente por las computadoras ha hecho que en los últimos años se concentre la atención en adecuar señales a la computadora.

El procesamiento digital de señales analógicas, para su almacenamiento o bien para su manejo en tiempo real, nos hace pensar que el punto de aplicación es un sistema analógico y que se nos hará necesario volver a pasar de una señal digital a una señal analógica.

En el caso de los sistemas de control digital, las órdenes dadas por la computadora o minicomputadora tienen que ser adecuadas para que un sistema analógico responda de manera que nosotros deseamos y es aquí donde los convertidores DAC son útiles.

Para un DAC es necesario tener una señal analógica proporcional al código digital de modo que el bit menos significativo (LSB)

tenga un peso mucho menor que el bit más significativo (MSB), o sea, una función de transferencia de la forma:

$$S = \frac{k_{ref}}{2^{n-1}} 2^0 a_0 + 2^1 a_1 + \dots + 2^{n-1} a_{n-1}$$

a_i = bit i - ésimo

de modo que si todos los bits son "1" la salida analógica será

$$S = k_{ref} / a_i = 1$$

Sin embargo, los DAC comerciales no nos dan exactamente esta relación, ya que es más fácil construir circuitos con la siguiente función:

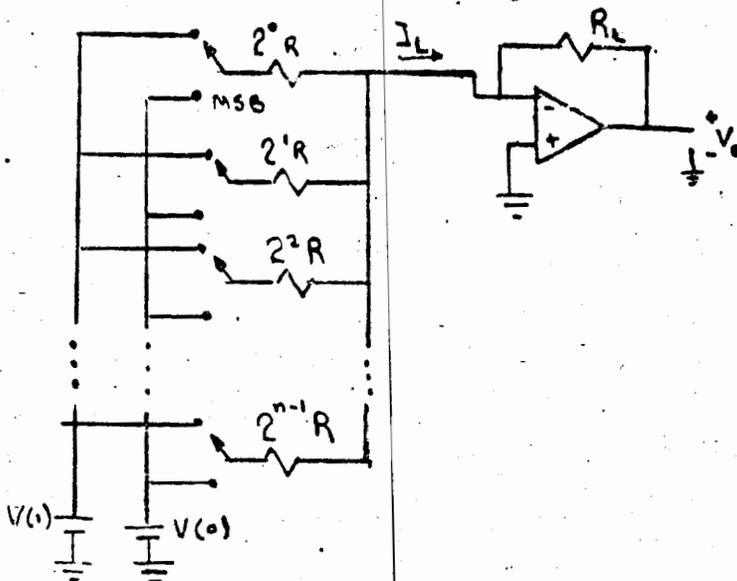
$$S = \frac{k_{ref}}{2^n} 2^0 a_0 + 2^1 a_1 + \dots + 2^{n-1} a_{n-1}$$

y cuando todos los bits son "1"

$$S = k_{ref} \frac{2^n - 1}{2^n}$$

lo que hace perder un nivel de precisión.

Los circuitos que pueden simular esta función son variados. Uno de estos es la Red de Resistencias Pesadas Binariamente como el circuito de la Fig. 1.



$$I_L = V_R \frac{a_{n-1}}{2^0 R} + \dots + \frac{a_1}{2^{n-2} R} + \frac{a_0}{2^{n-1} R}$$

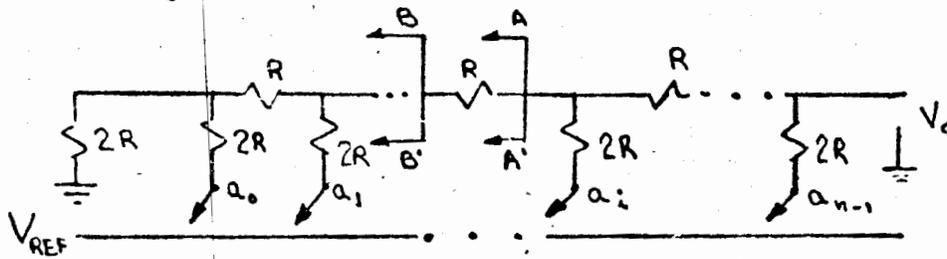
$$I_L = \frac{V_R}{R} \frac{a_{n-1}}{2^0} + \dots + \frac{a_1}{2^{n-2}} + \frac{a_0}{2^{n-1}}$$

$$I_L = \frac{2V_R}{2^n R} 2^{n-1} a_{n-1} + \dots + a_1 2^1 + a_0 2^0$$

$$K_{ref} = \frac{2V_R}{R}$$

Sin embargo esta red no es práctica ya que se necesita precisión en el valor de las resistencias, además de que la última resistencia sería de un valor muy alto y no podría construirse en forma integrada.

Otra red muy usada es la del tipo R - 2R como la que se muestra en la Fig. 2:



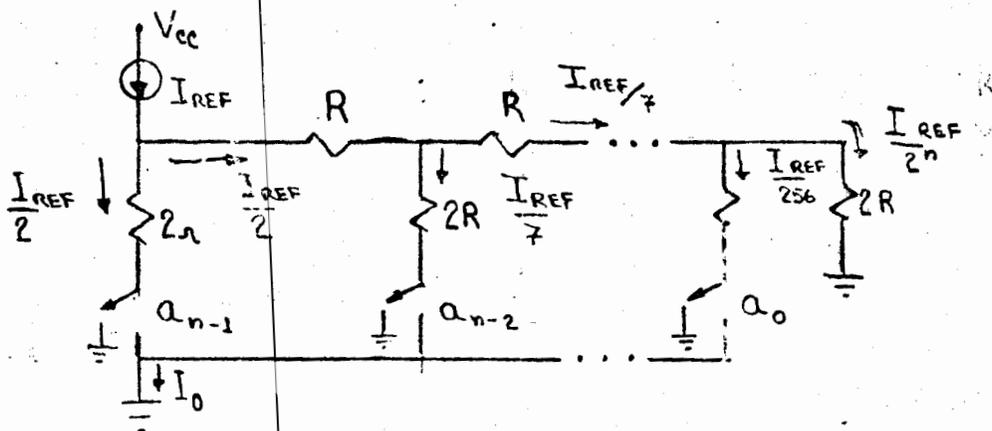
La resistencia vista desde las terminales BB' es siempre R y desde las terminales AA' es siempre 2R. Sacando equivalentes de Thevenin tendremos el peso de cada bit si lo conectamos en su caso a V_{REF} .

La salida será:

$$V_o = V_{REF} \left(\frac{a_{n-1}}{2^1} + \frac{a_{n-2}}{2^2} + \dots + \frac{a_0}{2^n} \right)$$

$$V_o = \frac{V_{REF}}{2^n} \left(a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_0 \cdot 2^0 \right)$$

Sin embargo los convertidores tipo R-2R más usados transmutan corriente como el que se muestra en la Fig. 3.



de modo que lo es:

$$I_o = I_{ref} \frac{a_{n-1}}{2^1} + \frac{a_{n-2}}{2^2} + \dots + \frac{a_0}{2^n}$$

TRABAJO DE CASA:

- 1) Investigar los conceptos de Resolución, Error, Escala completa (Full-Scale), y monotonicidad definidas para un DAC.
- 2) Buscar en manuales el circuito integrado DAC 08, decir bajo que principio de funcionamiento trabaja y una configuración típica.
- 3) Para el mismo IC copiar la resolución, error y Full scale.

