

CAPÍTULO

9 AMPLIFICADOR OPERACIONAL

INTRODUCCIÓN

El presente capítulo está dedicado al estudio detallado de los amplificadores operacionales.

Se comienza idealizando, este importante circuito integrado y se explorará su utilización en diseño, se estudian el amplificador inversor y no inversor.

Se presenta un procedimiento que proporciona un método general para el diseño de amplificadores, que está configurado para realizar la suma ponderada de cualquier número de tensiones de entrada.

Luego se estudiará varias aplicaciones útiles de los amplificadores operacionales incluyendo circuitos de resistencia negativa, integradores y convertidores de impedancia.

Luego se modifica el modelo matemático del amplificador operacional ideal haciendo los cambios respectivos necesarios para que el modelo coincida con el amplificador operacional ideal.

9.1. AMPLIFICADOR OPERACIONAL BÁSICO

Un amplificador es un circuito electrónico que contiene dispositivos T.B.J y F.E.T por lo general encapsulados que proporcionan ganancia de voltaje, corriente, potencia o permiten la transformación de impedancia.

Un amplificador diferencial es un tipo especial de circuito que se usa en una amplia variedad de aplicaciones.

En la figura 9.1 se muestra el símbolo del amplificador diferencial donde se muestran los dos terminales de entrada (1 y 2) y los dos terminales de salida (3 y 4).

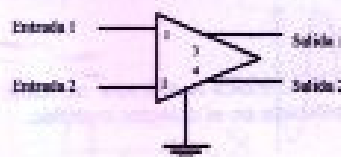


Figura 9.1. Símbolo del Amplificador Diferencial

En la figura 9.2. se muestra un circuito de un Amplificador Diferencial Básico que se empleará para analizar la relación entre estos terminales de entrada y salida.

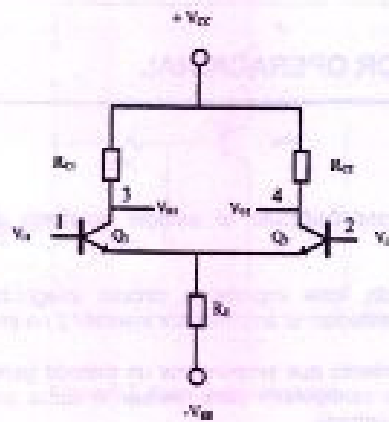


Figura 8.2. Circuito del Amplificador Diferencial Básico

8.1.1. AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CON ENTRADA DE UN SOLO EXTREMO

Consideremos la operación del amplificador diferencial con una sola señal de entrada aplicada al terminal (1), es decir:

- V_i 1
- El terminal (2) a tierra.

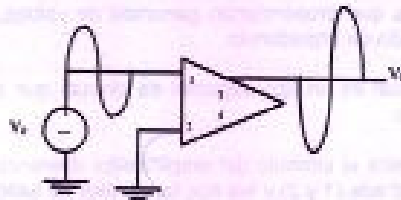


Figura 9.3. Amplificador Diferencial con una sola señal de entrada

El diagrama del circuito, figura 9.4., indica la entrada senoidal aplicada en la base de un transistor con la salida amplificada en el colector invertido.

Con la entrada (2) conectada a tierra podría esperarse que no hubiera salida en (4) pero es incorrecto.

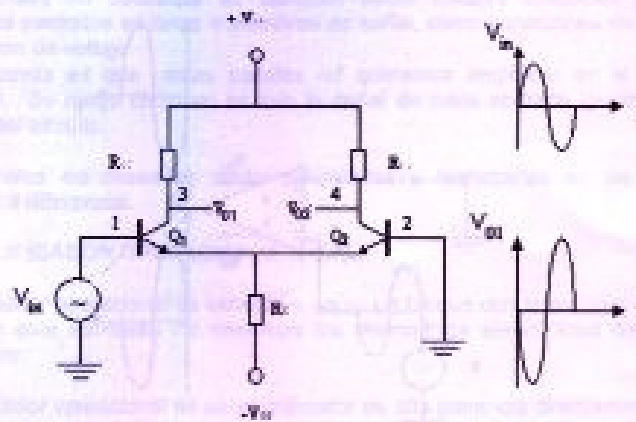


Figura 9.4. Entrada senoidal aplicada en la base de un transistor con la salida amplificada en el colector inversor.

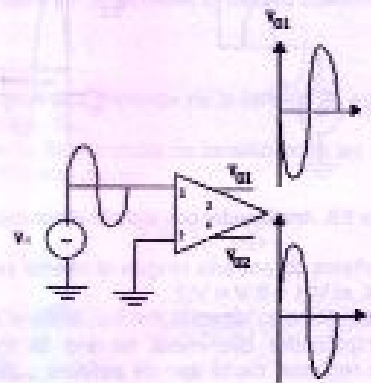
La entrada en el terminal (1) V_{i1} es un pequeño voltaje senoidal con respecto a tierra. Puesto que R_e está conectada en común con ambos emisores aparece un voltaje debido a V_{i1} , en el punto de emisor común de aproximadamente $0.5 V_{i1}$ debido a que se produce por el efecto de seguidor de emisor, este voltaje es medido del emisor a tierra por lo tanto el voltaje medido de la base - emisor será opuesto a la de emisor - tierra de Q_2 .

La acción de amplificación del transistor Q_2 y de la R_{c2} proporciona una salida en el colector de Q_2 que es amplificada e invertida a partir de la señal que se desarrolló a través de la base de Q_2 .

En resumen si existe V_{i1} en (1) se produce en:

- (4) V_{o2} en fase
- (3) V_{o1} en contrafase

tanto V_{o1} y V_{o2} están desfasados y son de la misma amplitud tenemos lo siguiente (ver figura 9.5.)



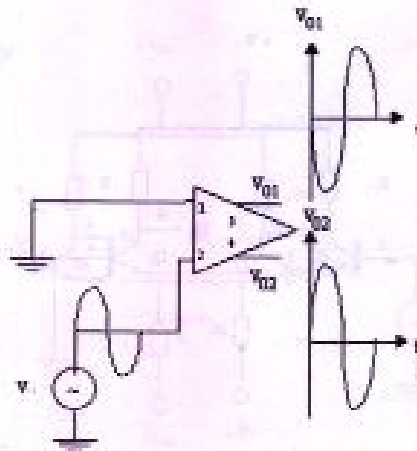


Figura 9.5.b

Figura 9.5.a y Figura 9.5.b Amplificadores diferenciales con una sola entrada.

9.1.2. OPERACIÓN CON ENTRADA DIFERENCIAL.

Es posible aplicar señales a cada uno de los terminales de entrada, apareciendo salidas de polaridad opuesta en los dos terminales de salida. Usualmente el modo de doble entrada o diferencial se emplea cuando las dos señales de entrada son de polaridad opuesta y casi de la misma amplitud.

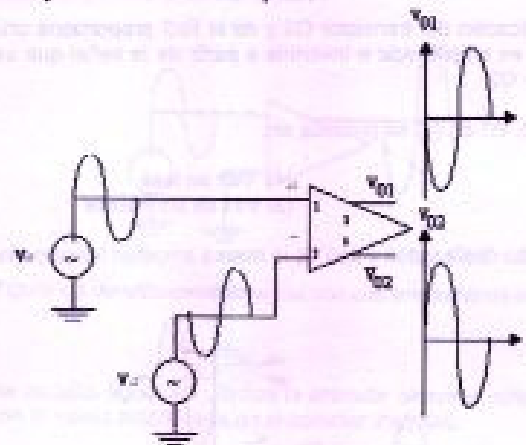


Figura 9.6. Amplificador con entrada diferencial

Para el caso en que las señales de entrada tengan la misma polaridad y de la misma magnitud para el caso ideal, el $V_{o1} = 0$ $V = V_{o2}$.

Una característica del amplificador diferencial tal vez la más importante es su capacidad para cancelar o rechazar cierto tipo de señales o de voltajes indeseables.

Estas señales no deseadas se conocen como voltajes inducidos por campos magnéticos parásitos en tierra o alambres de señal, como variaciones de voltaje en la alimentación de voltaje.

La importancia es que estas señales no queremos amplificar en el amplificador diferencial. Su rango distintivo es que la señal de ruido aparece igualmente en las entradas del circuito.

Estas señales no deseadas serán canceladas o rechazadas en las salidas del amplificador diferencial.

9.2 AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL.

El amplificador operacional se considera como un bloque con terminales de entrada y salida. En este momento no interesan los dispositivos electrónicos dentro de ese amplificador.

El amplificador operacional es un amplificador de alta ganancia directamente acoplado que en general se alimenta con fuentes positivas y negativas. Esto permite que la salida tenga niveles tanto por arriba como por abajo de tierra.

El nombre de Amplificador Operacional se deriva de las utilizaciones originales de circuitos con estos amplificadores. Realizar operaciones matemáticas en componentes analógicos.

En la figura 9.7 se presenta el símbolo del amplificador operacional y el circuito equivalente:

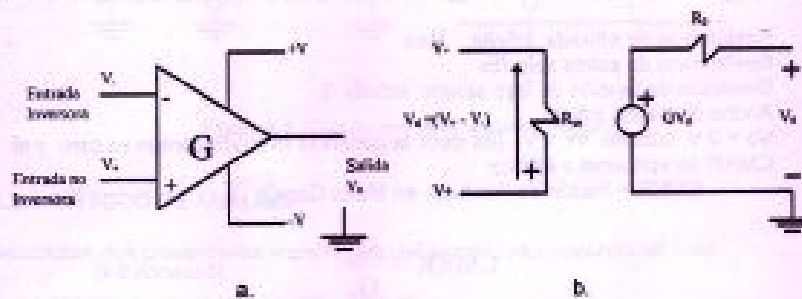


Figura 9.7. a) Símbolo; b) Circuito equivalente.

El modelo contiene:

- a.- Una fuente de tensión que depende de la tensión de entrada $G \cdot V_d$
- b.- Impedancia de salida R_o
- c.- La salida depende de la diferencia de tensión entre las entradas. Se define la Tensión Diferencial de Entrada como:

$$V_d = V_+ - V_- \quad (\text{Ecuación 9.1})$$

- d.- La impedancia de entrada del amplificador operacional se representa con una resistencia R_{in}

$$V_o = G(V_+ - V_-) = GV_d \quad (\text{Ecuación 9.2})$$

donde G representa la ganancia de lazo abierto y es igual a:

$$G = \frac{V_o}{V_d} \quad (\text{Ecuación 9.3})$$

Ejemplo:

Sea

$$V_+ = E \text{ sen}(wt)$$

$$V_- = 0V$$

$$V_o = -EG \text{ sen}(wt)$$

cuando

$$V_+ = E \text{ sen}(wt)$$

$$V_- = 0V$$

$$V_o = +EG \text{ sen}(wt)$$

9.2.1. CARACTERÍSTICAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL.

- 1.- Resistencia de entrada infinita R_{en}
- 2.- Resistencia de salida cero R_o
- 3.- Ganancia de tensión de lazo abierto infinita G
- 4.- Ancho de banda infinito
- 5.- $V_o = 0V$, cuando $V_+ = V_-$ (Es decir la ganancia en modo común es cero y el CMRR se aproxima a infinito)

CMRR = Razón de Rechazo en Modo Común

$$\text{CMRR} = \frac{G_d}{G_c} \quad (\text{Ecuación 9.4})$$

donde: G_d = Ganancia en modo diferencial

G_c = Ganancia en modo común

Que implica el hecho de que la ganancia de lazo abierto G sea infinita?

$$V_+ - V_- = \frac{V_o}{G} \quad (\text{Ecuación 9.5})$$

Si G tiende al infinito, entonces $V_+ - V_- = 0$ por lo tanto $V_+ = V_-$ y como R_{en} es infinito, la corriente en cada entrada inversora y no inversora es cero.

Los amplificadores operacionales prácticos tienen ganancia de tensión alta (por lo general 10^6 a baja frecuencia), pero esta ganancia varía con la frecuencia. Por esta razón no se utiliza un amplificador operacional en la forma mostrada en la figura 9.7.

esta configuración se conoce como de lazo abierto porque no existe retroalimentación de la salida a la entrada (esta configuración es útil para aplicaciones como comparador). La configuración más común para aplicaciones lineales es el circuito de lazo cerrado con retroalimentación.

Si los elementos de retroalimentación (externos) se colocan entre la salida y la entrada inversora disminuye la ganancia de lazo cerrado, a relación de transferencia ya que una parte de la salida se resta de la entrada.

La retroalimentación no solo disminuye la ganancia total si no que hace a la ganancia menos sensible al valor de G .

Con retroalimentación la ganancia de lazo cerrado depende de los elementos del circuito externo y es independiente de G .

En la figura 9.8. se muestra un circuito simple con el amplificador operacional y con retroalimentación negativa (lazo cerrado).

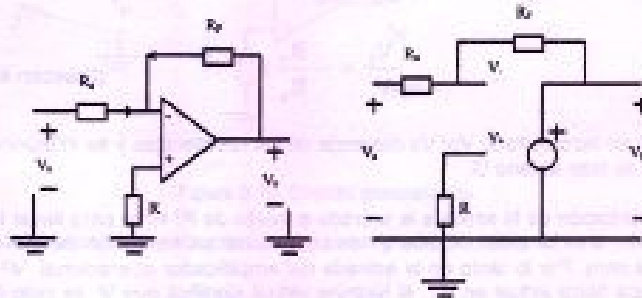


Figura 9.8. Circuito con retroalimentación negativa.

9.2.2. MÉTODO DE ANÁLISIS

Se utilizan dos propiedades importantes del amplificador operacional ideal.

1. La tensión entre V_+ y V_- es cero o $V_+ = V_-$.
2. La corriente tanto en V_+ como en V_- es cero.

El método desarrollado paso a paso para analizar cualquier circuito con Amplificadores Operacionales Ideales es:

- 1.- Se escribe la ecuación de nodos de Kirchhoff en el terminal no inversor, V_+
- 2.- Se escribe la ecuación de nodos de Kirchhoff en el terminal inversor, V_-
- 3.- Se hace $V_+ = V_-$ y se resuelven las ganancias de lazo cerrado que se desean.

Nota: Al realizar los 2 primeros pasos recuérdese que las corrientes tanto en V_+ y V_- es cero.

9.2.3. EL AMPLIFICADOR INVERSOR.

En la figura 9.8. se ilustra un amplificador inversor con retroalimentación.

Se desea despejar la tensión de salida V_o en términos de la tensión de entrada V_a para lo cual se seguirá el procedimiento paso a paso descrito anteriormente.

1.- La ecuación de nodos de Kirchoff en V_+ da:

$$V_+ = 0 \text{ V} \tag{Ecuación 9.6}$$

2.- La ecuación de nodos de Kirchoff en V_- da:

$$\frac{V_a - V_-}{R_s} + \frac{V_o - V_-}{R_f} = 0 \tag{Ecuación 9.7}$$

3.- Haciendo $V_+ = V_-$ se obtiene:

$$\frac{V_a}{R_s} + \frac{V_o}{R_f} = 0$$

$$\frac{V_o}{V_a} = - \frac{R_f}{R_s} \tag{Ecuación 9.8}$$

La ganancia de lazo cerrado V_o/V_a depende de las resistencias y es independiente de la ganancia de lazo abierto G .

La retroalimentación de la salida a la entrada a través de R_f sirve para llevar la tensión diferencial $V_i = V_+ - V_-$ a cero. Como V_+ es cero, la retroalimentación tiene el efecto de llevar a V_- a cero. Por lo tanto en la entrada del amplificador operacional $V_+ = V_- = 0$ V y existe una tierra virtual en V_- . el término virtual significa que V_- es cero (potencial de tierra) pero no fluye ninguna corriente real en este cortocircuito ya que no puede fluir ninguna corriente por V_- y V_+ .

Para el caso de entradas múltiples como se indica en la figura 9.9. :

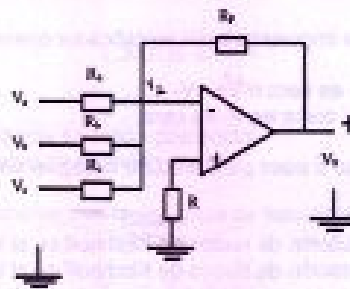


Figura 9.9. Circuito con entradas múltiples

1.- $V_+ = 0$

$$2.- \frac{V_- - V_o}{R_f} + \frac{V_- - V_a}{R_b} + \frac{V_- - V_o}{R_c} + \frac{V_- - V_c}{R_e} = 0$$

$$3.- V_- = V_+ = 0$$

$$V_o = -R_f \left(\frac{V_a}{R_b} + \frac{V_c}{R_e} + \frac{V_o}{R_c} \right) = -R_f \sum_{j=1}^n \left(\frac{V_j}{R_j} \right) \quad \text{(Ecuación 8.8)}$$

Este resultado puede extenderse para incluir componentes no resistivos; cambiando R_a por Z_a y R_f por Z_f , tal como se indica en la figura 9.10.

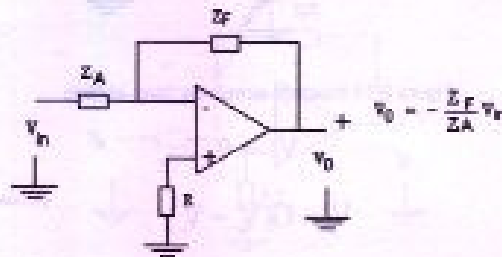


Figura 9.10. Circuito generalizado.

Un circuito útil basado en este principio es el integrador de Miller en este caso:

$$Z_f = \frac{1}{j\omega C} \quad \text{(Ecuación 9.10)}$$

$$Z_A = R$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{1}{j\omega RC} \quad \text{(Ecuación 9.11)}$$

esta expresión está en el dominio de ω ; pero pasando al dominio del tiempo tiene la forma de una integral, por lo que al circuito se lo conozco como INTEGRADOR INVERSOR, tal como se indica a continuación:

$$V_o(t) = \left(-\frac{1}{RC}\right) \int_0^t V_i(\tau) d\tau \quad \text{(Ecuación 9.12)}$$

Para el caso en que Z_f sea igual R y Z_A sea igual a C estamos en el caso de un circuito DERIVADOR INVERSOR cuya expresión es la siguiente:

$$V_o(t) = -RC \frac{\partial V_i}{\partial t} \quad \text{(Ecuación 9.13)}$$

Utilizando el procedimiento paso a paso y determinar V_o en términos de las tensiones de entrada:

1.- Inversor Simple de lazo abierto: (ver figura 9.11.)

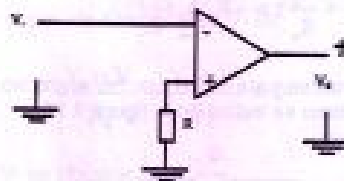


Figura 9.11 Inversor simple de lazo abierto

$$V_+ = 0$$

$$V_o = G(V_+ - V_-) \quad \text{(Ecuación 9.14)}$$

$$V_o = -GV_- \quad \text{(Ecuación 9.15)}$$

2.- Divisor de tensión en lazo abierto (ver figura 9.12.)

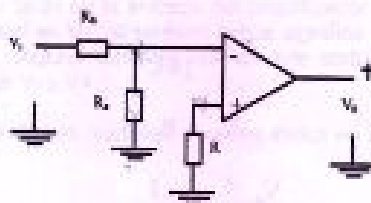


Figura 9.12. Divisor de tensión en lazo abierto.

$$V_+ = 0$$

$$\frac{V_i - V_-}{R_1} + \frac{0 - V_-}{R_2} = 0$$

$$V_- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i \quad \text{(Ecuación 9.16)}$$

$$V_o = -GV_-$$

$$\text{(Ecuación 9.17)}$$

$$V_o = -\frac{GR_2}{R_1 + R_2} V_i$$

3.- Sumador inversor doble con ganancia (ver figura 9.13.)

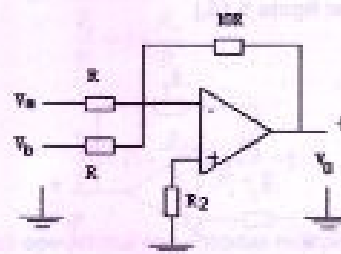


Figura 9.13 Sumador inversor doble con ganancia.

9.2.4. EL AMPLIFICADOR NO INVERSOR.

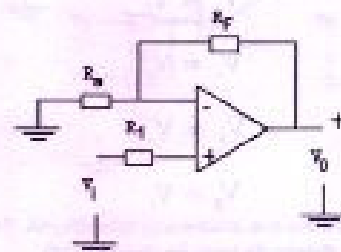


Figura 9.14 Amplificador no inversor.

Para analizar este circuito se sigue de nuevo el mismo procedimiento planteado en la sección anterior:

$$V_+ = V_i$$

$$\frac{V_- - 0}{R_2} + \frac{V_- - V_o}{R_f} = 0$$

luego $V_+ = V_-$ entonces $V_+ = V_i = V_-$

$$\frac{V_i}{R_s} + \frac{V_i - V_o}{R_f} = 0$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R_s} \quad \text{(Ecuación 9.18)}$$

Ejemplos.

1.- Seguidor de tensión (ver figura 9.15.)

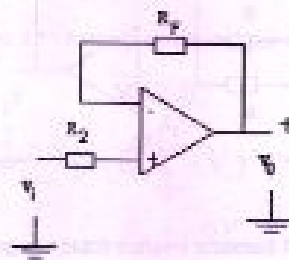


Figura 9.15. Seguidor de tensión

$$V_+ = V_i$$

$$V_- = V_o$$

$$V_+ = V_-$$

$$V_o = V_i$$

2.- Entrada no inversora con divisor de tensión (figura 9.16)

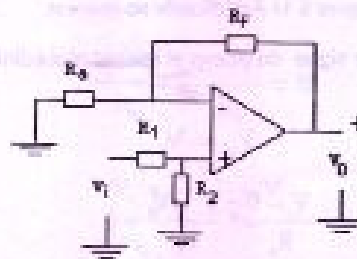


Figura 9.16. Entrada no inversora con divisor de tensión.

$$\frac{V_i - V_-}{R_1} + \frac{0 - V_-}{R_2} = 0$$

$$V_- = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i \quad \text{(Ecuación 9.19)}$$

$$\frac{0 - V_-}{R_s} + \frac{V_o - V_-}{R_f} = 0$$

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R_s}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(1 + \frac{R_f}{R_s}\right) \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \quad \text{(Ecuación 9.20)}$$

3. análisis del amplificador operacional con entradas múltiples (ver figura 9.17)

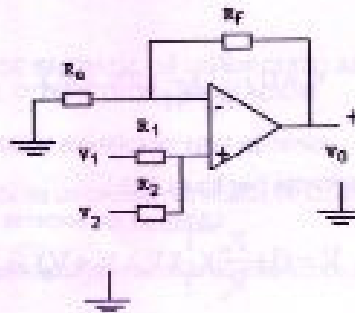


Figura 9.17. Amplificador operacional con entradas múltiples.

$$\frac{V_i - V_-}{R_1} + \frac{V_2 - V_-}{R_2} = 0$$

$$V_- = \left(R_1 // R_2\right) \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}\right) \quad \text{(Ecuación 9.21)}$$

$$\frac{0 - V_-}{R_s} + \frac{V_o - V_-}{R_f} = 0$$

$$V_- = \frac{R_s}{R_s + R_f} V_o$$

$$V_o = V_i$$

$$V_o(R_1 // R_2) \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right) \left(\frac{R_a + R_f}{R_a} \right) \quad \text{(Ecuación 9.22)}$$

4.- Suma ponderada de 2 entradas (ver figura 9.18.)

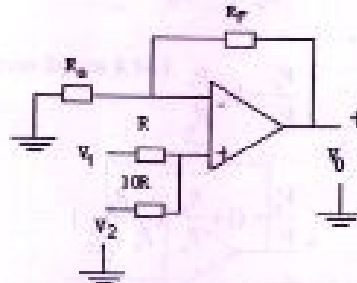


Figura 9.18. Suma ponderada de 2 entradas.

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_a} \right) \left(\frac{1}{11} \right) (10V_1 + V_2) \quad \text{(Ecuación 9.23)}$$

5.- Suma ponderada de 3 entradas (ver figura 9.19.)

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_a} \right) \left(\frac{1}{3} \right) (V_1 + V_2 + V_3) \quad \text{(Ecuación 9.24)}$$

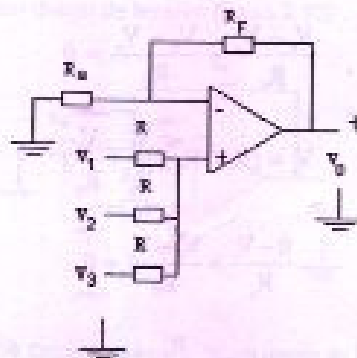


Figura 9.19. Suma ponderada de 3 entradas

6.- Suma ponderada de 2 entradas con divisor de tensión (ver figura 9.20)

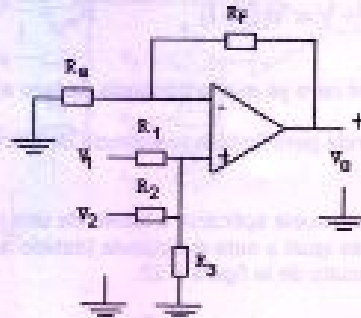


Figura 9.20. Suma de 2 entradas con divisor de tensión

$$V_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R_3}\right) \left(\frac{R_1 // R_2 // R_3}{R_1}\right) \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}\right) \quad \text{(Ecuación 9.25)}$$

9.3. RESISTENCIA DE ENTRADA DE UN CIRCUITO AMPLIFICADOR OPERACIONAL CON RETROALIMENTACION.

La resistencia de entrada del amplificador ideal es infinita.

La resistencia de entrada de un circuito compuesto de un amplificador operacional ideal con componentes externos no es infinita

Analicemos para el amplificador operacional no inversor de la figura 9.21.

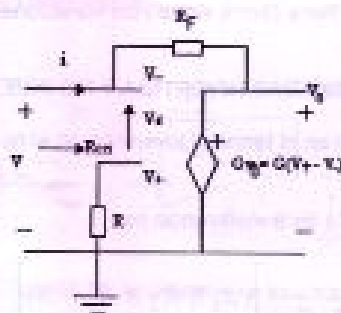


Figura 9.21. Resistencia de entrada

$$i = \frac{V - V_d}{R_f} \quad i = \frac{V - GV_d}{R_f} \quad V_d = -V \quad \text{(Ecuación 9.26)}$$

$$iR_f = GV + V = V(G+1) \quad R_{in} = \frac{V}{i} = \frac{R_f}{G+1}$$

La resistencia de entrada es cero ya que la ganancia de lazo abierto G es infinita.

Si se supone que G es grande pero finita la resistencia de entrada es pequeña y proporcional a Rf.

Cuando la tensión de entrada suele aplicarse a través de una resistor, la resistencia de entrada vista por la fuente es igual a esta resistencia (debido a la tierra virtual), como se puede observar en el circuito de la figura 9.22.

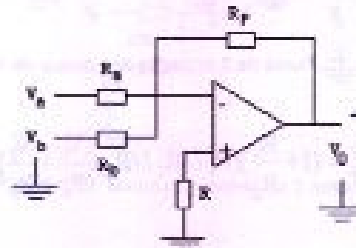


Figura 9.22. Análisis de la resistencia de entrada.

De lo analizado anteriormente y con la ayuda de gráfico llegamos a la conclusión de que:

- R entrada vista por Va es Ra
- R entrada vista por Vb es Rb

Como V- está aterizada a tierra (tierra virtual) las variaciones en Va no afectan a Vb y viceversa.

9.3.1. ENTRADAS COMBINADAS INVERTIDA Y NO INVERTIDA.

Se presenta entradas tanto en el terminal inversor y en el no inversor tal como se indica en la figura 9.23.

Para este circuito la relación de transferencia es:

$$V_o = \left[1 + \frac{R_f}{R_a \parallel R_b \parallel R_c \parallel \dots} \right] (R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel \dots) \left[\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \dots \right] - \left[\frac{R_f}{R_a} V_a + \frac{R_f}{R_b} V_b + \frac{R_f}{R_c} V_c + \dots \right] \quad \text{(Ecuación 9.27)}$$

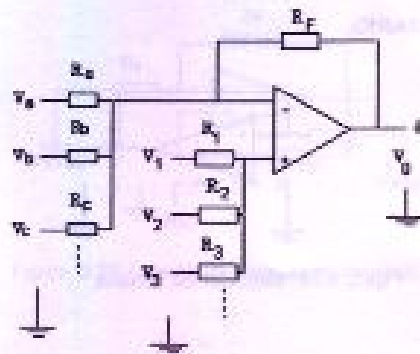


Figura 9.23. Entradas combinadas invertida y no invertida

9.4. APLICACIONES LINEALES CON AMPLIFICADORES OPERACIONALES

9.4.1. MULTIPLICADOR DE GANANCIA CONSTANTE INVERSOR.

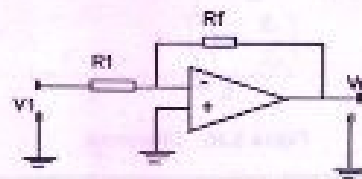


Figura 9.24. Multiplicador inversor de ganancia constante

9.4.2. AMPLIFICADOR NO INVERSOR.

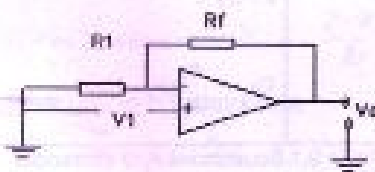


Figura 9.25. Amplificador no inversor

9.4.3. SEGUIDOR UNITARIO.

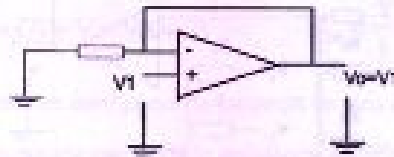


Figura 9.26. Seguidor de Tensión

9.4.4. DIFERENCIAL.

$V_0 = f(V_{s1} - V_{s2})$

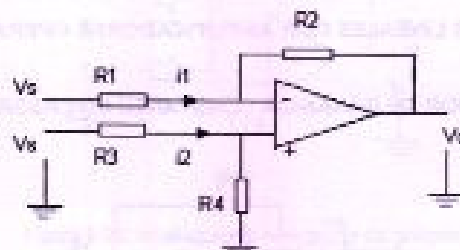


Figura 9.26. Diferencial

Normalmente: R1 = R3 R2 = R4	$\frac{V_{s1} - V_-}{R_1} + \frac{V_0 - V_-}{R_2} = 0$ $\frac{V_{s2} - V_+}{R_3} + \frac{0 - V_+}{R_4} = 0$ <p style="text-align: right;">(Ecuación 9.28)</p> $V_- = V_+$ $V_0 = -\frac{R_2}{R_1}(V_{s1} - V_{s2})$
------------------------------------	---

Tabla 9.1 Ecuaciones A.O diferencial

9.4.5. CIRCUITO DE IMPEDANCIA NEGATIVA

Este circuito provoca una resistencia de entrada negativa (impedancia en el caso más general) que se puede utilizar para cancelar una resistencia positiva no deseada y por tanto producir oscilación.

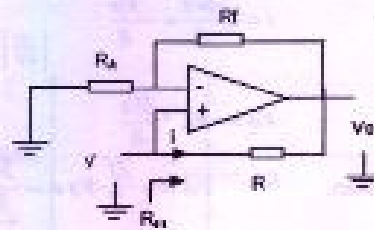


Figura 9.27. Circuito de impedancia negativa

$$R_{ext} = \frac{V}{i}$$

$$V_+ = V_- = V$$

despejando Vo, se tiene:

$$V_- = V = \frac{R_A}{R_A - R_F} * V_O$$

(Ecuación 9.29)

$$V_O = V \left(1 + \frac{R_F}{R_A} \right)$$

Como la impedancia de entrada en V+ es infinita el producto iR es también infinito.

$$i = \frac{V - V_O}{R} = \frac{V - V \left(1 + \frac{R_F}{R_A} \right)}{R}$$

$$i = -\frac{R_F \cdot V}{R_A \cdot R}$$

(Ecuación 9.30)

$$\text{Entonces: } R_{ext} = \frac{V}{i} = -\frac{R_A \cdot R}{R_F}$$

$$\text{Si R es Z, entonces: } Z_{ext} = -\frac{Z \cdot R_A}{R_F} \quad \text{(Ecuación 9.31)}$$

9.4.6. CIRCUITO DIFERENCIADOR O DERIVADOR

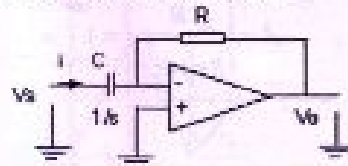


Figura 9.28. Diferenciador o derivador

$$I = C \frac{\partial V_s}{\partial t} = -\frac{V_o}{R}$$

$$V_o = -RC \frac{\partial V_s}{\partial t}$$

o también:
$$V_o = -\frac{Z_f}{Z} V_s = -\frac{R}{\frac{1}{sC}} V_s$$

Finalmente:

$$V_o = -sRCV_s$$

$$s = \frac{\delta}{RC}$$

$$V_o = -RC \frac{\partial V_s}{\partial t} \quad \text{(Ecuación 9.32)}$$

Usualmente se suele colocar una resistencia R_s para limitar la ganancia:

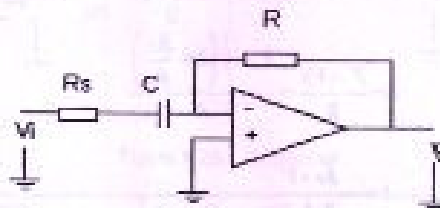


Figure 9.29. Circuito con limitador de ganancia

$$A = -\frac{R}{R_s + \frac{1}{sC}} \quad \text{(Ecuación 9.33)}$$

Si la frecuencia tiende al infinito $\rightarrow A = -\frac{R}{R_s}$

$$A = \left| \frac{R}{R_s + \frac{1}{sC}} \right| = 1 \quad \text{(Ecuación 9.34)}$$

cuando la frecuencia de corte es $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$

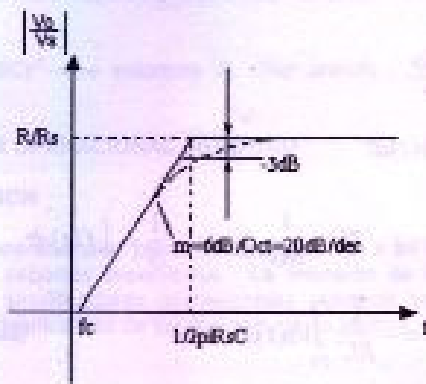


Figura 9.30. Frecuencia de corte

Conclusiones:

- Para valores de frecuencia menores que f_c el circuito se comporta como derivador.
- Para $f > f_c$ el circuito se comporta como amplificador.

$$A = -\frac{R}{R_s}$$

$$m = \frac{\Delta V_s}{\delta} = cte \quad (\text{Ecuación 9.35})$$

9.4.7. CIRCUITO INTEGRADOR

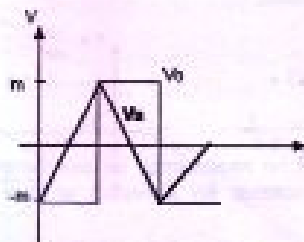
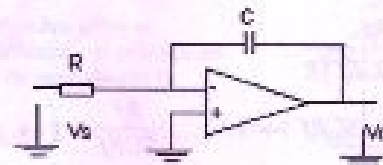


Figura 9.31. Circuito integrador y formas de onda

$$i = V_s = -C \frac{\delta V_o}{\delta t}$$

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} V_s(t) dt$$

$$V_o = -\frac{Zf}{Z} V_s \quad ; \quad Zf = \frac{1}{SC} \quad ; \quad \frac{1}{S} = \int f(t) dt \quad ; \quad Z = R$$

$$V_o = -\frac{1}{SCR} V_s = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} V_s(t) dt = V_o \quad \text{(Ecuación 9.36)}$$

El circuito real es:

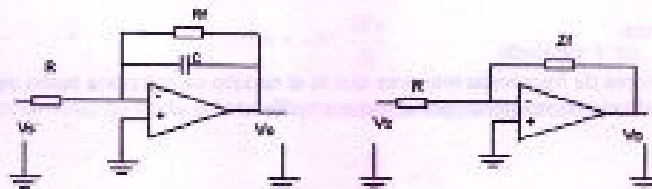


Figura 9.32. Circuito real

$$Zf = \frac{\frac{1}{SC} Rf}{Rf + \frac{1}{SC}} = \frac{Rf}{1 + SCRf}$$

$$A = -\frac{Rf}{(1 + SCRf)R} \quad \text{(Ecuación 9.37)}$$

$$|A| = 1 \quad ; \quad SCRf \gg 1 \quad ; \quad \frac{Rf}{SCRf} = 1 \rightarrow f = \frac{1}{2\pi RC}$$

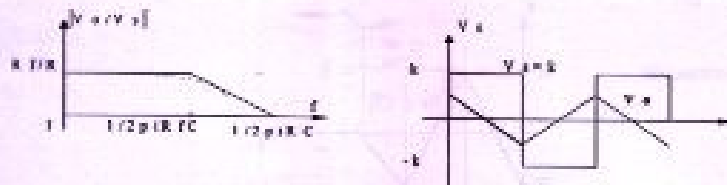


Figura 9.33. Respuesta de frecuencia

Para valores de frecuencia mayores que $(2\pi RC)^{-1}$ el circuito se comporta como integrador.

Si: $f \rightarrow 0$; $(RC)^{-1} \rightarrow \infty$ entonces A muy grande.

9.5. AMPLIFICADOR OPERACIONAL PRÁCTICO

9.5.1 INTRODUCCION

Los amplificadores operacionales prácticos se aproximan a su contraparte ideal, pero difieren en algunos aspectos importantes. La intención de desarrollar un modelo detallado sobre los amplificadores operacionales prácticos es tener en cuenta las características más significativas de los dispositivos no ideales.

Comenzaremos comparando las características de varios amplificadores disponibles en el mercado.

Parámetros	741 propósito general	718 alta velocidad	5534 bajo nivel de ruido	Ideal
Ganancia de Tensión G	100.000	30.000	100.000	infinito
Impedancia de Salida Z_o	75 Ω	75 Ω	0.3 Ω	0 Ω
Impedancia de Entrada Z_{in} (lazo abierto)	2 M Ω	1 M Ω	100 K Ω	infinita
I de desplazamiento I_{io}	20 nA	250 nA	300 nA	0 A
Tensión de desplazamiento	2 mV	10 mV	5 mV	0 V
Ancho de Banda BW	1 MHz	65 MHz	10 MHz	infinito
Razón de cambio SR	0.7 V/ms	100 V/ms	13 V/ms	infinito

Tabla 9.2

La diferencia más significativa entre el amplificador operacional ideal y el práctico es la ganancia de tensión de lazo abierto G .

En el caso ideal: $G \rightarrow \infty$
En el caso real: G disminuye al aumentar la frecuencia.

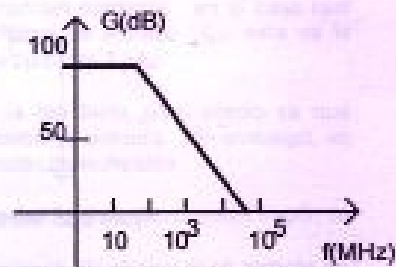


Figura 9.34. G en función de f

Varios amplificadores operacionales se compensan en frecuencia para proporcionar una característica, en la cual la ganancia de tensión disminuye al aumentar la frecuencia.

Algunos amplificadores operacionales como el 741 están compensados con un capacitor fijo. Otros, como el 101 permiten la adición de un capacitor externo para que se pueda cambiar la característica G vs. f .

9.5.2 GANANCIA DE TENSION DE LAZO ABIERTO

G es la razón entre el cambio de la tensión de salida y el cambio de la tensión de entrada sin retroalimentación. Esta ganancia depende de la frecuencia.

$$G_{dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{V_o}{V_i}\right) \quad \text{(Ecuación 9.36)}$$

9.5.3 TENSION DE DESPLAZAMIENTO EN LA ENTRADA V_{io}

Si la tensión de entrada de un amplificador operacional ideal es cero, la tensión de salida es igual a cero. Esto no es válido para un amplificador operacional práctico.

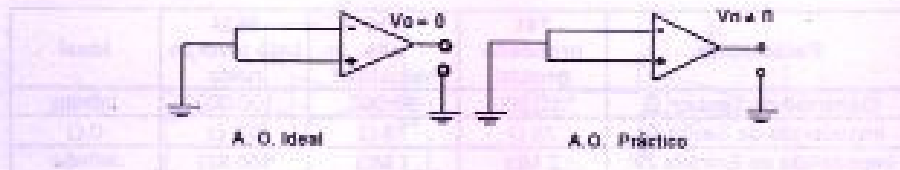


Figura 9.35. Tensión de desplazamiento

La tensión V_{io} se define como la tensión de entrada necesaria para que la salida sea cero.

Para el A.O. 741 $V_{io} = 2 \text{ mV}$.

Para medir el V_{io} usamos el circuito de la figura 9.36

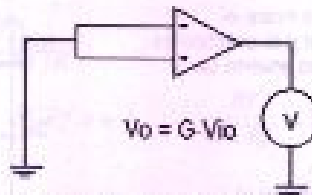


Figura 9.36. Medición de tensión de desplazamiento

Los efectos de la tensión de desplazamiento se pueden incorporar en el modelo del amplificador operacional de acuerdo a la figura 9.37.

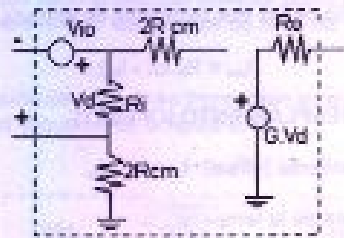


Figura 9.37. Circuito equivalente con \$V_{io}\$

$$V_o = \frac{V_i}{G} \quad \text{(Ecuación 9.39)}$$

\$R_o\$: Resistencia de salida

\$R_i\$: Resistencia de entrada

\$2 R_{cm}\$: Resistencia entre \$V_+\$, \$V_-\$ y tierra.

Además de incluir la tensión de desplazamiento en el modelo del amplificador operacional

ideal se han colocado cuatro resistencias. Cuando se unen las dos entradas y se conectan a tierra las \$2R_{cm}\$ están en paralelo y dan \$R_{cm}\$.

A.O. Ideal \$R_o = 0\$
 \$R_i\$ y \$R_{cm} \to\$ infinito

9.5.4 CORRIENTE DE POLARIZACIÓN DE ENTRADA

Aunque las entradas del amplificador ideal no demandan corriente, en el caso real ingresa una corriente de polarización en cada terminal de entrada \$I_{pol}\$, esta es la corriente de base del transistor de entrada y un valor típico es \$2 \mu A\$.

Cuando la impedancia de la fuente es pequeña la \$I_{po}\$ tiene poco efecto ya que provoca un cambio relativamente pequeño en la tensión de entrada. Sin embargo, en circuitos de alta impedancia puede provocar una tensión considerable.

La corriente de polarización se puede modelar como dos fuentes de corriente según se destaca en la figura:

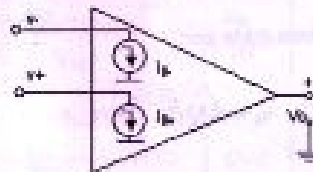


Figura 9.38. Corriente de Polarización de Entrada

La I_{pol} es el valor promedio de las dos corrientes de entrada.

$$I_{pol} = \frac{1}{2}(I_{B+} + I_{B-})$$

9.5.6 CORRIENTE DE DESPLAZAMIENTO (OFFSET)

La corriente de desplazamiento (offset) $I_o = I_{B+} - I_{B-}$

Tanto I_{pol} como I_o dependen de la temperatura.

El coeficiente de temperatura de la corriente de polarización de entrada típico es aproximadamente 10 nA/grado.

El coeficiente de temperatura de I_o en la entrada es igual a - nA/grado.

Para reducir la tensión de DC producida por la corriente de polarización de entrada se conecta al amplificador operacional resistencias de acuerdo a la figura 9.39.

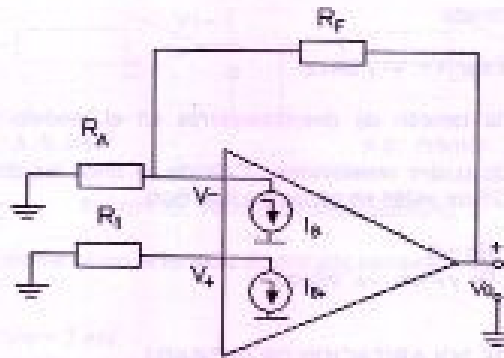


Figura 9.39. Reducción de I_{pol} de entrada

En el gráfico se observa como se conecta en v_i , una resistencia R_1 tal que:

$$R_1 = R_A/R_F$$

si se supone que: $I_{B+} = I_{B-} = I_B$ (Ecuación 9.40)

debido a estas tensiones v_i esta dado por:

$$v_o = G \cdot I_B (R_1 - R_A/R_F) \quad \text{(Ecuación 9.41)}$$

Si $R_1 = R_A/R_F \rightarrow v_o = 0$

En efecto, es importante que tanto el terminal inversor como el no inversor tengan un trayecto de DC a tierra, para reducir los efectos de la I_{pol} de entrada.

Las corrientes de polarización de entrada se incorporan en el modelo del amplificador operacional y nos queda el esquema de la figura 9.40.

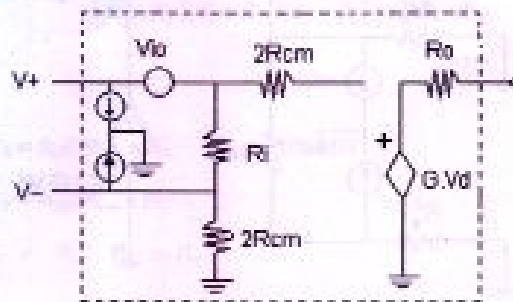


Figura 9.40. Modelo de corriente de polarización de entrada

Para el circuito de la figura vamos a encontrar la tensión de salida provocada por las corrientes de polarización de entrada.

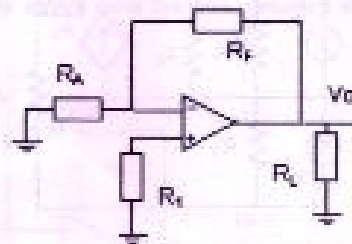


Figura 9.41. Corriente de Polarización

Utilizando el circuito equivalente del amplificador operacional y considerando que V_{io} es despreciable, es decir $V_{io} = 0$ nos queda la figura 9.42.

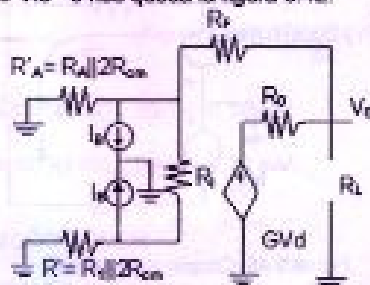


Figura 9.42. Circuito equivalente del A.O.

Considerando que: $R_f \gg R_a$ y $R_b \gg R_a$, se obtiene la figura 9.43.

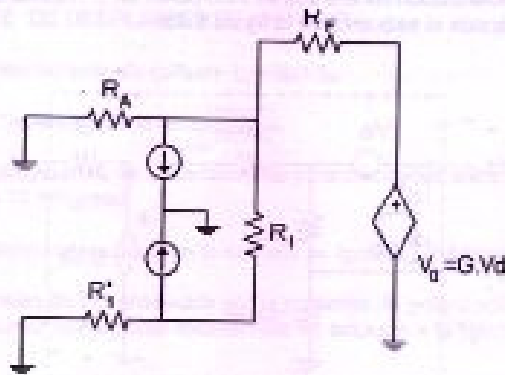


Figura 9.43. Circuito Equivalente con $R_f \gg R_a$

Al reemplazar la fuente de tensión con R_f por una fuente de corriente en paralelo con una resistencia nos queda la figura 9.44.

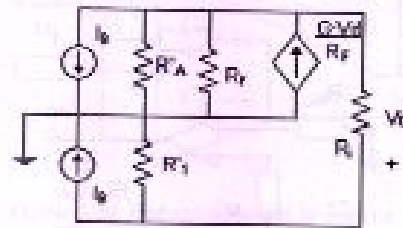


Figura 9.44. Circuito equivalente

Resolvemos el circuito y finalmente tenemos el esquema de la figura 9.45.

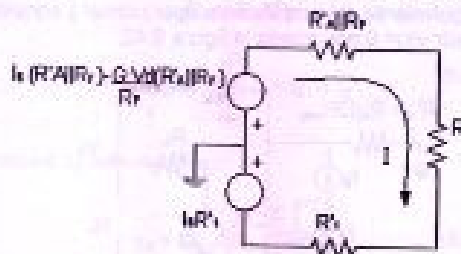


Figura 9.45. Circuito equivalente

Utilizamos la ecuación de lazo para obtener $V_o = G \cdot V_d$.

$$V_d = \frac{R_i \cdot I_B (R'_A \parallel R_f - R'_1) (R'_A + R_f)}{(R'_A + R_f) (R_i + R'_A \parallel R_f + R_i) + G \cdot R_i \cdot R'_A}$$

$$V_o = \frac{G \cdot R_i \cdot I_B (R'_A \parallel R_f - R'_1) (R'_A + R_f)}{(R'_A + R_f) (R_i + R'_A \parallel R_f + R_i) + G \cdot R_i \cdot R'_A} \quad \text{(Ecuación 9.42)}$$

donde:

$$R'_A = R_A \parallel 2R_{on} \approx R_A \quad R_{on} \approx 100 \text{ M}\Omega$$

$$R'_1 = R_1 \parallel 2R_{on} \approx R_1$$

$$R_f \gg R_o; \quad R_i \gg R_o$$

$$V_o \approx \left(1 + \frac{R_f}{R_A}\right) I_B (R_A \parallel R_f - R_1) \quad \text{(Ecuación 9.41)}$$

Ejemplo:

Encontrar la tensión de salida para los dos circuitos de la figura 9.46 si $I_B = 80 \text{ nA}$.

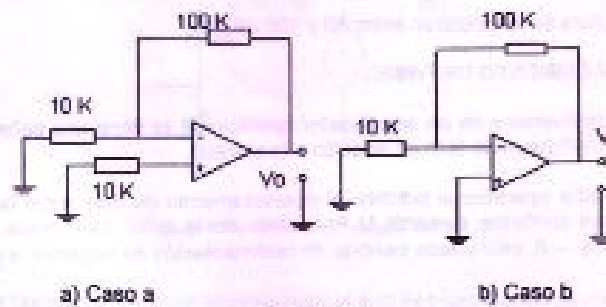


Figura 9.46.

a) $V_o = (1 + 100k/10k) (8 \cdot 10^{-8})(9100 - 10k) = -0.79 \text{ mV}$

b) $V_o = (1 + 100k/10k) (8 \cdot 10^{-8})(9100 - 10k) = -0.79 \text{ mV}$

9.5.6. RECHAZO EN MODO COMUN

Por lo general, el amplificador operacional se utiliza para amplificar la diferencia entre dos tensiones de entrada. Por lo tanto, el A.O. opera en forma diferencial. Una

tensión constante sumada a las 2 entradas no tendería a afectar la diferencia y por tanto no debería transferirse a la salida.

Si solo se consideran las partes iguales de las entradas se conoce como modo común.

Si los dos terminales de entrada de un amplificador operacional práctico se conectan a una fuente de tensión común la tensión de salida sería cero en el caso ideal. En el caso práctico esta salida no es cero y en relación a esta tensión se define la ganancia de tensión en modo común G_{cm} .

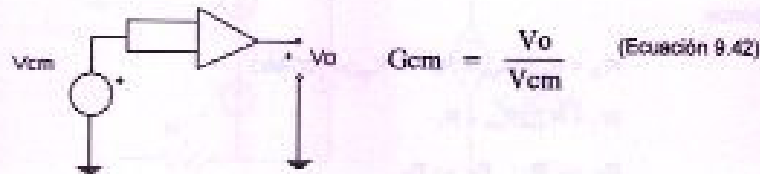


Figura 9.47. Rechazo en modo común

9.5.7. RAZON DE RECHAZO DE MODO COMUN

$$RRCM = \frac{|G|_{\text{inversión}}}{|G_{cm}|} \quad \text{(Ecuación 9.43)}$$

Los valores típicos se encuentran entre 80 y 100 dB.

9.5.8 DESPLAZAMIENTO DE FASE

Si en la entrada inversora de un amplificador operacional se tiene una señal senoidal, la salida está 180° fuera de fase en relación a la entrada.

En un amplificador operacional práctico el desplazamiento de fase entre la entrada y salida disminuye conforme aumenta la frecuencia de la señal de entrada. En altas frecuencias $\delta\phi \rightarrow 0$, esto puede cambiar de realimentación de negativa a positiva.

9.5.9 RAZON DE CAMBIO (SR slew-rate)

La razón de cambio es una medida de la rapidez con la cual puede cambiar la señal de salida de un amplificador operacional. Esto se debe a que un amplificador operacional práctico tiene una respuesta que depende de la frecuencia.

Así, la respuesta a un escalón no corresponde a un escalón ideal.

9.5.1 AMPLIFICADOR OPERACIONAL COMO SEÑALIZADOR DE PULSO

$$SR \equiv \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad \text{(Ecuación 9.44)}$$

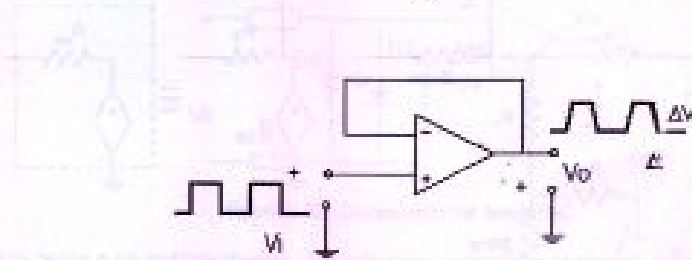


Figura 9.48. Razón de Cambio SR

Conforme aumenta la frecuencia del tren de pulsos en la entrada la capacidad para reproducir la onda cuadrada se deteriora como se aprecia en la figura 9.48.

9.5.10 MODELO MEJORADO PARA EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

En la figura 9.5.16 se muestra el modelo no ideal para un amplificador operacional.

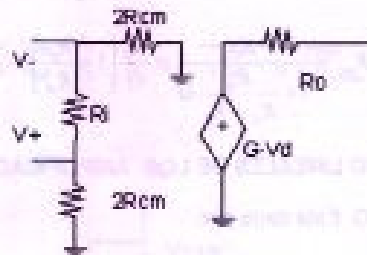


Figura 9.48 Modelo mejorado del A.O.

Los valores típicos de estos parámetros para el A.O.741 son los siguientes:

- Resistencia de entrada: $R_i = 2 \text{ M}\Omega$
- Ganancia de lazo abierto en DC: $G = 1 \cdot 10^5$
- Resistencia a tierra: $2R_{cm} = 400 \text{ M}\Omega$
- Resistencia de salida: $R_o = 75 \Omega$

9.5.11 RESISTENCIA DE SALIDA

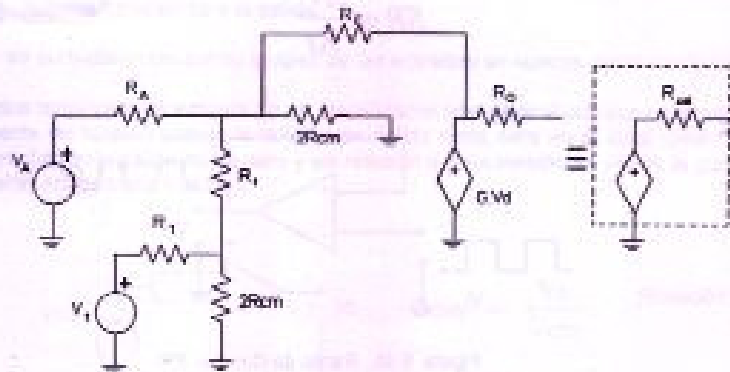


Figura 9.50 Equivalente de Thevenin

Para encontrar la resistencia de Thevenin es necesario igualar fuentes de tensión a cero, pero en este caso no es posible porque se trata de una fuente de tensión dependiente. Por esto, para encontrar la resistencia de salida R_{out} suponemos que se aplica una fuente de tensión V a los terminales de salida, luego se calcula la corriente I resultante. De esta forma tenemos:

$$R_{out} = \frac{V}{I}$$

$$R_{out} = \frac{R_G}{1 + \frac{R_d}{R_s + R_f} G} = \frac{R_G}{G} \left(1 + \frac{R_f}{R_s} \right) \tag{Ecuación 9.45}$$

9.6 APLICACIONES NO LINEALES DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES

La característica de un A. O. Esta dada por:

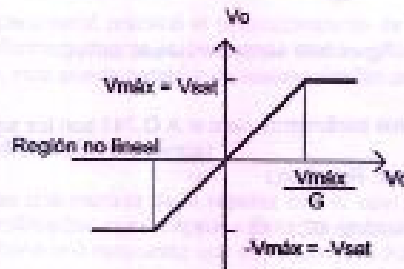


Figura 9.51 Característica del A.O.

9.6.1 AMPLIFICADOR OPERACIONAL COMO COMPARADOR DE TENSIONES:

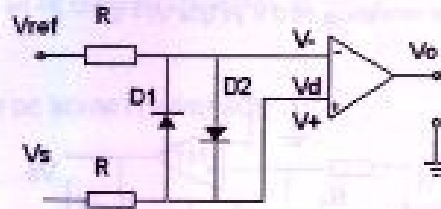


Figura 9.52 Comparador de tensiones

Puede tener o no realimentación. En este caso no se tiene realimentación.

Las siguientes condiciones son suficientes para que la salida Vo este saturada.

- A = Ganancia = G. Los diodos D1 y D2 limitan la tensión de entrada Vd = 0.7 V
- Vd = 0

Vd = ± 0.7 [V] ó 0.6 [V] protegiendo al amplificador operacional de tensiones diferenciales grandes.

Las resistencias R limitan la corriente a los diodos y al amplificador operacional.

Si: $V_{ref} - V_s = 0 \rightarrow V_o = 0 V$

$$\begin{aligned} V_{ref} > V_s &\rightarrow V_{ref} - V_s > 0 &\rightarrow V_o = -V_{o\text{sat}} \\ V_{ref} < V_s &\rightarrow V_{ref} - V_s < 0 &\rightarrow V_o = +V_{o\text{sat}} \end{aligned}$$

$V_o = V_{\text{saturación}}$

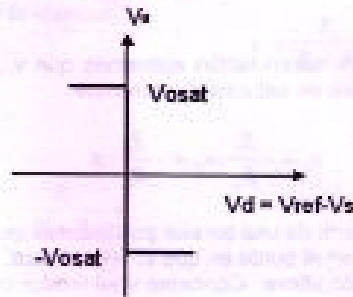


Figura 9.53 Salida Vo

9.6.2 DISPARADORES DE SCHMITT

Estos disparadores utilizan retroalimentación positiva para acelerar el ciclo de conmutación. Esto aumenta la ganancia y por tanto agudiza la transición entre los dos niveles de salida. La retroalimentación positiva mantiene al comparador en uno de los dos estados de saturación.

ANÁLISIS DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL EN CONFIGURACIÓN DE SCHMITT

En la figura 9.6.4 se ilustra una forma de disparador de SCHMITT en la cual está implícita una tensión de referencia de 0 V ya que $V^- = 0V$.

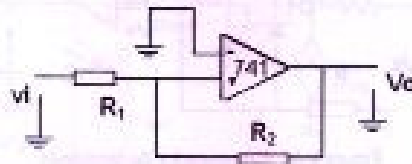


Figura 9.54 Disparador de Schmitt

La figura 9.6.5 es la curva característica *Lazo de Histéresis*.

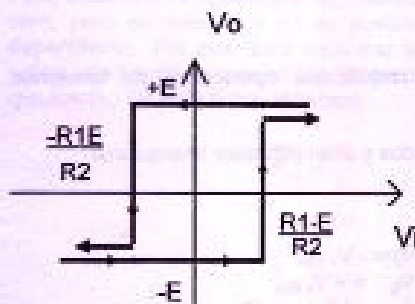


Figura 9.55 Lazo de Histéresis

Si v_i es una tensión positiva grande la tensión de salida v_o se encuentra en $+E$, la cual es la tensión de saturación del AO.

En v_i la ecuación de nodos es la siguiente:

$$\frac{v_i - v_i}{R_1} + \frac{v_o - v_i}{R_2} = 0$$

$$v_i \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{v_o}{R_1} + \frac{v_i}{R_2} \quad \text{(Ecuación 9.46)}$$

Para encontrar el punto de conmutación aplicamos que $v_i = 0$ y $v_o = v_i$ cuando el amplificador operacional sale de saturación y tenemos:

$$v_i = -\frac{R_1}{R_2} \cdot v_o = -\frac{R_1}{R_2} \cdot E \quad \text{(Ecuación 9.47)}$$

Conforme v_i se reduce a partir de una tensión positiva más grande, la tensión de salida v_o se conmuta de $+E$ a $-E$ en el punto en que v_i llega a cero. Esto ocurre en el punto en que v_i cumple la ecuación última. Conforme v_i se reduce más, v_o permanece en $-E$.

Si ahora la tensión de entrada se aumenta a partir de un valor negativo grande el v_o cambia a $+E$ cuando $v_o = v_i = 0$.

Por lo tanto la conmutación tiene lugar en:

$$v_i = -\frac{R_1}{R_2} \cdot v_o = -\frac{R_1}{R_2} \cdot (-E) = \frac{R_1}{R_2} \cdot E \quad \text{(Ecuación 9.48)}$$

Luego v_o permanece en $+E$ conforme v_i aumenta en $\frac{R_1}{R_2} \cdot E$.

9.6.3 DISPARADOR DE SCHMITT INVERSOR

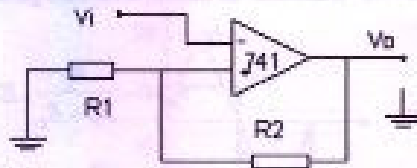


Figura 9.56 Disparador de Schmitt Inversor

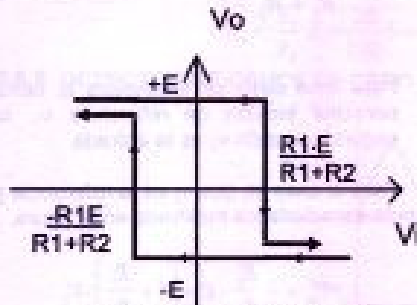


Figura 9.57 Lazo de Histéresis

En este caso se intercambia de entradas a la tierra y la tensión de entrada al amplificador operacional. El análisis es similar al caso anterior.

$$v^- = v_i, v^+ = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_o \quad (\text{Ecuación 9.49})$$

Los estados se conmutan cuando las dos entradas son iguales.

$$v^- = v^+ = v_i$$

$$v_i = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_o \quad (\text{Ecuación 9.50})$$

1) $v_o = -E$

v_i disminuye

$$v_i = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot E$$

(Ecuación 9.51)

2) $v_o = +E$

v_i aumenta

$$v_i = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot E$$

(Ecuación 9.52)

9.6.4 CASO GENERAL

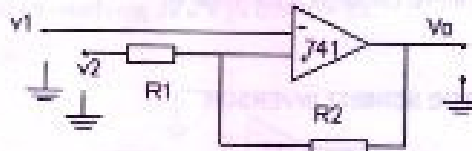


Figura 9.58 Disparador de Schmitt en el caso general

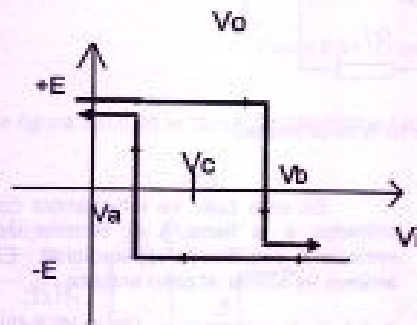


Figura 9.59 V₂ como referencia

$$v_o = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot E + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_1$$

$$v_b = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot E + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_1$$

$$v_c = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot v_1 \quad \text{(Ecuación 9.45)}$$

Para este caso se reemplaza la tierra por una tensión de referencia v₂, la segunda tensión v₁ es la entrada.

Para el caso en que v₂ es la referencia y v₁ la entrada se tiene como resultado la siguiente característica mostrada en la figura.

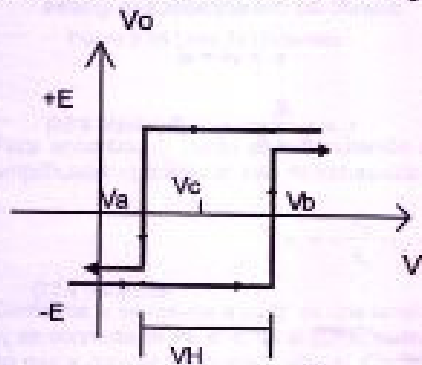


Figura 9.60 Lazo de Histéresis

$$V_o = -\frac{R_1}{R_2} \cdot E + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot V_2$$

$$V_b = \frac{R_1}{R_2} \cdot E + \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot V_2$$

$$V_c = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot V_2$$

$$V_H = 2 \frac{R_1}{R_2} E \quad \text{(Ecuación 9.46)}$$

Ejemplo:

Determinar la tensión de salida del disparador de SCHMITT de la figura, si
 $v_i = 20 \sin(200\pi t)$ $E = 5 \text{ V}$ $R_1 = 20 \text{ K}\Omega$ $R_2 = 100 \text{ K}\Omega$

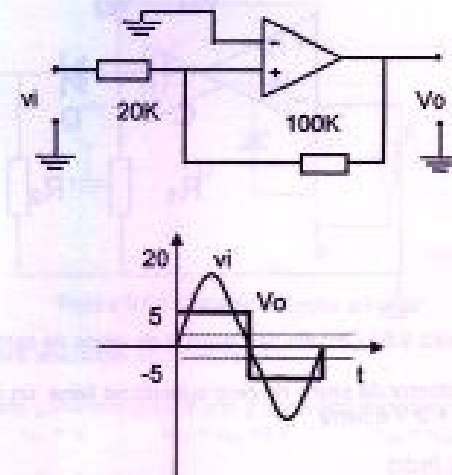


Figura 9.61 Ejemplo de disparador de Schmitt

$$V_u = \frac{R_1}{R_2} E = \frac{20}{100} 5 = 1[V] \quad V_s = -1[V]$$

9.6.5 DETECTOR DE CRUCE DE CERO

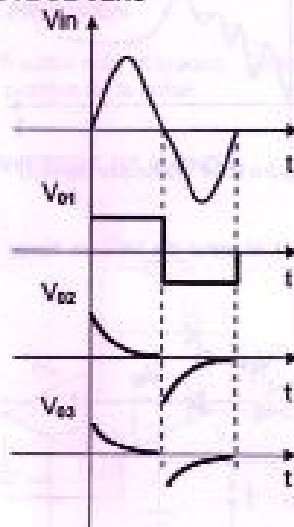


Figura 9.62 Detector de cruce de cero

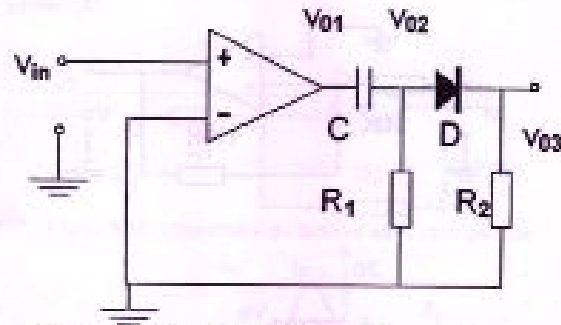


Figura 9.63 Circuito de Detector de cruce de cero

Se tiene un circuito detector de cruce de cero cuando se tiene un circuito comparador de tensiones con $V_{ref} = 0\text{ V}$ o tierra.

9.6.6 DETECTOR DE PICO

Permite detectar el pico máximo de la señal de entrada, así:

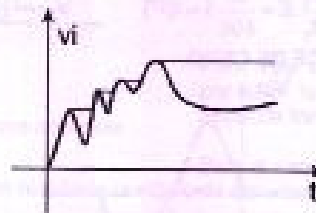


Figura 9.64 Detector de pico

Este circuito permite almacenar el valor de tensión hasta que la señal nuevamente aumente de tensión.

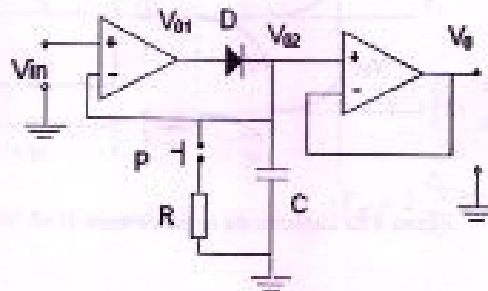


Figura 9.65 Circuito almacenador de tensión

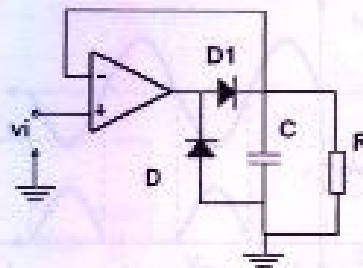


Figura 9.66 Circuito detector de pico

P es un pulsador para descargar el condensador.

Este circuito tiene una ganancia igual a uno y tiene alta impedancia de entrada.

$$V_{o1} = V_i \quad V_{o1} = V_{o2} + 0.6 \quad V_{o1} = V_{o2}$$

Cuando disminuye v_i , entonces v_{o1} es menor que v_{o2} y D se abre y el capacitor se mantiene en $v_{o2} = v_c = v_i$; mientras no se produzca un intervalo de carga, entonces v_o es igual a v_c (seguidor de tensión). Hay que destacar que $V_{máx}$ es igual a $+E$. Si el diodo D está en sentido inverso detecta picos negativos.

9.6.7 RECTIFICADOR DE PRECISION

Es uno de los circuitos no lineales más utilizados. Se los puede diseñar para recortar la parte negativa o la parte positiva de la señal.

9.6.7.1 RECTIFICADOR INVERSOR DE 1/2 ONDA

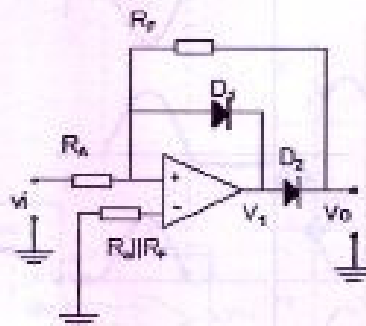


Figura 9.67 Circuito Rectificador inversor de 1/2 Onda

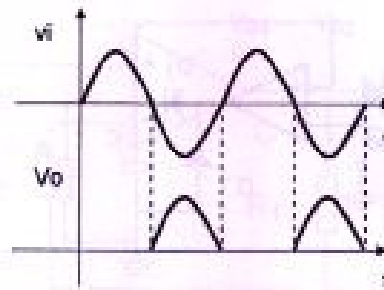


Figura 9.68 Rectificador inversor de 1/2 onda

Suponemos que el A.O. es ideal, entonces, $v_- = v_+ = 0$.

Para un v_i positivo, la tensión de salida del amplificador v_o es menor que cero. El diodo D2 conduce y puede reemplazarse por una pequeña resistencia R_f que es la resistencia en directo del diodo, la cual ocasiona una disminución de la ganancia.

$$A = -\frac{R_f}{R_x} \approx -\frac{0}{R_x} \approx 0 \quad (\text{Ecuación 9.47})$$

El diodo D1 se presenta como un circuito abierto bajo esta condición por lo que v_o es igual a v_- y es igual a cero voltios para el tramo 1-2.

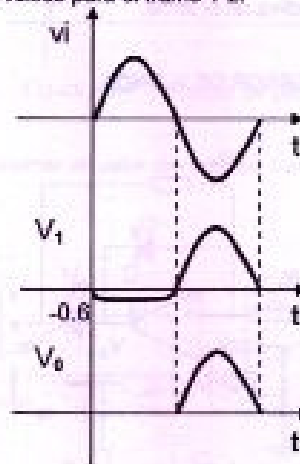
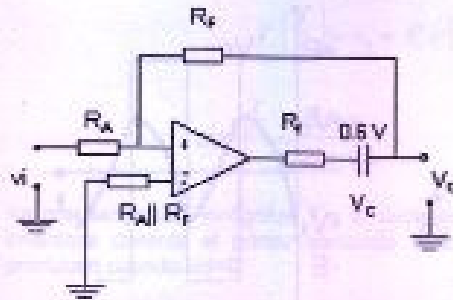


Figura 9.69 Formas de onda

Por el contrario cuando v_i es negativo v_{o1} es positivo, D2 no conduce y D1 si conduce. El circuito queda de la forma de la figura.

$v^+ = 0 \quad v^- = v^+$



$$\frac{v_i - v_-}{R_A} + \frac{v_o - v_-}{R_F} = 0$$

$$v_i \left(\frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_F} \right) = \frac{v_o}{R_F} + \frac{v_-}{R_A}$$

$$v_o = -\frac{R_F}{R_A} \cdot v_i \quad (\text{Ecuación 9.48})$$

Figura 9.70 D1 conduce

La ecuación 9.48 no depende del V_C , por tanto la retroalimentación sirve para cancelar la tensión codo del diodo D1, esto produce un mejor desempeño, ya que el diodo se aproxima más al dispositivo ideal. La característica de transferencia se muestra en la figura 9.6.18.

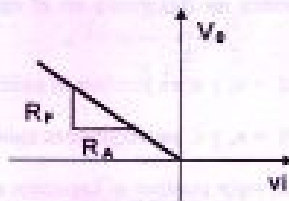


Figura 9.71 Característica de Transferencia

9.6.7.2 RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA

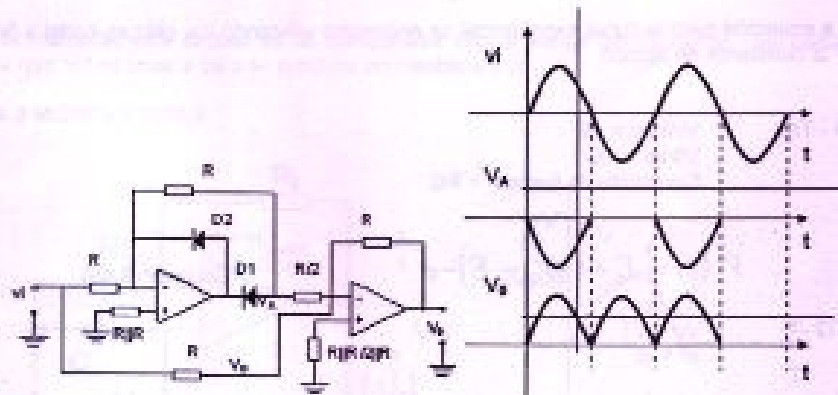


Figura 9.72 Rectificador de onda completa

$V_o = -(2V_A - V_0)$

9.6.8 AESTABLE

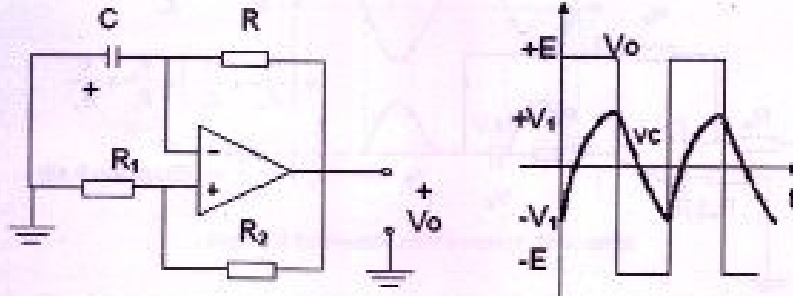


Figura 9.73 Circuito Aestable y formas de onda

La tensión de la entrada no inversora v_+ del amplificador operacional es el resultado de acoplar la tensión de salida a través de un divisor compuesto por R_1 y R_2 .

La tensión a la entrada inversora se desarrolla en el capacitor como parte de una combinación R-C.

- Si la entrada diferencial $V_d = v_+$ y v_- es positiva la salida del A.O. se satura en $+E$.
- Si la entrada diferencial $V_d = v_+$ y v_- es negativa la salida del A.O. se satura en $-E$.

Cuando la salida se halla en un valor positivo el capacitor se carga hacia este valor en forma exponencial con una constante de tiempo RC. En algún punto este crecimiento en la tensión de entrada de v_- hace que el A.O. cambie al otro estado donde la tensión de salida es negativa ($-E$). Entonces el capacitor empieza a descargarse hacia este valor negativo hasta que la entrada diferencial se vuelve otra vez positiva.

La ecuación para la curva exponencial se encuentra utilizando los valores inicial y final y la constante de tiempo.

0 - T/2 $V_{inicial} = +E$
 $V_{final} = +E$
 Constante de tiempo = RC

$$V_-(t) = E + (-V_1 - E) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad \text{(Ecuación 9.48)}$$

T/2 - T $V_0 = V_1$
 $V_f = -E$

$$V_-(t) = -E + (V_1 + E) \cdot e^{-\frac{(t - \frac{T}{2})}{\tau}} \quad \text{(Ecuación 9.50)}$$

Evaluando 9.49 o 9.50 en el momento de la transición:

$$V_c\left(\frac{T}{2}\right) = v_1 = E + (-v_1 - E) \cdot e^{-\frac{T}{2\tau}}$$

$$e^{-\frac{T}{2\tau}} = \frac{E - v_1}{E + v_1} \quad \text{(Ecuación 9.51)}$$

Ya que tengo dos incógnitas T y v₁, necesito una segunda ecuación. La entrada no inversora durante el primer semiciclo está dada por v₋ = v₊. Las transiciones se producen cuando V_d=0.

Si R₁ = R₂ y V_o = E,
$$V_c = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{E}{2} \quad \text{(Ecuación 9.52)}$$

El cambio de estado ocurre cuando la entrada inversora alcanza este valor, a partir de la ecuación 9.51 se obtiene:

$$e^{-\frac{T}{2\tau}} = \frac{E - \frac{E}{2}}{E + \frac{E}{2}} = \frac{1}{3}$$

Tomando el logaritmo natural en ambos lados:

$$-\frac{T}{2 \cdot \tau} = \ln \frac{1}{3} = -1.1$$

T = 2.2 RC
$$f = \frac{1}{T} = \frac{0.455}{R \cdot C}$$

Prácticamente este circuito es un comparador con el voltaje del capacitor, así cada vez que V_d es igual a cero se produce un cambio en V_o.

9.6.9 MONOESTABLE

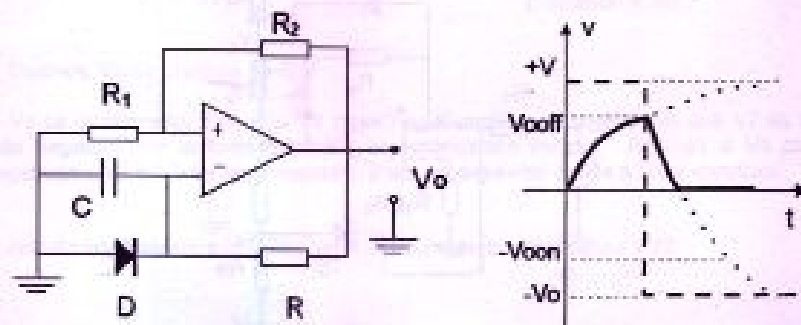


Figura 9.74. Circuito monoestable y formas de onda

Se asume inicialmente que el condensador está descargado, es decir, el voltaje $V_c = 0$ y que además v_0 es igual al voltaje de polarización negativo y la salida está saturada en bajo $-V_{cc}$. Si en algún instante aparece un pulso positivo de voltaje en V_+ , como se indica en la figura 1.7.2.1, se tiene que v_+ es instantáneamente mayor que v_- , esto logrará que el A.O. se sature en $+V_{cc}$, es decir, que cambie del estado bajo al alto.

En estas circunstancias aparece en v_+ un voltaje igual a V_{cc} .

$$V_+ = V_{cc} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{cc} \quad \text{(Ecuación 9.53)}$$

Pero en v_- se tiene el voltaje del condensador que empieza a cargarse según la ecuación.

$$V_- = +V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad \text{(Ecuación 9.54)}$$

Mientras el V_c sea menor que v_+ el A.O. se mantiene en estado alto. Al tiempo t_1 el voltaje sobre el condensador es igual a v_+ y luego supera el valor dado por v_+ , en la ecuación 9.53, por lo tanto podemos escribir:

$$V_c = v_+ = v_- \text{ cuando } t = t_1$$

Entonces:
$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{cc} = V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t_1}{RC}} \right)$$

De la ecuación anterior despejando t_1 , se obtiene una expresión de la temporización del monostable.

$$t_1 = RC \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

9.6.10 CIRCUITO LIMITADOR DE AMPLITUD

9.6.10.1 LIMITADOR DE AMPLITUD SIMETRICO

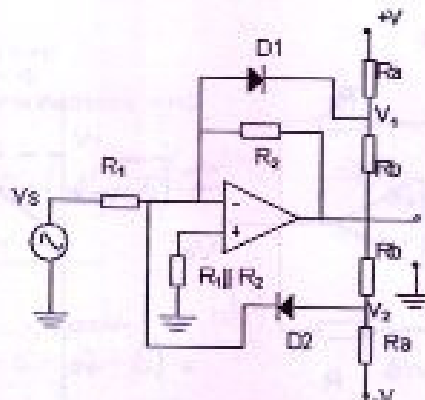


Figura 9.74 Circuito limitador de amplitud

Donde:
$$V1 = \frac{R_2 \cdot R_1}{R_2 + R_3}$$

$$V2 = -\frac{R_3 \cdot V_1}{R_2 + R_3} \quad (\text{Ecuación 9.55})$$

Para comprender el funcionamiento de este circuito primero suponemos por un momento que no existen los diodos D1 y D2, con lo cual el circuito se transforma en un amplificador inversor, es decir:

$$V_0 = -V_S \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{Ecuación 9.56})$$

La ecuación anterior representa una recta que pasa por el origen y que tiene pendiente negativa.

1) Cuando $V_S = 0$ V

Analizamos el circuito completo incluyendo los diodos, pero cuando $V_S=0$. En estas circunstancias el voltaje $V1$ es positivo y tiene la siguiente expresión:

$$V1 = \frac{R_2 \cdot V_1}{R_2 + R_3} \quad (\text{Ecuación 9.57})$$

Este voltaje polariza al diodo D1 inversamente, por lo tanto se abre D1. De igual forma, D2 se polariza inversamente puesto que $V2$ es negativo y tiene la siguiente expresión:

$$V2 = -\frac{R_3 \cdot V_1}{R_2 + R_3} \quad (\text{Ecuación 9.58})$$

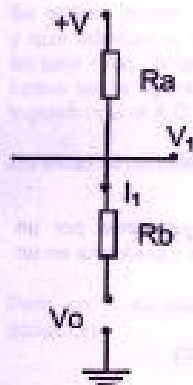
Si D1 y D2 no conducen el circuito esta en la región lineal, es decir:

$$V_0 = -V_S \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{Ecuación 9.59})$$

2) Cuando V_S es distinto de 0 V

Si V_S se incrementa, entonces V_0 crece negativamente, y se observa que $V2$ es aún más negativo, por lo tanto D2 sigue en polarización inversa. Además si V_0 crece negativamente el $V1$ se hace negativo, y por consiguiente obliga a D1 a conducir.

El circuito equivalente a la salida del A.O. se presenta en la figura 9.75.



$$I_1 = \frac{V_1}{R_a} = \frac{V_0}{R_b}$$

$$V_0 = \frac{R_b \parallel R_2}{R_a} V_1$$

Dado que $R_b \ll R_2$, que es condición válida para el limitador de amplitud, entonces:

$$V_0 \approx \frac{R_b}{R_a} V_1 \quad \text{(Ecuación 9.80)}$$

Figura 9.75 Circuito equivalente

Cuando D1 conduce el circuito equivalente total se encuentra en la figura 9.6.23.

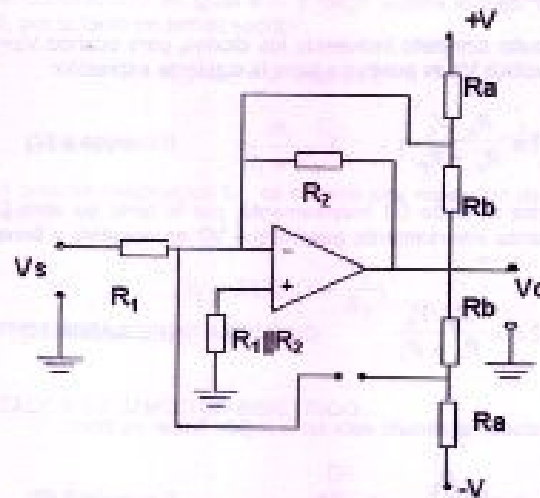


Figura 9.76 D1 conduce

$$\frac{V_s}{R_1} = -\frac{V_o}{R_b \parallel R_a} \quad \text{Cuando } v_o = \frac{R_b}{R_a} V_1$$

Por lo tanto:
$$V_o = -\frac{R_b \parallel R_a}{R_1} V_s$$

Válido a partir de:

$$V_o = \frac{R_b}{R_a} V_i \quad \text{(Ecuación 9.61)}$$

Del análisis anterior se desprende que el amplificador tiene dos ganancias:

Cuando V_s es pequeño la ganancia es $A = \frac{R_2}{R_1}$ (Ecuación 9.62)

Cuando V_s es grande la ganancia es $A = \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1}$ (Ecuación 9.63)

A continuación se dibuja la relación de transferencia V_o en función de V_s y el voltaje V_o en función de t .

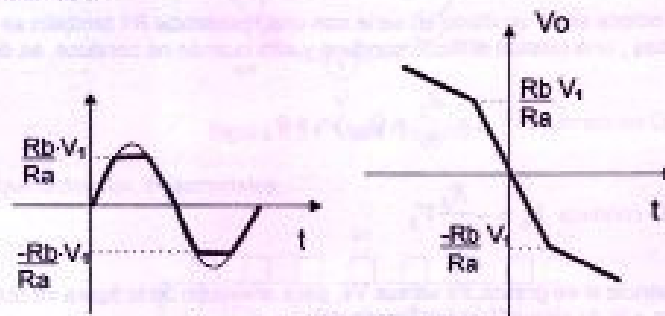


Figura 9.77 V_o en función de t

9.6.11 APLICACION

9.6.11.1 GENERADOR DE FUNCIONES

Si disponemos de varios diodos como se indica en la figura 9.78, se logrará tantas ganancias del amplificador operacional como se muestra en la función V_o versus V_s .

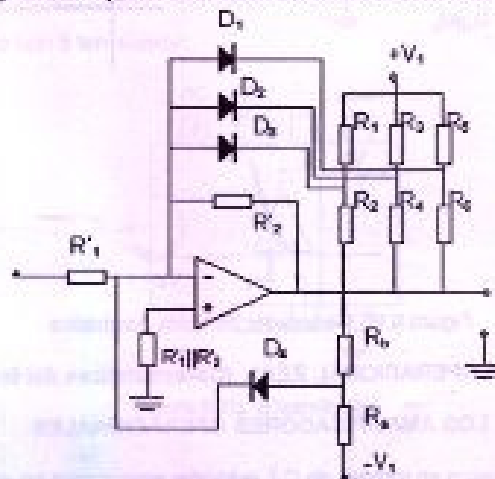


Figura 9.78 Circuito de generación de Funciones

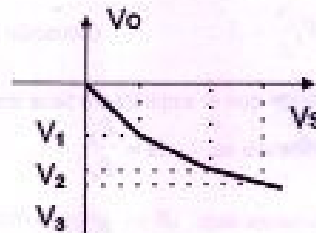


Figura 9.79 Generador de ondas

9.6.11.2 CIRCUITO GENERADOR DE ONDA CUADRÁTICA

Cuando se coloca en V- un diodo en serie con una resistencia R1 también se obtienen dos ganancias, una cuando el diodo conduce y otra cuando no conduce, es decir:

a) Cuando D no conduce $A = \frac{R_2}{\infty} = 0 \quad V_0 = 0$

b) Cuando D conduce $V_0 = -\frac{R_2}{R_1} V_S$

En consecuencia si se grafica Vo versus Vs, para el circuito de la figura se obtiene una curva similar a la de segundo orden (parábola).

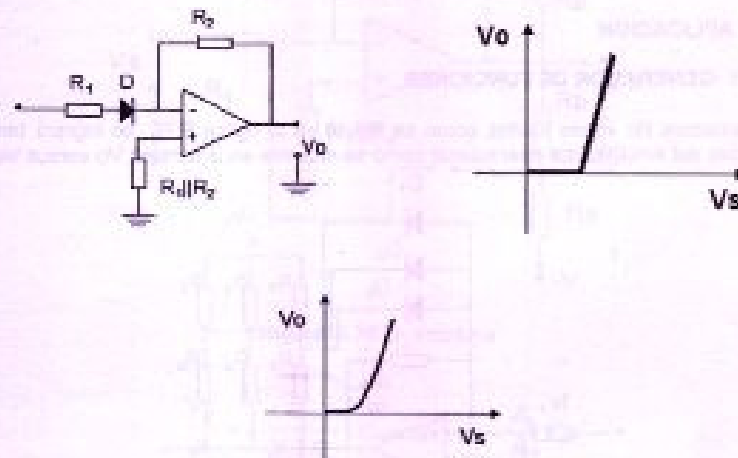


Figura 9.80 Generador de onda cuadrática

9.7 AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL (Características del fabricante)

9.7.1EMPAQUE DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Los A.O. se empaquetan en moldes de C.I. estándar empacados en doble fila (DIP, Dual in-Line package) y empaques planos.

Cada una de estos empaques tiene al menos ocho terminales como se ilustra en la figura:

- Conexión de un A.O. en un paquete metálico.

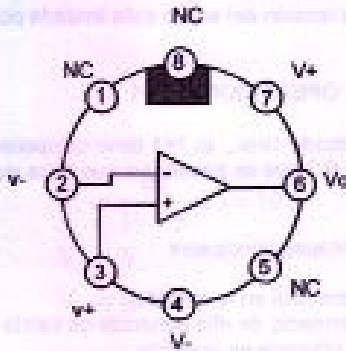


Figura 9.81 Vista Superior

- Empaque doble fila, 14 terminales.

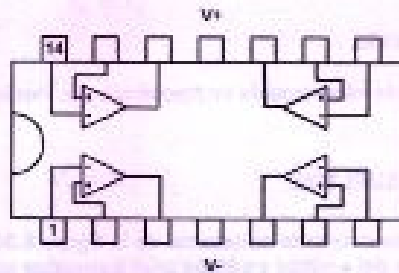


Figura 9.82 Empaque doble fila

- Empaque plano con 8 terminales.

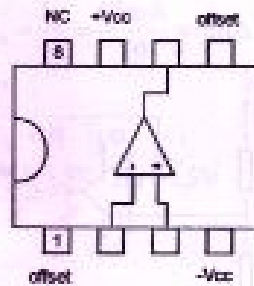


Figura 9.83 8 terminales

9.7.2 REQUERIMIENTO DE POTENCIA:

Varios A.O. requieren tanto una fuente positiva y negativa los valores típicos de las fuentes van de $\pm 5V$ a $\pm 25V$.

La máxima excursión en la tensión del sólido esta limitada por la tensión en DC suministrado al A.O.

9.7.3 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL 741

El 741 ha sido construido desde 1966. El 741 tiene compensación interna de frecuencia, que es un filtro RC que es pasabajos que hace que la amplitud decaiga a frecuencias altas.

El A.O. 741 consiste en 3 etapas principales:

- Un amplificador diferencial en la entrada.
- Un amplificador intermedio de alta ganancia de salida simple.
- Un amplificador de potencia en la salida.

Otro conjunto de circuitos importantes incluye un trasladar de nivel para desplazar el nivel de DC de la señal de tal manera que la salida pueda tener tanto valores positivos y negativos.

Circuitos de polarización.

El 741 esta compensado internamente en frecuencia por medio de una red R-C.

9.8 PROBLEMAS RESUELTOS.

9.8.1. Para la fuente de corriente constante de la figura 9.84.

- Trace la flecha del emisor y señale si el transistor es NPN o PNP y argumente su contestación.
- Obtenga I_E y V_E .
- Determinar el voltaje a la salida del operacional, V_o .

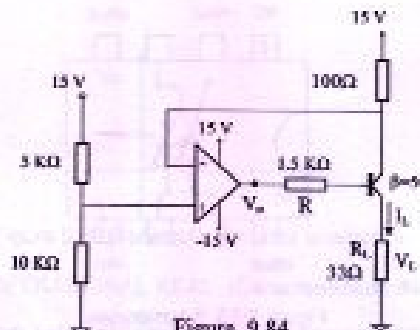
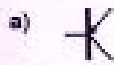


Figura. 9.84



El transistor es PNP y el emisor es el que permite la realimentación negativa.

b)

$$V_e = \frac{10}{10+5} \cdot 15 = 10V$$

$$V_e = V_c$$

$$V_c = 10V$$

$$I_c = \frac{15 - V_c}{100} = 50mA$$

$$I_B = I_c$$

$$\Rightarrow I_L = 50mA$$

$$V_L = R_L \cdot I_L$$

$$V_L = 33\Omega \cdot 50mA = 1.65V$$

c)

$$I_B = \frac{I_c}{\beta} = \frac{50mA}{50} = 1mA$$

$$V_R = R \cdot I_B$$

$$V_R = 1.5K \cdot 1mA = 1.5V$$

$$15V = 100\Omega \cdot I_c + 0.7V + R \cdot I_c + V_o$$

$$\Rightarrow$$

$$V_o = 15 - 100 \cdot 50m - 0.7 - 15K \cdot 1m$$

$$V_o = (15 - 5 - 0.7 - 15)V$$

$$V_o = 7.8V$$

9.8.2. Determinar y graficar exactamente el voltaje de salida $V_o(t)$ del circuito de la figura. El interruptor s se abre para $t \geq 0$ y función a todos los elementos ideales. Además el potenciómetro $P = 60K\Omega$ se encuentra en su posición intermedia. También indicar la función de dicho potenciómetro.

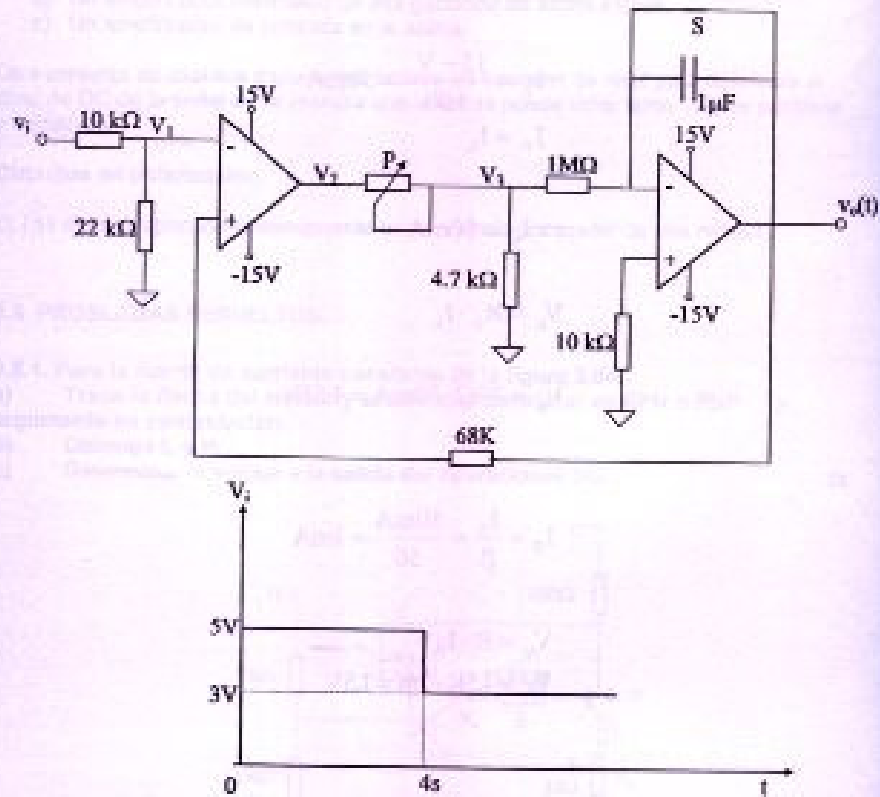


Figura 9.85

$$V_1 = \frac{22}{22 + 10} \cdot V_i$$

$$V_1 = \frac{4.7}{25 + 4.7} \cdot V_2$$

$t < 4\mu s$

$$V_1 = 6V$$

$$V_2 = 3.44V$$

$t > 4\mu s$

$$V_1 = 3V$$

$$V_2 = 2V$$

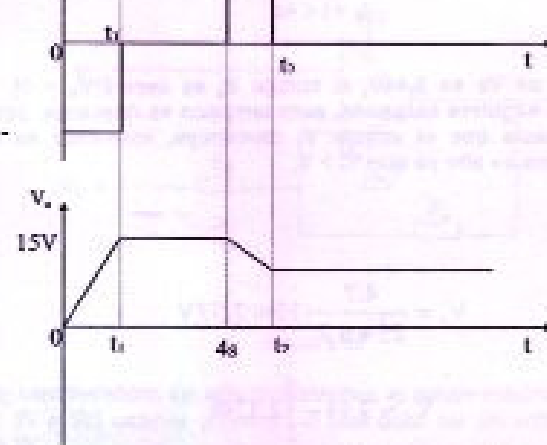
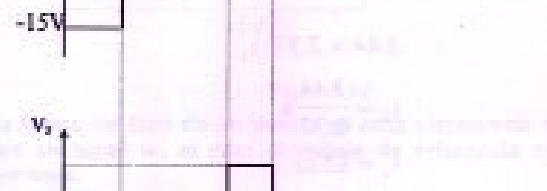
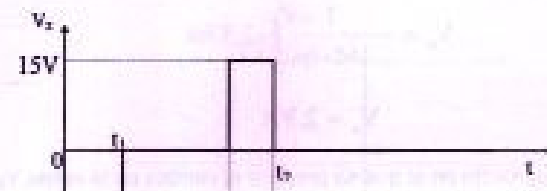
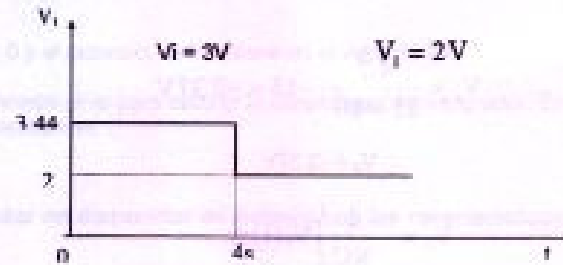


Figura 9.88

$$t = 0$$

$V_o = 0V$ por lo que $V_i > V_i$, entonces el A.O. se satura en bajo
En este valor se mantiene hasta que $V_o = V_i$

$$0 < t < t_1$$

V_2 es $-15V$

$$V_3 = \frac{4.7}{25 + 4.7} \cdot -15 = -2.37V$$

$$V_3 = -2.37V$$

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_3(t) dt$$

$$V_o = -\frac{1}{1M \cdot 1\mu} \int_0^t -2.37 dt$$

$$V_o = 2.37t$$

Si $V_o = 3.44V$ es el momento en el que se produce el cambio en la salida V_2

$$3.44 = 2.37 \cdot t_1$$

$$t_1 = \frac{3.44}{2.37} s$$

$$t_1 = 1.52s$$

$$t_1 < t < 4s$$

9.8.3. Si el voltaje en V_o es $3.44V$, el voltaje V_2 es cero ($V_2 = 0$), ya que el capacitor no puede seguirse cargando, pero tampoco se descarga; este valor de V_o se mantiene hasta que el voltaje V_i disminuya, momento en el cual el operacional se satura en alto ya que $V_i > V_i$.

$$4s < t < t_2$$

V_2 es $15V$

$$V_3 = \frac{4.7}{25 + 4.7} \cdot 15 = 2.37V$$

$V_3 = 2.37V$

$$V_o = 3.44 - \int_4^t 2.37 dt$$

Para que $V_o = 0$ se necesita que $V_o = 2V$

$$2 = 3.44 - \int_4^{t_2} 2.37 dt$$

$$2 - 3.44 - 2.37(4) = 2.37 \cdot t_2$$

$$t_2 = 4.61s$$

$t > t_2$

Luego $V_o = 0$ y el capacitor se mantiene en el valor de 2V.

El Potenciómetro sirve para calibrar la sensibilidad del integrador. En definitiva permite variar las pendientes.

9.8.4. Diseñar un disparador de Schmitt con las características mostradas en el diagrama.

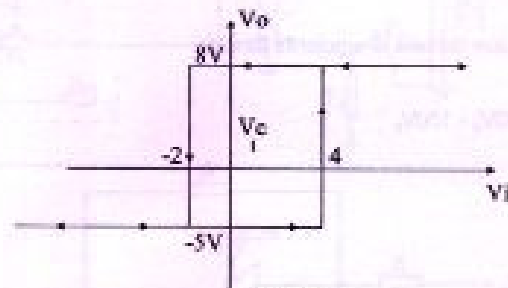


Figura 9.87

Debido a la forma del lazo de histéresis se nota claramente que el circuito que necesitamos es aquel en el cual el voltaje de referencia se encuentra en la entrada inversora.

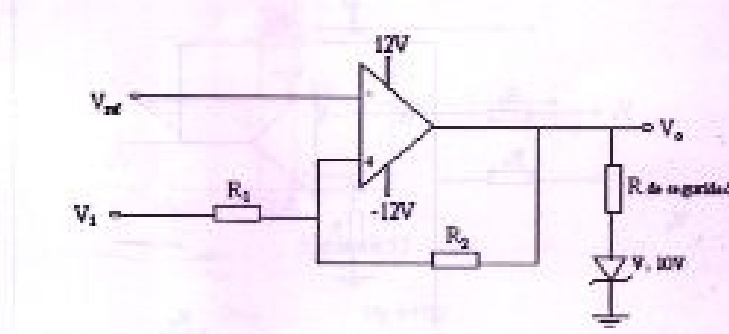


Figura 9.88

Debido a las características del lazo de histéresis; el voltaje máximo en la salida no es simétrico ($8V \neq 5V$) usamos un zener, el cual debe ser del voltaje menor, en este caso $V_z = 5.1V$.

Para poder polarizar el zener Sea $E = 8V$

$$V_H = 6V$$

$$V_H = 2 \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot E$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{3}{8}$$

además $v_{ref} = \frac{3}{8}V$

Sea $R_1 = 1K\Omega$

$$R_2 = 2.7K\Omega$$

Diseñar un circuito que cumpla la siguiente función:

$$V_o = V_1 + 100V_2 - 30V_3 - 100V_4$$

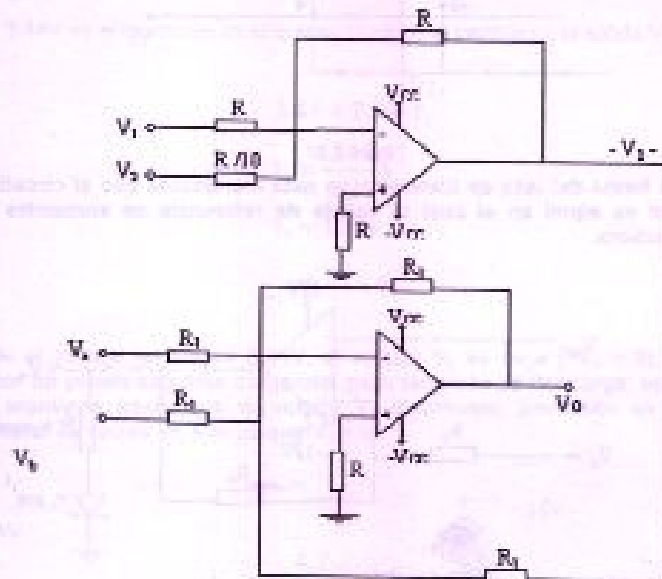


Figura 8.89

9.8.5. Empleando el circuito de la figura, diseñar una forma de onda DIENTE DE SIERRA que cumpla con los valores de voltaje y tiempos indicados en el diagrama 1

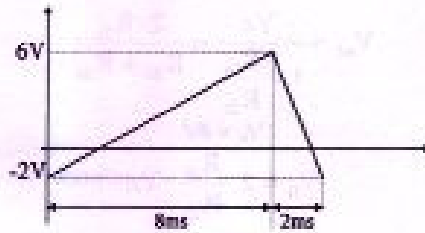


Figura 9.90

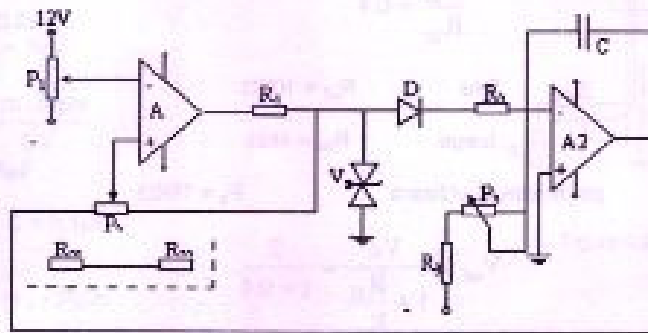


Figura 9.91

Debido a V_{min} y V_{max} se puede deducir que para A1

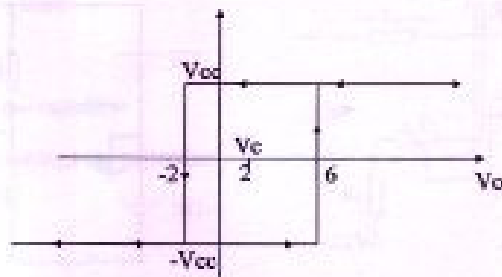


Figura 9.92

Sea $V_z = 10V$

$$V_c = 2V$$

$$V_c = \frac{V_a + V_b}{2}$$

$$V_c = \left(1 + \frac{R_{21}}{R_{22}}\right) \cdot V_{in}$$

$$V_{ref} = \frac{V_c}{1 + \frac{R_{21}}{R_{22}}} = \frac{2 \cdot R_{22}}{R_{22} + R_{21}}$$

$$V_{ref} = 8V$$

$$V_{II} = 2 \cdot \frac{R_{21}}{R_{22}} \cdot V_Z$$

entonces:

$$\frac{R_{21}}{R_{22}} = 0.4$$

Sea $R_{22} = 10K\Omega$

luego $R_{21} = 4K\Omega$

por lo que se utilizará $P_2 = 15K\Omega$

$$V_{ref} = \frac{V_c}{1 + \frac{R_{21}}{R_{22}}} = \frac{2}{1 + 0.4}$$

$$V_{ref} = 1.428V$$

Para determinar el P_1

$$1.428V = \frac{R_{12}}{R_{12} + R_{11}} \cdot 24V$$

Sea $R_{12} = 1K\Omega$

$$\frac{1.428}{24 \cdot 1K} = \frac{1}{1K + R_{11}}$$

entonces

$$R_{11} = \frac{24K}{1.428} - 1K$$

$$R_{11} = 15.8K\Omega$$

luego $P_1 = 1K\Omega + 15.8K\Omega$

$$P_1 = 16.8K\Omega$$

Sea $P_1 = 20K\Omega$

$$V_{cc} = I_z R_1 + V_z$$

$$R_1 = \frac{V_{cc} - V_z}{I_z}$$

Sea $I_z = 10mA$
 $V_{cc} = 15V$

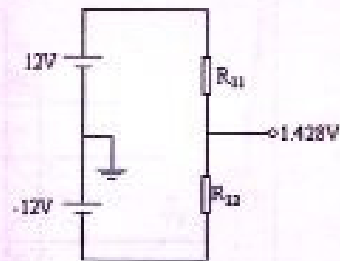


Figura 9.93

$R_1 = 500\Omega$

Sea $R_1 = 470\Omega$

Para la carga del capacitor:

I_c : corriente de carga del capacitor

$$I_c = C \cdot \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

$\Delta V = 8V$

$\Delta t = 0.8ms$

Sea $I_c = 1mA$

$$C = \frac{1m \cdot 0.8m}{8V}$$

$C = 0.1\mu F$

Sea $C = 0.1\mu F$

$12V = (R_2 + P_3)I_c$

$$R_2 + P_3 = \frac{12}{1m} \Omega$$

$R_2 + P_3 = 12K\Omega$

Sean:

$R_2 = 10K\Omega$

$P_3 = 5K\Omega$

Para la descarga del capacitor

I_d : Corriente de descarga del capacitor

$I_d \gg I_c$

Sea $I_d = 10I_c$

$I_d = 10mA$

$V_z = V_D + I_d R_2$

$$R_2 = \frac{V_z - V_D}{I_d} = \frac{10 - 0.7}{10m} \Omega$$

$R_2 = 930\Omega$

Sea $R_2 = 1K\Omega$

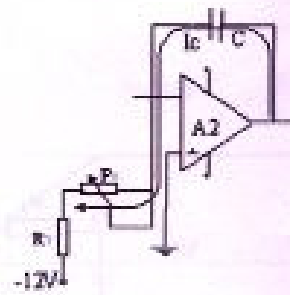


Figura 9.94

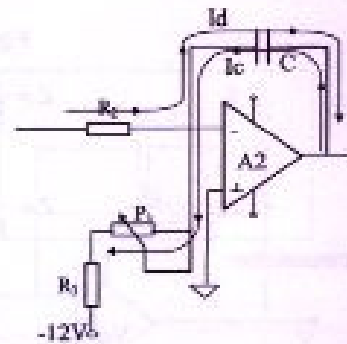


Figura 9.95

9.8.6. En el circuito de la figura, determinar:

- a) La función de transferencia.
- b) Si $R_1 R_4 = R_2 R_3$ dibujar asintóticamente el diagrama de Bode de magnitud e indicar que tipo de circuito es.
- c) Repetir el numeral b) si R_2 tiende al infinito.

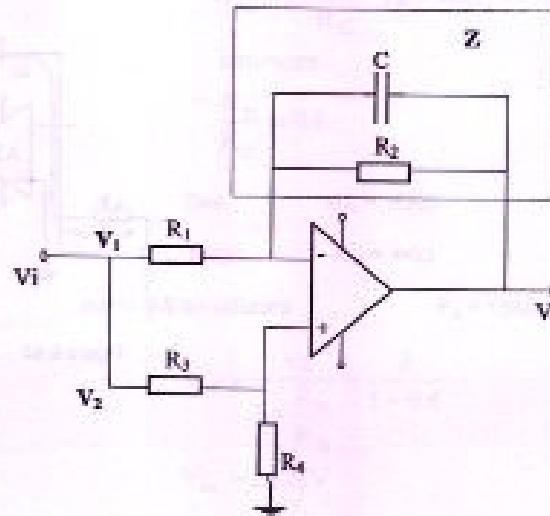


Figura 9.96

$$Z = \frac{sC}{R_2 sC + 1}$$

$$Z = \frac{R_2}{1 + sR_2 C}$$

Por superposición:
 $V_2 = 0$

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1 \cdot (1 + sCR_2)} \cdot V_1$$

$V_1 = 0$

$$V_0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{Z}{R_1} \right) \cdot V_i$$

$$V_0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1(1 + sCR_2)} \right) \cdot V_i$$

$$V_0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left[\frac{R_1 + sCR_1 R_2 + R_2}{R_1(1 + sCR_2)} \right] \cdot V_i$$

De lo que se obtiene:

$$T(s) = \frac{R_4 R_1 + sCR_1 R_2 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)(1 + sCR_2)}$$

Si $R_1 R_4 = R_2 R_3$

$$T(s) = \frac{sCR_1 R_2 R_4}{R_1 (R_3 + R_4)(1 + sCR_2)}$$

cero:

$$f_0 = 0$$

polo:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C}$$

$$T(s \rightarrow 0) = 0$$

$$T(s \rightarrow \infty) = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

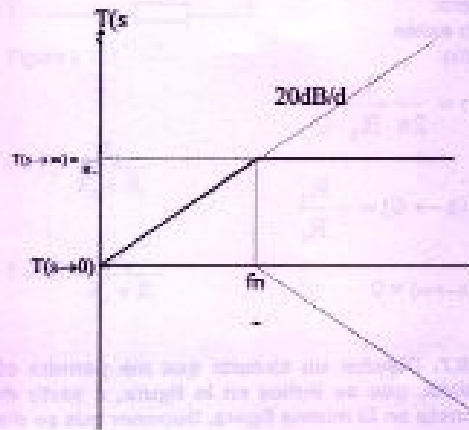


Figura 9.97

Es un filtro pasa altos.

Si $R_3 \rightarrow \infty$

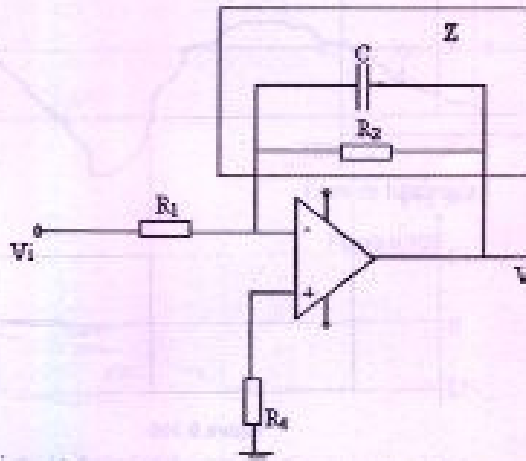


Figura 9.98

$$T(s) = -\frac{Z}{R_1}$$

$$T(s) = \frac{-R_2}{R_1(1 + sCR_2)}$$

Cero:
No existe.
Polo:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C}$$

$$T(s \rightarrow 0) = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$T(s \rightarrow \infty) = 0$$

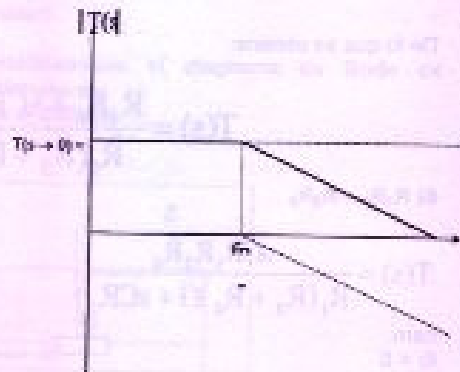


Figura 9.99

9.8.7. Diseñar un circuito que me permita obtener la forma de onda V_o en su salida, que se indica en la figura, a partir de la señal de entrada que también consta en la misma figura. Suponer que se dispone de elementos ideales.

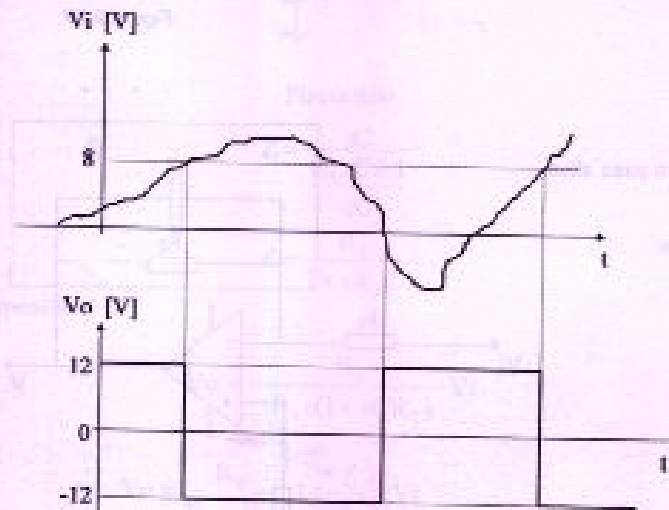


Figura 9.100

Debido a las características del voltaje de salida nos podemos dar cuenta que el circuito mediante el cual podemos obtener ese V_o es con un disparador de Schmitt.

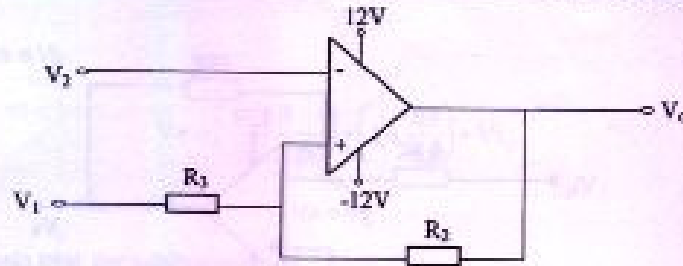


Figura 9.101

$$V_c = 4 = V_i \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

$$V_n = 8 = 2E \cdot \frac{R_1}{R_2 + R_1}$$

$$E = 12V$$

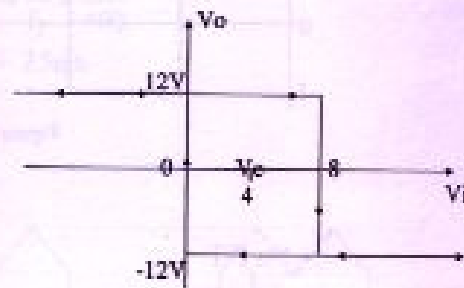
$$\frac{1}{3} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 3$$

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

Sea $R_1 = 10K\Omega$

$$R_2 = 20K\Omega$$



Lazo de histéresis

Figura 9.102

9.8.8. Para el circuito de la figura determinar el voltaje de salida exactamente suponiendo a todos los elementos ideales.

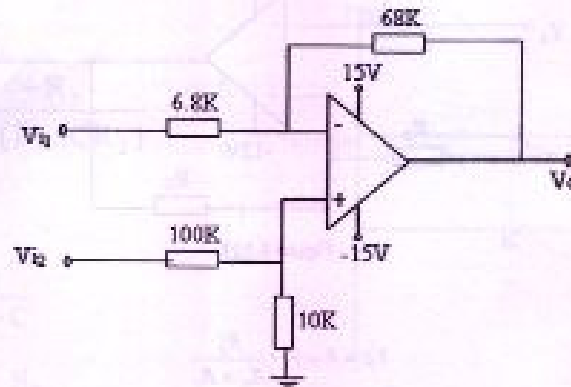


Figura 9.103

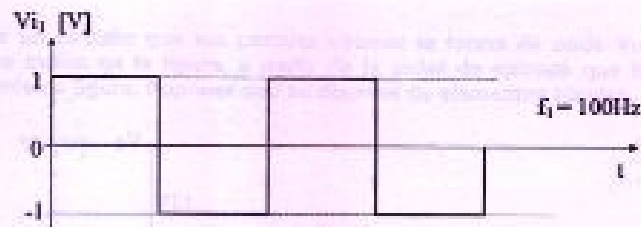


Figura 9.104

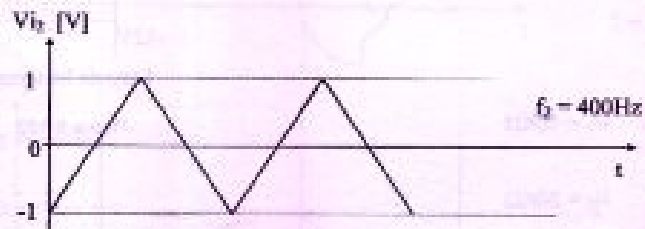


Figura 9.105

Respuesta a V_i

$$V_o = -\frac{68}{6.8} \cdot V_i$$

$$V_o = -10 \cdot V_i$$

Respuesta a V_{i2}

$$V_o = \left(\frac{10}{10+100} \right) \cdot \left(1 + \frac{68}{6.8} \right) \cdot V_{i2}$$

$$V_o = V_{i2}$$

La respuesta total, por superposición es:

$$V_o = V_{i2} - 10 \cdot V_{i1}$$

Análisis de la frecuencia:

V_{i1}

$$T_1 = \frac{1}{f_1} = \frac{1}{100}$$

$$T_1 = 10\text{ms}$$

V_{i2}

$$T_2 = \frac{1}{f_2} = \frac{1}{400}$$

$$T_2 = 2.5\text{ms}$$

Graticando:

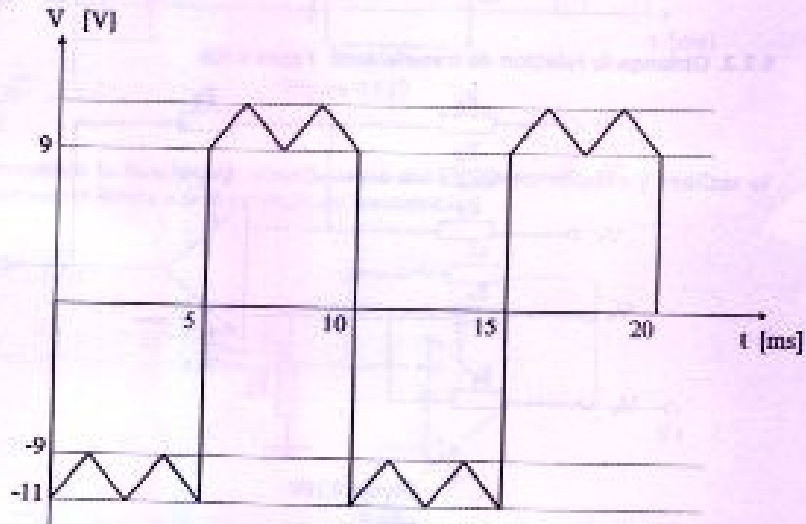


Figura 9.106

9.9 PROBLEMAS PROPUESTOS.

9.9.1. Encontrar la relación de transferencia y la respuesta de frecuencia del siguiente circuito:

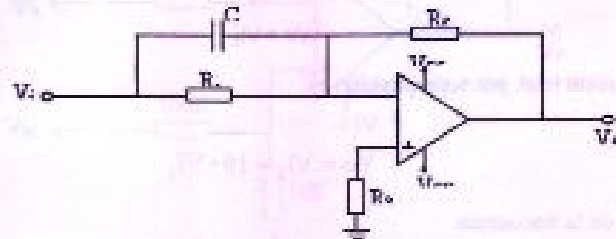
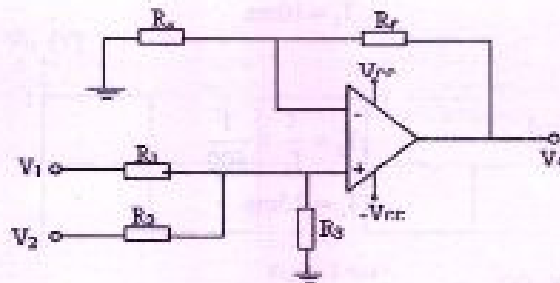


Figura 9.107

9.9.2. Hallar la función de transferencia del siguiente circuito:



9.9.3. Obtenga la relación de transferencia. Figura 9.108

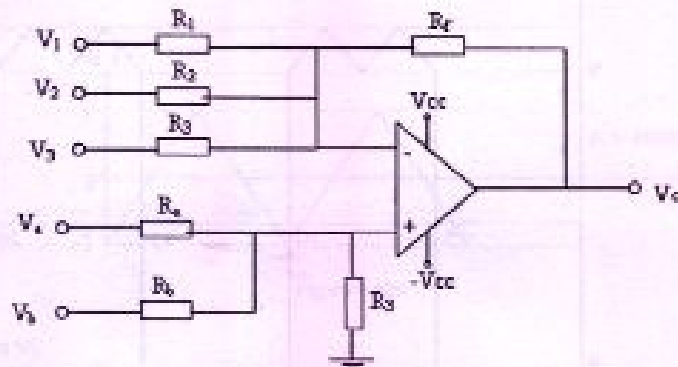


Figura 9.109

9.9.4. Graficar la $V_o(t)$ en el siguiente circuito si se tiene las señales de entrada indicadas en la figura.

CAPITULO
10

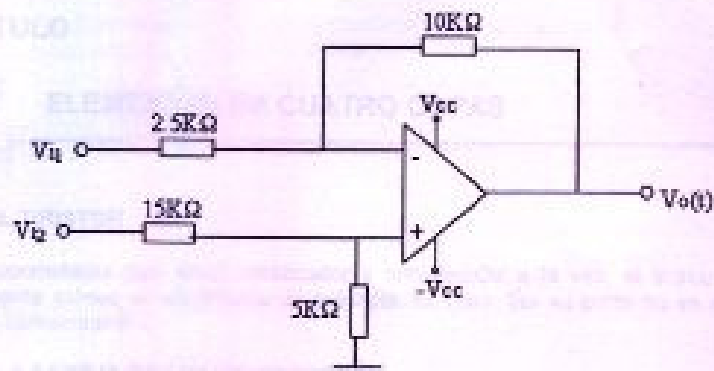


Figura 9.110

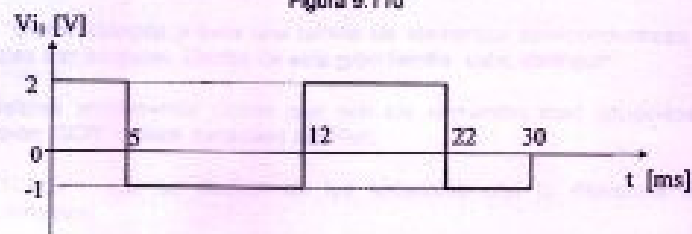


Figura 9.111

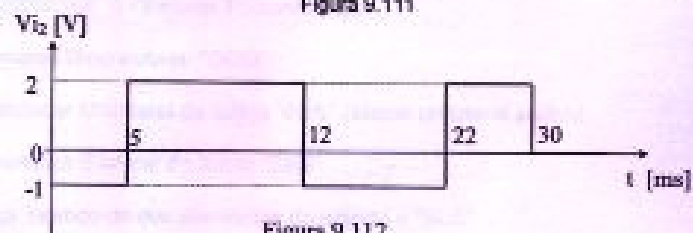


Figura 9.112

9.9.5. Determinar la función de transferencia del siguiente circuito y realizar el gráfico correspondiente a la respuesta de frecuencia.

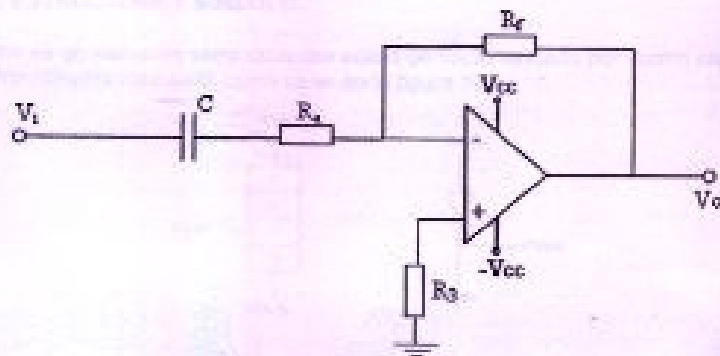


Figura 9.113