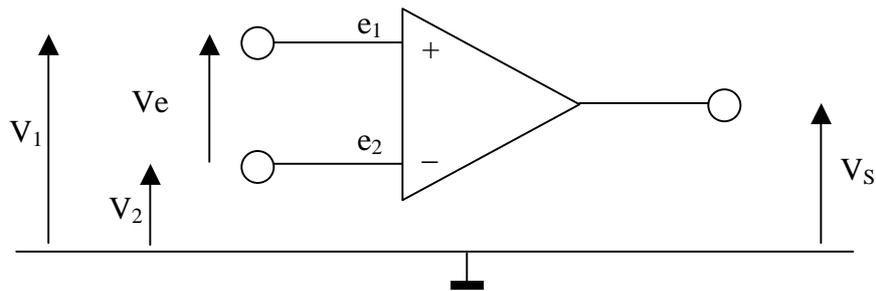


Amplificadores Operacionales

Introducción

El amplificador operacional es básicamente un amplificador de tensión con la particularidad de tener dos entradas, y amplificar solo la señal diferencia entre ellas. Fue utilizado originalmente para realizar operaciones aritméticas de suma, resta, derivación, integración, logaritmación, etc, en computadores analógicos. Actualmente está presente en casi todas las aplicaciones electrónicas como instrumentos, audio, radio, televisión, computación, etc.

El siguiente esquema representa un amplificador operacional:



El amplificador operacional amplifica la tensión V_e con una ganancia “ a ” produciendo una tensión de salida V_s .

Las entradas 1 y 2 pueden alimentarse por dos tensiones referidas a masa, V_1 y V_2 , o por una tensión flotante V_e , aplicada directamente entre e_1 y e_2 .

La tensión de salida V_s , referida a masa, está en fase con la tensión de entrada V_1 y en contrafase con la tensión de entrada V_2 .

$$V_s = aV_e \qquad V_e = (V_1 - V_2)$$

Las tensiones V_1 , V_2 y V_s se llaman tensiones de modo común y pueden ser de varios milivoltios a decenas de voltios, mientras que V_e es una tensión diferencial. En los amplificadores operacionales reales V_e suele ser muy pequeña, desde algunos microvoltios hasta algunos milivoltios.

Las características deseadas en un “amplificador de tensión” son:

- Baja impedancia de salida
- Alta impedancia de entrada
- Alta ganancia de tensión
- Ancho de banda grande
- Tensiones de entrada y salida, de modo común, altas

Para un “amplificador operacional ideal” se define:

- Impedancia de salida = 0
- Impedancia de entrada = ∞
- Ganancia de tensión = ∞
- Tensiones de entrada y salida de modo común = ∞

Con la tecnología actual, los amplificadores operacionales reales cumplen o superan los siguientes valores:

$$\text{Impedancia de salida} < 100 \, \Omega$$

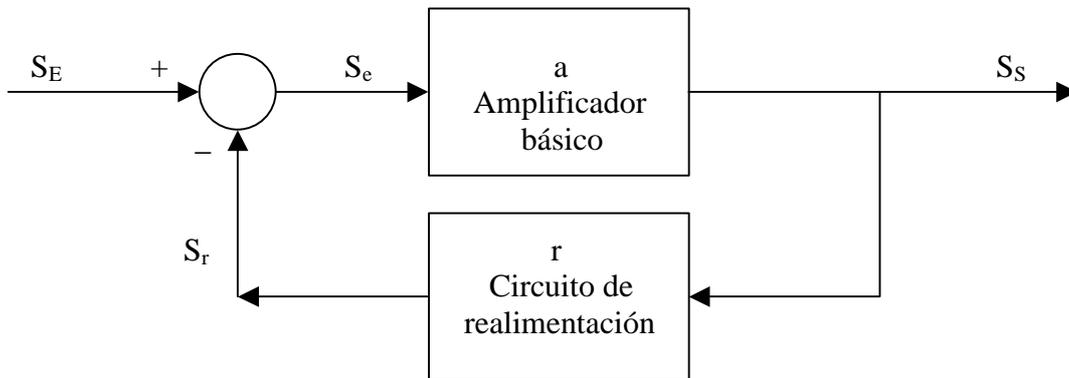
- Impedancia de entrada $> 1 \text{ M}\Omega$
- Ganancia de tensión $> 100 \text{ dB}$
- Producto ganancia - ancho de banda $> 1 \text{ MHz}$
- Tensiones de entrada y salida de modo común $> |\pm 10| \text{ V}$ (con fuente de alimentación de $\pm 12 \text{ V}$)

Las técnicas de realimentación logran que un amplificador operacional real se comporte muy aproximadamente como un amplificador de tensión ideal.

Conceptos básicos de realimentación

La mayoría de las aplicaciones prácticas de amplificadores operacionales se basan en los conceptos de realimentación.

El siguiente esquema muestra un “amplificador realimentado”:



El amplificador básico tiene una ganancia “ a ” llamada “ganancia a lazo abierto”.

La función de transferencia del circuito realimentador es “ r ”. Este circuito opera monitoreando la señal de la salida y produciendo la señal de realimentación $S_r = r S_S$. Generalmente es $r < 1$, ya que $r > 1$ produce inestabilidad.

La señal efectivamente aplicada al amplificador básico es la diferencia entre la señal de entrada del amplificador realimentado y la señal de realimentación:

$$S_e = S_E - S_r$$

La señal de salida es $S_S = a S_e$, con lo que:

$$S_S = a S_e = a (S_E - S_r) = a (S_E - r S_S)$$

Y la amplificación del sistema resulta:

$$A = \frac{S_S}{S_E} = \frac{a}{1 + ar}$$

El producto ar se llama “ganancia de lazo” y cuando $ar \gg 1$ la amplificación del sistema o “ganancia de lazo cerrado”, se aproxima a $\frac{1}{r}$, ya que $\lim_{ar \rightarrow \infty} \frac{a}{1 + ar} = \frac{1}{r}$.

Como el circuito de realimentación se compone de elementos pasivos, el valor de “ r ” puede lograrse con precisión, fijando así el comportamiento del sistema e independizándolo de las variaciones en la ganancia de lazo abierto “ a ” del elemento activo del sistema (en nuestro caso el amplificador operacional). Esta independencia de los parámetros del amplificador básico, en el

comportamiento a lazo cerrado del sistema, es el principal motivo del extenso uso del amplificador operacional como elemento activo en circuitos analógicos.

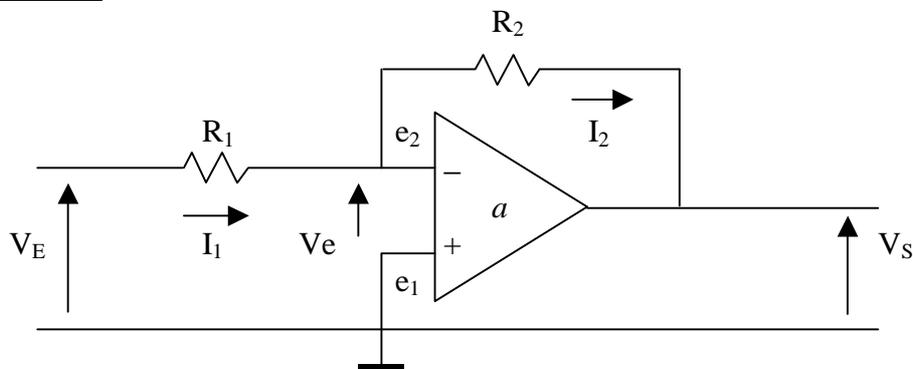
Aplicaciones típicas de los amplificadores operacionales

Debido a la simplicidad de los circuitos que estudiaremos, resulta más conveniente su análisis utilizando las leyes de Kirchoff en lugar de considerarlos circuitos realimentados, aunque utilizaremos los principios de realimentación para entender su comportamiento.

Amplificador de tensión realimentado

Con un amplificador operacional puede lograrse un amplificador de tensión con una ganancia fija y muy estable. Hay dos formas de configurarlo, según se requiera que la tensión de salida esté en fase con la de entrada o en contrafase.

Amplificador inversor



$A =$ ganancia del amplificador realimentado $= V_S / V_E$

$a =$ ganancia del amplificador operacional (o a lazo abierto)

e_1 y e_2 son las entradas, en fase y contrafase respectivamente con la tensión de salida.

Asumimos que la impedancia de entrada del amplificador operacional es infinita y su impedancia de salida es cero. Sumando corrientes en el nodo e_2 se plantea:

$$\frac{V_E - V_e}{R_1} + \frac{V_S - V_e}{R_2} = 0$$

Reagrupando:

$$\frac{V_E}{R_1} + \frac{V_S}{R_2} = V_e \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)$$

Con una ganancia de lazo a , la tensión de entrada del amplificador operacional es:

$$V_e = -\frac{V_S}{a}$$

Combinando se tiene:

$$A = \frac{V_S}{V_E} = -\frac{R_2}{R_1} \left[\frac{1}{1 + \frac{1}{a} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right]$$

Donde "A" es la ganancia del amplificador.

Si la ganancia "a" del amplificador operacional es suficientemente grande como para que:

$$\frac{1}{a} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \ll 1$$

La ganancia de lazo cerrado resulta:

$$A \cong - \frac{R_2}{R_1}$$

El signo negativo indica que la señal de salida V_S está en contrafase con la señal de entrada V_E , por eso esta configuración recibe el nombre de inversor de tensión.

Notar que la ganancia de lazo cerrado (o del sistema) depende sólo de los componentes pasivos R_1 y R_2 , ambos externos al amplificador operacional, por lo que puede lograrse una gran precisión en el comportamiento del amplificador independizándose de variaciones en la ganancia a del amplificador operacional. Por ejemplo, asumamos $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ y $R_2 = 10 \text{ K}\Omega$, y probemos dos amplificadores operacionales, uno con $a = 10^4$ y otro con $a = 10^5$:

Usando la ecuación $A = \frac{V_S}{V_E} = - \frac{R_2}{R_1} \left[\frac{1}{1 + \frac{1}{a} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)} \right]$,

obtenemos para el primero una ganancia $A = -9,989$ y para el segundo $A = -9,999$.

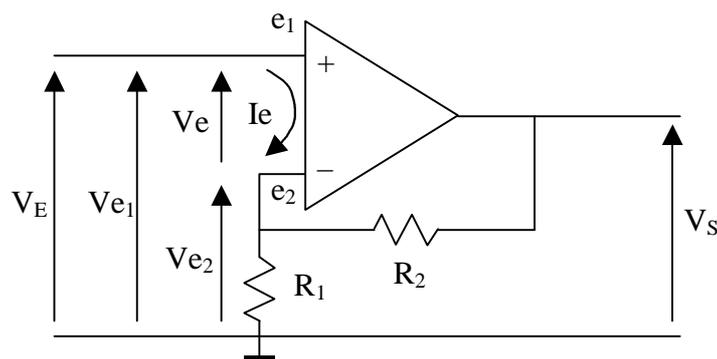
Gracias a la enorme ganancia de los amplificadores operacionales podemos aproximar el análisis de este tipo de circuitos al concepto de sumador. Cuando el amplificador operacional es utilizado en un circuito realimentado vimos que siendo $V_e = V_S / a$ (para valores finitos de V_S), cuando $ar \gg 1$ podemos aproximar el voltaje de entrada del amplificador operacional a cero, o sea $V_e \cong 0$. Esto a su vez nos permite asumir que no entra o sale ninguna corriente en los terminales de entrada del amplificador operacional, ya que la tensión entre ellos es cero. Con lo que el terminal de entrada e_2 (conocida también como entrada inversora) del amplificador operacional es un nodo sumador de corrientes.

Para ilustrar el concepto de suma de corrientes, vemos que la corriente de entrada es $I_1 = V_E / R_1$, pero no entra al amplificador operacional, sino que se dirige a la salida a través de R_2 , generando una tensión $V_S = - (R_2 / R_1) V_E$. Se puede considerar que el terminal e_2 se comporta como "masa virtual", ya que en todo momento su tensión respecto de masa es cero.

Como la entrada e_1 (conocida también como entrada no inversora) está conectada a masa, la impedancia de entrada del amplificador resulta $Z_E = R_1$.

Aunque la impedancia de salida del amplificador operacional real (Z_S) es mayor que cero, la impedancia de salida del amplificador inversor (Z_{SALIDA}) se ve reducida gracias al efecto de la realimentación, con lo que si $a \gg 1$ resulta $Z_{SALIDA} \ll Z_S$.

Amplificador no inversor



Considerando que la impedancia de entrada del amplificador básico es infinita, será:

$$I_e = 0 \text{ y } V_{e2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_S$$

Reemplazando en $V_S = a V_e = a (V_{e1} - V_{e2})$, se tiene que $V_S = a \left[V_E - \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) V_S \right]$

Operando se llega a:

$$A = \frac{V_S}{V_E} = \frac{1}{\frac{1}{a} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}}$$

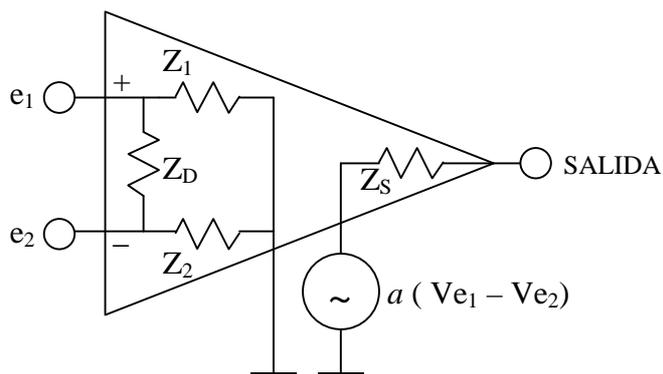
que para $a \gg 1$ resulta:

$$A \cong 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Dado que es $A > 0$, la tensión de salida está en fase con la de entrada.

Para esta configuración se ve que siendo $V_e = V_S / a$, con $a \gg 1$ resulta $V_e \cong 0$ (para valores finitos de V_S). Y en consecuencia la impedancia de entrada del amplificador realimentado resulta infinita, ya que el efecto de la realimentación hace que la tensión presente en e_2 sea idéntica a la de e_1 y por lo tanto no circulará ninguna corriente entre las entradas e_1 y e_2 por el interior del amplificador básico, incluso utilizando un amplificador operacional real con impedancia de entrada diferencial no es infinita.

En un amplificador operacional real, además de la impedancia de entrada diferencial Z_D , existen también las impedancias de entrada de modo común entre las entradas e_1 , e_2 y masa.

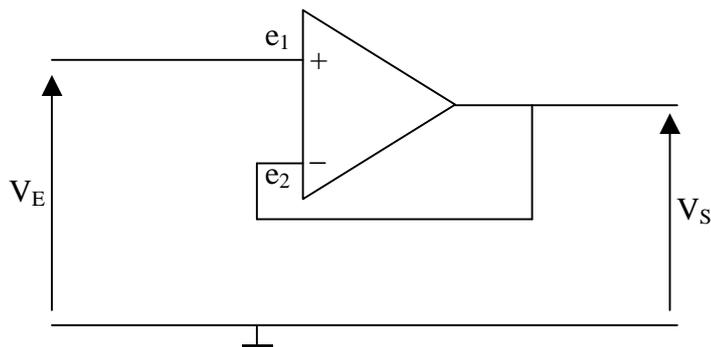


Las impedancias Z_1 y Z_2 no están incluidas en el efecto de realimentación y aparecen presentes en la entrada del amplificador no inversor, de manera que su impedancia de entrada es $Z_E = Z_1$.

Además Z_2 queda en paralelo con R_1 de la malla del realimentador, debiendo considerarse su efecto cuando no se verifica que $Z_2 \gg R_1$.

La impedancia de salida del amplificador realimentado es la del amplificador operacional reducida por el factor $1/(1+ar)$, siendo $r = R_1 / (R_1 + R_2)$, resultando $Z_{SALIDA} = Z_S / (1 + ar)$. Si por ejemplo es $r = 1/10$, $a = 10^5$ y $Z_S = 100 \Omega$, resulta $Z_{SALIDA} = 0,01 \Omega$. Notar que sin realimentación, $Z_{SALIDA} = Z_S$, pues es $r = 0$.

Una variante muy empleada del amplificador no inversor es el “seguidor de tensión”



Donde utilizando $A = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ con $R_1 = \infty$ y $R_2 = 0$ se obtiene:

$$A = \frac{V_S}{V_E} = 1$$

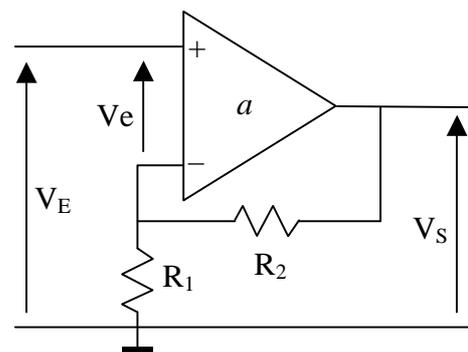
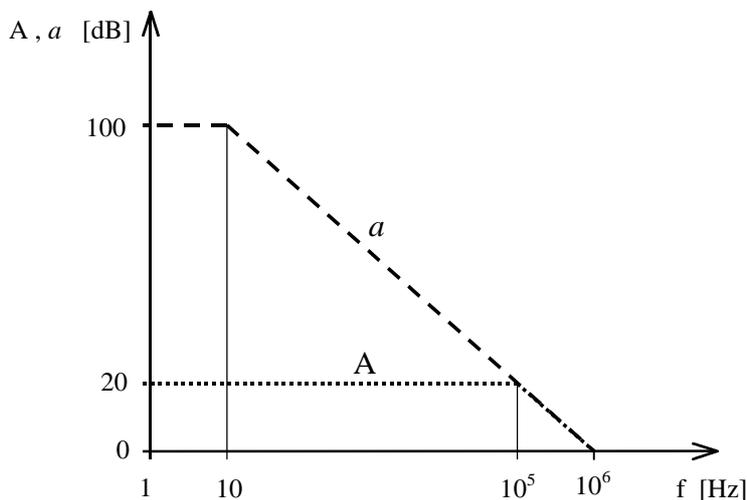
La impedancia de entrada es muy alta y la de salida muy baja, por lo que éste circuito se utiliza como separador de ganancia unidad.

Otro efecto importante de la realimentación es el aumento del ancho de banda del amplificador realimentado en relación con la del amplificador operacional.

Para la mayoría de los amplificadores operacionales, el producto “ganancia - ancho de banda” es constante respecto de la frecuencia.

Siendo AB_{SALIDA} el ancho de banda del amplificador realimentado y AB_S el ancho de banda del amplificador operacional, se verifica que $AB_{SALIDA} = AB_S (1 + ar)$.

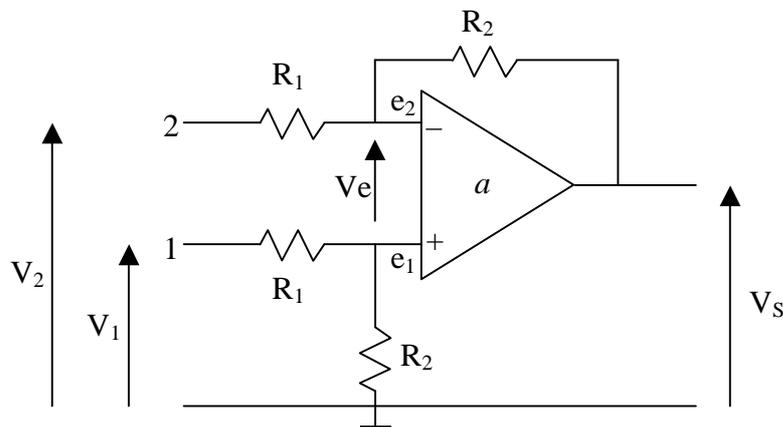
Notar que “a” depende de la frecuencia en un amplificador operacional real. El producto “ganancia - ancho de banda” es constante solo si la respuesta en frecuencia del amplificador operacional tiene una pendiente de -20 dB/década a partir de la frecuencia de corte. El siguiente ejemplo permite apreciar como están relacionados la amplificación y el ancho de banda:



$A = 10$ veces = 20 dB

Amplificador diferencial

Combinando el amplificador inversor y el no inversor se tiene el siguiente esquema:



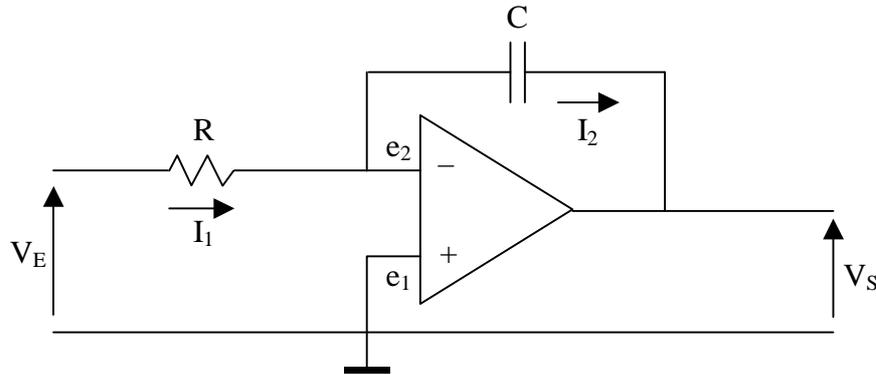
Procediendo en forma similar a los casos anteriores se llega a $V_s = \frac{R_2}{R_1}(V_1 - V_2)$

O sea que el circuito amplifica R_2/R_1 veces la tensión diferencia $V_1 - V_2$.

Las impedancias de entrada son $Z_1 = R_1 + R_2$ para la entrada 1 y $Z_2 = R_1$ para la entrada 2.

Ésta configuración es muy utilizada en instrumentación, por ejemplo para medir el balance de un puente de Wheatstone.

Integrador



Basado en el amplificador inversor, la corriente de entrada I_1 debe ser igual a la corriente I_2 debido a que e_2 (masa virtual) funciona como sumador (de corrientes).

La corriente I_2 cargará el capacitor C según la ecuación:

$$V_s(t) = -\frac{1}{C} \int_0^t I_2 \cdot dt + V_s(0)$$

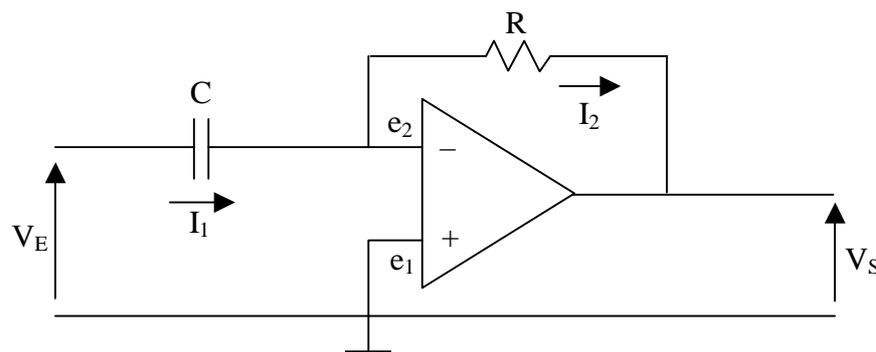
y como $I_2 = I_1 = \frac{V_E}{R}$, será:

$$V_s(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_E \cdot dt + V_s(0)$$

Para un amplificador operacional real, el rango práctico de tensiones para V_s está acotado por las tensiones de su fuente de alimentación.

Diferenciador

Se intercambia el capacitor y el resistor.



Sabemos que tratándose de un circuito realimentado con la misma configuración que el amplificador inversor, las corrientes I_1 e I_2 son iguales. Además por ser e_2 una masa virtual, la corriente en el capacitor es:

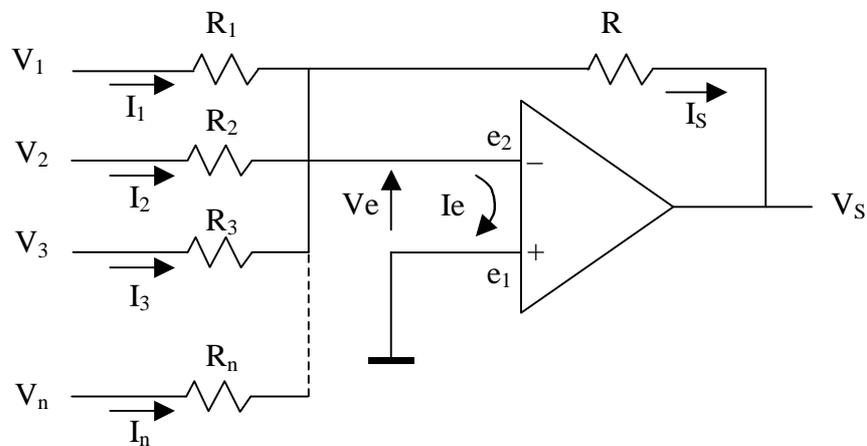
$$I_1 = C \frac{dV_E}{dt}$$

como es $V_S = -R I_2$, y siendo $I_1 = I_2$, resulta:

$$V_S = -RC \frac{dV_E}{dt}$$

Sumador

Puede realizarse un amplificador inversor con varias entradas dónde la salida resulta suma de todas las entradas y la ganancia se fija independientemente para cada una.



Según lo visto para el amplificador inversor, siendo $a \gg 1$ resulta $V_e \cong 0$ (para valores finitos de V_S). También $I_e \cong 0$ debido a que la impedancia del amplificador operacional es muy grande (podemos considerarla infinita). Por lo que e_2 resulta un nodo sumador, a la vez que puede considerarse una masa virtual.

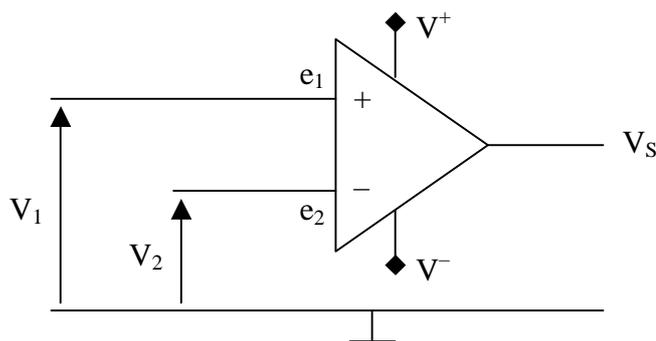
Planteando Kirchoff y resolviendo para V_S obtenemos:

$$V_S = -R \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \dots + \frac{V_n}{R_n} \right)$$

Las impedancias de entrada son respectivamente:

$$Z_1 = R_1 \quad Z_2 = R_2 \quad Z_3 = R_3 \quad \dots \quad Z_n = R_n$$

Comparador de tensión



Veremos una aplicación que no usa realimentación, pero que es muy utilizada en instrumentos. Por ejemplo, en el circuito de disparo (trigger) del osciloscopio se compara la señal de entrada con una tensión interna ajustable para establecer el comienzo del barrido horizontal.

La señal de salida del amplificador operacional es $V_S = a (V_1 - V_2)$, y como a es del orden de 10^5 , una diferencia entre V_1 y V_2 de solo unos pocos cientos de microvoltios hace que V_S tienda a superar los límites físicos impuestos por la fuente de alimentación V^+ y V^- . Debido al diseño interno del amplificador operacional, la tensión máxima que alcance V_S será (en módulo) algo menor que la tensión de la fuente. Ésta condición se conoce como recorte y se dice que el amplificador llega al límite de excursión de la señal de salida. El signo de $V_1 - V_2$, determinará el signo de V_S .

También existen límites para las tensiones aplicadas a las entradas, que cuando se superan pueden dañar al amplificador operacional. Se llama excursión máxima de la señal de entrada en modo común, a la tensión máxima aplicable entre las entrada e_1 o e_2 y masa. Suele ser 1 o 2 voltios menor que la tensión de alimentación.

Consideraciones finales

Existen muchas más aplicaciones interesantes que pueden consultarse en la extensa bibliografía existente o de los manuales de especificaciones técnicas de los fabricantes de circuitos integrados analógicos.

Pueden realizarse filtros activos con un comportamiento superior a los filtros pasivos, preamplificadores de audio de muy alta calidad, simuladores de inductores utilizando capacitores mediante la técnica del girador (de fase), rectificadores perfectos al incluir el diodo en la realimentación, etc.

El circuito integrado amplificador operacional más conocido es el 741 (su nombre industrial). Si bien es adecuado para la mayoría de las aplicaciones, hay otros circuitos integrados con características superiores, sobre todo en lo referente al ancho de banda y la impedancia de entrada. Para familiarizarse con los parámetros del mismo, y también con sus limitaciones, se ha anexado su hoja de datos.

Autor

Ingeniero Alberio Bertuccio

Bibliografía

Título: Analisis y diseño de circuitos integrados analógicos

Autores: Paul R. Gray y Robert G. Meyer

Editorial: John Wiley & Sons

Título: El amplificador operacional y sus aplicaciones

Autores: J. C. Marchais

Editorial: Marcombo

Título: Analog/Interface Ics Device Data Vol. 1 & 2

Autores: Motorola

Editorial: Motorola

Datos técnicos del amplificador operacional 741

ORDERING INFORMATION

Device	Alternate	Temperature Range	Package
MC1741CD	—	0°C to +70°C	SO-8
MC1741CG	LM741CD, μ A741HC	0°C to +70°C	Metal Can
MC1741CP1	LM741CN, μ A741TC	0°C to +70°C	Plastic DIP
MC1741CU	—	0°C to +70°C	Ceramic DIP
MC1741G	—	-55°C to +125°C	Metal Can
MC1741U	—	-55°C to +125°C	Ceramic DIP

INTERNALLY COMPENSATED, HIGH PERFORMANCE OPERATIONAL AMPLIFIERS

... designed for use as a summing amplifier, integrator, or amplifier with operating characteristics as a function of the external feedback components.

- No Frequency Compensation Required
- Short-Circuit Protection
- Offset Voltage Null Capability
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low-Power Consumption
- No Latch Up

MAXIMUM RATINGS ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	MC1741C	MC1741	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC} V_{EE}	+18 -18	+22 -22	Vdc Vdc
Input Differential Voltage	V_{ID}	± 30		Volts
Input Common Mode Voltage (Note 1)	V_{ICM}	± 15		Volts
Output Short Circuit Duration (Note 2)	t_S	Continuous		
Operating Ambient Temperature Range	T_A	0 to +70	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range Metal and Ceramic Packages Plastic Packages	T_{stg}	-65 to +150 -55 to +125		$^\circ\text{C}$

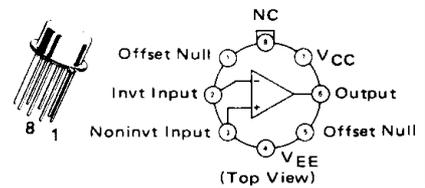
Note 1. For supply voltages less than +15 V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 2. Supply voltage equal to or less than 15 V.

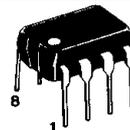
MC1741 MC1741C

OPERATIONAL AMPLIFIER SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

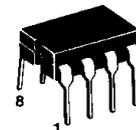
G SUFFIX METAL PACKAGE CASE 601-04



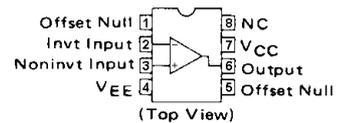
P1 SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 626-04



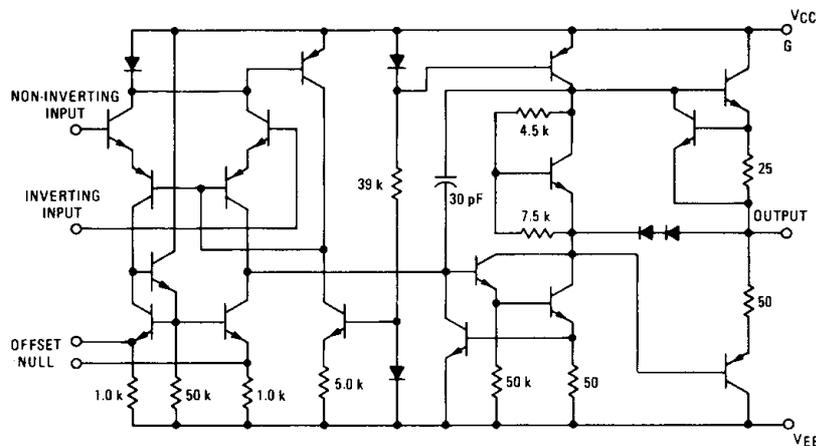
U SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 693-02



D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751-01 SO-8



EQUIVALENT CIRCUIT SCHEMATIC



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{EE} = 15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	MC1741			MC1741C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ($R_S \leq 10\text{ k}$)	V_{IO}	–	1.0	5.0	–	2.0	6.0	mV
Input Offset Current	I_{IO}	–	20	200	–	20	200	nA
Input Bias Current	I_{IB}	–	80	500	–	80	500	nA
Input Resistance	r_i	0.3	2.0	–	0.3	2.0	–	$M\Omega$
Input Capacitance	C_i	–	1.4	–	–	1.4	–	pF
Offset Voltage Adjustment Range	V_{IOR}	–	± 15	–	–	± 15	–	mV
Common Mode Input Voltage Range	V_{ICR}	± 12	± 13	–	± 12	± 13	–	V
Large Signal Voltage Gain ($V_O = \pm 10\text{ V}$, $R_L \geq 2.0\text{ k}$)	A_V	50	200	–	20	200	–	V/mV
Output Resistance	r_o	–	75	–	–	75	–	Ω
Common Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 10\text{ k}$)	CMRR	70	90	–	70	90	–	dB
Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S \leq 10\text{ k}$)	PSRR	–	30	150	–	30	150	$\mu\text{V/V}$
Output Voltage Swing ($R_L \geq 10\text{ k}$) ($R_L \geq 2\text{ k}$)	V_O	± 12 ± 10	± 14 ± 13	–	± 12 ± 10	± 14 ± 13	–	V
Output Short-Circuit Current	I_{os}	–	20	–	–	20	–	mA
Supply Current	I_D	–	1.7	2.8	–	1.7	2.8	mA
Power Consumption	P_C	–	50	85	–	50	85	mW
Transient Response (Unity Gain – Non-Inverting) ($V_I = 20\text{ mV}$, $R_L \geq 2\text{ k}$, $C_L \leq 100\text{ pF}$) Rise Time	t_{TLH}	–	0.3	–	–	0.3	–	μs
($V_I = 20\text{ mV}$, $R_L \geq 2\text{ k}$, $C_L \leq 100\text{ pF}$) Overshoot	os	–	15	–	–	15	–	%
($V_I = 10\text{ V}$, $R_L \geq 2\text{ k}$, $C_L \leq 100\text{ pF}$) Slew Rate	SR	–	0.5	–	–	0.5	–	V/ μs

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $T_A = T_{low}$ to T_{high} unless otherwise noted).

Characteristic	Symbol	MC1741			MC1741C			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ($R_S \leq 10\text{ k}\Omega$)	V_{IO}	–	1.0	6.0	–	–	7.5	mV
Input Offset Current ($T_A = 125^\circ\text{C}$) ($T_A = -55^\circ\text{C}$) ($T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$)	I_{IO}	–	7.0 85 –	200 500 –	–	–	– – 300	nA
Input Bias Current ($T_A = 125^\circ\text{C}$) ($T_A = -55^\circ\text{C}$) ($T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$)	I_{IB}	–	30 300 –	500 1500 –	–	–	– – 800	nA
Common Mode Input Voltage Range	V_{ICR}	± 12	± 13	–	–	–	–	V
Common Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 10\text{ k}$)	CMRR	70	90	–	–	–	–	dB
Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S \leq 10\text{ k}$)	PSRR	–	30	150	–	–	–	$\mu\text{V/V}$
Output Voltage Swing ($R_L \geq 10\text{ k}$) ($R_L \geq 2\text{ k}$)	V_O	± 12 ± 10	± 14 ± 13	–	– ± 10	– ± 13	–	V
Large Signal Voltage Gain ($R_L \geq 2\text{ k}$, $V_{out} = \pm 10\text{ V}$)	A_V	25	–	–	15	–	–	V/mV
Supply Currents ($T_A = 125^\circ\text{C}$) ($T_A = -55^\circ\text{C}$)	I_D	–	1.5 2.0	2.5 3.3	–	–	–	mA
Power Consumption ($T_A = +125^\circ\text{C}$) ($T_A = -55^\circ\text{C}$)	P_C	–	45 60	75 100	–	–	–	mW

* $T_{high} = 125^\circ\text{C}$ for MC1741 and 70°C for MC1741C
 $T_{low} = -55^\circ\text{C}$ for MC1741 and 0°C for MC1741C

TYPICAL CHARACTERISTICS

($V_{CC} = +15$ Vdc, $V_{EE} = -15$ Vdc, $T_A = +25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise noted)

FIGURE 6 – POWER BANDWIDTH
(LARGE SIGNAL SWING versus FREQUENCY)

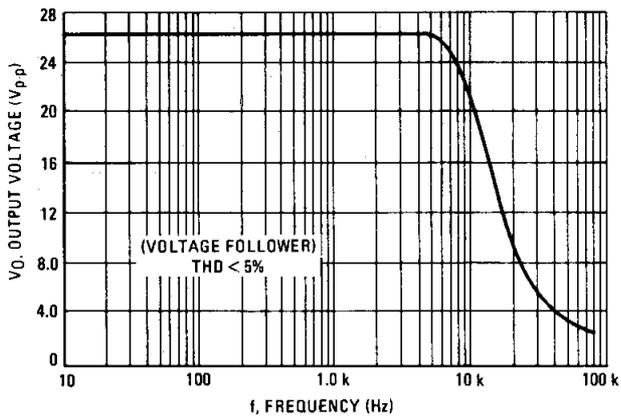


FIGURE 7 – OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE

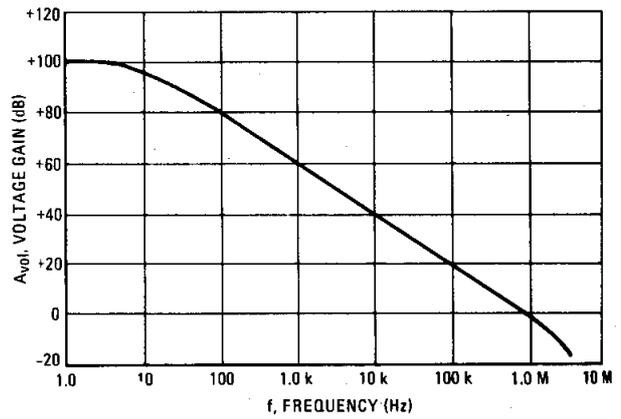


FIGURE 8 – POSITIVE OUTPUT VOLTAGE SWING
versus LOAD RESISTANCE

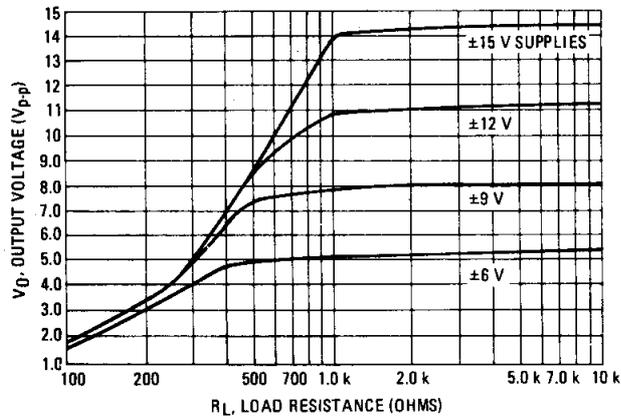


FIGURE 9 – NEGATIVE OUTPUT VOLTAGE SWING
versus LOAD RESISTANCE

