

AMPLIFICADOR OPERACIONAL



- M. H. Rashid, *Microelectronics Circuits - Analysis and Design*, PWS Publishing, 1999. Capítulos 6, 15 y 16.

Introducción

- Amplificador Operacional ideal. Modelo
- Diferentes tipos de conexiones y características.
- Parámetros reales de un Amplificador Operacional.
- Análisis en frecuencia.
- Aplicaciones típicas.

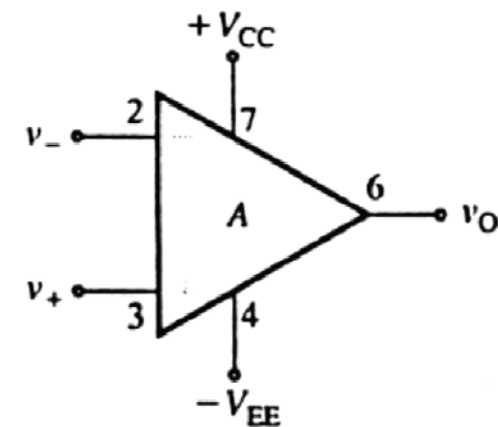
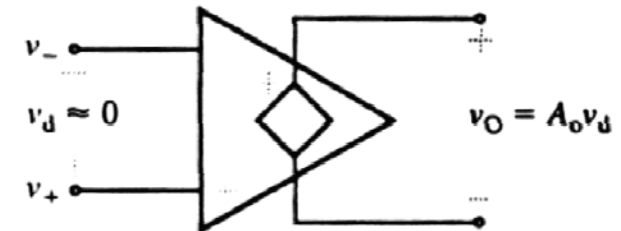
¿Qué es un Amplificador Operacional?

- Es un amplificador diferencial de alta ganancia, que está acoplado en continua; es decir que amplifica desde DC.

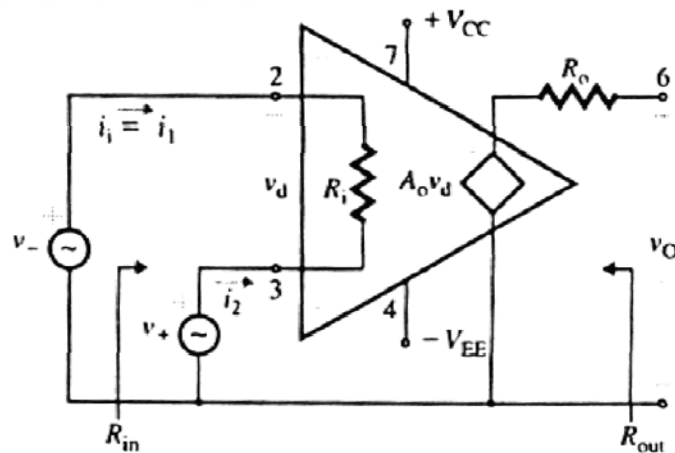
$$v_o = A_o v_d$$

$$v_d = v_+ - v_-$$

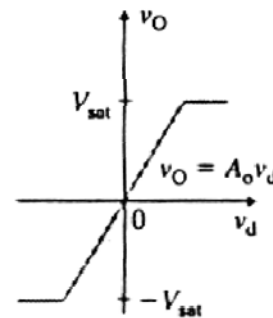
$$10^4 \leq A_o \leq 10^6 \quad (80 - 120\text{dB})$$



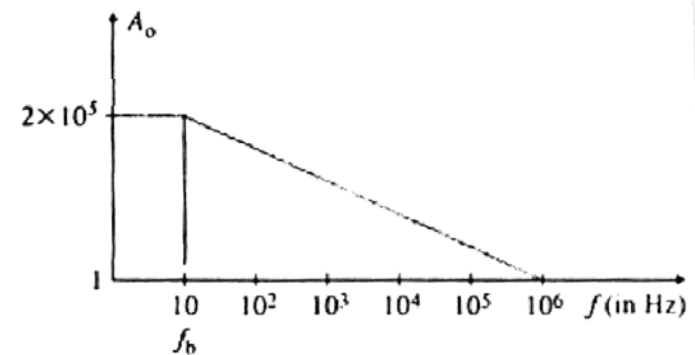
Circuito equivalente



(a) Equivalent circuit



(b) Transfer characteristic



(c) Typical gain versus frequency characteristic

Amplificador Operacional ideal

- Características de un Amplificador Operacional ideal:
 - $R_{in} = \text{infinito}$
 - $R_o = 0$
 - $A_v = \text{infinito}$
 - $I_{in} = 0$
 - $v_d = V_o / A_v = 0$
 - Ancho de banda infinito

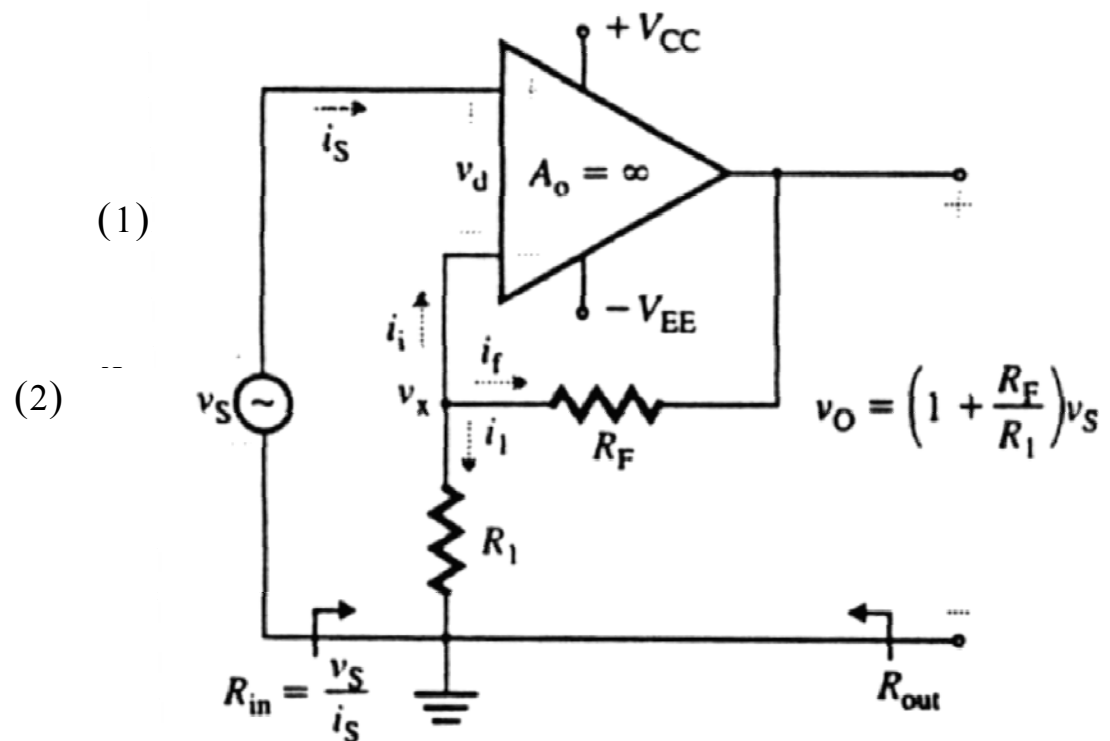
Amplificador No Inversor

$$v_S = v_d + v_x$$

For $v_d := 0$ $v_S = v_x$

$$i_1 + i_f + i_i = 0$$

For $i_i = 0$, we get



Amplificador No Inversor

For $i_i = 0$, we get

$$i_i = -i_f \quad (3)$$

which gives

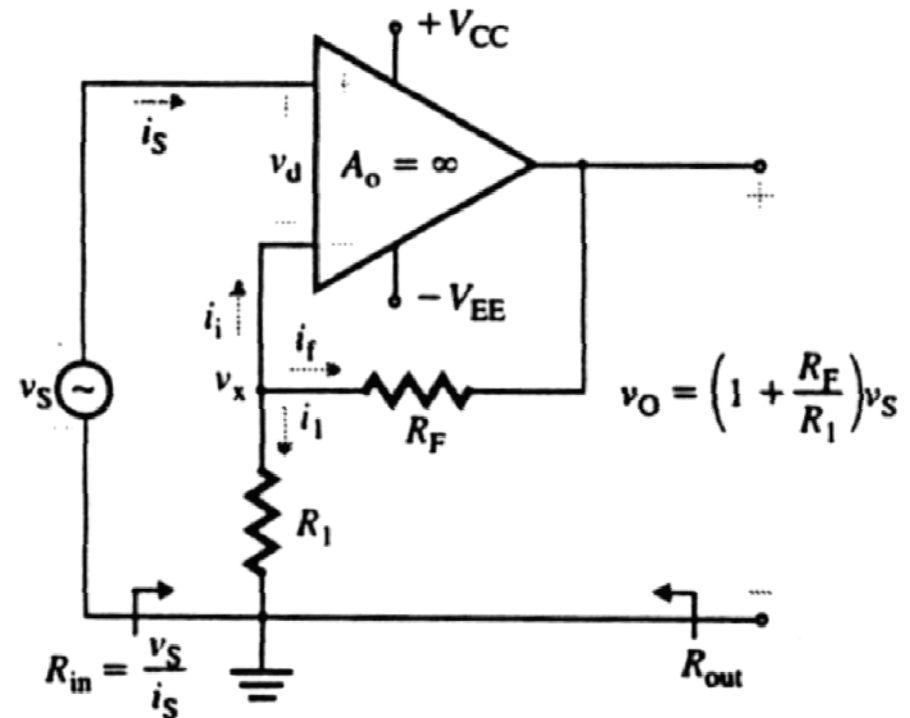
$$\frac{v_x}{R_1} = \frac{-(v_x - v_o)}{R_F} \quad (4)$$

Since $v_x = v_S$, Eq. (4) becomes

$$\frac{v_S}{R_1} = \frac{-(v_S - v_o)}{R_F} \quad (5)$$

which gives the closed-loop voltage gain as

$$A_f = \frac{v_o}{v_S} = 1 + \frac{R_F}{R_1} \quad (6)$$



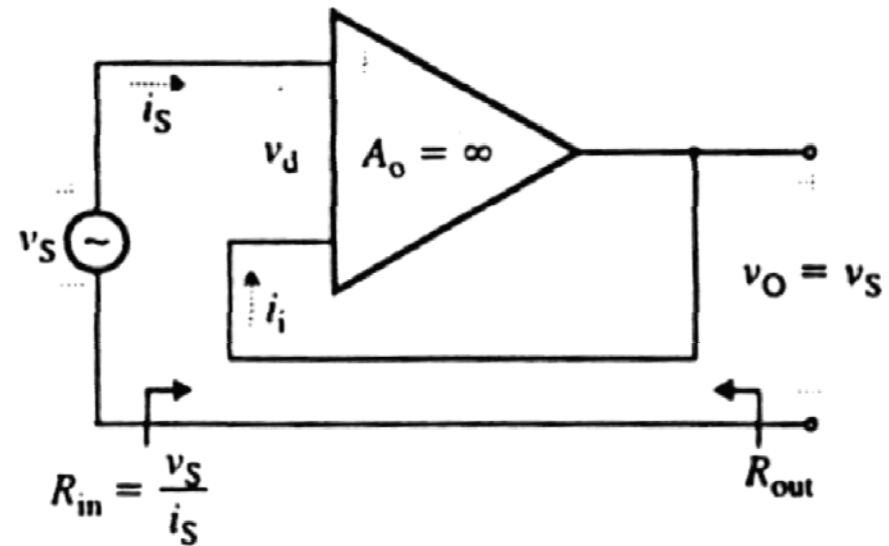
Seguidor de tensión (buffer)

For $R_F = 0$ and $R_1 = \text{infinte}$,
Eq. (6) becomes

$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = 1 \quad (7)$$

El seguidor de tensión tiene una elevada impedancia de entrada y una muy baja impedancia de salida

Actúa como un adaptador de impedancias entre una fuente con alta impedancia de salida y una carga de baja impedancia



Efecto de la ganancia finita

Using Eq. (3), we get

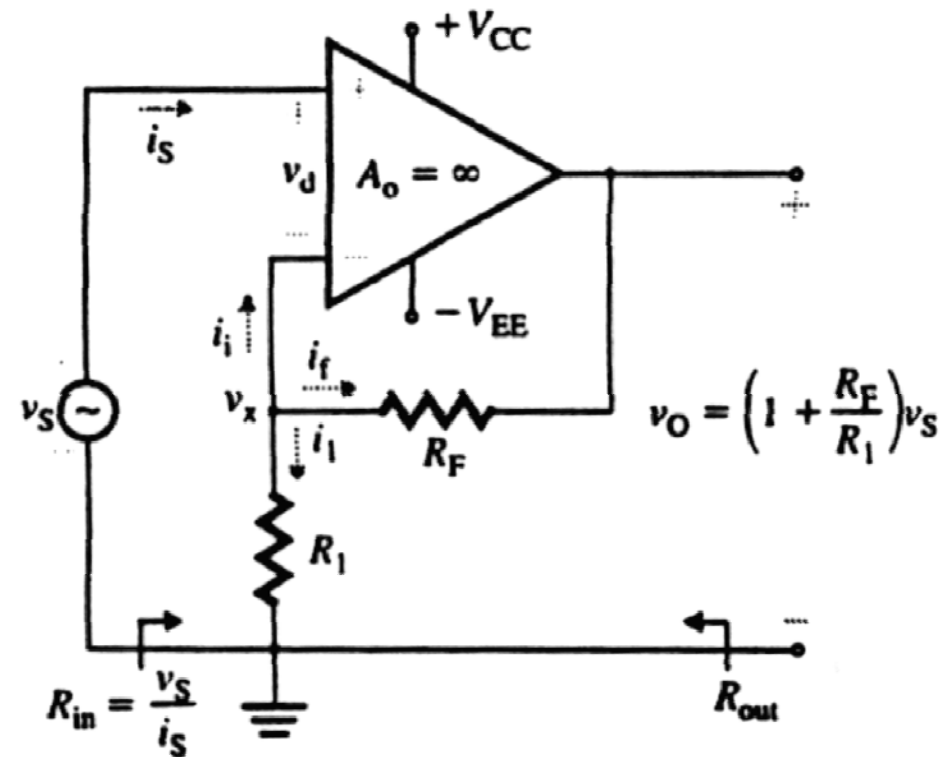
$$i_1 = -i_f$$

$$\frac{v_x}{R_1} = \frac{-(v_x - v_o)}{R_F} \quad (8)$$

which gives

$$v_x = \frac{R_1}{R_1 + R_F} v_o \quad (9)$$

$$v_d = \frac{v_o}{A_o} \quad (10)$$



Efecto de la ganancia finita

Using the KVL around the loop I, we get

$$v_S = v_x + v_d \quad (11)$$

Substituting v_x from Eq. (9) and v_d from Eq. (10) into Eq. (11), we get

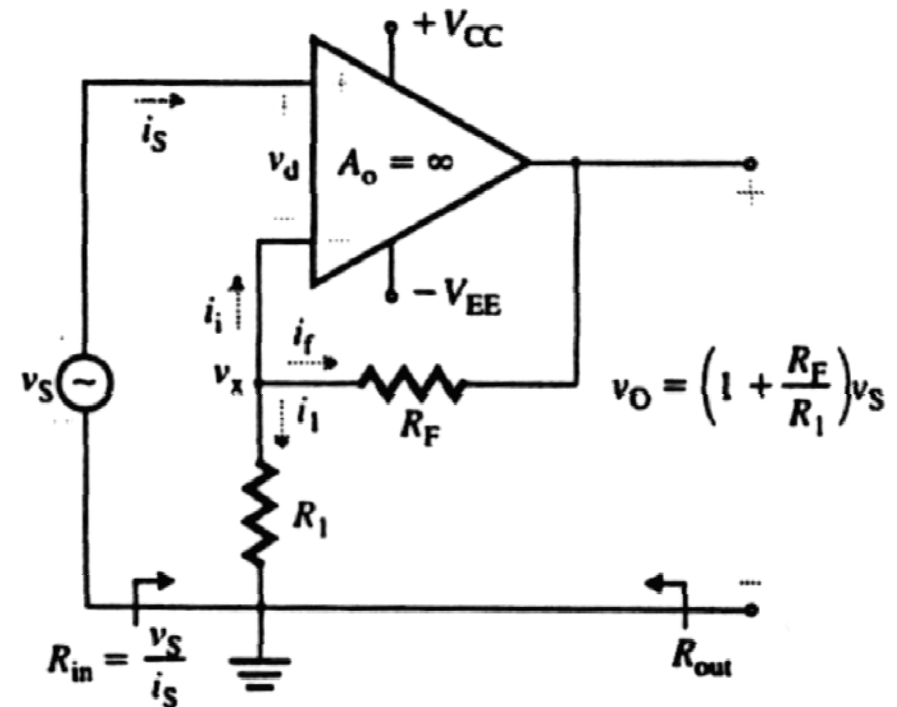
$$A_f = \frac{v_o}{v_S} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{1 + x} \quad (12)$$

which can be simplified to

$$A_f = \frac{v_o}{v_S} = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) (1 - x) \quad (13)$$

where

$$x = \frac{1}{A_o} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \quad (14)$$



Efecto de la ganancia finita

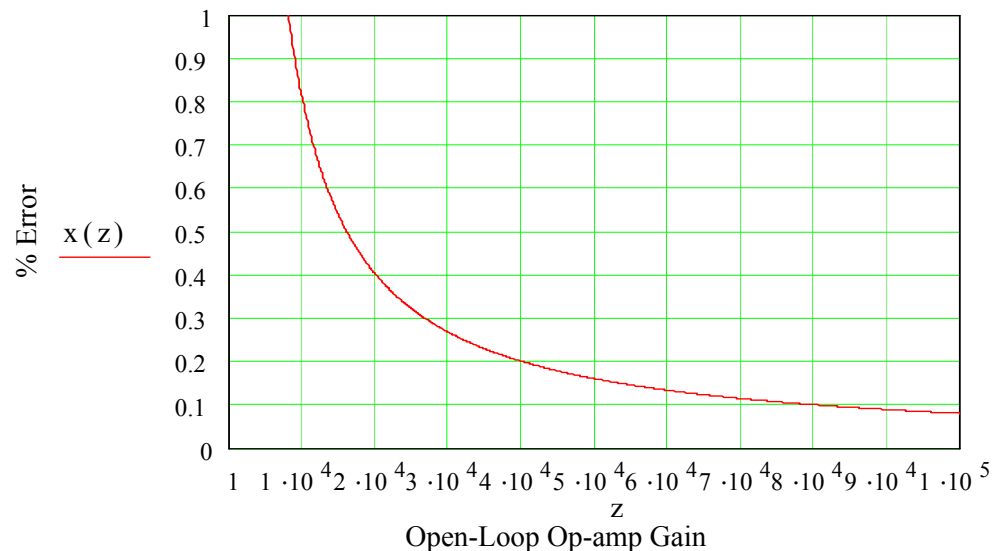
$$R_F := 395 \cdot 10^3 \quad R_F = 3.95 \times 10^5$$

$$R_1 := 5 \cdot 10^3 \quad R_1 = 5 \times 10^3$$

$$A_f := 1 + \frac{R_F}{R_1} \quad A_f = 80$$

$$x(z) := \frac{100}{z} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right) \quad z = A_o$$

Observar dependencia
del error con la
ganancia



Ejemplo

Diseñe un amplificador no
inversor con ganancia $A_f=100$

La frecuencia de ganancia unidad
es $f_u = 10^6$ Hz

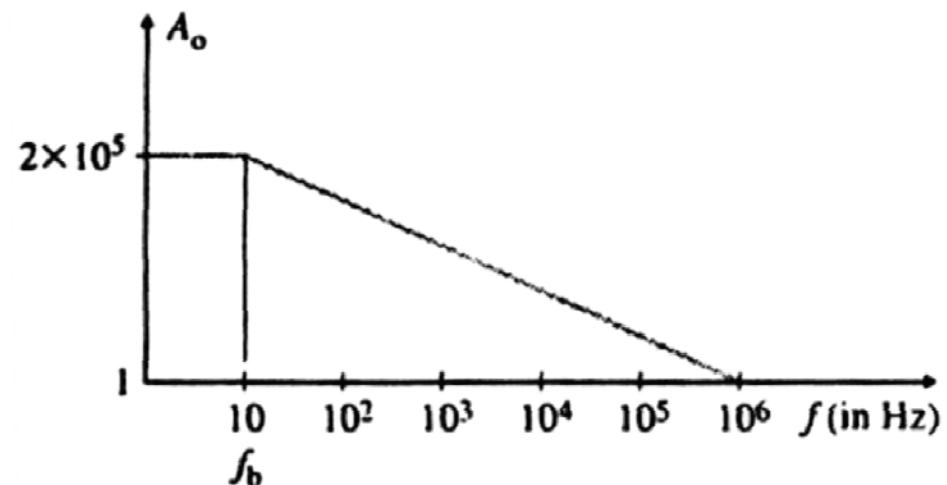
Sea $R_1 = 5 \cdot 10^3$

$$R_f = (A_f - 1) R_1$$

$$R_f = 4.92 \cdot 10^5$$

$$f_s(\text{max}) = f_u / A_f$$

$$f_s(\text{max}) = 1 \cdot 10^4$$



(c) Typical gain versus frequency characteristic

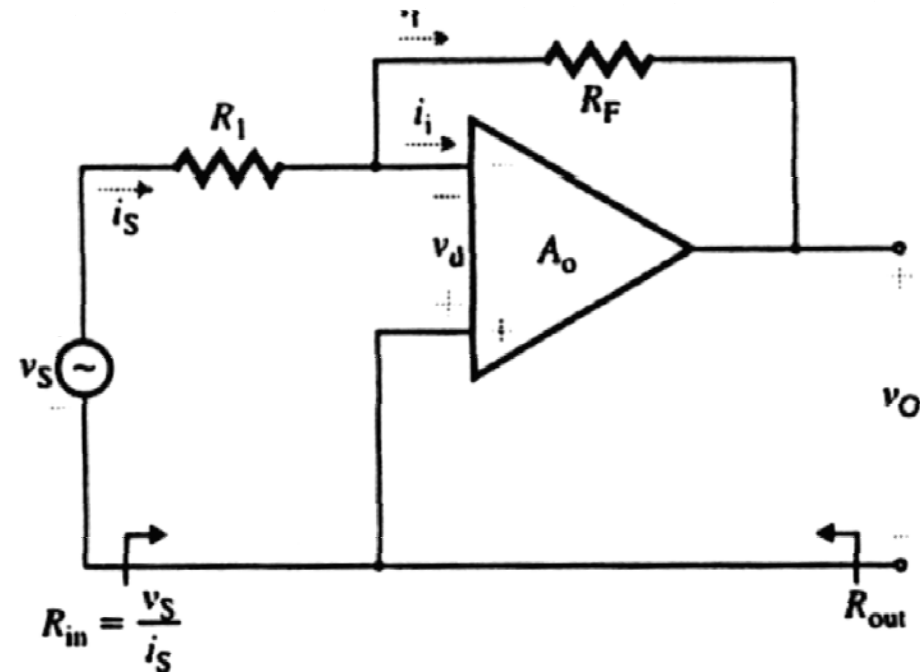
Amplificador Inversor

Using the KCL at the inverting terminal, we get

$$i_S = i_f + i_i \quad (15)$$

For an ideal op-amp $i_i = 0$ and we get

$$i_S = i_f \quad (16)$$



Amplificador Inversor

Using the KVL around the loop from the input signal source v_S to the output terminal v_O , we get

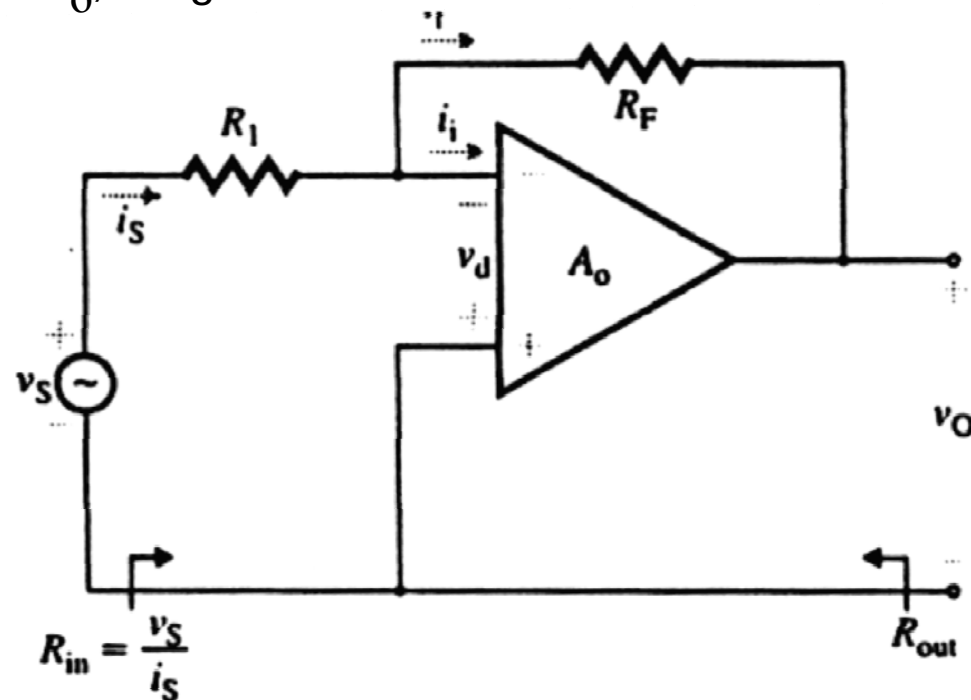
$$v_S = R_1 \cdot i_S - v_d \quad (17)$$

$$v_d = R_F \cdot i_f + v_O \quad (18)$$

which, for $v_d = 0$, give

$$i_S = \frac{v_S}{R_1}$$

$$i_f = \frac{-v_O}{R_F}$$



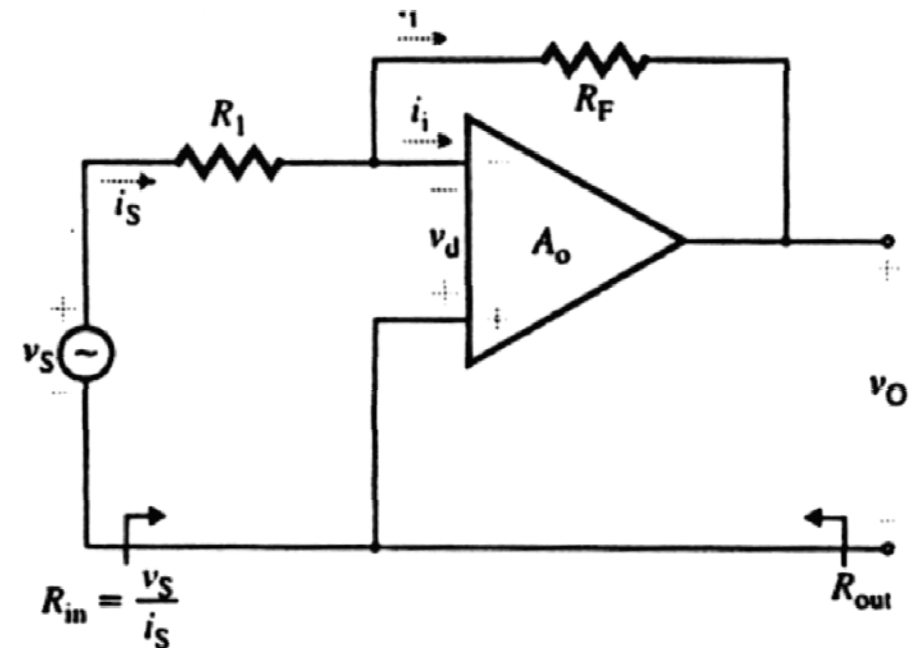
Amplificador Inversor

Therefore, for $i_S = i_f$, we get

$$\frac{v_S}{R_1} = \frac{-v_O}{R_F}$$

which gives the closed-loop voltage gain

$$A_f = \frac{v_O}{v_S} = -\left(\frac{R_F}{R_1}\right) \quad (19)$$

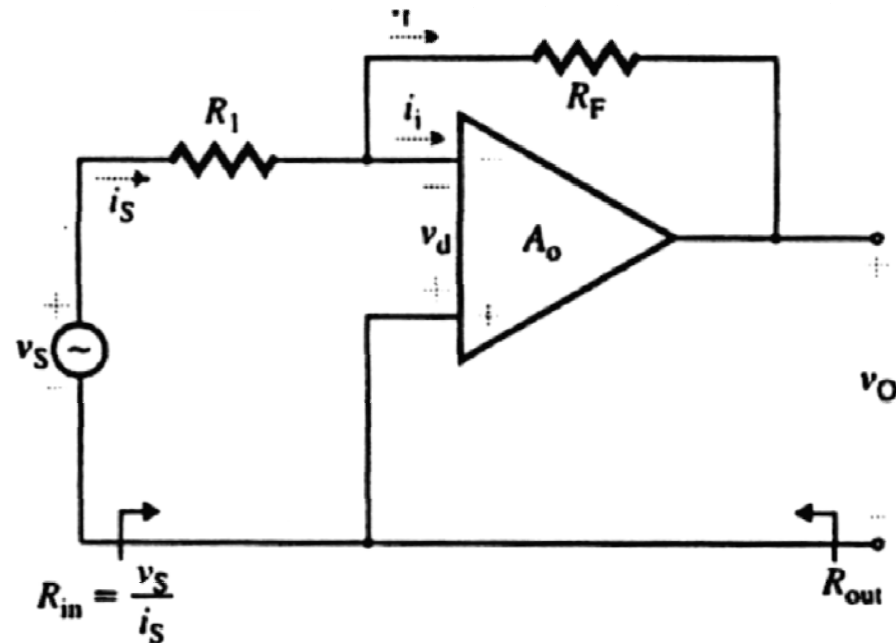


Inversor con ganancia unitaria

By making $R_1 = R_F$, we get

$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = -1 \quad (20)$$

Thus, for $R_1 = R_F$, the inverting amplifie becomes an unity gain inverter



Efectos de la ganancia finita

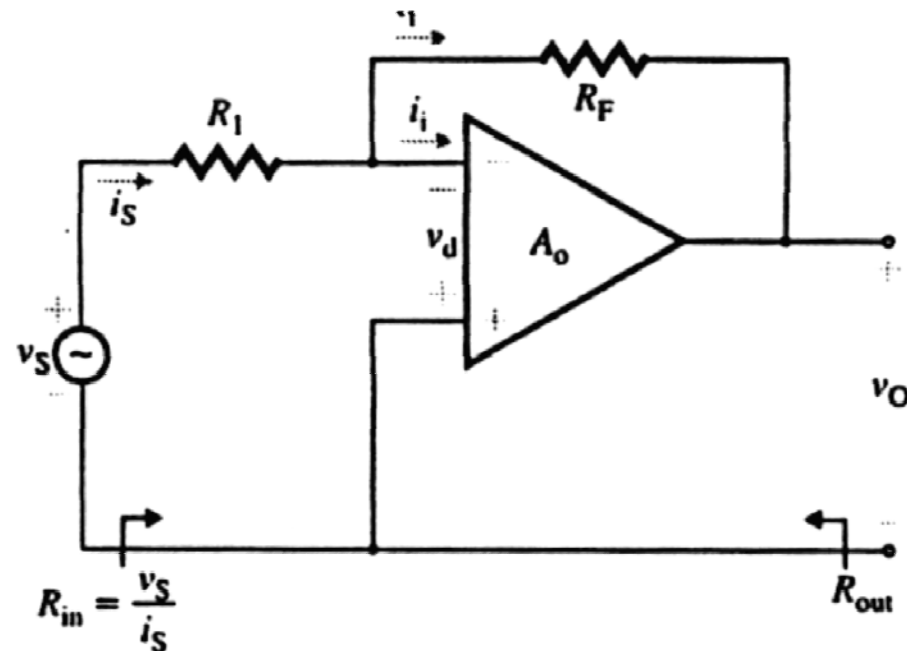
From Eq. (17), we find i_S as

$$i_S = \frac{v_S + v_d}{R_1} = \frac{v_S + \frac{v_O}{A_o}}{R_1} \quad (21)$$

From Eq. (18), we find v_O as

$$v_O = -v_d - R_F \cdot i_f = -v_d - R_F \cdot i_S$$

$$v_O = \frac{-v_O}{A_o} - \frac{v_S + \frac{v_O}{A_o}}{R_1} \cdot R_F \quad (22)$$



Efectos de la ganancia finita

Solving Eq. (22), we get the closed-loop v gain as

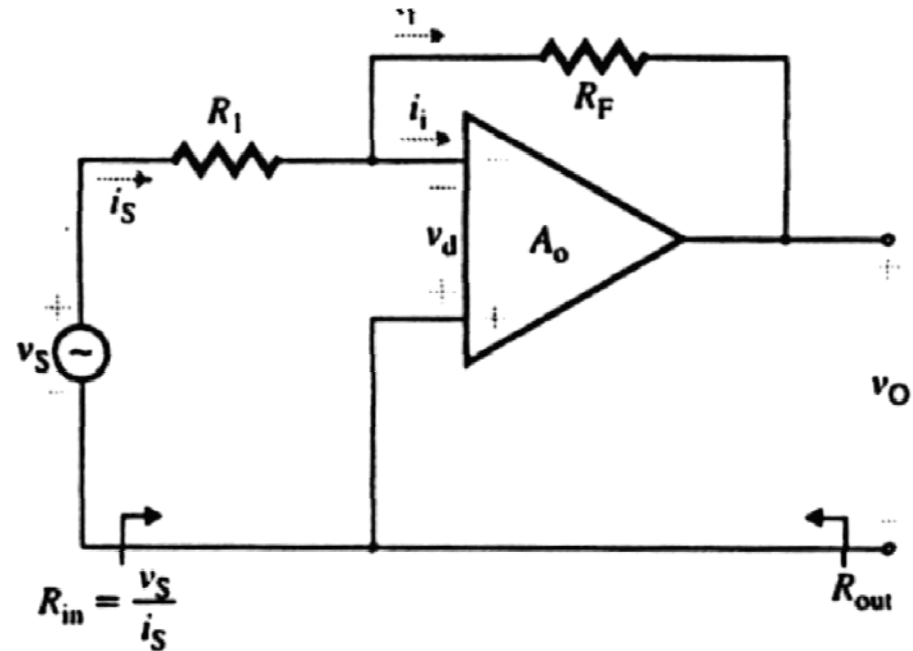
$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = -\left(\frac{R_F}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{1+x} \quad (23)$$

Since $1/(1+x)$ can be approximated to as we can simplify Eq. (23) as

$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = -\left(\frac{R_F}{R_1}\right) \cdot (1-x) \quad (24)$$

where

$$x = \frac{1}{A_o} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \quad (25)$$



Efectos de la ganancia finita

$$R_F := 400 \cdot 10^3$$

$$R_F = 3.95 \times 10^5$$

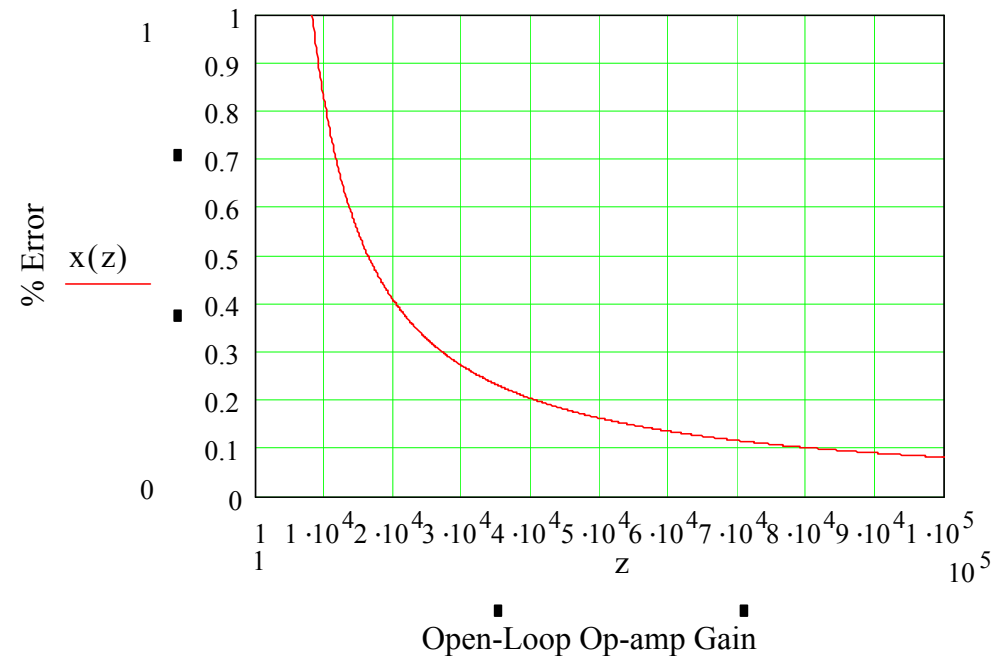
$$R_1 := 5 \cdot 10^3$$

$$R_1 = 5 \times 10^3$$

$$A_f := \frac{-R_F}{R_1}$$

$$A_f = -80$$

$$x(z) := \frac{100}{z} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right) \quad z = A_O$$



Ejemplo

Diseñe un amplificador inversor
con ganancia $A_f=100$

La frecuencia de ganancia unidad
es $f_u = 10^6$ Hz

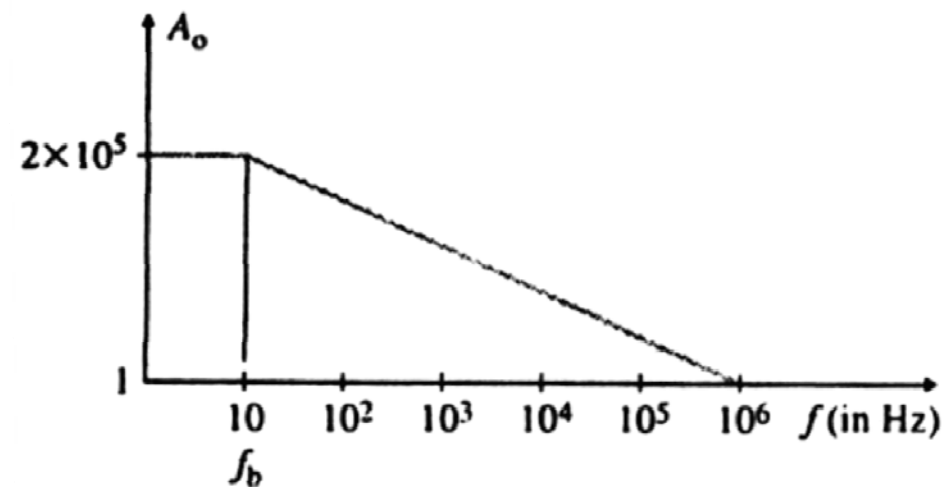
Sea $R_1 = 5 \cdot 10^3$

$$R_f = A_f R_1$$

$$R_f = 5 \cdot 10^5$$

$$f_s(\text{max}) := f_u / A_f$$

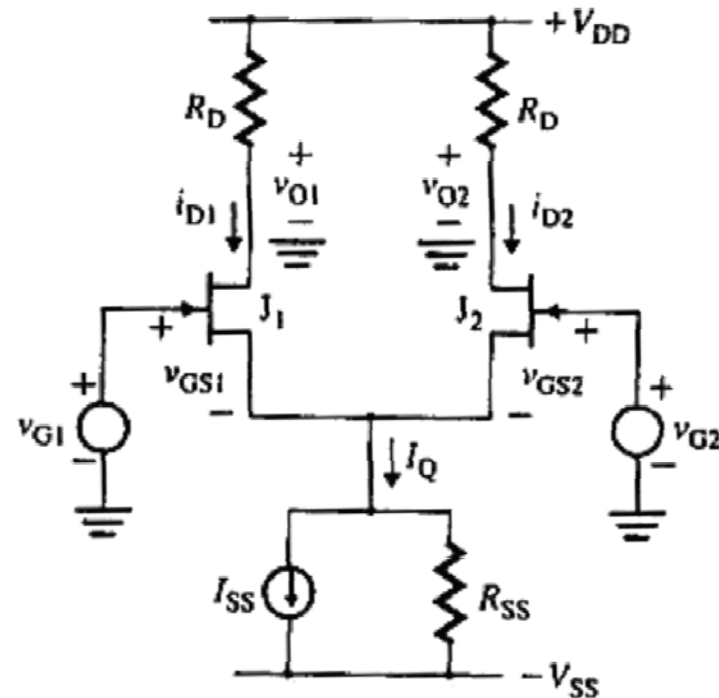
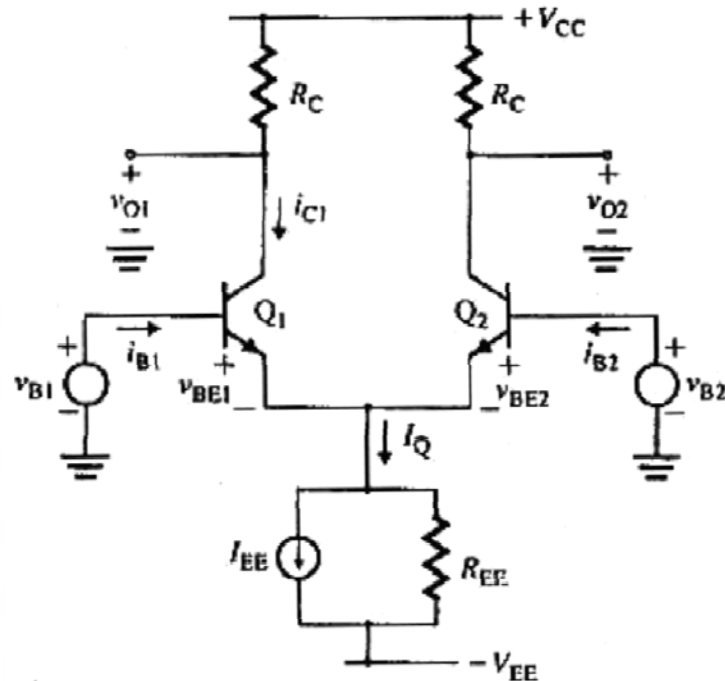
$$f_s(\text{max}) = 1 \cdot 10^4$$



(c) Typical gain versus frequency characteristic

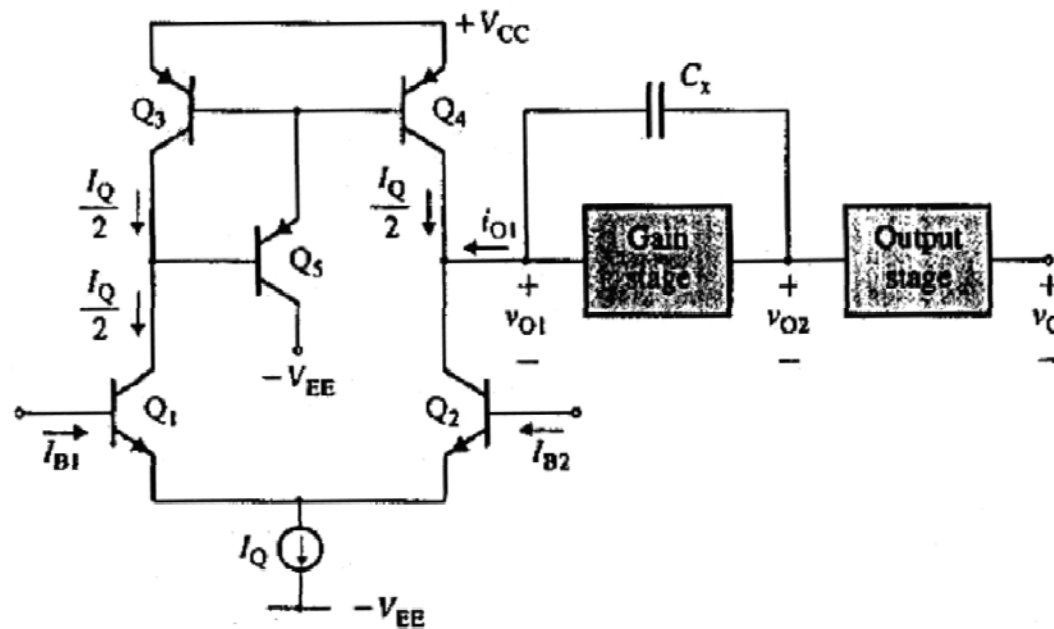
Estructura interna Opamp

FIGURE 13.21
Emitter-coupled
differential pair

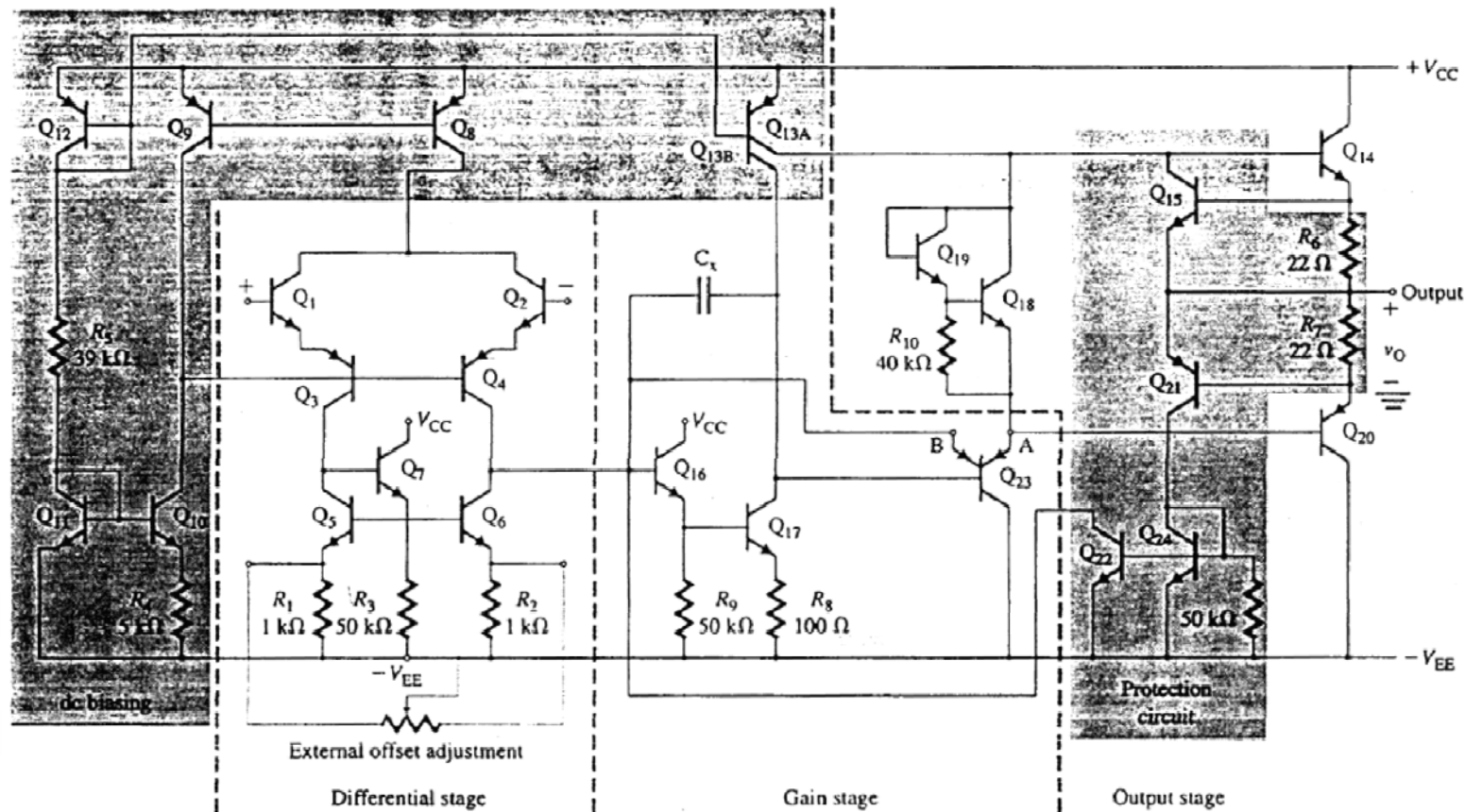


Estructura interna Opamp

FIGURE 15.1
General configuration of
an op-amp

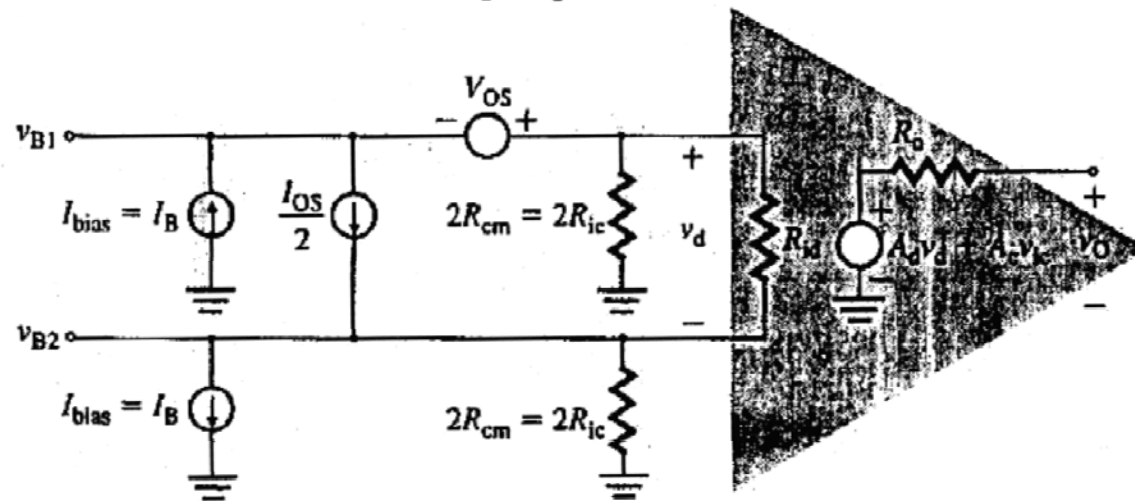


Opamp LM741



Parámetros de un Opamp

FIGURE 15.2
Equivalent circuit of an
op-amp



Corriente de polarización de entrada

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$
$$\equiv \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{I_Q}{2\beta_F} \quad (\text{solo para BJT})$$

Las magnitudes comunes de las corrientes de polarización son de 10 a 100nA para transistores BJT, y de 1 a 10pA para JFET.

Corriente de offset de entrada

Las corrientes de polarización serán iguales solo si los transistores de entrada tienen betas igual. Sin embargo, incluso transistores en circuitos integrados que, en teoría son idénticos, uno al lado del otro, exhiben diferencias.

Corriente de offset de entrada

$$I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}|$$

Voltaje de offset de entrada

El voltaje diferencial que debe aplicarse a los terminales de entrada de un amplificador para llevar la salida a cero, se conoce como voltaje de offset de entrada.

$$v_{BE1} - v_{BE2} = V_T \left[\ln \frac{i_{C1}}{I_{S1}} - \ln \frac{i_{C2}}{I_{S2}} \right] = V_T \ln \left(\frac{i_{C1}}{I_{S1}} \times \frac{I_{S2}}{i_{C2}} \right)$$

$$V_{OS} = v_{BE1} - v_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right)$$

$$V_{OS} = V_T \ln \left(\frac{W_B + \Delta W_B}{W_B} \right) = V_T \ln \left(1 + \frac{\Delta W_B}{W_B} \right) \quad V_{OS} = V_T \left(\frac{\Delta W_B}{W_B} \right)$$

$$V_{OS} = 0.1 V_T$$

Deriva térmica

El cambio en el voltaje de offset de entrada V_{OS} por unidad de cambio de temperatura se conoce como deriva térmica de voltaje.

$$D_v = \frac{\Delta V_{OS}}{\Delta T} \quad (\text{en V}/^{\circ}\text{C})$$

$$D_v = \frac{dV_{OS}}{dT} = \frac{V_T}{T} \left(\frac{\Delta W_B}{W_B} \right) \equiv \frac{V_{OS}}{T}$$

$$D_v = 2.6 \text{ mV}/298 = 8.72 \text{ } \mu\text{V}/\text{K}$$

Relación de rechazo de modo común (CMRR)

Se define como la relación de la ganancia en voltaje diferencial respecto a la ganancia en voltaje en modo común.

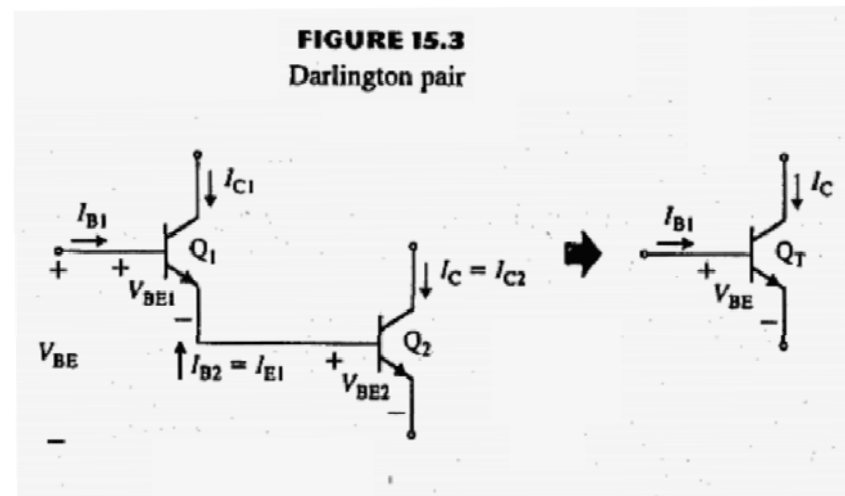
$$\text{CMRR} = \frac{A_d}{A_c}$$

Valores típicos son entre 60 y 100dB

Resistencia de entrada

La resistencia de entrada para una etapa de entrada FET esta en el intervalo de 10^9 a $10^{12} \Omega$.

Sin embargo, para una etapa de entrada BJT, la resistencia de entrada está normalmente en el intervalo de $100k\Omega$ a $1M\Omega$.



Resistencia de salida

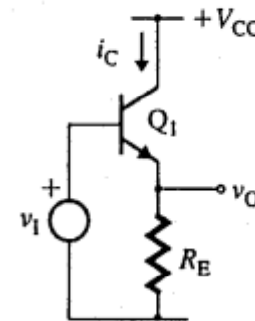
Usualmente, la etapa de salida es un seguidor de emisor en operación clase AB, lo que da una resistencia de salida baja del orden de 40 a 100 Ω .

Resistencia de entrada del transistor de salida

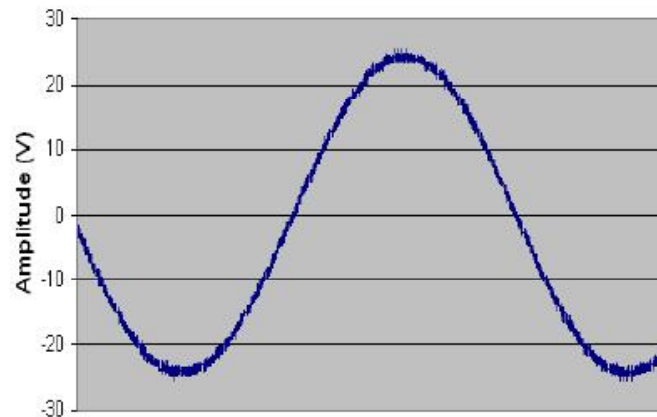
$$r_{\pi} = \beta_F V_T / I_{C(out)}$$

Resistencia de salida

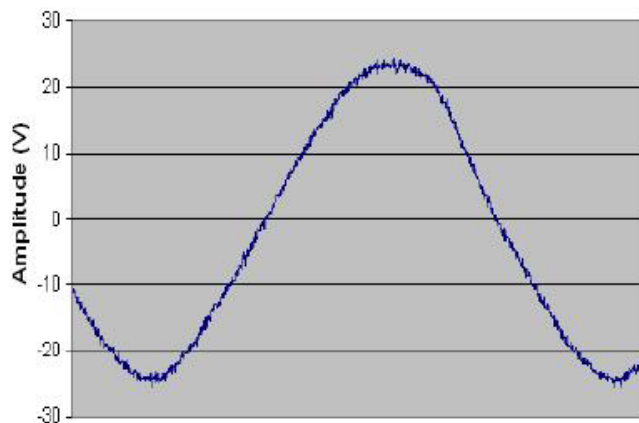
$$R_{out} = \frac{r_{\pi}}{1 + \beta_F} = \frac{\beta_F V_T}{I_{C(out)}(1 + \beta_F)} \equiv \frac{V_T}{I_{C(out)}}$$



Slew rate (SR)



A sine wave without slew rate distortion.



A sine wave distorted by a lower slew rate.

FIGURE 15.9 Unity-gain follower

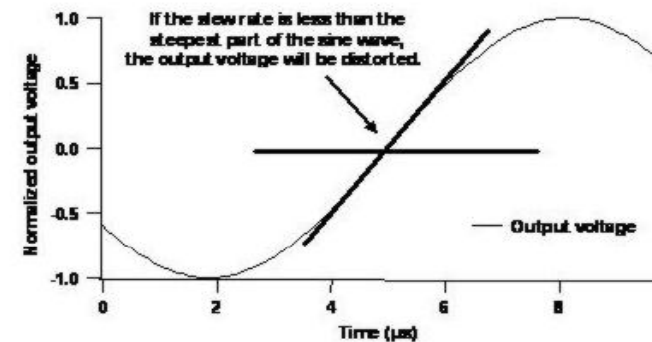
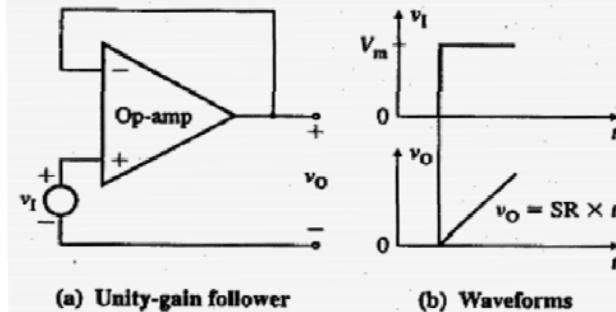


Figure 4. If the slew rate is not sufficient sine waves are distorted as well. The higher the frequency and the amplitude of the waveform, the more important is the slew rate of the high voltage amplifier

Aplicaciones

- Integrador Inversor
- Derivador
- Amplificador de instrumentación
- Sumador Inversor
- Sumador no Inversor
- Fotodetector
- Conversor Tensión – Corriente
- Superdiodo
- Detector de señal más positiva
- Detector de voltaje pico
- Rectificador de media onda
- Rectificador de onda completa
- Limitador de voltaje

Integrador Inversor

En el dominio s

$$V_o(s) = -\left(\frac{Z_F}{Z_1}\right) V_s(s) = -\frac{1}{sR_1C_F} V_s(s)$$

En el dominio t

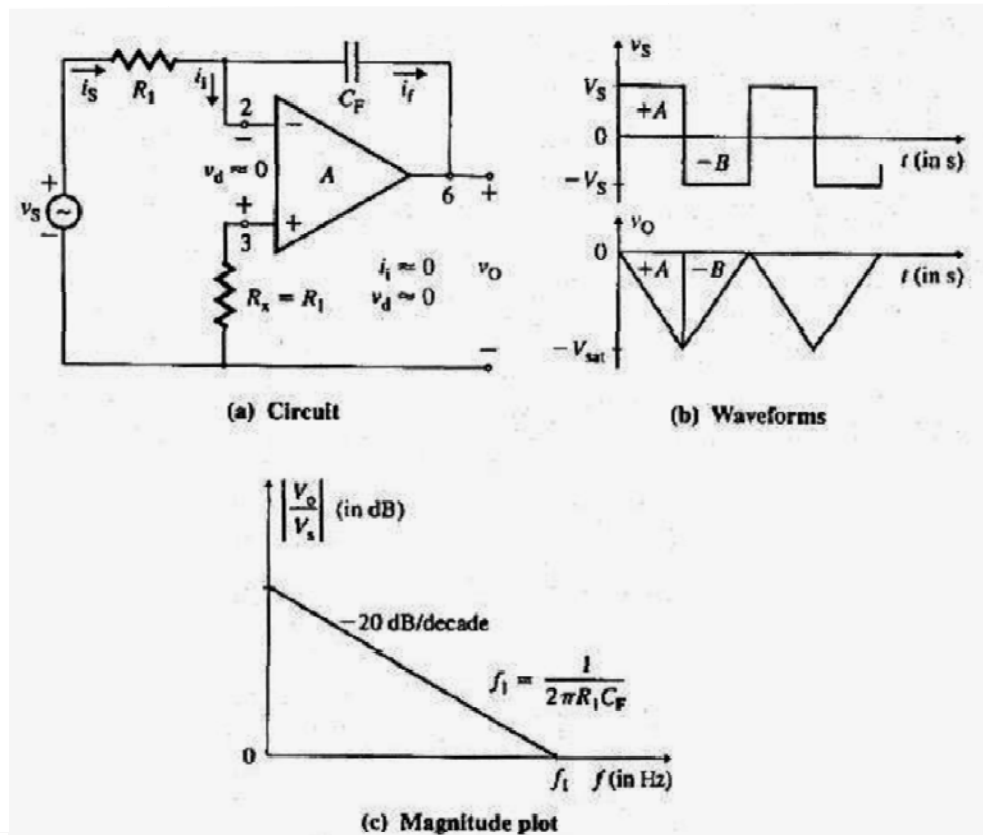
$$v_o(t) = -\frac{1}{R_1C_F} \int_0^t v_s dt + v_C(t=0)$$

$$v_o(t) = -v_C(t)$$

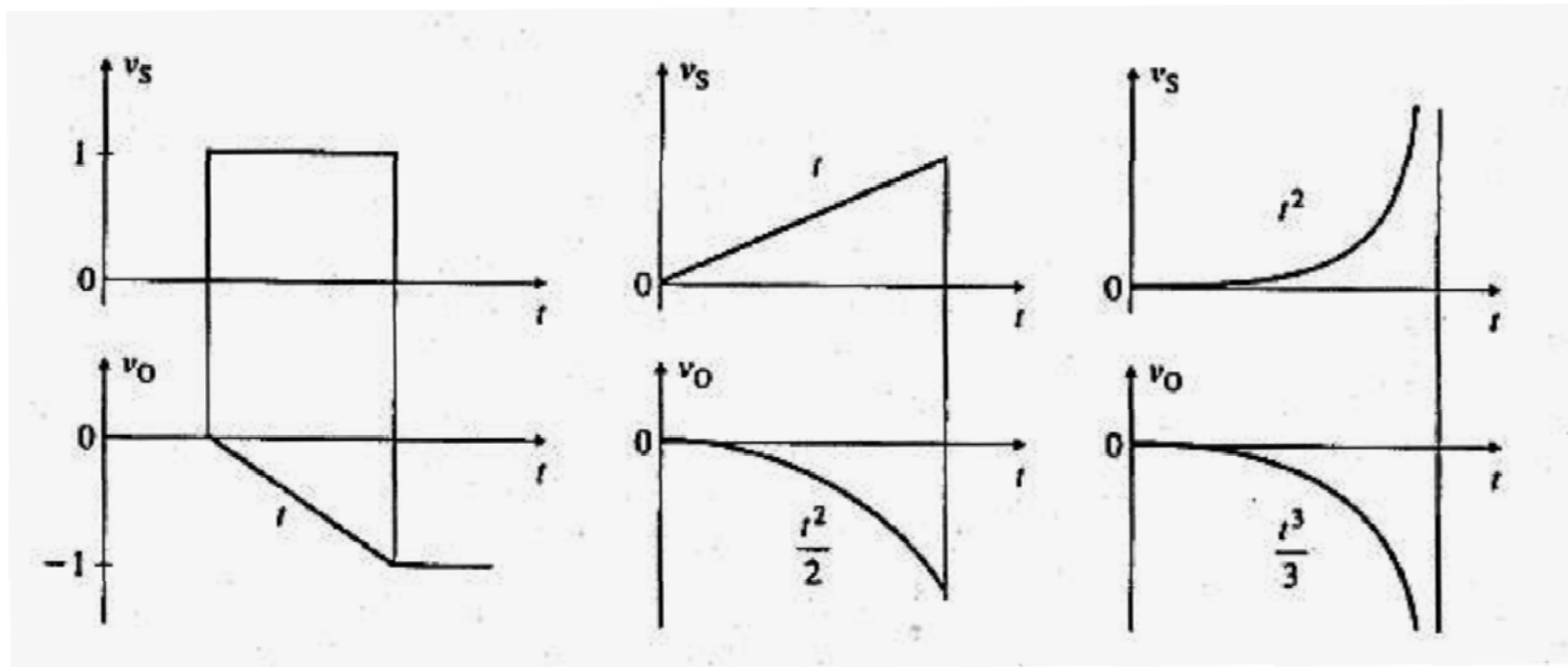
En frecuencia

$$V_o(j\omega)/V_s(j\omega) = -\frac{1}{j\omega R_1C_F}$$

Se comporta como un pasabajas



Integrador Inversor



Integrador Inversor práctico

Impedancia de realimentación modificada

$$Z_F = R_F \parallel (1/sC_F) = R_F / (1 + sR_FC_F)$$

Función transferencia

$$V_o(s) = -\left(\frac{Z_F}{Z_1}\right) V_s(s) = -\frac{R_F/R_1}{1 + sR_FC_F} V_s(s)$$

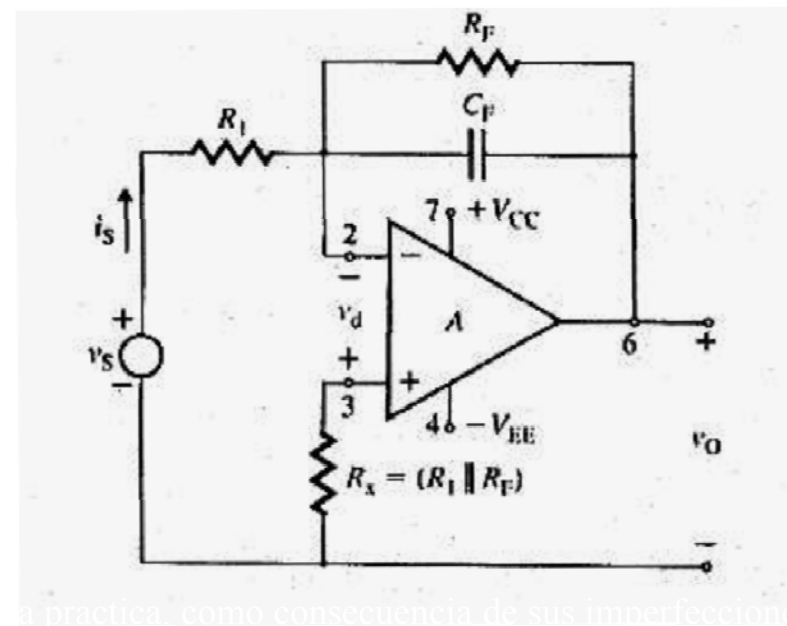
donde

$\tau_F (=R_FC_F)$ debe ser mayor a $T (=1/f_s)$

En general una razón de 10 a 1 es adecuada

$$\tau_F = 10T$$

Esto evita que la el nuevo polo añadido afecte la señal de entrada.



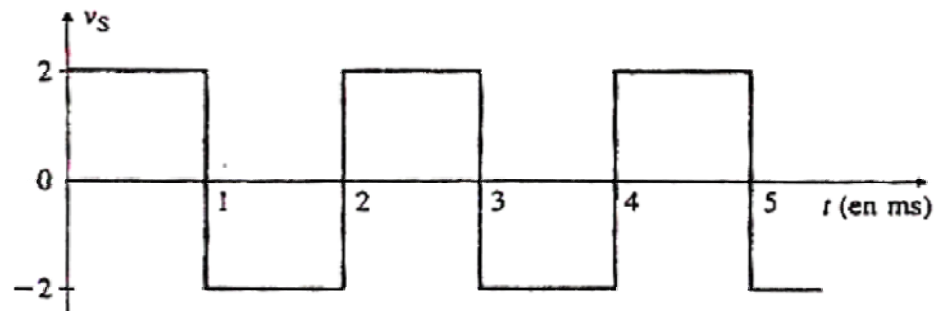
a practica como consecuencia de sus imperfecciones

Integrador - ejemplo

Diseño de un integrador con un amplificador operacional

Diseñar un integrador como el de la figura 6.13. La frecuencia de la señal de entrada es $f_s = 500$ Hz. La ganancia en voltaje debe ser unitaria a una frecuencia $f_1 = 1590$ Hz. Es decir, el ancho de banda de ganancia unitaria es $f_{bw} = 1590$ Hz.

Con PSpice/SPICE, trazar la gráfica del voltaje de salida correspondiente al voltaje de entrada del inciso (b).



(a) Los pasos para completar el diseño son los siguientes:

Paso 1. Elegir un valor adecuado de C_F : sea $C_F = 0.1 \mu\text{F}$.

Paso 2. Calcular la constante de tiempo requerida para satisfacer el requerimiento de frecuencia de ganancia unitaria:

$$\tau_i = \frac{1}{2\pi f_1} = \frac{1}{2\pi \times 1590 \text{ Hz}} = 100 \mu\text{s}$$

Integrador - ejemplo

Paso 3. Calcular el valor de R_1 con τ_i :

$$R_1 = \tau_i / C_F = 100 \mu\text{s} / 0.1 \mu\text{F} = 1 \text{ k}\Omega$$

Paso 4. Seleccionar la constante de tiempo $\tau_F = 10T = 10/f_s$:

$$\tau_F = 10 / 500 \text{ Hz} = 20 \text{ ms}$$

Paso 5. Calcular el valor de R_F con τ_F :

$$R_F = \tau_F / C_F = 20 \text{ ms} / 0.1 \mu\text{F} = 200 \text{ k}\Omega$$

$V_{\text{sat}} = \pm 10 \text{ V}$ y $\tau_i = R_1 C_F = 1 \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6} = 0.1 \text{ ms}$. Puesto que $\tau_F \gg \tau_i$, puede omitirse el efecto de τ_F .

Para $0 \leq t \leq 1 \text{ ms}$: de la ecuación (6.30), el voltaje de salida es

$$v_O = 0 - \frac{1}{R_1 C_F} \int_0^t 2 \, dt = -2 \times 10000t$$

Integrador - ejemplo

donde t está en ms. En $t = 1$ ms, $v_O = -20$ V, el cual es mayor que el voltaje de saturación y, por lo tanto, no es posible. El tiempo requerido para que el voltaje de salida alcance el voltaje de saturación de -10 V es $t_1 = 10/(2 \times 10000) = 0.5$ ms. Para $0.5 \text{ ms} \leq t \leq 1$ ms, el voltaje del capacitor es $V_{co} = 10$ V.

Para $1 \text{ ms} \leq t \leq 2$ ms: de acuerdo con la ecuación (6.30), el voltaje de salida está dado por

$$v_O = -10 + \frac{1}{R_1 C_F} \int_0^{t-1} 2 \, dt = -10 + 2 \times 10000(t - 1)$$

donde t está en ms. En $t = 2$ ms, $v_O = 10$ V, y el voltaje del capacitor es $V_{co} = -10$ V.

Para $2 \text{ ms} \leq t \leq 3$ ms: de acuerdo con la ecuación (6.30), el voltaje de salida es

$$v_O = 10 - \frac{1}{R_1 C_F} \int_0^{t-2} 2 \, dt = 10 - 2 \times 10000(t - 2)$$

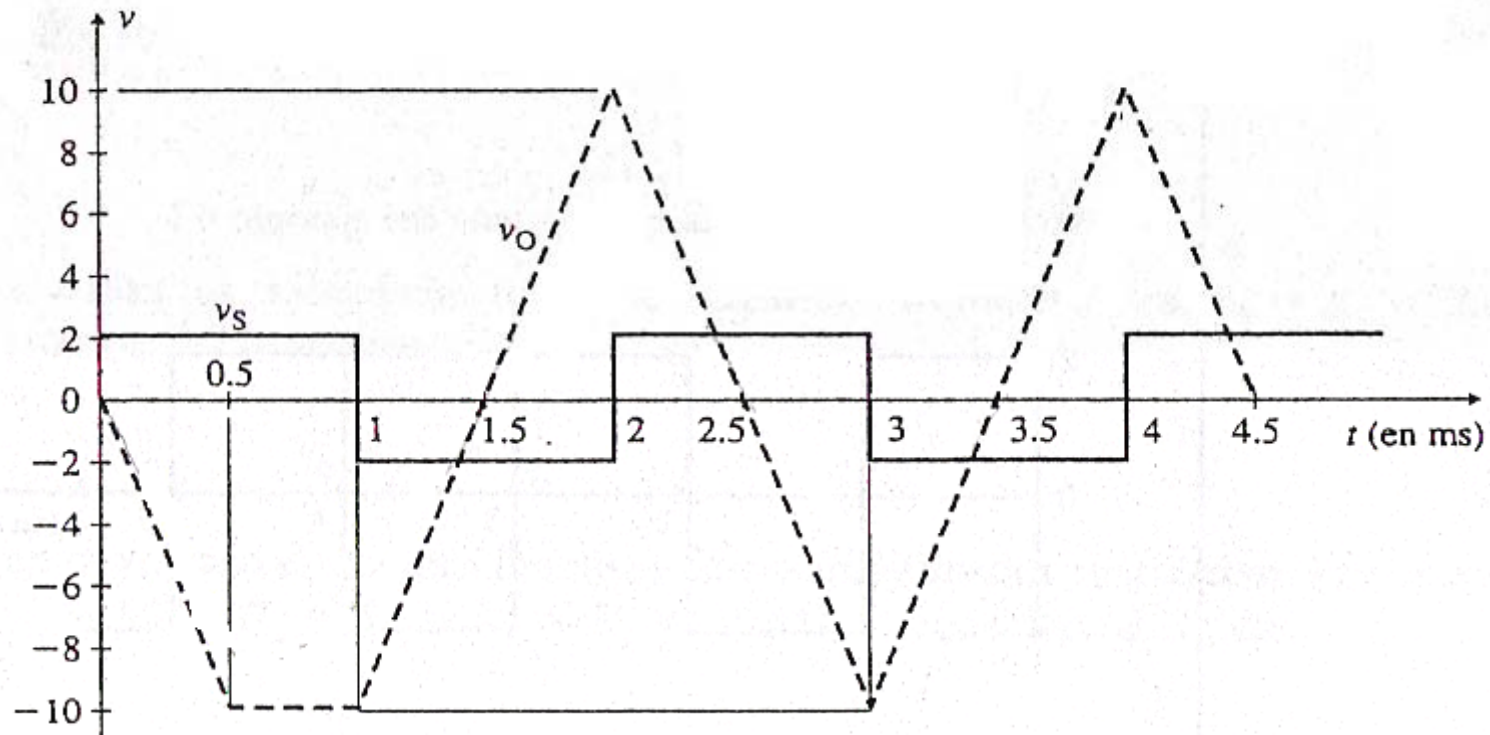
donde t está en ms. En $t = 3$ ms, $v_O = -10$ V, y el voltaje del capacitor es $V_{co} = 10$ V.

Para $3 \text{ ms} \leq t \leq 4$ ms: de acuerdo con la ecuación (6.30), el voltaje de salida es

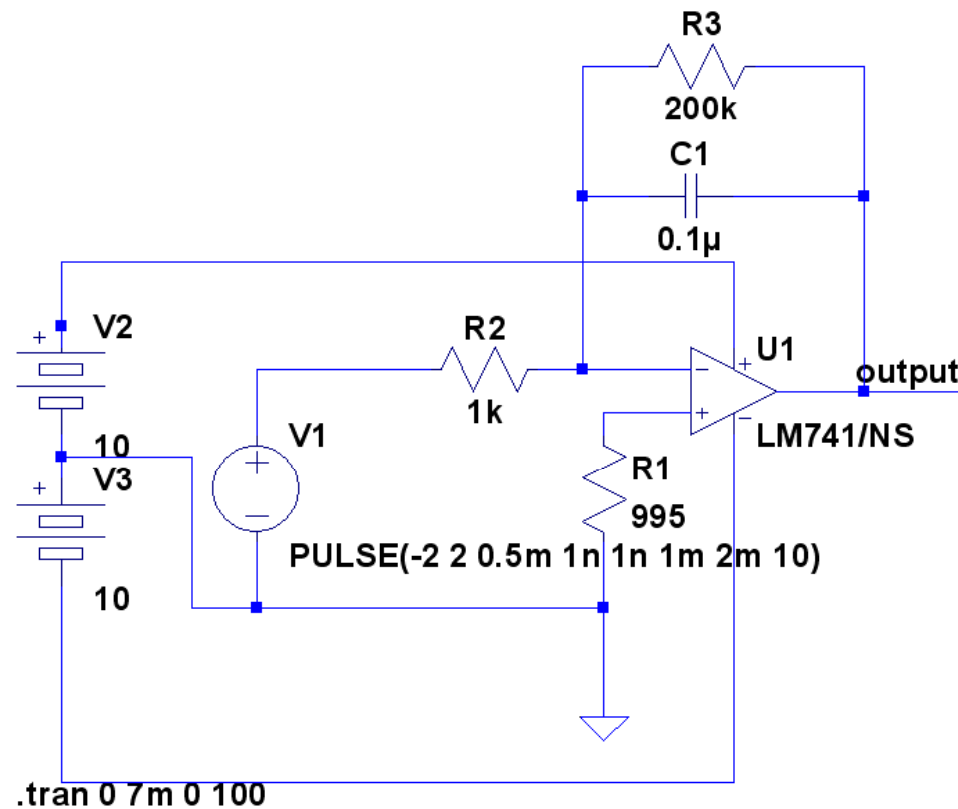
$$v_O = -10 + \frac{1}{R_1 C_F} \int_0^{t-3} 2 \, dt = -10 + 2 \times 10000(t - 3)$$

donde t está en ms. En $t = 4$ ms, $v_O = 10$ V y el voltaje del capacitor es $V_{co} = -10$ V.

Integrador - formas de onda

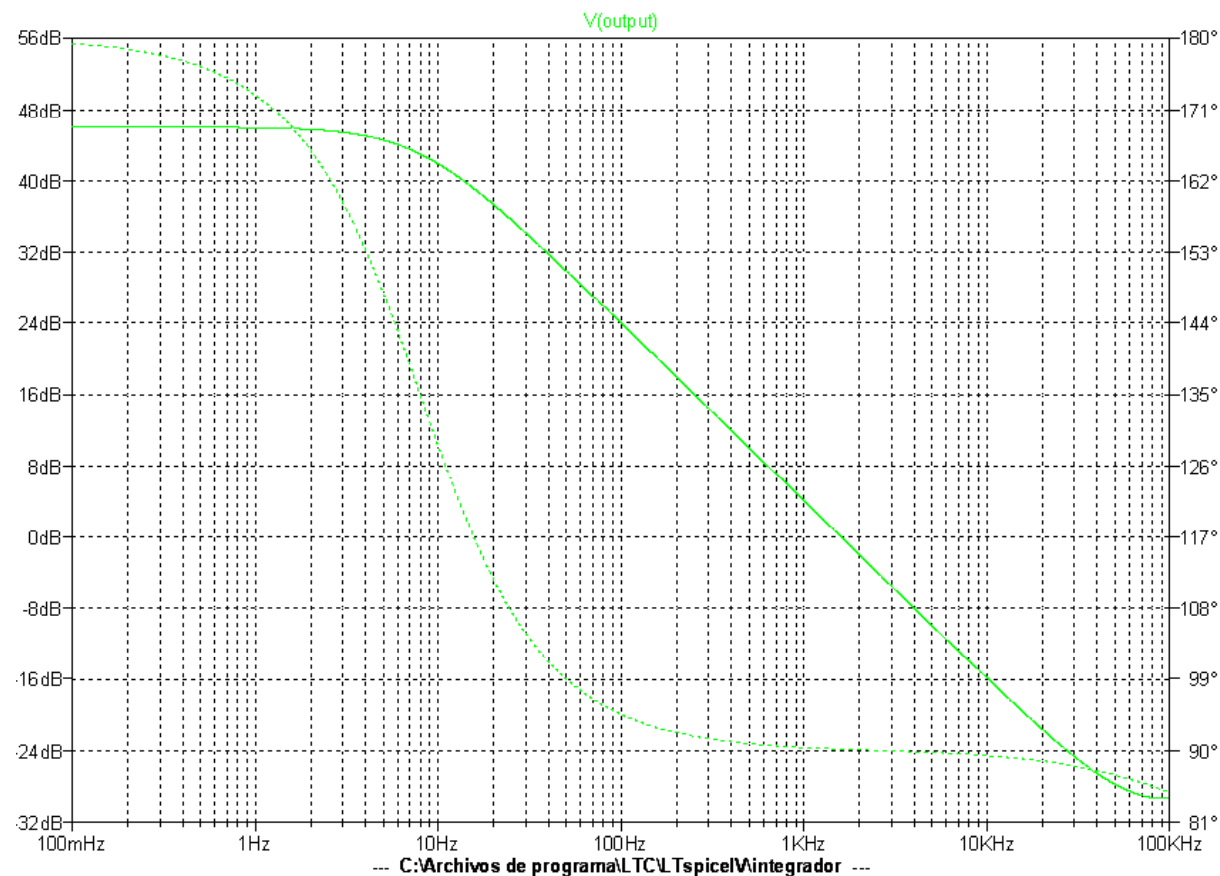


Integrador - esquemático



--- C:\Archivos de programa\LTC\LTspice\Integrador.asc ---

Integrador - respuesta en frecuencia



Derivador

$\tau_d = R_F C_1$ constante de tiempo del
diferenciador

En el dominio s

$$V_o(s) = -\left(\frac{R_F}{Z_1}\right)V_s(s) = -sR_FC_1V_s(s)$$

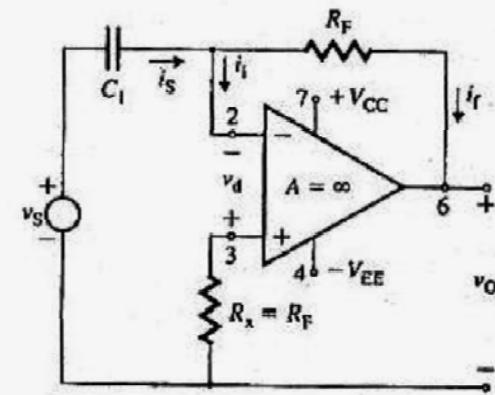
En el dominio t

$$v_O = -R_F i_f = -R_F i_s = -R_F C_1 \frac{dv_S}{dt}$$

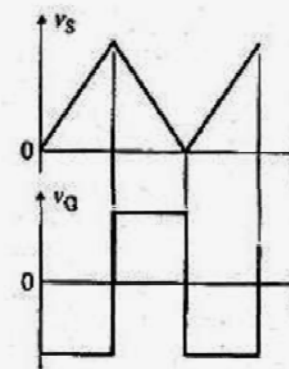
En frecuencia

$$V_o(j\omega)/V_s(j\omega) = -j\omega R_F C_1 V_s(s)$$

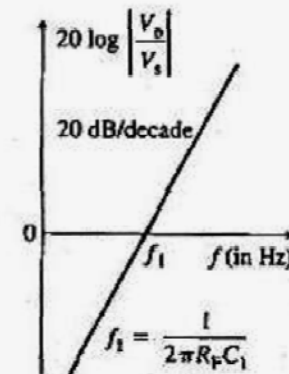
Se comporta como un pasaaltos



(a) Circuit

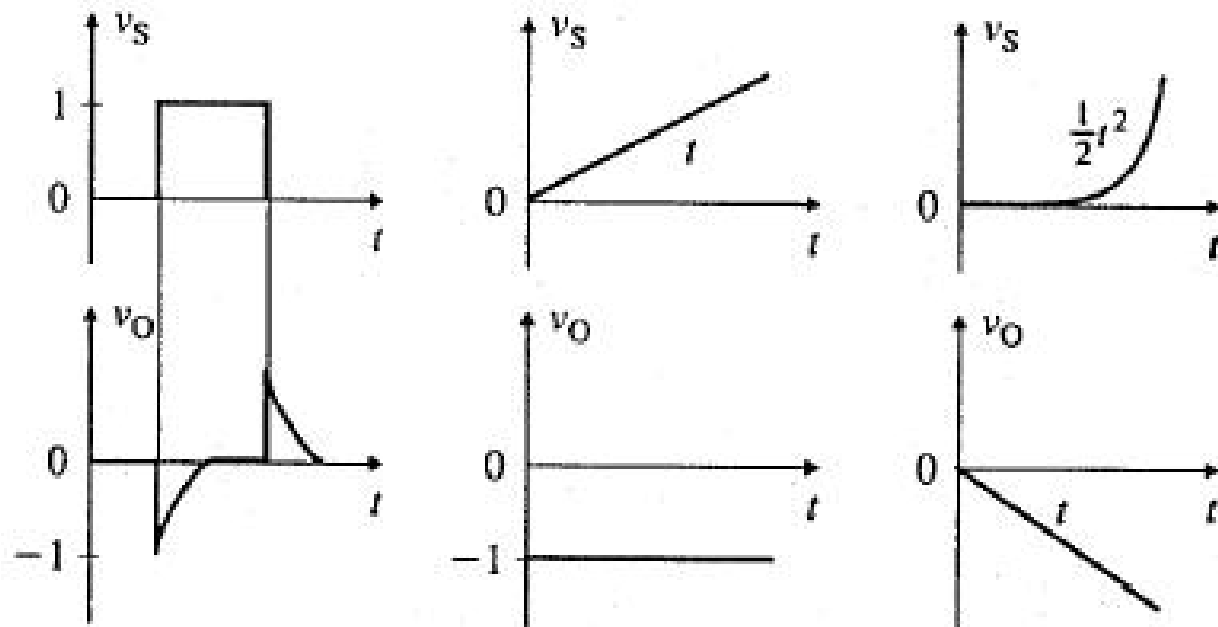


(b) Waveforms



(c) Magnitude plot

Derivador



Derivador práctico

Si el voltaje de entrada experimenta un cambio abrupto, aparece la señal muy amplificada en la salida, y el circuito se comporta como un amplificador de ruido. Por tanto, en la práctica se suele conectar una pequeña resistencia $R_1 (< R_F)$ en serie con C_1 para limitar la ganancia a altas frecuencias.

Impedancia modificada

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{sC_1} = \frac{1 + sR_1C_1}{sC_1}$$

Función transferencia

$$A_f(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = -\frac{R_F}{Z_1} = -\frac{R_FC_1s}{1 + sR_1C_1}$$

En frecuencia ($s = j\omega$)

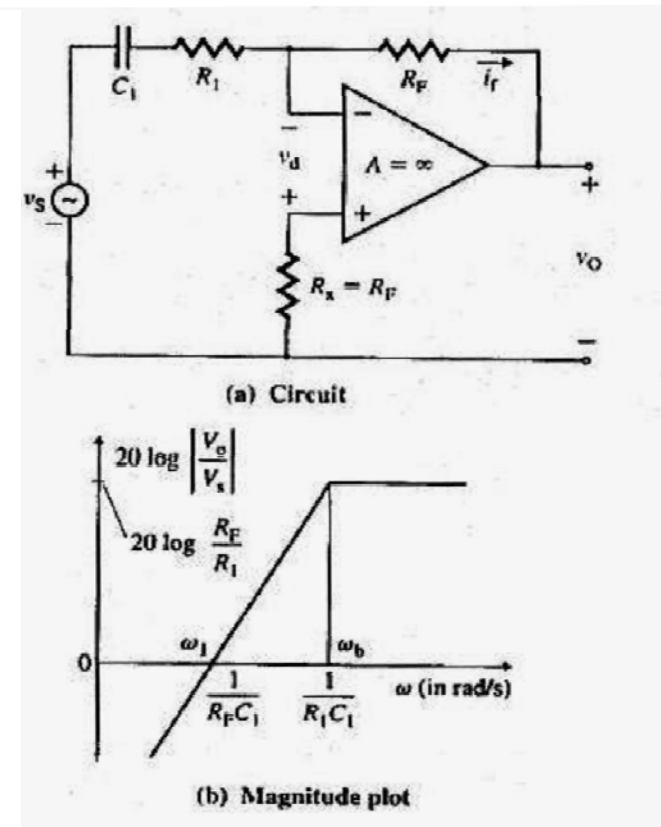
$$A_f(j\omega) = -\frac{R_FC_1j\omega}{1 + j\omega R_1C_1}$$

Frecuencia de corte

$$\omega_b = 1/(R_1C_1).$$

Para frecuencias mucho mayores a ω_b el circuito se comporta como un inversor de ganancia fija

$$|A_f(j\omega)| = \frac{R_F}{R_1}$$



Derivador - ejemplo

Diseño de un diferenciador con un amplificador operacional

(a) Diseñar un diferenciador como el de la figura 6.21(a) para satisfacer las siguientes especificaciones: frecuencia limitante de la ganancia $f_b = 1\text{ kHz}$ y ganancia máxima de lazo cerrado $A_{f(\text{máx})} = 10$. Determinar los valores de R_1 , R_F y C_1 .

(b) Con PSpice/SPICE, trazar la gráfica de respuesta en frecuencia del inciso (a). Supóngase un voltaje de entrada senoidal de valor pico $v_{S(\text{pico})} = 0.1\text{ V}$.

$A_{f(\text{máx})} = 10$ y $f_b = 1\text{ kHz}$.

(a) Los pasos para realizar el diseño son los siguientes:

Paso 1. Seleccionar un valor adecuado para la capacitancia C_1 : sea $C_1 = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.

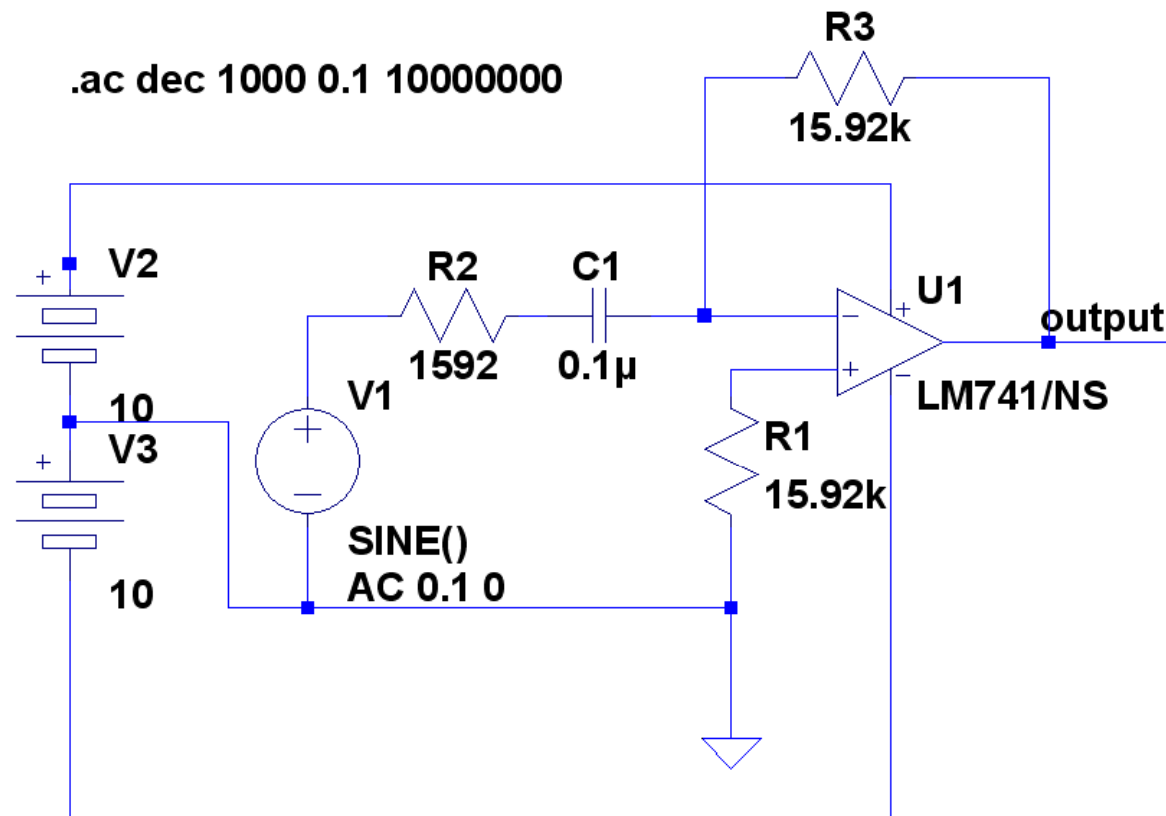
Paso 2. Calcular el valor de R_1 a partir de la frecuencia de corte f_b :

$$\begin{aligned}f_b &= 1/(2\pi R_1 C_1) \\1\text{ kHz} &= 1/(2\pi R_1 \times 0.1 \times 10^{-6}) \\R_1 &= 1592\text{ }\Omega\end{aligned}$$

Paso 3. Calcular el valor de R_F con la ecuación (6.45):

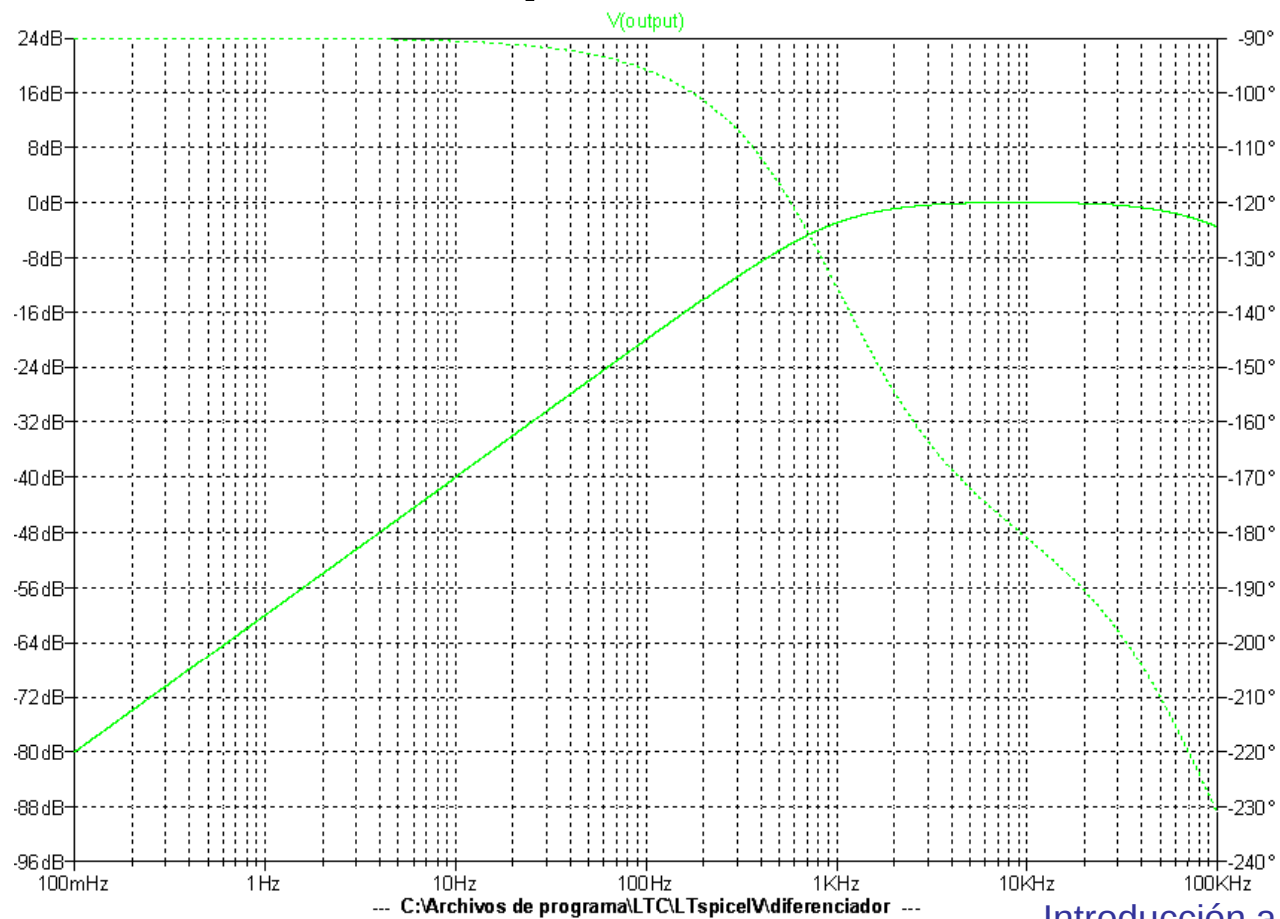
$$\begin{aligned}A_{f(\text{máx})} &= R_F/R_1 \\R_F &= 1592 A_{f(\text{máx})} = 1592 \times 10 = 15.92\text{ k}\Omega\end{aligned}$$

Derivador - esquemático



--- C:\Archivos de programa\LTC\LTspice\I\derivador.asc ---

Derivador – respuesta en frecuencia



Amplificador de instrumentación

Es un amplificador diferencial con una impedancia de entrada extremadamente grande. Tiene una relación de rechazo de modo común grande lo cual es muy útil para recibir señales pequeñas inmersas en voltajes de offset grandes o en ruido. Por tanto, se utilizan como acondicionadores de señal.

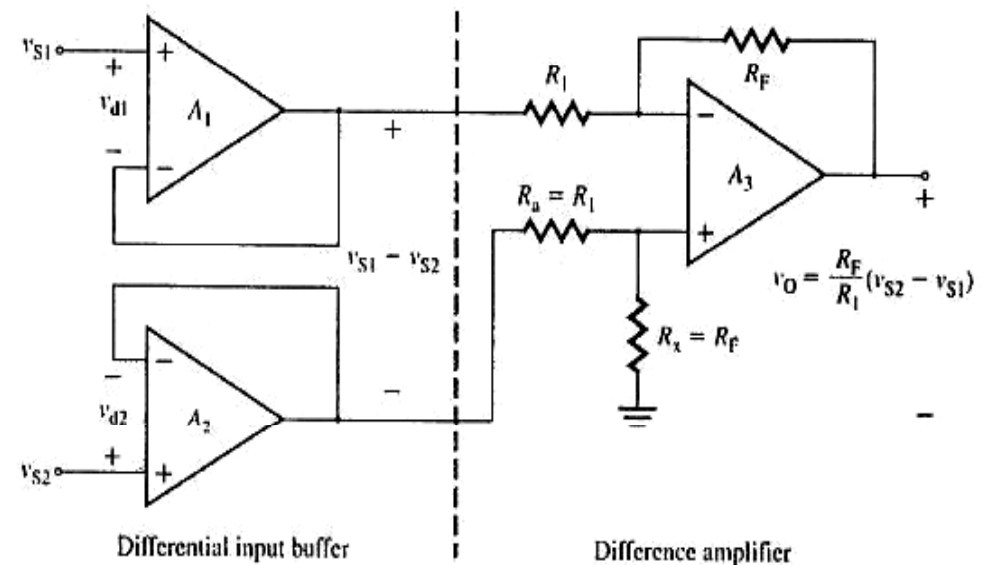
La primer etapa funciona como buffer y tiene una ganancia unitaria.

Tensión de salida de la primera etapa

$$v_{od} = v_{S1} - v_{S2}$$

La ganancia de la segunda etapa es $-\frac{R_F}{R_1}$, por lo tanto la tensión de salida es

$$v_O = -v_{od} \frac{R_F}{R_1} = -(v_{S1} - v_{S2}) \left(\frac{R_F}{R_1} \right)$$



Sumador no Inversor

De acuerdo al teorema de superposición

$$v_n = \frac{R_b \parallel R_c}{R_a + R_b \parallel R_c} v_a + \frac{R_a \parallel R_c}{R_b + R_a \parallel R_c} v_b + \frac{R_a \parallel R_b}{R_c + R_a \parallel R_b} v_c$$
$$= \frac{R_A}{R_a} v_a + \frac{R_A}{R_b} v_b + \frac{R_A}{R_c} v_c \quad \text{donde} \quad R_A = (R_a \parallel R_b \parallel R_c)$$

Considerando la ganancia del amplificador no inversor la salida es

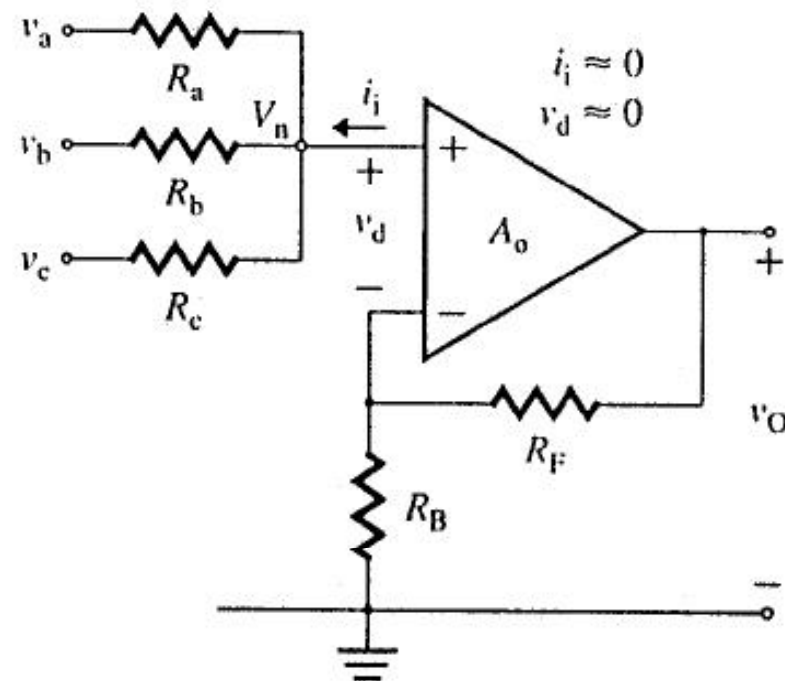
$$v_O = \left(1 + \frac{R_F}{R_B}\right) v_n = \left(1 + \frac{R_F}{R_B}\right) \left(\frac{R_A}{R_a} v_a + \frac{R_A}{R_b} v_b + \frac{R_A}{R_c} v_c\right)$$

Si $R_a = R_b = R_c$ entonces $R_A = R/3$ y la salida es

$$v_O = \left(1 + \frac{R_F}{R_B}\right) \left(\frac{v_a + v_b + v_c}{3}\right)$$

Finalmente eligiendo $1 + \frac{R_F}{R_B}$ igual al número de entradas

$$v_O = v_a + v_b + v_c$$



Sumador Inversor

Para un op-amp ideal $v_d \approx 0$. Por ley de Ohm

$$i_1 = \frac{v_1}{R_1}, \quad i_2 = \frac{v_2}{R_2}, \quad i_3 = \frac{v_3}{R_3}, \quad i_f = -\frac{v_O}{R_F}$$

Debido a que $i_i = 0$. Haciendo nodos en la terminal negativa del op-amp

$$i_1 + i_2 + i_3 = i_f$$

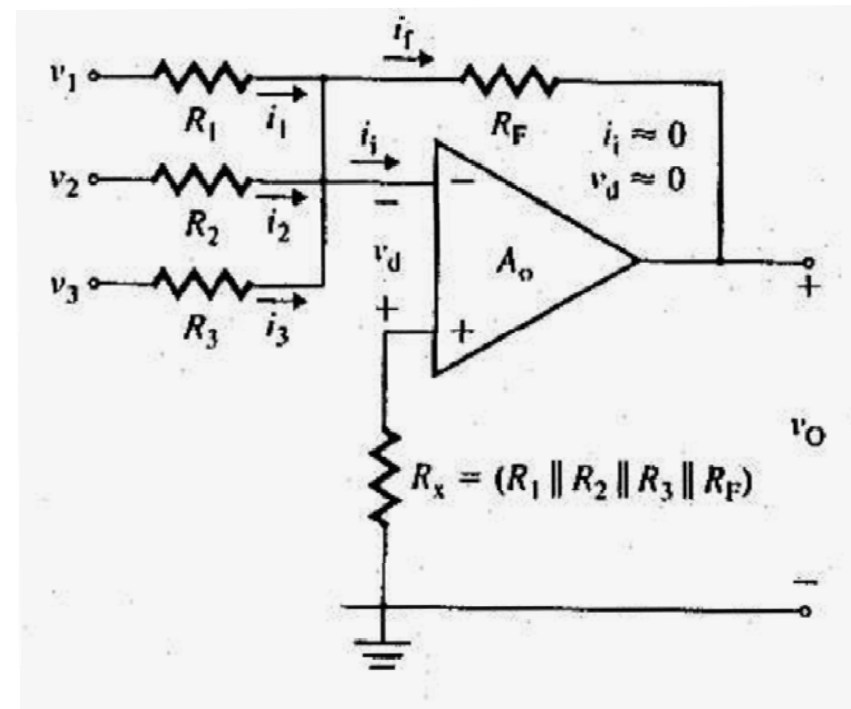
$$\text{o} \quad \frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} = -\frac{v_O}{R_F}$$

Despejando la salida

$$v_O = -\left(\frac{R_F}{R_1} v_1 + \frac{R_F}{R_2} v_2 + \frac{R_F}{R_3} v_3\right)$$

Si $R_1 = R_2 = R_3 = R_F = R$ la salida es

$$v_O = -(v_1 + v_2 + v_3)$$



Driver Optoacoplador

El circuito se comporta como amplificador de corriente.

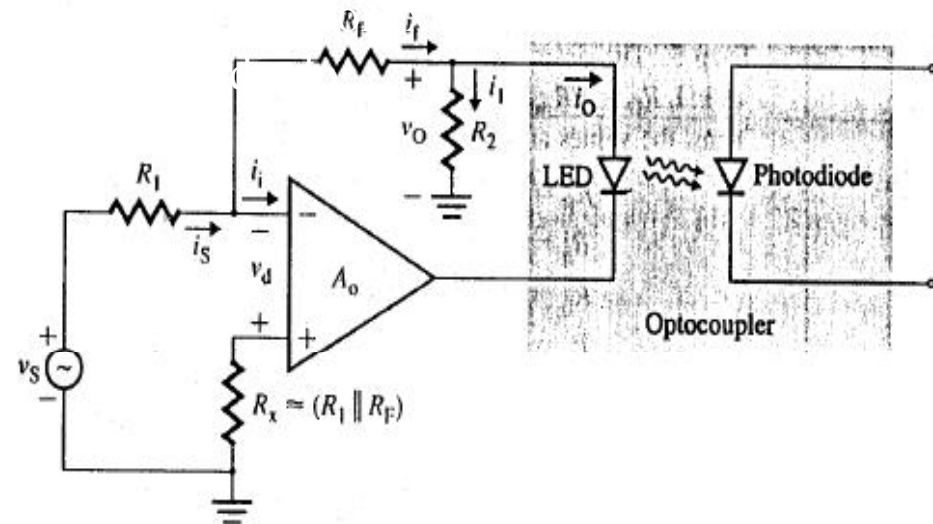
$$v_O = -R_F i_f = -R_F i_S$$

$$i_O = i_f - i_1 = i_S + \frac{R_F i_S}{R_2} = \left(1 + \frac{R_F}{R_2}\right) i_S$$

Nótese que el LED no determina la corriente sino que es la carga

También puede ser visto como amplificador de transconductancia. Sustituyendo $i_S \approx v_S / R_1$

$$i_O = \left(1 + \frac{R_F}{R_2}\right) \left(\frac{1}{R_1}\right) v_S$$



Fotodetectores

El fotodiodo produce una corriente que es una función lineal de la intensidad de la luz incidente.

D_P densidad de potencia óptica incidente
[W/cm²]: Es la cantidad de luz que incide en el fotodiodo.

Parámetros del fotodiodo

D_i responsividad de corriente en [A/W]

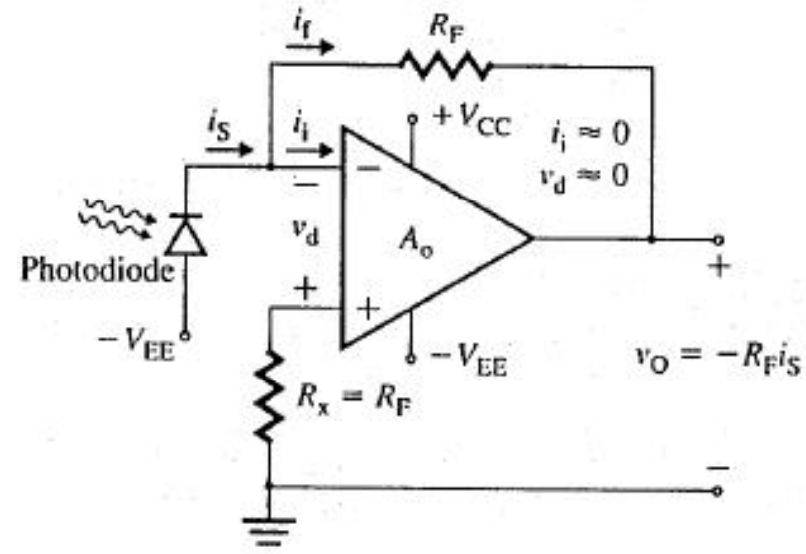
a : área activa del fotodiodo [cm²]

Potencia

$$P = D_p a$$

Corriente

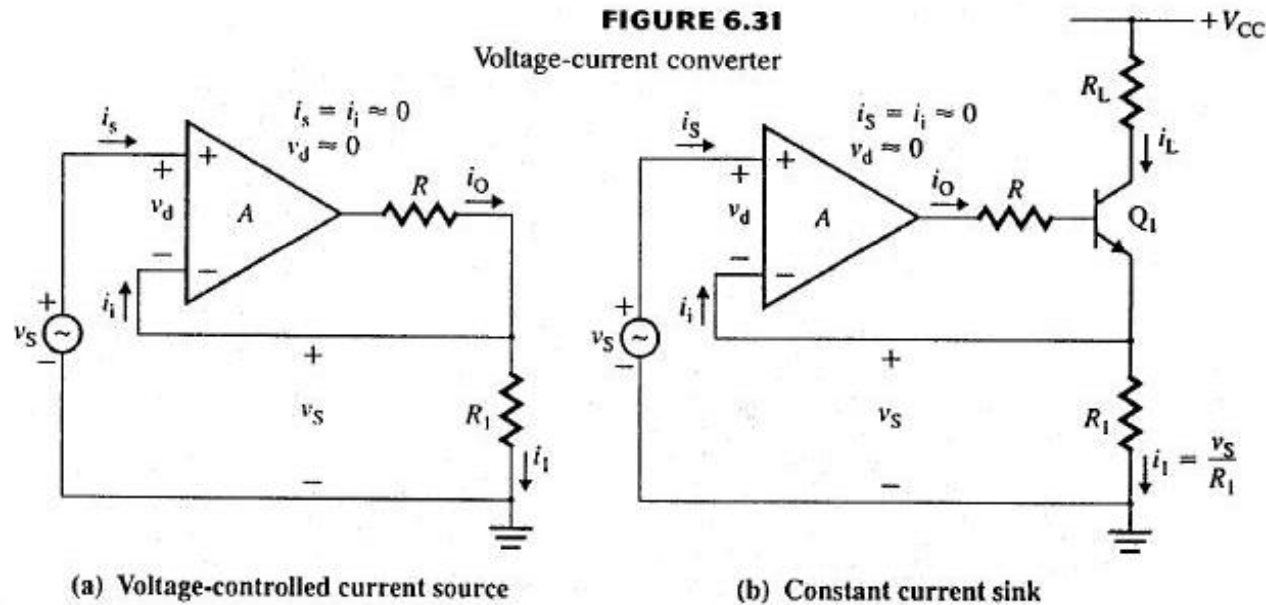
$$i = P D_i$$



$$v_O = -R_F i_f = -R_F i_S$$

Convertidor tensión-corriente

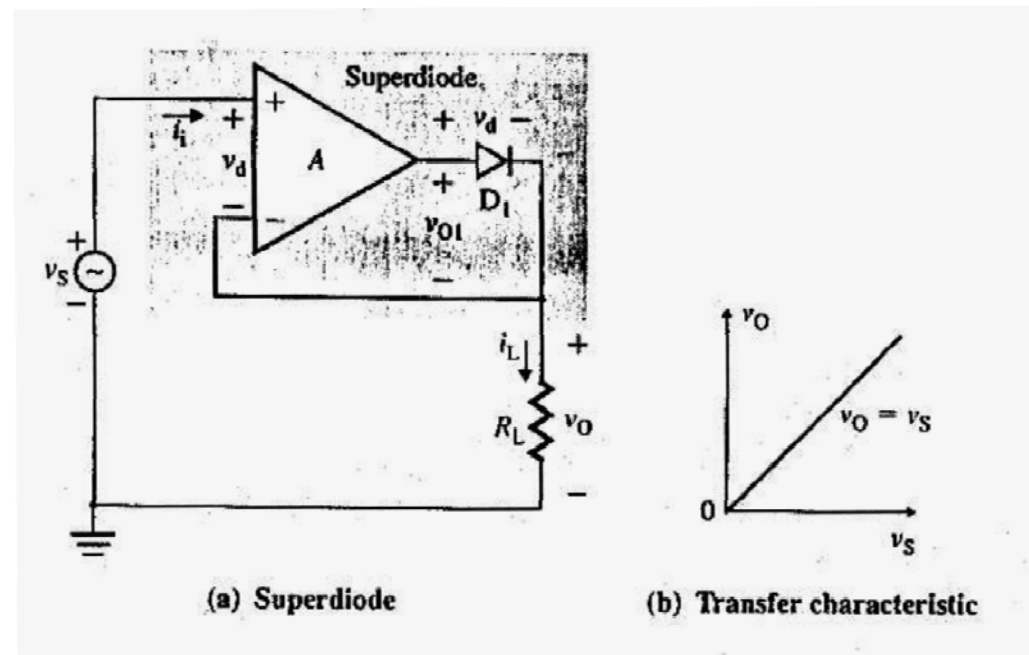
FIGURE 6.31
Voltage-current converter



$$i_O = i_1 = \frac{v_S - v_d}{R_1} = \frac{v_S}{R_1}$$

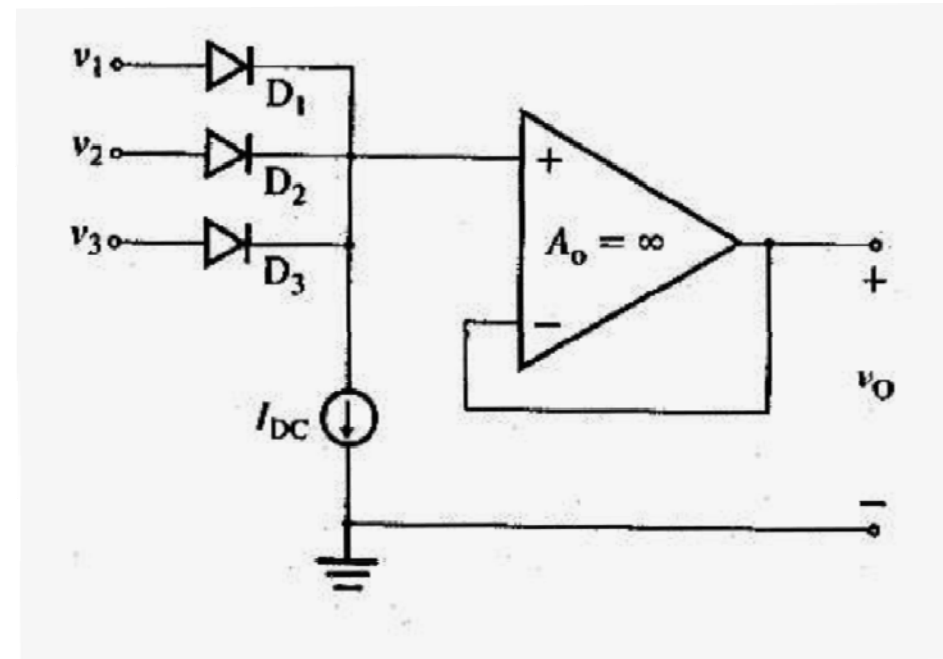
Superdiodo

Las aplicaciones tales como detectores de pico, rectificadores de precisión, circuitos comparadores y limitadores requieren funciones no lineales. Sin embargo, por lo general el diodo experimenta una caída de voltaje finita (V_D) de aproximadamente 0,7V.

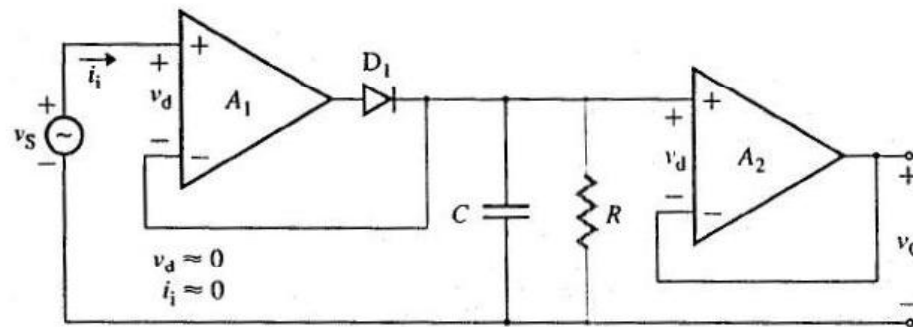


Detector de señal más positiva

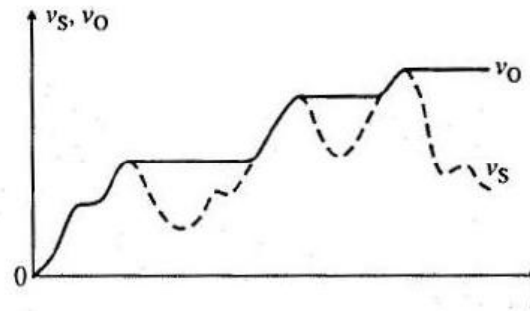
El diodo que tenga la señal positiva más grande conduce, y dicha señal aparece a la salida del circuito. La fuente de corriente I_{DC} mantiene constante la corriente del diodo, independientemente del valor de la señal de entrada lo que mantiene una caída de voltaje constante en el diodo.



Detector de voltaje pico

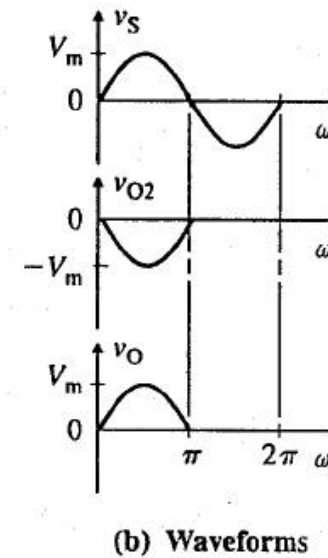
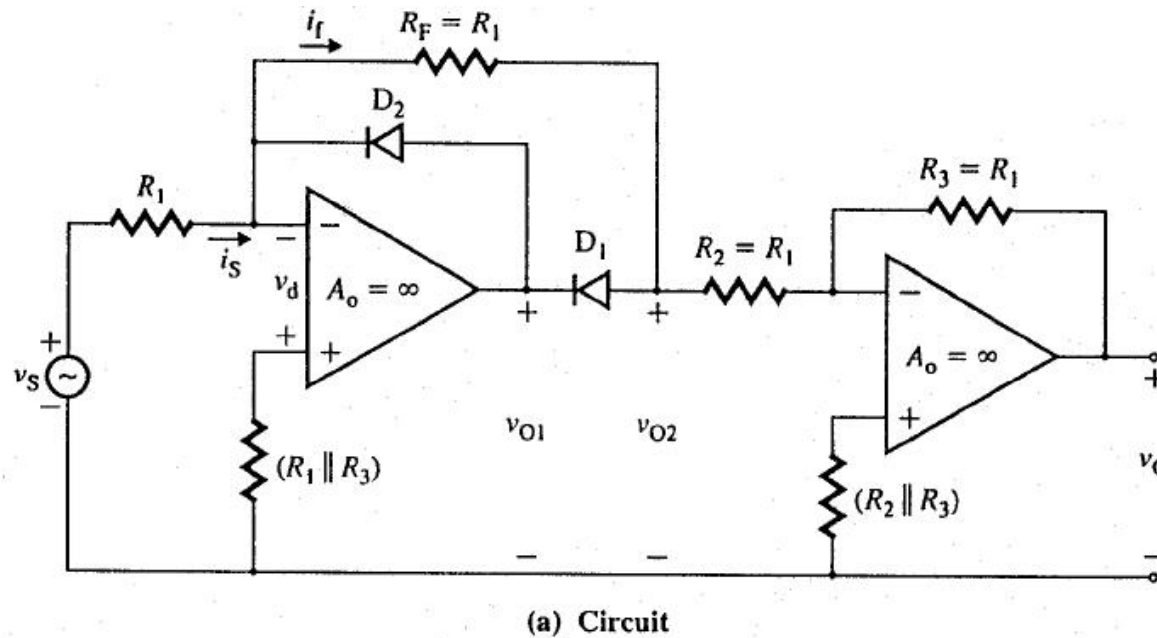


(a) Circuit diagram



(b) Waveforms for voltages

Rectificador de media onda



Rectificador de media onda

Durante el intervalo 1, $0 \leq \omega t \leq \pi$

$$i_S = i_f = \frac{v_S}{R_1}$$

$$v_{O2} = -R_F i_f = -\frac{R_F}{R_1} v_S$$

Si $R_F = R_1$

$$v_{O2} = -v_S$$

Si $R_3 = R_2 = R_1$

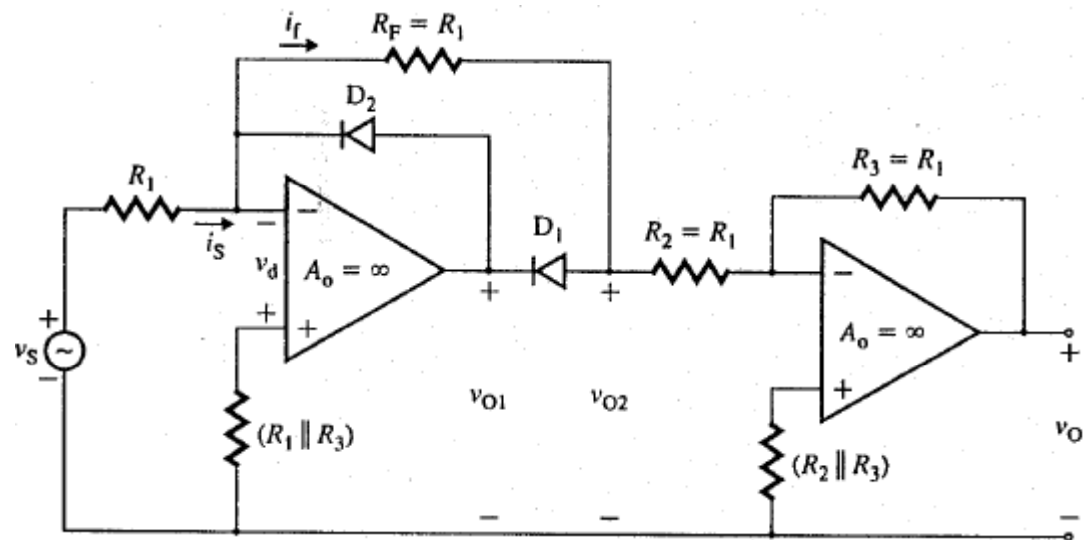
$$v_O = -v_{O2} = v_S \text{ para } v_S \geq 0$$

Durante el intervalo 2, $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$

D_2 conduce y D_1 esta apagado

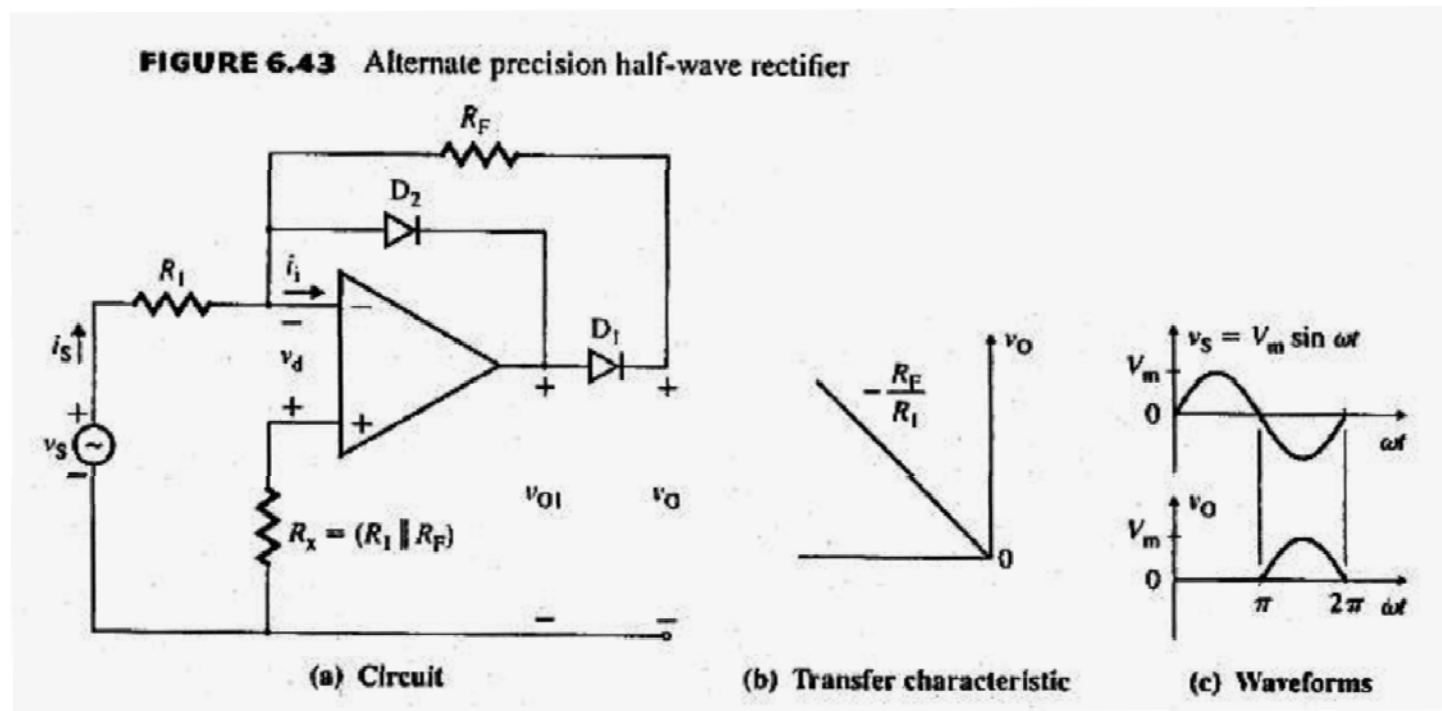
Por tanto, Si $R_3 = R_2 = R_1$

$$v_O = -v_{O2} = 0 \text{ para } v_S \leq 0$$



Rectificador de media onda

Se puede obtener un comportamiento similar invirtiendo los diodos. No se necesita un inversor a la salida.



Rectificador de onda completa

El rectificador de media onda visto anteriormente se puede modificar para que funcione como rectificador de onda completa usando la siguiente ecuación

$$v_O = 2v_S - v_S = v_S$$

Durante el intervalo 1, $0 \leq \omega t \leq \pi$ v_S es positivo y

$v_{O2} = -v_S$. La salida es

$$v_O = -\left(\frac{R_3}{R_2} v_{O2} + \frac{R_3}{R_4} v_S\right)$$

para $R_3 = R_4 = 2R$ y $R_2 = R$

$$v_O = -2v_{O2} - v_S = -2(-v_S) - v_S = v_S \quad \text{para } v_S \geq 0$$

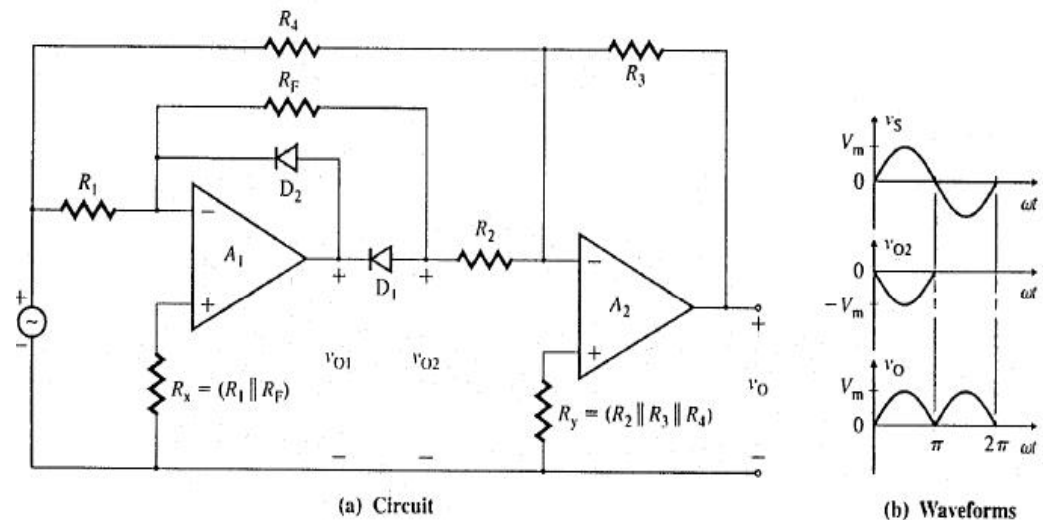
Durante el intervalo 2, $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$. v_S es negativo, y $v_{O2} = 0$.

$$v_O = -\left(\frac{R_3}{R_2} v_{O2} + \frac{R_3}{R_4} v_S\right)$$

para $R_3 = R_4 = 2R$ y $R_2 = R$,

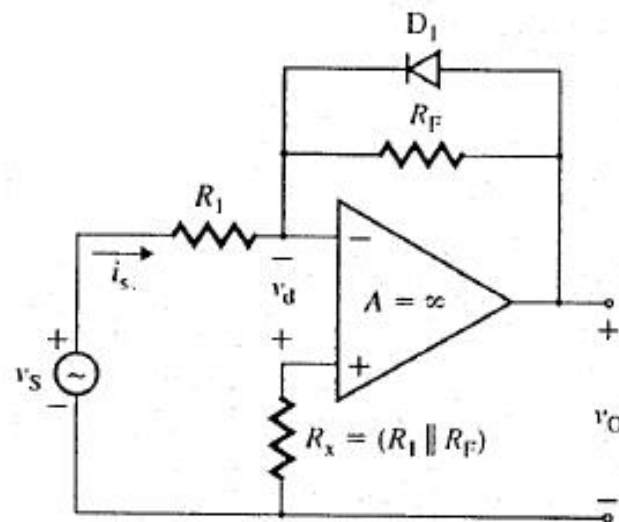
$$v_O = -2v_{O2} - v_S = -2 \times 0 - v_S = -v_S \quad \text{para } v_S < 0$$

FIGURE 6.44 Precision full-wave rectifier

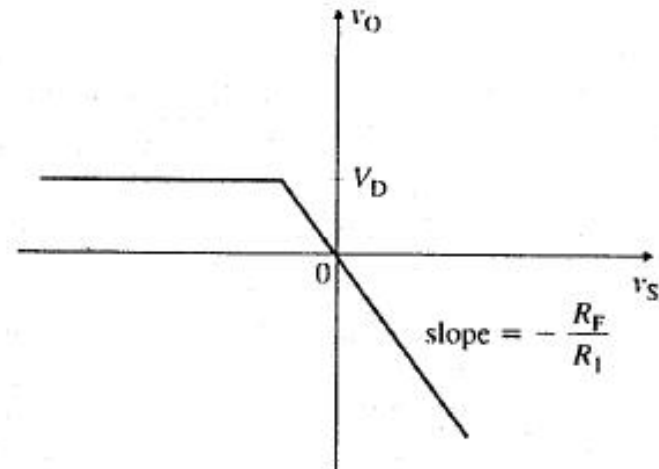


Limitadores de voltaje

FIGURE 6.47
Positive voltage limiter



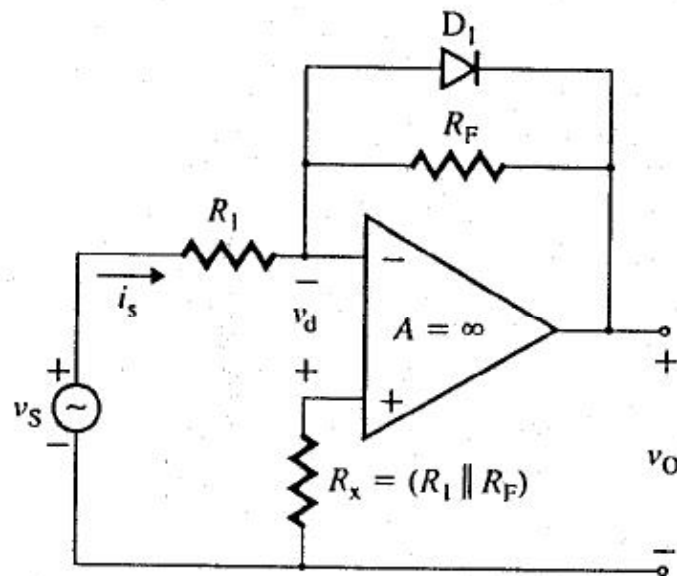
(a) Circuit



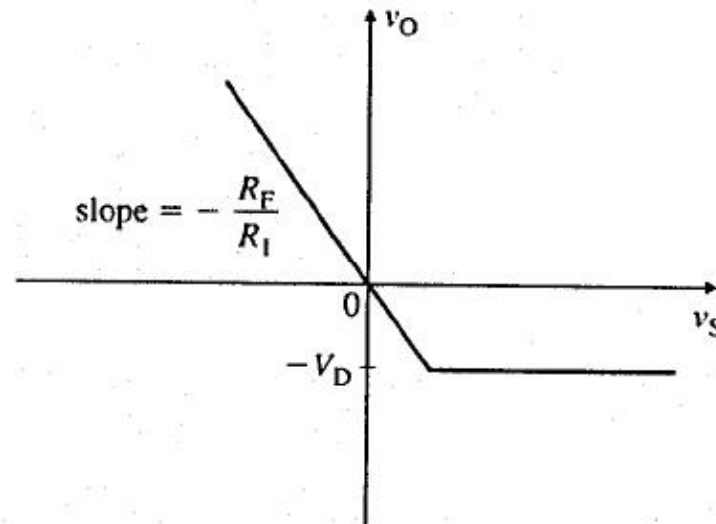
(b) Transfer characteristic

Limitadores de voltaje

FIGURE 6.46
Negative voltage limiter



(a) Circuit

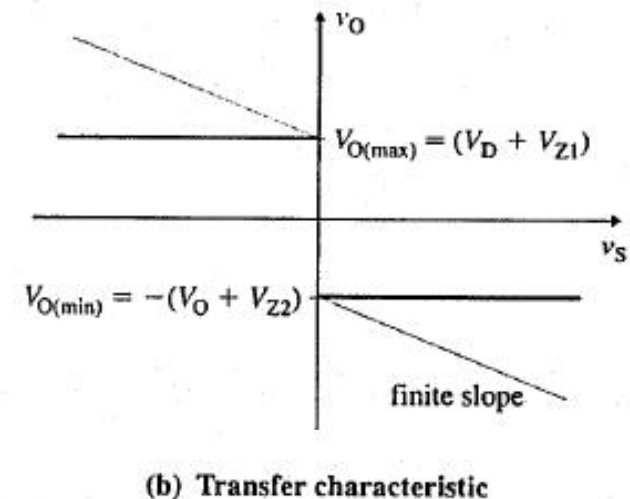
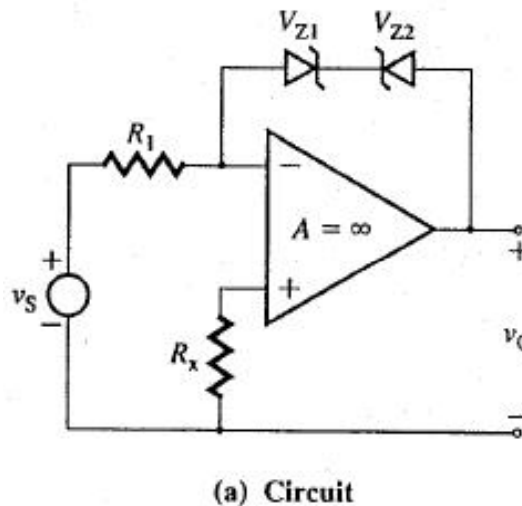


(b) Transfer characteristic

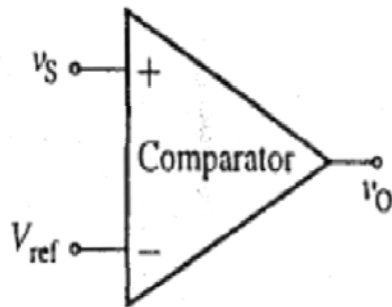
Limitadores de transición abrupta

La limitación abrupta también se logra conectando dos diodos zener. Los circuitos prácticos exhiben pendientes finitas después de los puntos de corte debido a las resistencias finitas de los diodos zener. Estas pendientes se muestran en la figura (b).

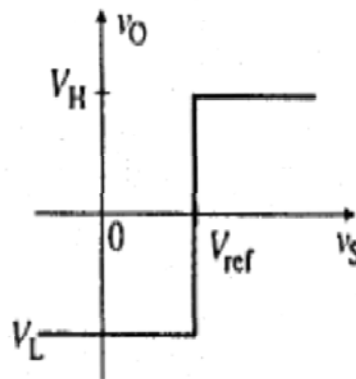
FIGURE 6.54
Zener hard limiter



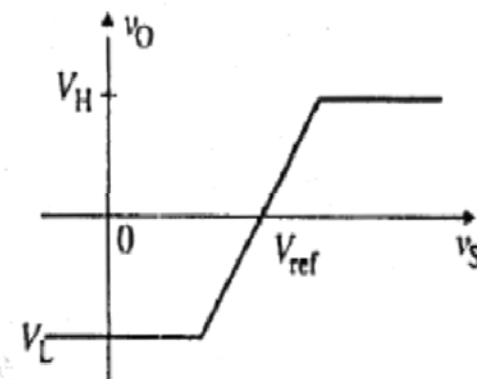
Comparadores



(a) Symbol



(b) Ideal transfer characteristic



(c) Practical transfer characteristic

Ganancia real de 3000 a 200000

Tiempo de transición de 10ns a 1us

Comparador de Umbral

FIGURE 16.3
Noninverting threshold
comparator

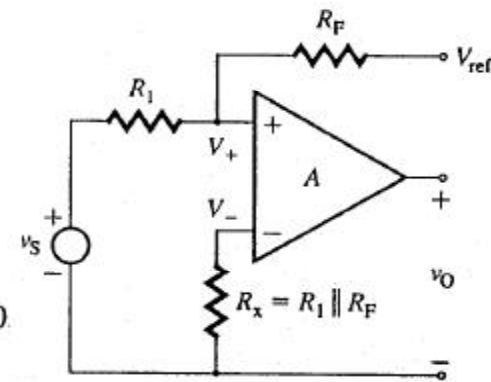
$$V_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_F} V_{\text{ref}} + \frac{R_F}{R_1 + R_F} v_S$$

Idealmente el cruce esta cuando $V_+ = 0$.

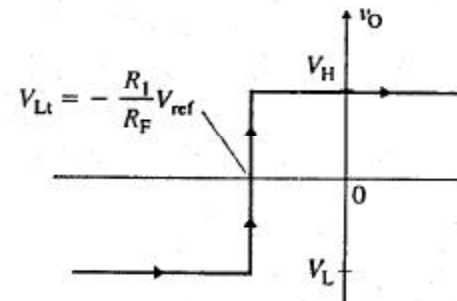
$$R_1 V_{\text{ref}} + R_F v_S = 0$$

Tensión de cruce

$$V_{L1} = -\frac{R_1}{R_F} V_{\text{ref}}$$



(a) Circuit



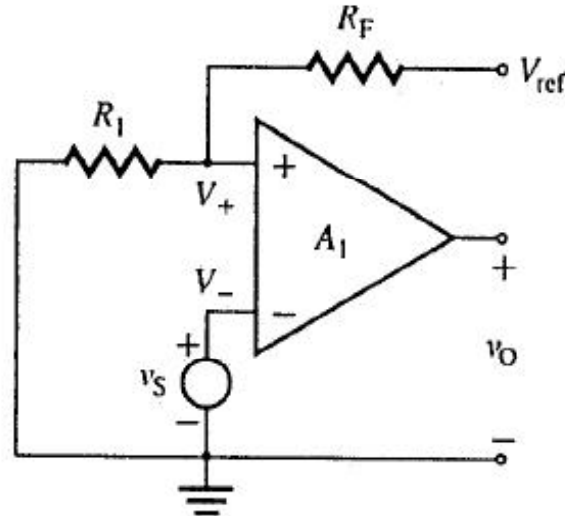
(b) Transfer characteristic

Comparador de Umbral

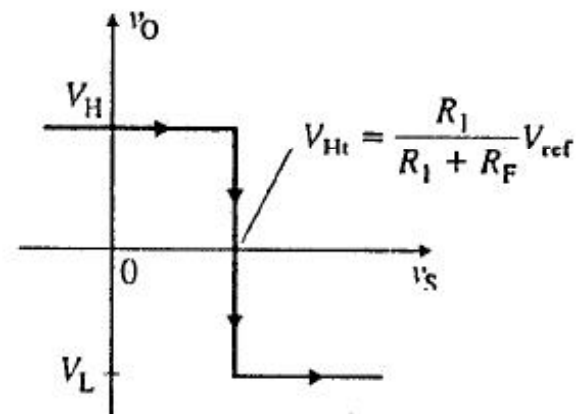
$$V_{Ht} = \frac{R_1}{R_1 + R_F} V_{ref}$$

FIGURE 16.4

Inverting configuration for
noninverting threshold
comparator



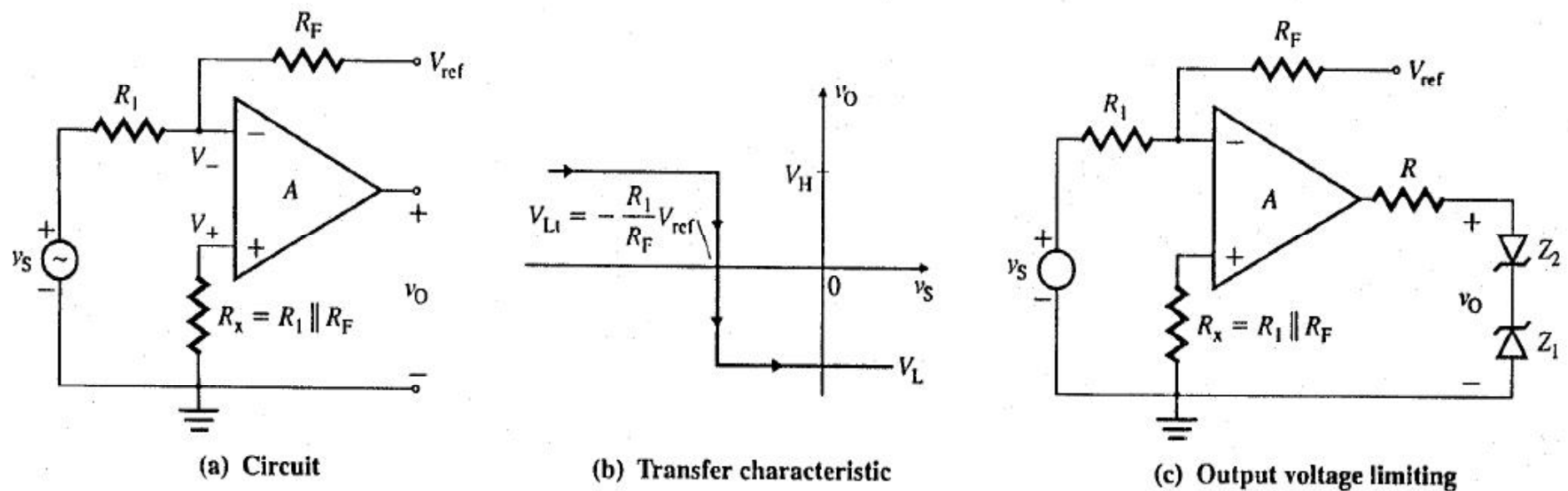
(a) Circuit



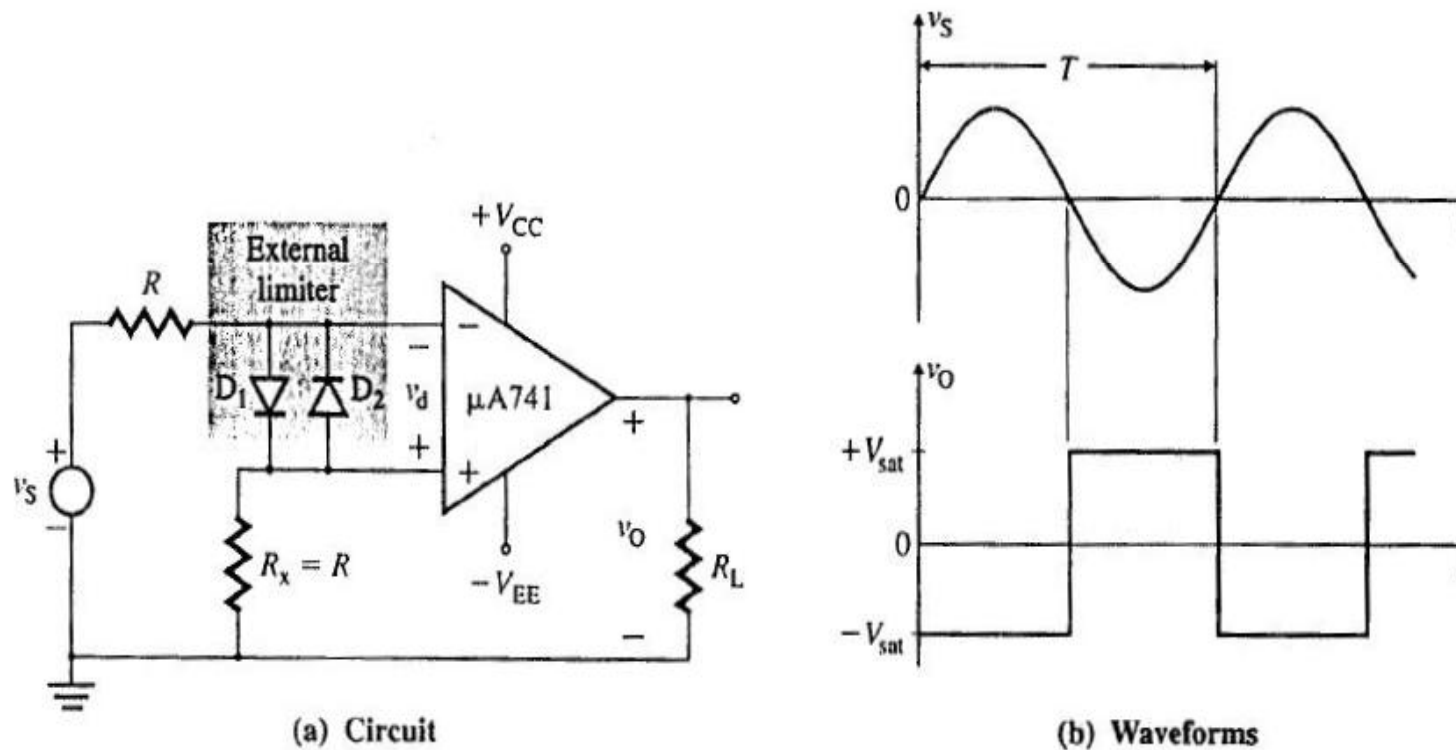
(b) Transfer characteristic

Comparador de Umbral

FIGURE 16.5 Inverting threshold comparator



Detector de cruce por cero



Problemas de oscilación en el cruce por cero si la señal es lenta.

Disparador Schmitt (Schmitt Trigger)

Compara una forma de onda regular o irregular con una señal de referencia, y convierte la forma de onda en una onda cuadrada o pulso. Se conoce como “*circuito de conversión a onda cuadrada*” o “*multivibrador biestable*”. Pasará de un estado a otro cuando se le aplica una señal de disparo.

Se pueden clasificar en dos tipos:

- Disparador de Schmitt **inversor**
- Disparador de Schmitt **no inversor**

Schmitt Trigger Inversor

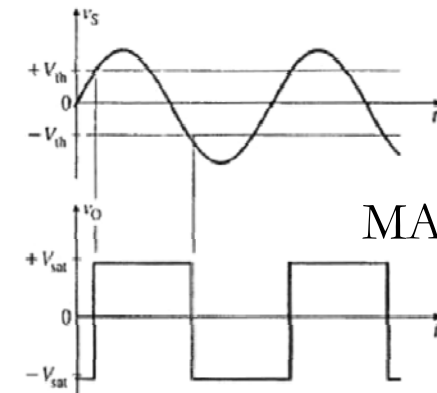
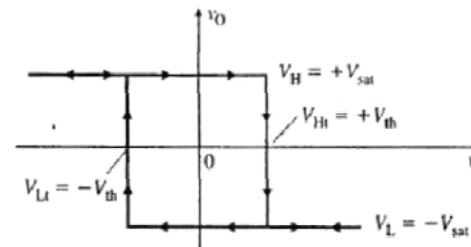
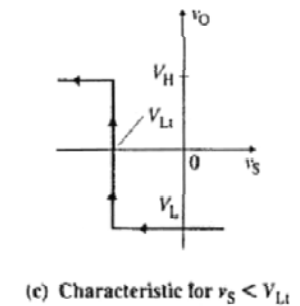
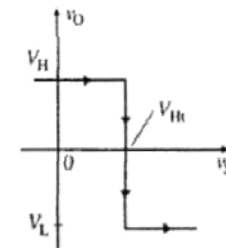
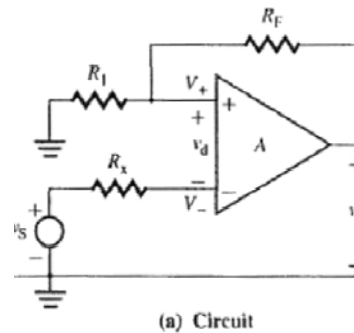
FIGURE 16.7 Schmitt trigger

$$+V_{th} = V_{Ht} = \frac{R_1}{R_1 + R_F} (+V_{sat})$$

$$-V_{th} = V_{Lt} = \frac{R_1}{R_1 + R_F} (-V_{sat})$$

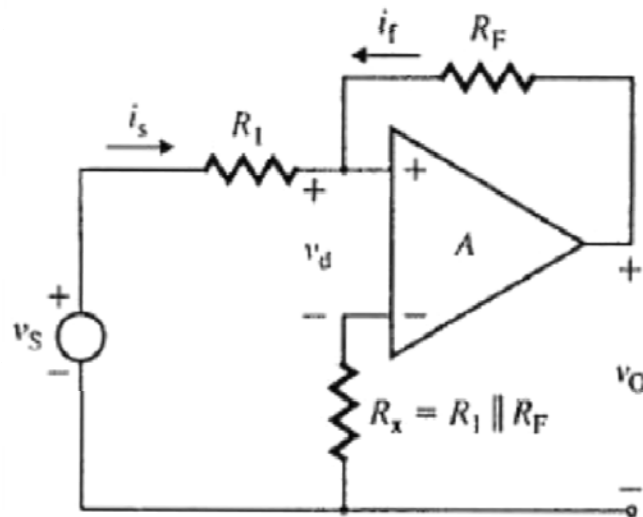
donde $V_{sat} = |+V_{sat}| = |-V_{sat}|$

y $V_{th} = |+V_{th}| = |-V_{th}|$

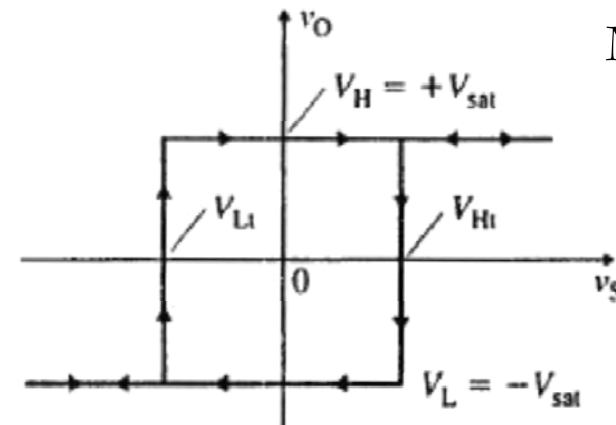


MAL !!!!

Schmitt Trigger No Inversor



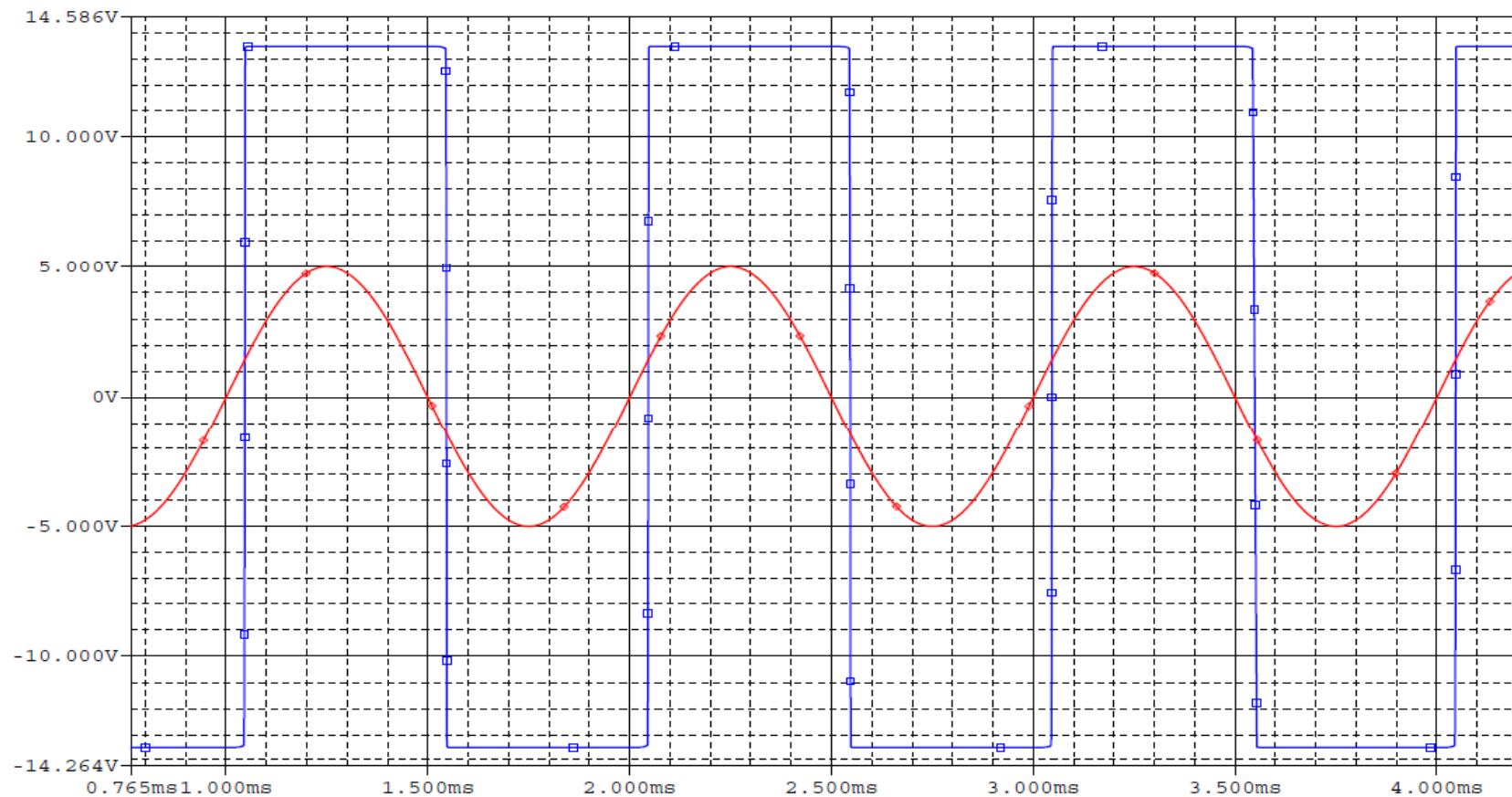
(a) Circuit



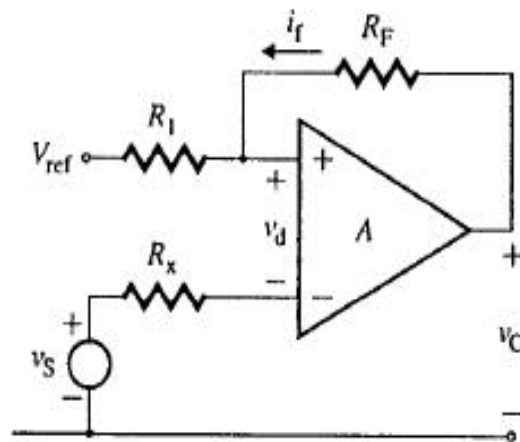
(b) Transfer characteristics

MAL !!!!

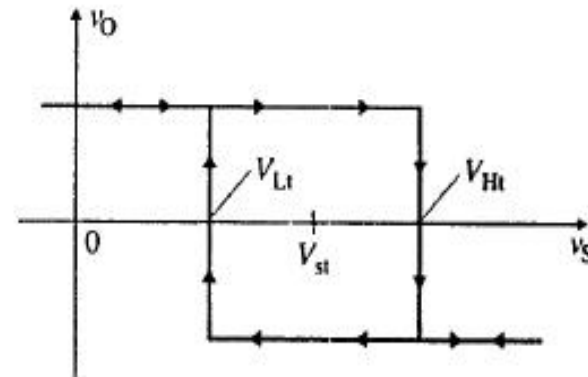
Schmitt Trigger No Inversor



Schmitt Trigger con voltaje de referencia



(a) Circuit



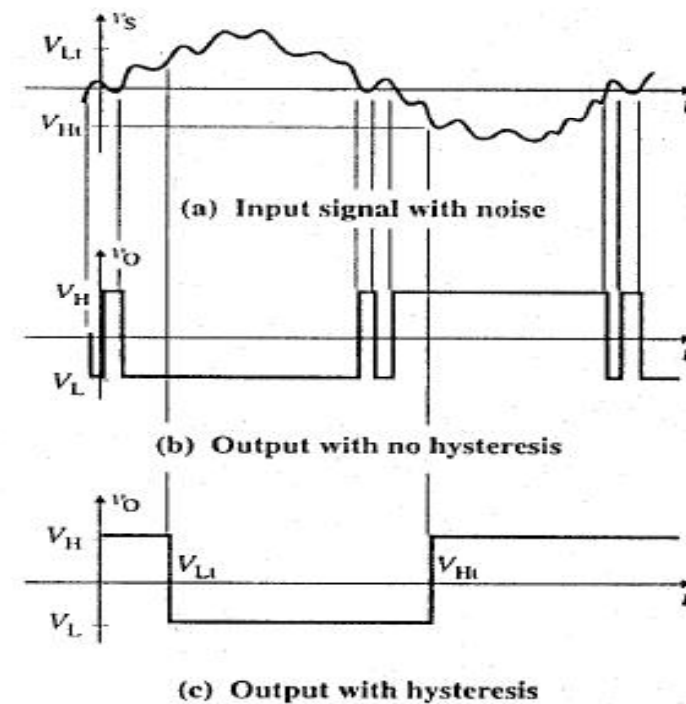
(b) Transfer characteristics

Efecto de la Histéresis

Si no existiese histéresis, el voltaje de salida conmutará entre sus límites de saturación cuando la señal de entrada cruce por cero. Si la señal es ruidosa, aparecerán sobre la salida múltiples cambios de estado cerca del cruce por cero. Al agregar histéresis, la salida solamente cambiará cuando la señal de entrada exceda los límites de voltaje especificados V_{Lt} y V_{Ht} . La elección de los umbrales es tal que garantice que el nivel de ruido se encuentre dentro de la banda de histéresis.

FIGURE 16.13

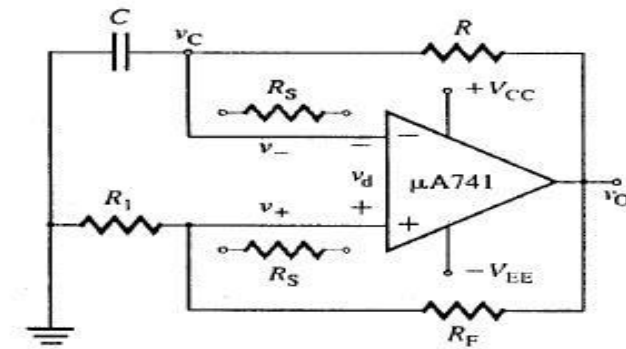
Effects of hysteresis on the output voltage



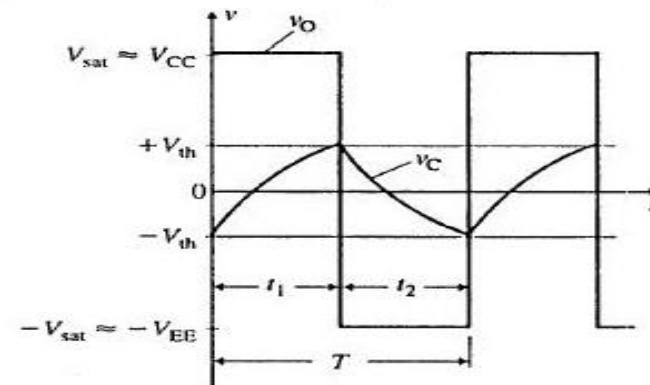
Generador de Onda Cuadrada

Se conecta un RC en realimentación negativa para obligar al circuito a oscilar entre $+V_{sat}$ y $-V_{sat}$.

Este generador se conoce también como “multivibrador libre” o “astable”, debido a que la salida no tiene ningún estado estable



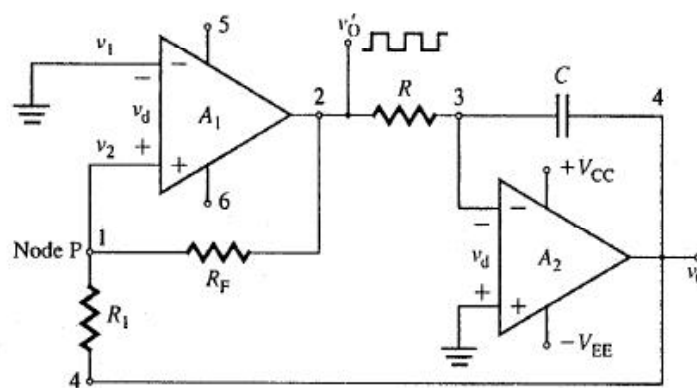
(a) Circuit



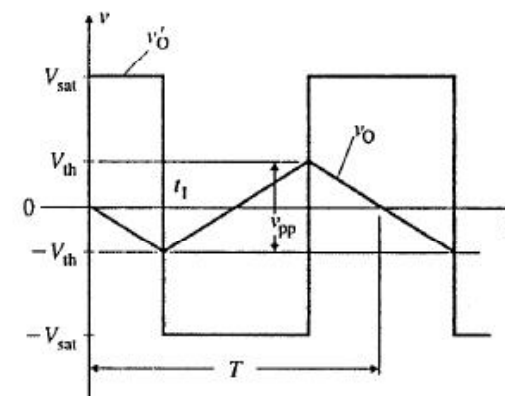
(b) Waveforms

Generador de Onda Triangular

FIGURE 16.19 Triangular-wave generator

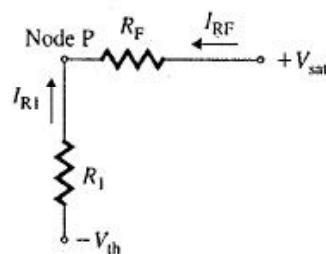


(a) Circuit

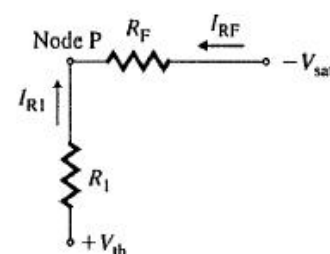


(b) Waveforms

Se puede obtener un generador de onda triangular integrando la salida de una onda cuadrada.



(c) Equivalent circuit



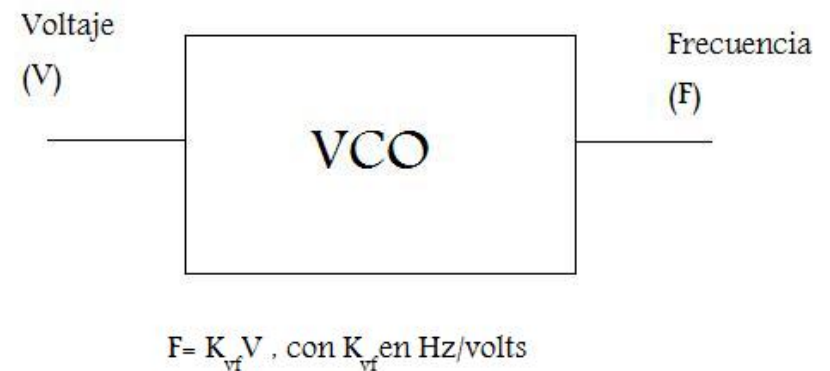
(d) Equivalent circuit

Oscilador controlado por Tensión (VCO)

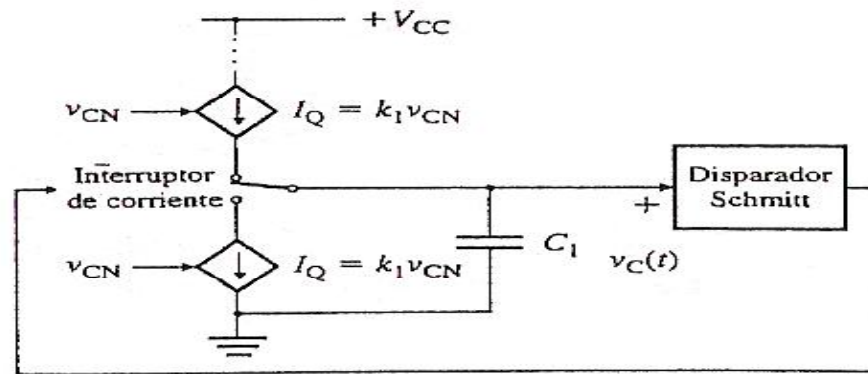
Un oscilador controlado por voltaje produce una frecuencia proporcional a la tensión de entrada

Las aplicaciones mas comunes son:

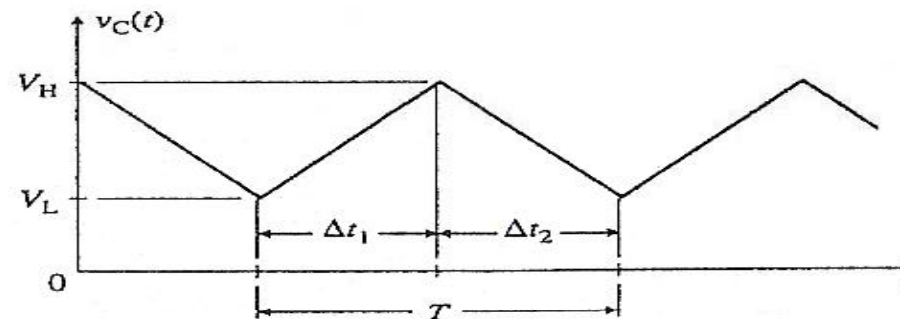
- Modulación en frecuencia (FM).
- Generación de tonos.
- Manipulación de corrimiento de frecuencia (FSK –módems-).



Oscilador controlado por Tensión

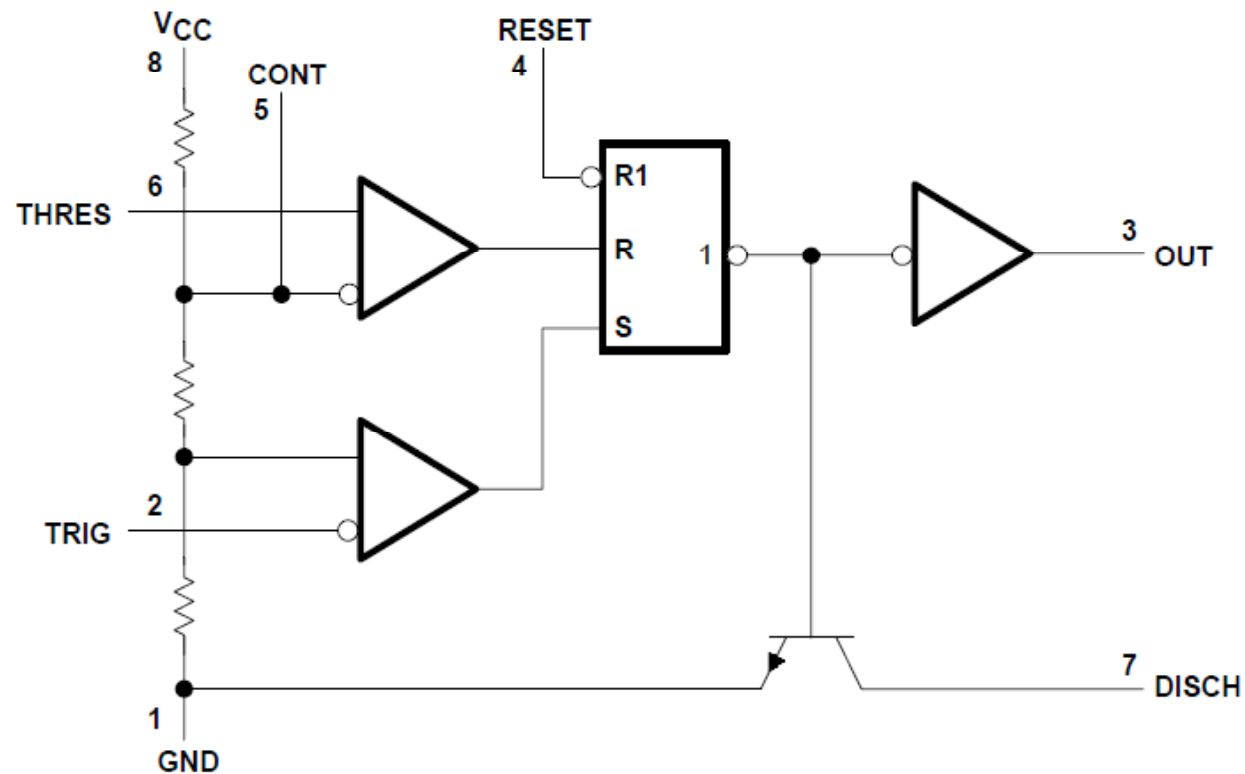


(a) Diagrama de bloques

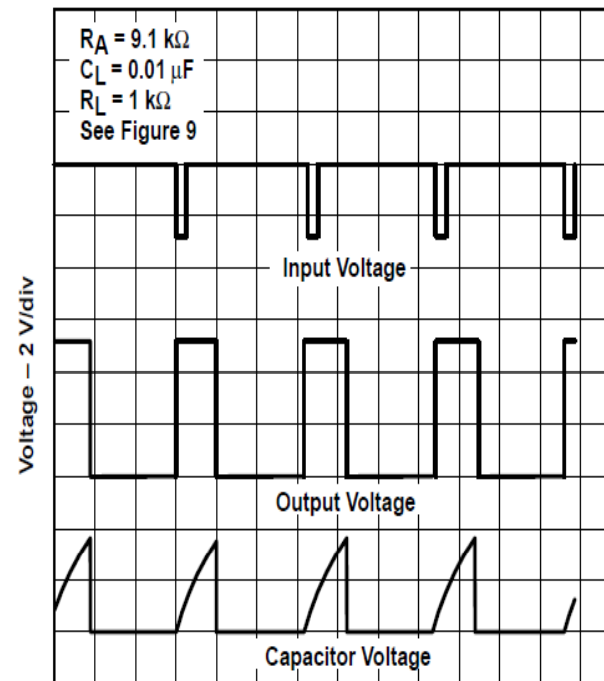
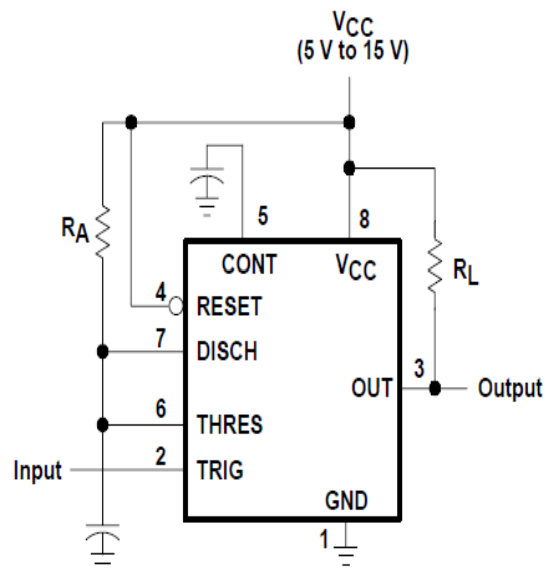


(b) Forma de onda del voltaje del capacitor

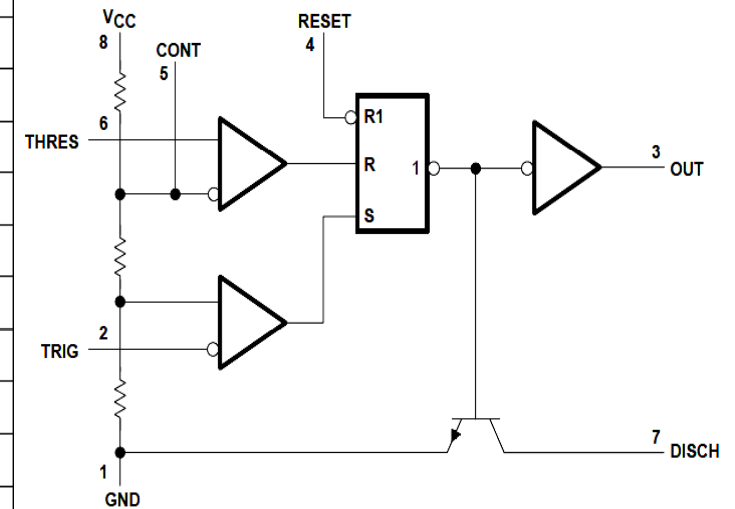
Timer NE555



Monostable



$$t_w = 1.1 R_A C.$$



Astable

