

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES  
Y DE TELECOMUNICACIÓN**

**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**



**INSTRUMENTACIÓN ELECTRÓNICA DE COMUNICACIONES**

**(5º Curso Ingeniería de Telecomunicación)**

**Tema II:**

**Modelo del amplificador operacional real.**

**José María Drake Moyano  
Dpto. de Electrónica y Computadores  
Santander, 2005**

**Contenido:**

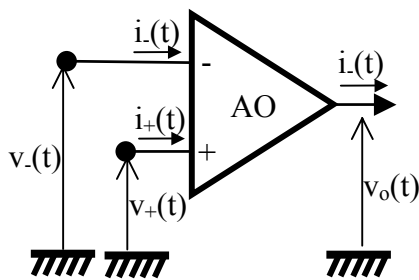
- II.1 El amplificador operacional.**
- II.2 Características de un amplificador operacional real.**
- II.3 Comportamiento real del circuito de entrada.**
- II.4 Comportamiento real del circuito de salida.**
- II.5 Función de transferencia de un amplificador real.**

## CAPITULO 2

### MODELO DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL

#### 2.1 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.

Es un amplificador diferencial de ganancia muy alta que se utiliza como bloque constructivo para el diseño de una amplia gama de circuitos electrónicos. Se representa mediante un triángulo y las características que lo definen son,



- Ganancia diferencial infinita.
- Ganancia en modo común nula.

$$v_o = \lim_{A_d \rightarrow \infty} (v_+ - v_-)$$

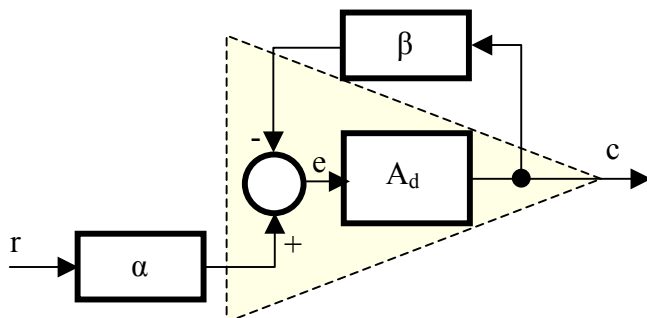
- Impedancia de entrada infinita:

$$i_+ = i_- = 0$$

- Impedancia de salida nula:

$$v_o \text{ independiente de } i_o$$

La importancia del amplificador operacional en la electrónica actual es que permite diseñar bloques funcionales con un comportamiento que es independiente de las características del elemento amplificador. Con él se consigue diseñar circuito electrónico muy preciso y estable aun cuando se utilice tecnología semiconductora que en sí es imprecisa e inestable.



$$c = \frac{\alpha A_d}{1 + \beta A_d}$$

$$\text{si } A_d \rightarrow \infty \Rightarrow$$

$$c = \lim_{A_d \rightarrow \infty} \frac{\alpha A_d}{1 + \beta A_d} = \frac{\alpha}{\beta}$$

que no es función de  $A_d$ .

Este análisis demuestra que cuando el amplificador diferencial tiene una ganancia diferencial muy grande, la función de transferencia entrada/salida del circuito se hace independiente de ella y solo depende de las características de los circuitos pasivos  $\alpha$  y  $\beta$ .

Sobre este análisis es importante hacer las siguientes consideraciones:

1. El circuito realimentado se puede interpretar como un mecanismo que ajusta dinámicamente la salida, al valor necesario para que la señal error  $e(t)$  se haga cero. A esta situación se llama **cero virtual**, esto es un cero en tensión que se consigue no a través de una condición topológica de circuito (cortocircuito) sino por ajuste dinámico.
2. El requisito para operar en este modo, es que la ganancia diferencial  $A_d$  tienda a infinito, y en la práctica esto equivale a que la ganancia de bucle  $A_d\alpha$  sea mucho mayor que la unidad:

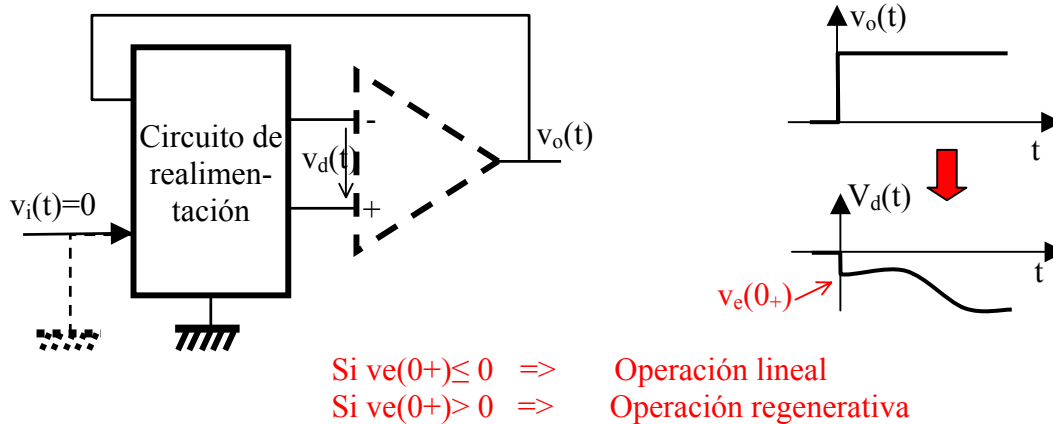
$$A_d\alpha \gg 1$$

3. En el análisis se ha supuesto que el circuito es estable, y la salida tiende en régimen estacionario a un valor finito estable. Para ello, la realimentación debe ser no regenerativa, y en el caso de que, por actuar una amplificador operacional la ganancia de bucle sea infinita, si la realimentación tiene que ser negativa.

### Análisis de un circuito que incluye un amplificador operacional

Un circuito que contenga un amplificador operacional ideal opera linealmente sólo si en alta frecuencia la realimentación salida/entrada del amplificador a través del circuito externo a él, es negativa.

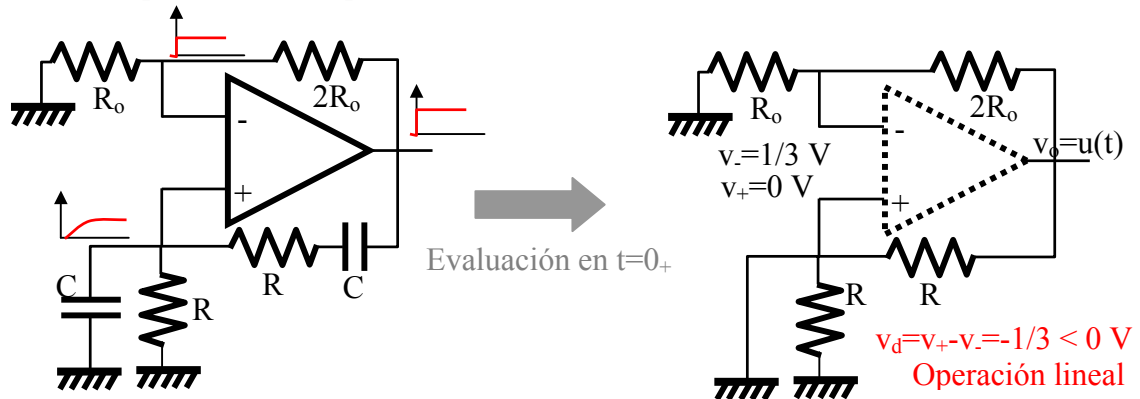
La realimentación salida/entrada del amplificador es negativa si a un escalón positivo en la salida del amplificador ( $v_o$ ) el circuito externo al amplificador responde a la entrada del mismo ( $v_d$ ) con una señal con un flanco negativo o nulo inicial ( $t=0+$ ). En caso contrario, la realimentación es positiva.



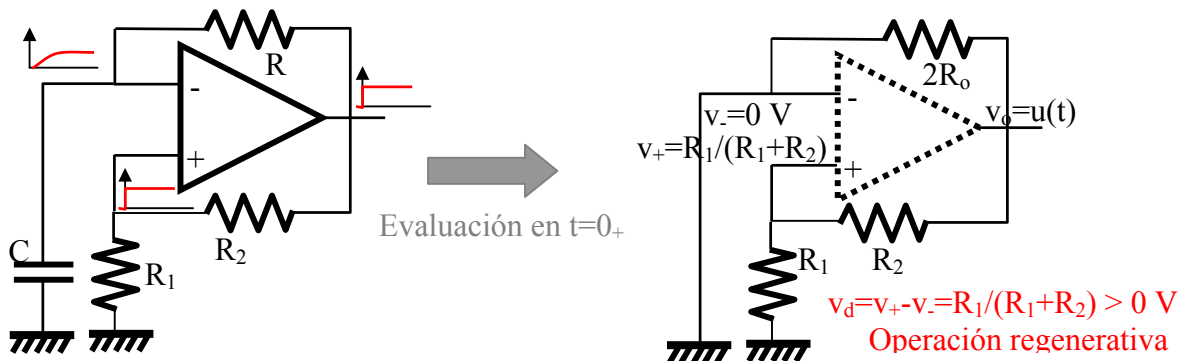
Cuando el amplificador opera en forma regenerativa, la salida del amplificador operacional ideal tiende a valores infinitos. En el capítulo VII analizaremos estos circuitos utilizando un modelo real del amplificador en los que la salida toma uno de dos valores posibles  $+V_{\text{Saturación}}$  o  $-V_{\text{Saturación}}$ .

Ejemplos de operación lineal y regenerativa:

a) Ejemplo de circuito operando linealmente: Puente de Wien.

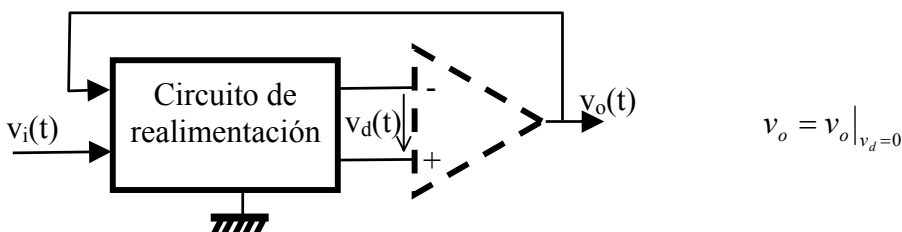


b) Ejemplo de circuito operando regenerativamente: Multivibrador.

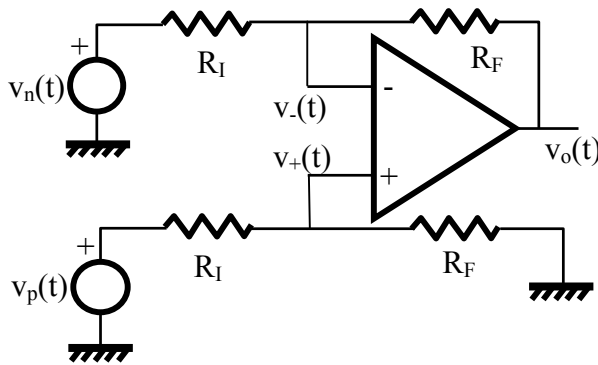


Análisis de un circuito basado en amplificador operacional que opera en modo lineal:

La salida de cada amplificador operacional se ajusta a aquel valor para el que el circuito de realimentación establece una tensión nula (cero virtual) en su entrada diferencial.



Ejemplo de análisis de un circuito basado en amplificador operacional:



$$v_-(t) = v_n(t) \frac{R_F}{R_F + R_I} + v_o(t) \frac{R_I}{R_F + R_I}$$

$$v_+(t) = v_p(t) \frac{R_F}{R_F + R_I}$$

El valor  $v_o$  que implica que

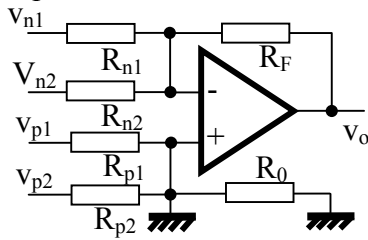
$$v_d = v_+ - v_- = 0 \text{ es}$$

$$v_o(t) = \frac{R_F}{R_I} [v_p(t) - v_n(t)]$$

**Tabla de bloques funcionales construidos con un amplificador operacional**

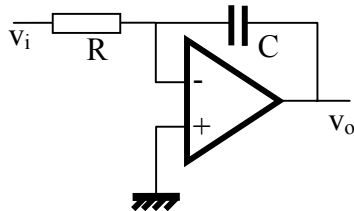
<p>Amplificador seguidor</p>	$v_o = v_i$ $Z_i = \infty$ $Z_o = 0$	
<p>Amplificador inversor</p>	$v_o = (-R_F/R_I) v_i$ $Z_i = R_I$ $Z_o = 0$	
<p>Amplificador no inversor</p>	$v_o = (1 + R_F/R_I)(R_1/(R_1 + R_2)) v_i$ $Z_{id} = 2R_1$ $Z_o = 0$	
<p>Amplificador diferencial</p>	$v_o = (R_F/R_I)(v_p - v_n)$ $Z_{id} = 2R_1$ $Z_o = 0$	

Amplificador sumador/restador con pesos



$$v_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_{n1} // R_{n2}}\right) \left[ \frac{R_o // R_{p2}}{R_{p1} + R_o // R_{p2}} v_{p1} + \frac{R_o // R_{p1}}{R_{p2} + R_o // R_{p1}} v_{p2} \right] + \left(-\frac{R_F}{R_{n1}} v_{n1}\right) + \left(-\frac{R_F}{R_{n2}} v_{n2}\right)$$

Amplificador integrador

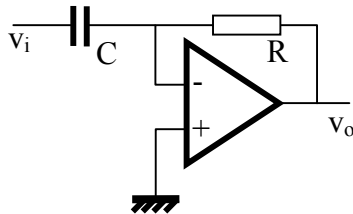


$$v_o = (-1/RCs) v_i$$

$$Z_i = R$$

$$Z_o = 0$$

Amplificador derivador

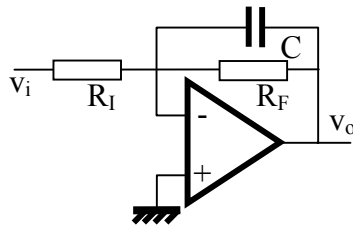


$$v_o = (-RCs) v_i$$

$$Z_i = 1/Cs$$

$$Z_o = 0$$

Filtro paso bajo de primer orden

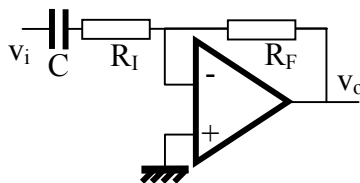


$$v_o = (-R_F/R_I)(1/(R_FCs+1)) v_i$$

$$Z_i = R_I$$

$$Z_o = 0$$

Filtro paso alto de primer orden

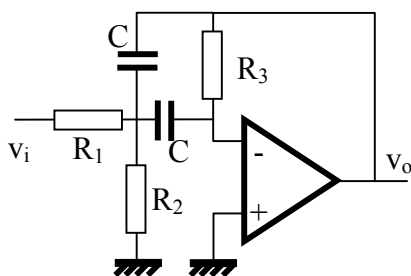


$$v_o = (-R_F/R_I)(R_I Cs/(R_I Cs+1)) v_i$$

$$Z_i = R_I + 1/Cs$$

$$Z_o = 0$$

Filtro paso banda de segundo orden



$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{H_o \frac{1}{Q} \left(\frac{s}{\omega_o}\right)}{\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2 + \frac{1}{Q} \left(\frac{s}{\omega_o}\right) + 1} = \frac{-sR_3C}{s^2 R_1 R_3 C^2 + s 2R_1 C + 1 + R_1/R_2}$$

$$R_1 = \frac{Q}{(-H_o \omega_o C)} \quad R_3 = \frac{2Q}{\omega_o C}$$

$$R_2 = \frac{1}{\left[\left(1 + \frac{H_o}{2Q^2}\right) 2Q \omega_o C\right]}$$

## 2.2 CARACTERÍSTICAS DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL.

Para muchas de las aplicaciones de baja frecuencia e instrumentación, los amplificadores operacionales que actualmente se fabrican tienen un comportamiento muy al ideal. Sin embargo, cuando se los aplica a situaciones de mayor precisión o requisitos más restrictivos se necesita considerar modelos más detallados de su comportamiento.

En cualquier caso, conocer las características específicas del amplificador operacional que se utiliza, es necesario para comprobar que su comportamiento ideal es válido y estimar si puede ser utilizado en la aplicación que se está desarrollando o debe ser sustituido por otro.

La forma habitual de analizar un circuito que se basa en un amplificador operacional, parte de considerar inicialmente un comportamiento ideal, y luego, partiendo de este estudio se analizan las limitaciones que sobre el mismo introducen las diferentes características reales específicas del amplificador. El resultado de este análisis es, bien la validación del amplificador operacional, o la propuesta de su sustitución por otro tipo de amplificador operacional con características más adecuadas.

En este capítulo se estudian:

- Los fenómenos que diferencian el comportamiento de los amplificadores operacionales reales del comportamiento ideal.
- Los parámetros que los fabricantes utilizan para describir ese comportamiento específico.
- Las técnicas de análisis cuantitativo de los efectos no ideales de los amplificadores operacionales sobre el comportamiento de los circuitos que lo utilizan.

Las diferentes características se organizan por grupos: se estudian los fenómenos que caracterizan el circuito de entrada, los que caracterizan su circuito de salida y los que caracterizan sus parámetros de transferencia. En el capítulo IV se analizan los fenómenos de generación de ruido en los amplificadores operacionales, y en el capítulo V se estudian los fenómenos que se introducen cuando se opera con potencias relevantes, así como los modelos térmicos.

En las siguientes páginas se incluyen las hojas características de dos amplificadores operacionales de propósito general y de uso muy frecuente, que se utilizarán en los ejemplos que se plantean en este curso. Estos amplificadores operacionales son:

- **AD741**: Amplificador operacional realizado con tecnología bipolar.
- **TL081**: Amplificador operacional realizado con tecnología JFET.



# Low Cost, High Accuracy IC Op Amps

## AD741 Series

### FEATURES

#### Precision Input Characteristics

- Low  $V_{OS}$ : 0.5 mV max (L)
- Low  $V_{OS}$  Drift: 5  $\mu$ V/ $^{\circ}$ C max (L)
- Low  $I_b$ : 50 nA max (L)
- Low  $I_{OS}$ : 5 nA max (L)
- High CMRR: 90 dB min (K, L)

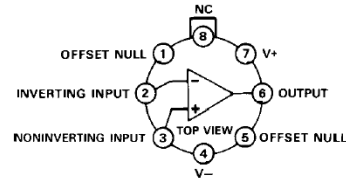
#### High Output Capability

- $A_{OL} = 25,000$  min, 1 k $\Omega$  Load (J, S)  $T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$
- $V_O = \pm 10$  V min, 1 k $\Omega$  Load (J, S)

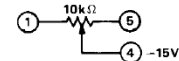
Chips and MIL-STD-883B Parts Available

### CONNECTION DIAGRAMS

#### TO-99 (H) Package

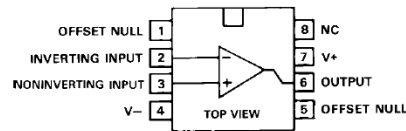


NOTE: PIN 4 CONNECTED TO CASE



NC = NO CONNECT

#### Mini-DIP (N) Package



NC = NO CONNECT

### GENERAL DESCRIPTION

The Analog Devices AD741 Series are high performance monolithic operational amplifiers. All the devices feature full short circuit protection and internal compensation.

The Analog Devices AD741J, AD741K, AD741L, and AD741S are specially tested and selected versions of the standard AD741 operational amplifier. Improved processing and additional electrical testing guarantee the user precision performance at a very low cost. The AD741J, K and L substantially increase overall accuracy over the standard AD741C by providing maximum limits on offset voltage drift and significantly reducing the errors due to offset voltage, bias current, offset current, voltage gain, power supply rejection and common-mode rejection. For example, the AD741L features maximum offset voltage drift of 5  $\mu$ V/ $^{\circ}$ C, offset voltage of 0.5 mV max, offset current of 5 nA max, bias current of 50 nA max and a CMRR of 90 dB min. The AD741S offers guaranteed performance over the extended temperature range of  $-55^{\circ}$ C to  $+125^{\circ}$ C, with max offset voltage drift of 15  $\mu$ V/ $^{\circ}$ C, max offset voltage of 4 mV, max offset current of 25 nA, and a minimum CMRR of 80 dB.

### HIGH OUTPUT CAPABILITY

Both the AD741J and AD741S offer the user the additional advantages of high guaranteed output current and gain at low values of load impedance. The AD741J guarantees a minimum gain of 25,000 swinging  $\pm 10$  V into a 1 k $\Omega$  load from  $0^{\circ}$ C to  $+70^{\circ}$ C. The AD741S guarantees a minimum gain of 25,000 swinging  $\pm 10$  V into a 1 k $\Omega$  load from  $-55^{\circ}$ C to  $+125^{\circ}$ C.

All devices feature full short circuit protection, high gain, high common-mode range and internal compensation. The AD741J, K and L are specified for operation from  $0$  to  $+70^{\circ}$ C and are available in both the TO-99 and mini-DIP packages. The AD741S is specified for operation from  $-55^{\circ}$ C to  $+125^{\circ}$ C, and is available in the TO-99 package.

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Absolute Maximum Ratings	AD741, J, K, L, S	AD741C
Supply Voltage	$\pm 22$ V	$\pm 18$ V
Internal Power Dissipation	500 mW <sup>1</sup>	500 mW
Differential Input Voltage	$\pm 30$ V	$\pm 30$ V
Input Voltage	$\pm 15$ V	$\pm 15$ V
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}$ C to $+150^{\circ}$ C	$-65^{\circ}$ C to $+150^{\circ}$ C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	$+300^{\circ}$ C	$+300^{\circ}$ C
Output Short Circuit Duration	Indefinite <sup>2</sup>	Indefinite

### NOTES

<sup>1</sup>Rating applies for case temperature to  $+125^{\circ}$ C. Derate TO-99 linearity at 6.5 mW/ $^{\circ}$ C for ambient temperatures above  $+70^{\circ}$ C.

<sup>2</sup>Rating applies for shorts to ground or either supply at case temperatures to  $+125^{\circ}$ C or ambient temperatures to  $+75^{\circ}$ C.

Model	AD741K			AD741L			AD741S			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OPEN-LOOP GAIN R <sub>L</sub> = 1 k $\Omega$ , V <sub>O</sub> = $\pm 10$ V R <sub>L</sub> = 2 k $\Omega$ , V <sub>O</sub> = $\pm 10$ V T <sub>A</sub> = min to max R <sub>L</sub> = 2 k $\Omega$										V/V V/V V/V
	<b>50,000</b>	200,000		<b>50,000</b>	200,000		<b>50,000</b>	200,000		
	<b>25,000</b>			<b>25,000</b>			<b>25,000</b>			
OUTPUT CHARACTERISTICS Voltage @ R <sub>L</sub> = 1 k $\Omega$ , T <sub>A</sub> = min to max Voltage @ R <sub>L</sub> = 2 k $\Omega$ , T <sub>A</sub> = min to max Short Circuit Current	<b><math>\pm 10</math></b>	$\pm 13$ 25		<b><math>\pm 10</math></b>	$\pm 13$ 25		<b><math>\pm 10</math></b>	$\pm 13$ 25		V V mA
FREQUENCY RESPONSE Unity Gain, Small Signal Full Power Response Slew Rate Transient Response (Unity Gain) Rise Time Overshoot		1 10 0.5 0.3 5.0			1 10 0.5 0.3 5.0			1 10 0.5 0.3 5.0		MHz kHz V/ $\mu$ s $\mu$ s %
INPUT OFFSET VOLTAGE Initial, R <sub>S</sub> $\leq$ 10 k $\Omega$ , Adjust to Zero T <sub>A</sub> = min to max Average vs. Temperature (Untrimmed) vs. Supply, T <sub>A</sub> = min to max		0.5 <b>2.0</b> 6.0 5	<b>3.0</b> 15.0 15.0		0.2 <b>0.5</b> 2.0 5	<b>1.0</b> <b>1.0</b> 5.0 15.0		1.0 <b>2</b> 6.0 30	<b>4</b> <b>15</b> 100	mV mV $\mu$ V/ $^{\circ}$ C $\mu$ V/V
INPUT OFFSET CURRENT Initial T <sub>A</sub> = min to max Average vs. Temperature		2 <b>10</b> 0.02	<b>15</b> 0.02		2 <b>5</b> 0.02	<b>10</b> 0.1		2 <b>10</b> 0.1	<b>25</b> 0.25	nA nA nA/ $^{\circ}$ C
INPUT BIAS CURRENT Initial T <sub>A</sub> = min to max Average vs. Temperature		30 <b>75</b> 0.6	<b>120</b> 1.5		30 <b>50</b> 0.6	<b>100</b> 1.0		30 <b>75</b> 0.6	<b>250</b> 2.0	nA nA nA/ $^{\circ}$ C
INPUT IMPEDANCE DIFFERENTIAL		2.0			2.0			2.0		M $\Omega$
INPUT VOLTAGE RANGE <sup>1</sup> Differential, max Safe Common-Mode, max Safe Common-Mode Rejection, R <sub>S</sub> = $\leq$ 10 k $\Omega$ , T <sub>A</sub> = min to max, V <sub>IN</sub> = $\pm 12$ V		$\pm 30$ $\pm 15$ <b>90</b>			$\pm 30$ $\pm 15$ <b>90</b>			$\pm 30$ $\pm 15$ <b>90</b>	<b>100</b>	V V dB
POWER SUPPLY Rated Performance Operating Power Supply Rejection Ratio Quiescent Current Power Consumption T <sub>A</sub> = min T <sub>A</sub> = max		$\pm 5$ $\pm 15$ 20 1.7 50	$\pm 22$ <b>2.8</b> 85		$\pm 5$ $\pm 15$ 20 1.7 50	$\pm 22$ <b>2.8</b> 85		$\pm 5$ $\pm 15$ 20 2.0 50 60 75	$\pm 22$ <b>2.8</b> 85 100 115	V V $\mu$ V/V mA mW mW mW
TEMPERATURE RANGE Operating Rated Performance Storage	0 -65	+70 +150		0 -65	+70 +150		-55 -65	+125 +150		$^{\circ}$ C $^{\circ}$ C
OPEN-LOOP GAIN R <sub>L</sub> = 1 k $\Omega$ , V <sub>O</sub> = $\pm 10$ V R <sub>L</sub> = 2 k $\Omega$ , V <sub>O</sub> = $\pm 10$ V T <sub>A</sub> = min to max R <sub>L</sub> = 2 k $\Omega$										V/V V/V V/V
	<b>50,000</b>	200,000		<b>50,000</b>	200,000		<b>50,000</b>	200,000		
	<b>25,000</b>			<b>25,000</b>			<b>25,000</b>			
OUTPUT CHARACTERISTICS Voltage @ R <sub>L</sub> = 1 k $\Omega$ , T <sub>A</sub> = min to max Voltage @ R <sub>L</sub> = 2 k $\Omega$ , T <sub>A</sub> = min to max Short Circuit Current	<b><math>\pm 10</math></b>	$\pm 13$ 25		<b><math>\pm 10</math></b>	$\pm 13$ 25		<b><math>\pm 10</math></b>	$\pm 13$ 25		V V mA
FREQUENCY RESPONSE Unity Gain, Small Signal Full Power Response Slew Rate Transient Response (Unity Gain) Rise Time Overshoot		1 10 0.5 0.3 5.0			1 10 0.5 0.3 5.0			1 10 0.5 0.3 5.0		MHz kHz V/ $\mu$ s $\mu$ s %

Model	AD741K			AD741L			AD741S			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE										
Initial, $R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$ , Adjust to Zero		0.5	2.0		0.2	0.5		1.0	2	mV
$T_A = \text{min to max}$			3.0			1.0			4	mV
Average vs. Temperature (Untrimmed)		6.0	15.0		2.0	5.0		6.0	15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs. Supply, $T_A = \text{min to max}$		5	15.0		5	15.0		30	100	$\mu\text{V}/\text{V}$
INPUT OFFSET CURRENT										
Initial		2	10		2	5		2	10	nA
$T_A = \text{min to max}$			15			10			25	nA
Average vs. Temperature		0.02	0.02		0.02	0.1		0.1	0.25	$\text{nA}/^\circ\text{C}$
INPUT BIAS CURRENT										
Initial		30	75		30	50		30	75	nA
$T_A = \text{min to max}$			120			100			250	nA
Average vs. Temperature		0.6	1.5		0.6	1.0		0.6	2.0	$\text{nA}/^\circ\text{C}$
INPUT IMPEDANCE DIFFERENTIAL		2.0			2.0			2.0		$\text{M}\Omega$
INPUT VOLTAGE RANGE <sup>1</sup>										
Differential, max Safe		$\pm 30$			$\pm 30$			$\pm 30$		V
Common-Mode, max Safe		$\pm 15$			$\pm 15$			$\pm 15$		V
Common-Mode Rejection, $R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$ , $T_A = \text{min to max}$ , $V_{\text{IN}} = \pm 12 \text{ V}$		90	100		90	100		90	100	dB
POWER SUPPLY										
Rated Performance		$\pm 5$	$\pm 15$		$\pm 5$	$\pm 15$		$\pm 5$	$\pm 15$	V
Operating		$\pm 5$	$\pm 22$		$\pm 5$	$\pm 22$		$\pm 5$	$\pm 22$	V
Power Supply Rejection Ratio			20			20			20	$\mu\text{V}/\text{V}$
Quiescent Current			1.7			1.7			2.0	2.8
Power Consumption			50			50			50	85
$T_A = \text{min}$									60	100
$T_A = \text{max}$									75	115
TEMPERATURE RANGE										
Operating Rated Performance		0	+70		0	+70		-55	+125	$^\circ\text{C}$
Storage		-65	+150		-65	+150		-65	+150	$^\circ\text{C}$

## AD741 Series—Typical Performance Curves

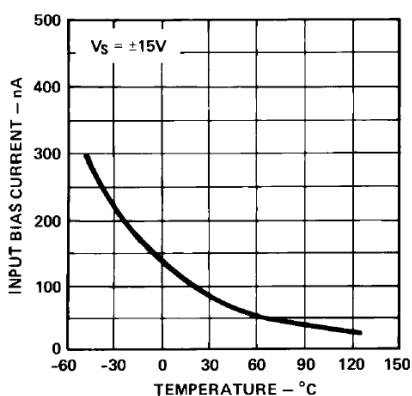


Figure 1. Input Bias Current vs. Temperature

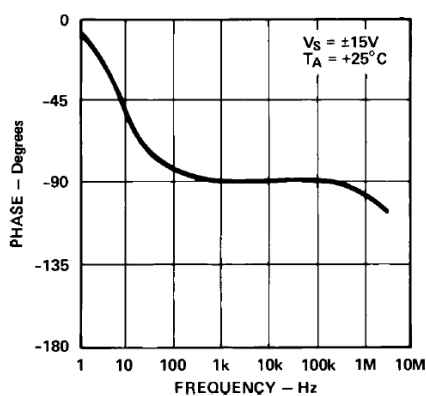


Figure 4. Open-Loop Phase Response vs. Frequency

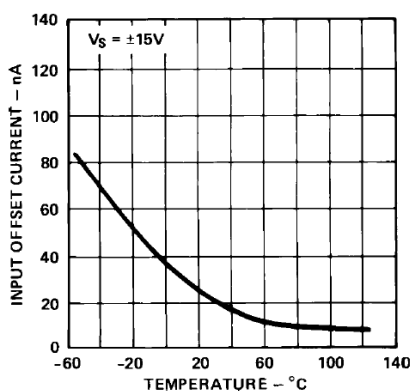


Figure 2. Input Offset Current vs. Temperature

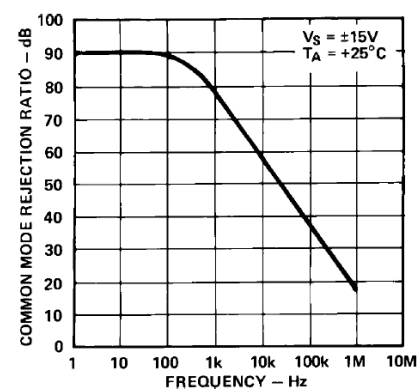


Figure 5. Common-Mode Rejection vs. Frequency

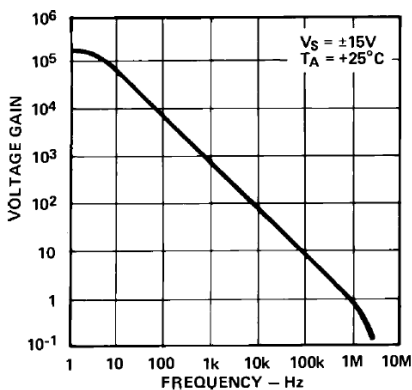


Figure 3. Open-Loop Gain vs. Frequency

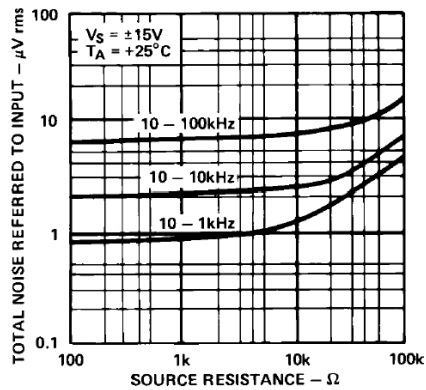


Figure 6. Broad Band Noise vs. Source Resistance

## AD741 Series—Typical Performance Curves

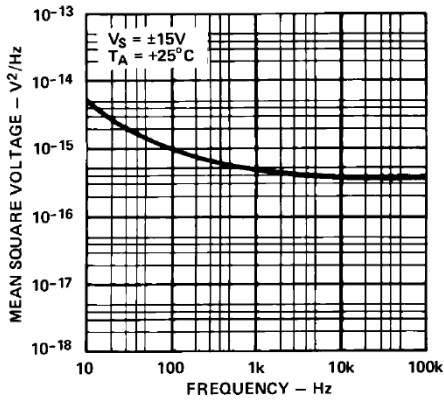


Figure 7. Input Noise Voltage vs. Frequency

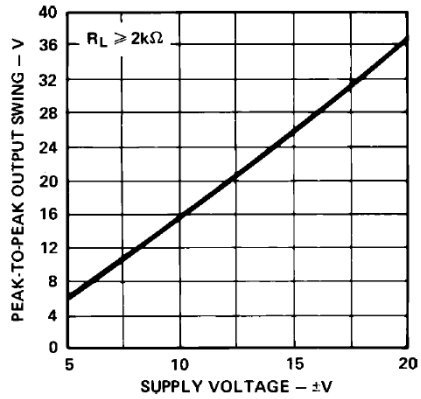


Figure 10. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

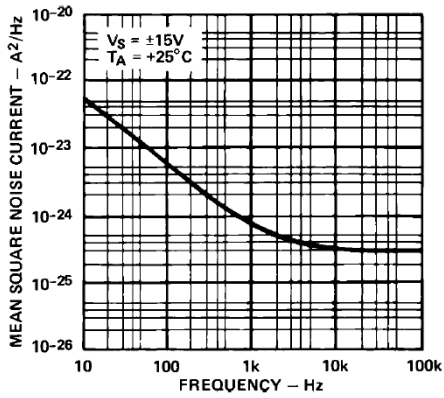


Figure 8. Input Noise Current vs. Frequency

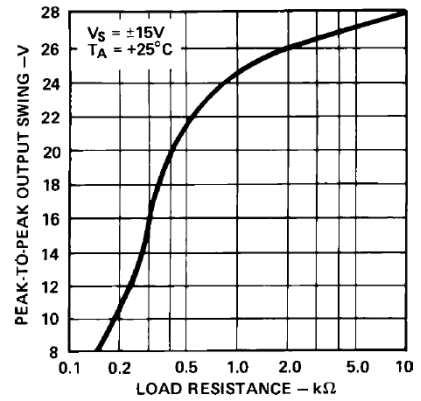


Figure 11. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

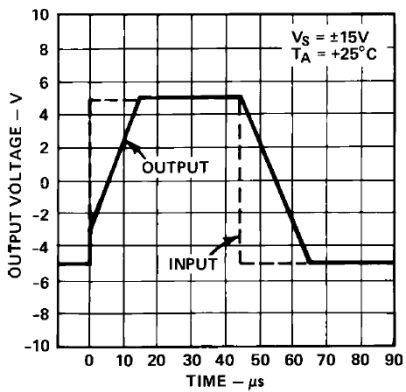


Figure 9. Voltage Follower Large Signal Pulse Response

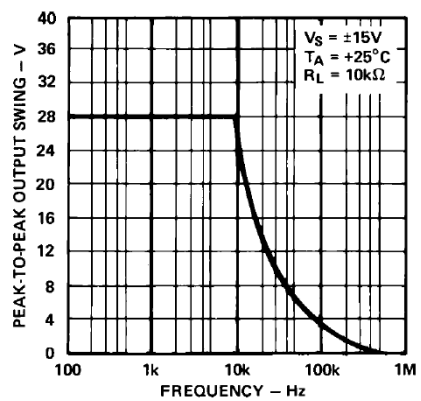


Figure 12. Output Voltage Swing vs. Frequency

# TL080, TL081, TL082, TL084, TL081A, TL082A, TL084A TL081B, TL082B, TL084B, TL082V, TL084Y JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS081A-DQ297, FEBRUARY 1977-REVISED NOVEMBER 1992

## 24 DEVICES COVER COMMERCIAL, INDUSTRIAL, AND MILITARY TEMPERATURE RANGES

- Low-Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion . . . 0.003% Typ
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation (Except TL080, TL080A)
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/ $\mu$ s Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes  $V_{CC+}$

### description

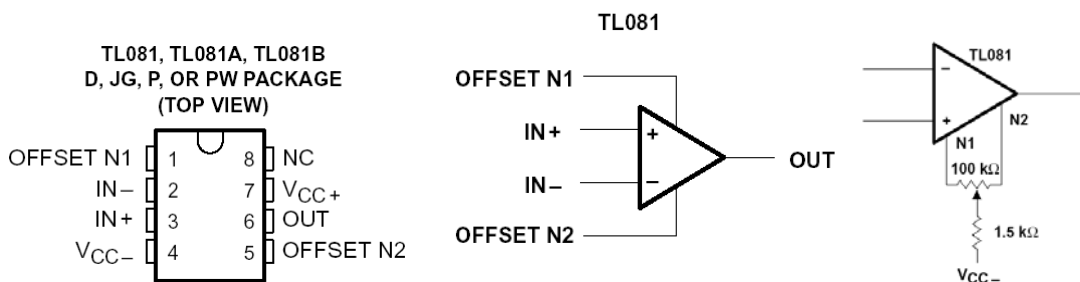
The TL08\_ JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient. Offset adjustment and external compensation options are available within the TL08\_ family.

Device types with a C suffix are characterized for operation from 0°C to 70°C, those with an I suffix are characterized for operation from -40°C to 85°C, and those with an M suffix are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.

### absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	TL08_C TL08_AC TL08_BC	TL08_I	TL08_M	UNIT
Supply voltage, $V_{CC+}$ (see Note 1)	18	18	18	V
Supply voltage $V_{CC-}$ (see Note 1)	-18	-18	-18	V
Differential input voltage (see Note 2)	$\pm 30$	$\pm 30$	$\pm 30$	V
Input voltage (see Notes 1 and 3)	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 15$	V
Duration of output short circuit (see Note 4)	unlimited	unlimited	unlimited	
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table			
Operating free-air temperature range	0 to 70	-40 to 85	-55 to 125	°C
Storage temperature range	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C
Case temperature for 60 seconds	FK package		260	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds	J or JG package		300	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D, N, P, or PW package	260	260	°C

- NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the midpoint between  $V_{CC+}$  and  $V_{CC-}$ .  
 2. Differential voltages are at the noninverting input terminal with respect to the inverting input terminal.  
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 V, whichever is less.  
 4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and/or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.



electrical characteristics,  $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONST	TL080C			TL081AC			TL081BC			TL082I			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_{IO}$	Input offset voltage	$V_O = 0,$	3	15	3	6	3	6	2	3	3	6	mV	
		$R_S = 50\ \Omega$		20		7.5		5		5		9		
$\alpha V_{IO}$	Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0,$			18			18			18		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
		$T_A = \text{full range}$												
$I_{IO}$	Input offset current†	$V_O = 0$	5	200	5	100	5	100	5	100	5	100	pA	
		$T_A = \text{full range}$		2		2		2		2		10		
$I_{IB}$	Input bias current†	$V_O = 0$	30	400	30	200	30	200	30	200	30	200	pA	
		$T_A = \text{full range}$		10		7		7		7		20		
$V_{ICR}$	Common-mode input voltage range	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$\pm 11$	to	$\pm 12$	to	$\pm 11$	to	$\pm 11$	to	$\pm 11$	to	V	
		$T_A = 25^\circ\text{C}$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 13.5$		
$V_{OM}$	Maximum peak output voltage swing	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	V	
		$T_A = \text{full range}$	$\pm 12$		$\pm 12$		$\pm 12$		$\pm 12$		$\pm 12$			
		$T_A = \text{full range}$	$\pm 10$	$\pm 12$	$\pm 10$	$\pm 12$	$\pm 10$	$\pm 12$	$\pm 10$	$\pm 12$	$\pm 10$	$\pm 12$		
A/D	Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10\text{ V},$	25	200	50	200	50	200	50	200	50	200	V/mV	
		$T_A = 25^\circ\text{C}$												
		$V_O = \pm 10\text{ V},$	15		25		25		25		25			
$B_1$	Unity-gain bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3		3		3		3		3	MHz	
		$T_A = 25^\circ\text{C}$		$10^{12}$		$10^{12}$		$10^{12}$		$10^{12}$		$10^{12}$		
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR\text{ min}},$	70	86	80	86	80	86	80	86	80	86	dB	
		$R_S = 50\ \Omega,$												
kSVR	Supply voltage rejection ratio ( $\Delta V_{CC\pm} / \Delta V_{IO}$ )	$V_{CC} = \pm 15\text{ V to } \pm 9\text{ V},$	70	86	80	86	80	86	80	86	80	86	dB	
		$R_S = 50\ \Omega,$												
$I_{CC}$	Supply current (per amplifier)	No load,	1.4	2.8	1.4	2.8	1.4	2.8	1.4	2.8	1.4	2.8	mA	
		$T_A = 25^\circ\text{C}$												
$V_{O1}/V_{O2}$	Crosstalk attenuation	$AVD = 100,$	120		120		120		120		120	dB		

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified. Full range for  $T_A$  is  $0^\circ\text{C}$  to  $70^\circ\text{C}$  for TL08\_C, TL08\_AC, TL08\_BC and  $-40^\circ\text{C}$  to  $85^\circ\text{C}$  for TL08\_I.

‡ Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 18. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.

operating characteristics,  $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	Slew rate at unity gain	$V_I = 10\text{ V}$ , $C_L = 100\text{ pF}$ ,	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ , See Figure 1	8*	13		$\text{V}/\mu\text{s}$
		$V_I = 10\text{ V}$ , $T_A = -55^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$ ,	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ , $C_L = 100\text{ pF}$ , See Figure 1		5*		
$t_r$	Rise time	$V_I = 20\text{ mV}$ ,	$R_L = 2\text{ k}\Omega$ ,		0.05		$\mu\text{s}$
	Overshoot factor	$C_L = 100\text{ pF}$ ,	See Figure 1		20%		
$V_n$	Equivalent input noise voltage	$R_S = 100\ \Omega$	$f = 1\text{ kHz}$		18		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
			$f = 10\text{ Hz}$ to $10\text{ kHz}$		4		$\mu\text{V}$
$I_n$	Equivalent input noise current	$R_S = 100\ \Omega$ ,	$f = 1\text{ kHz}$		0.01		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
THD	Total harmonic distortion	$V_{O(\text{rms})} = 10\text{ V}$ , $f = 1\text{ kHz}$	$R_S \leq 1\text{ k}\Omega$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$		0.003%		

\*On products compliant to MIL-STD-883, Class B, this parameter is not production tested.

### TYPICAL CHARACTERISTICS†

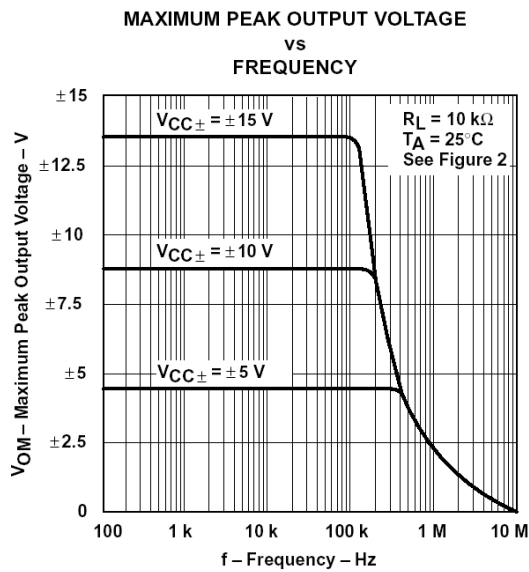


Figure 6

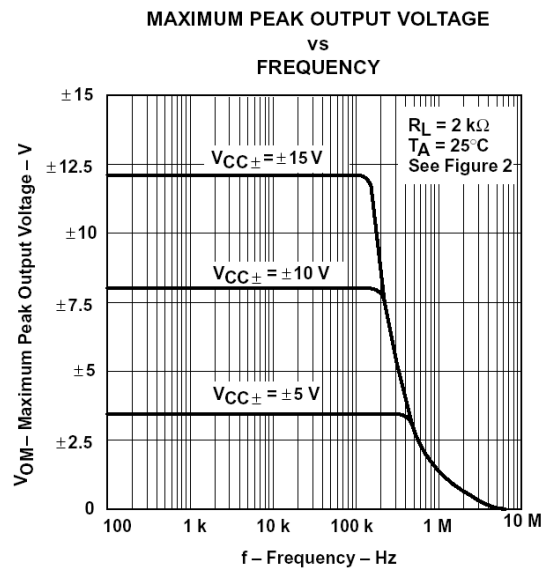


Figure 7

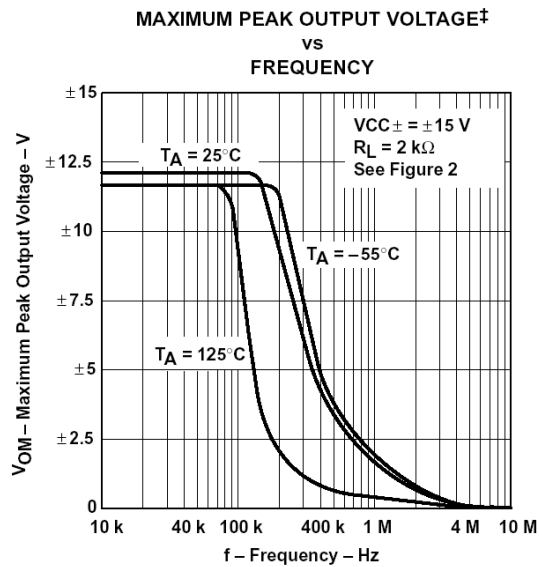


Figure 8

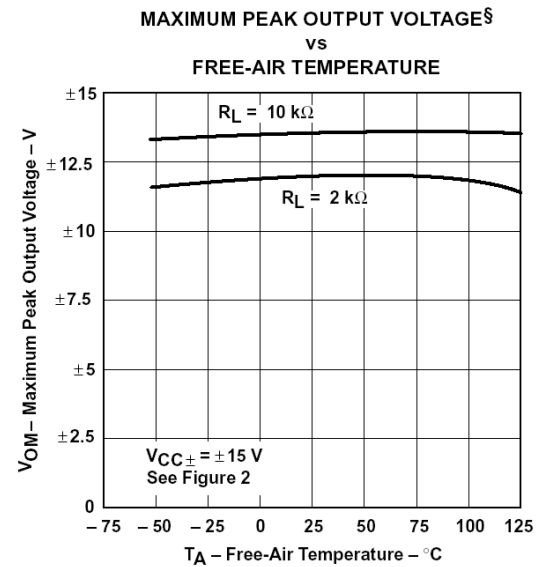
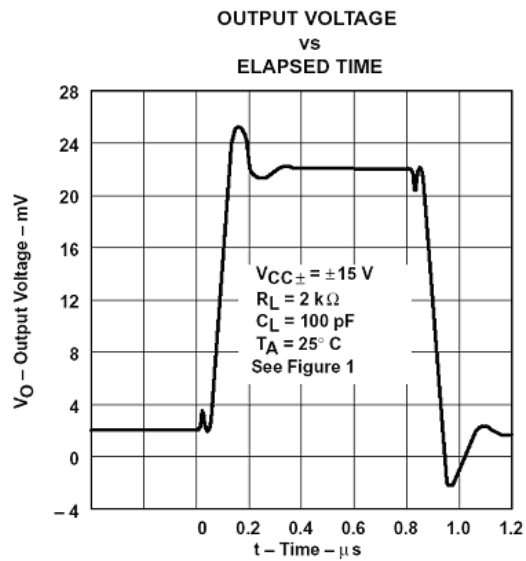
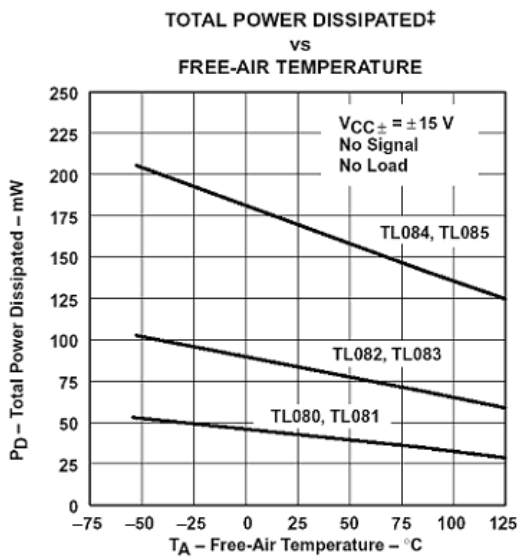
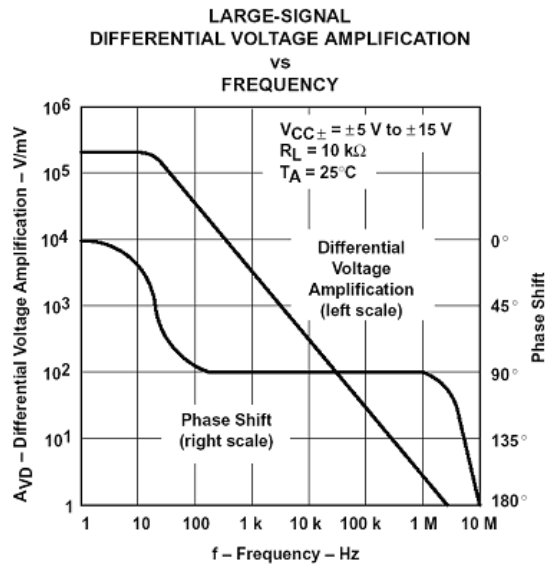
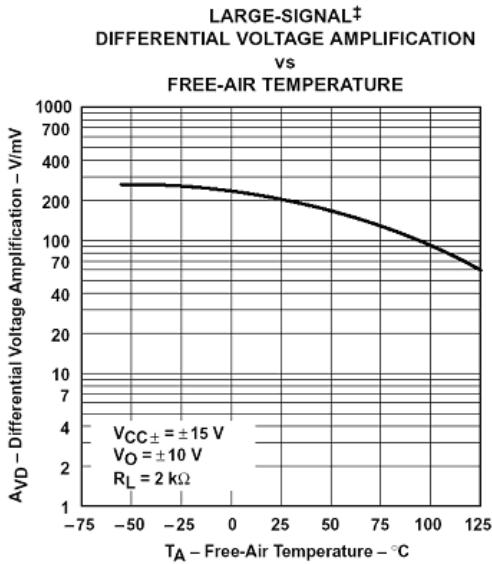
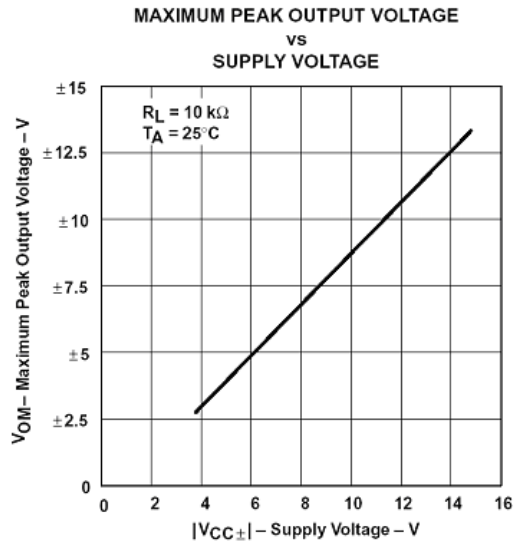
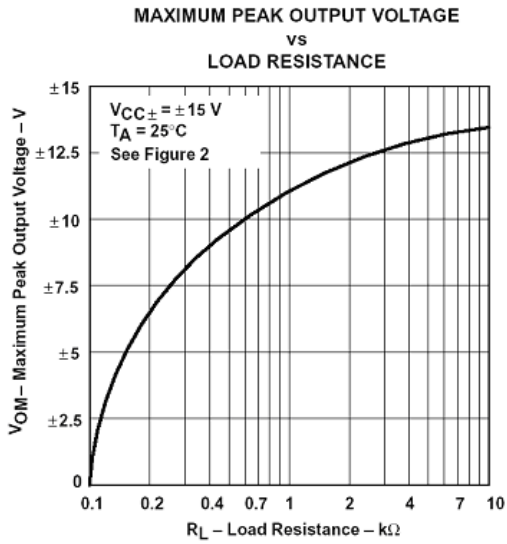
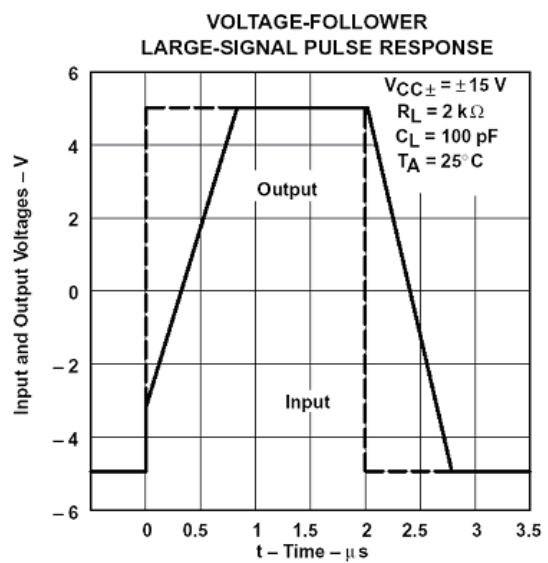
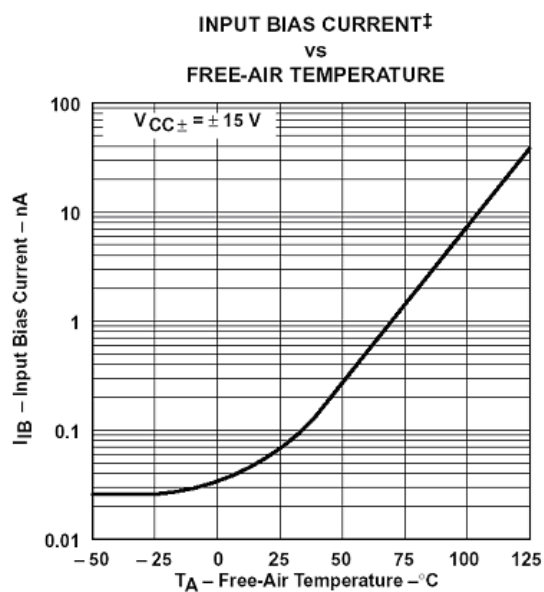
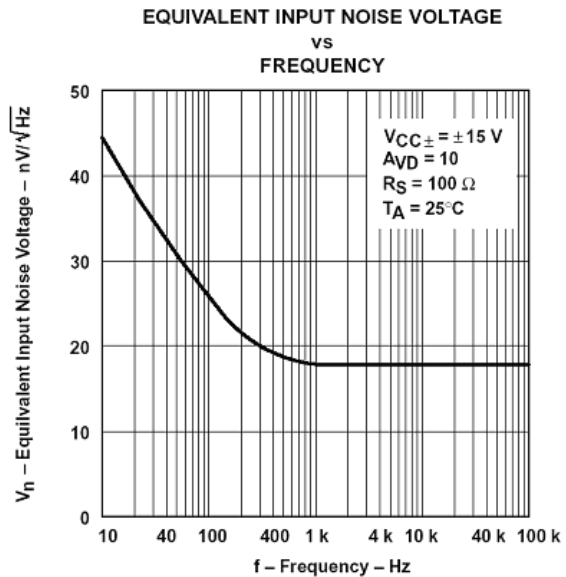
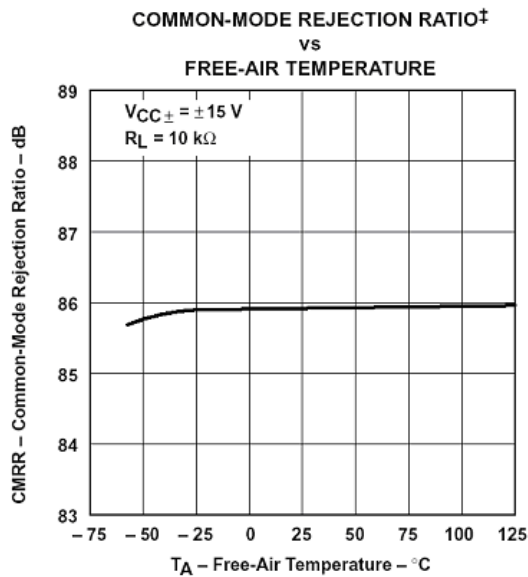
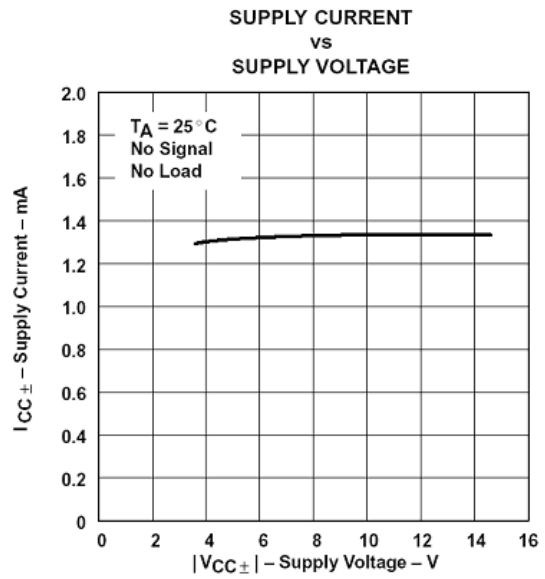
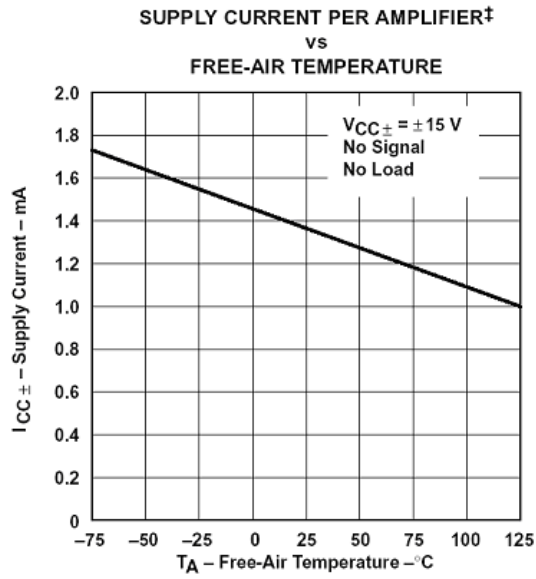


Figure 9





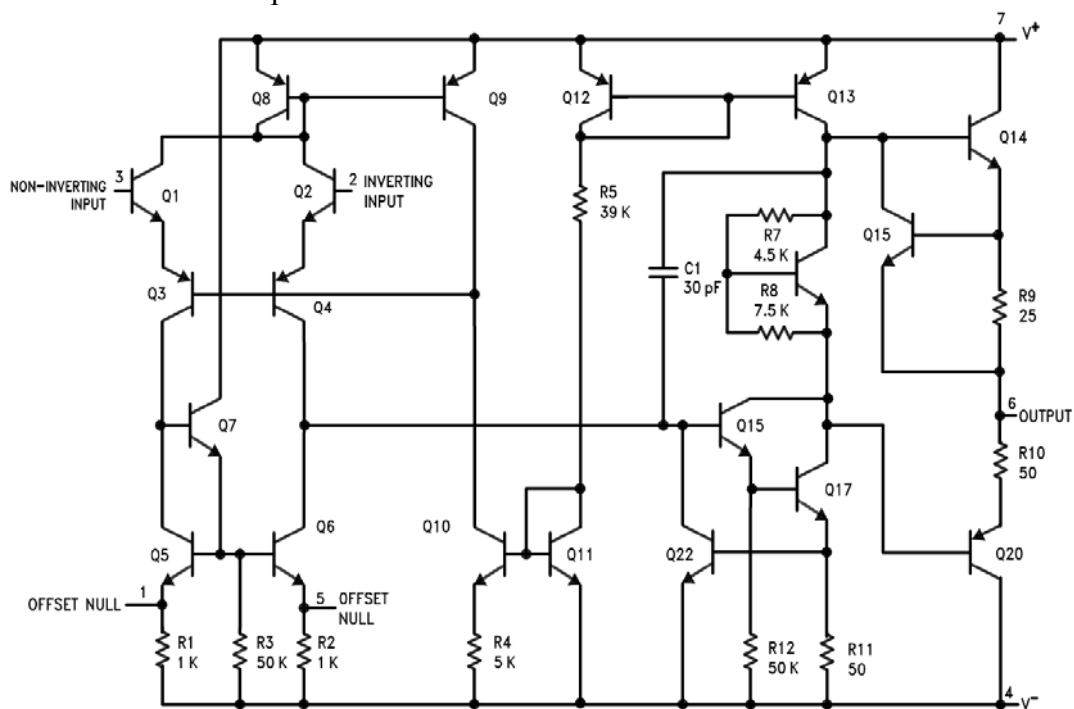


## 2.3 COMPORTAMIENTO REAL DEL CIRCUITO DE ENTRADA.

Un amplificador operacional ideal es un amplificador diferencial de tensión, que compara y amplifica las dos señales de entrada, sin requerir el consumo de ninguna intensidad de los circuito que las establecen.

Un amplificador operacional real difiere del comportamiento ideal en dos aspectos: Consume intensidades en sus entradas, e introduce errores en la comparación de las señales de entrada.

En la figura se muestra el circuito interno de un amplificador operacional típico. En este caso se considera el amplificador AD741.



La etapa de entrada consiste en una configuración diferencial constituida por los transistores Q1, Q2, Q3 y Q4, un circuito de polarización constituida por los transistores Q5, Q6 y Q7, y una carga compuesta por el transistor Q8. Las características de entrada se derivan del comportamiento de este circuito.

### 2.3.1 Rango de entrada.

Un amplificador operacional ideal opera en modo diferencial y las tensiones en modo común no están en principio limitadas ni influyen en la respuesta. Sin embargo un amplificador operacional real tiene limitado el rango de tensiones en modo común en que puede operar, y estas están básicamente determinadas por las tensiones de alimentación que se utilizan, y a las que hay que reducir en los rangos de tensión que se requieren para la polarización del circuito de polarización (en el caso de AD741 los transistores Q5, Q3, Q6 y Q7) y del circuito de carga (en el caso de AD741 los transistores Q8) de la etapa diferencial de entrada.

En la siguiente tabla se muestra las características del amplificador operacional AD741 relativas al rango de entradas en modo común permitida. Para una alimentación nominal de  $\pm 15\text{ V}$ , el rango admitido es de  $\pm 13\text{ V}$ . Esto puede indicar que el rango de operación en modo común es el de la fuente de alimentación con una reducción de  $\pm 2\text{ V}$ , que requiere la polarización interna.

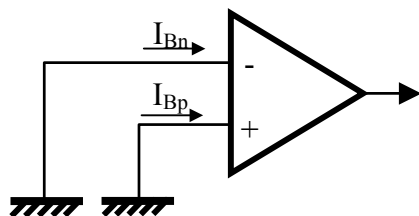
## AD741 Series—SPECIFICATIONS (typical @ $+25^\circ\text{C}$ and $\pm 15\text{ V}$ dc, unless otherwise noted)

Model	AD741C			AD741			AD741J			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT VOLTAGE RANGE <sup>1</sup>										
Differential, max Safe									$\pm 30$	V
Common-Mode, max Safe	$\pm 12$	$\pm 13$		$\pm 12$	$\pm 13$			$\pm 15$		V
Common-Mode Rejection, $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ , $T_A = \text{min to max}$ , $V_{IN} = \pm 12\text{ V}$	70	90		70	90		80	90		dB

### 2.3.2 Corriente polarización de entrada ( $I_B$ ) y corriente de offset ( $I_{OS}$ ).

Los amplificadores operacionales, y especialmente los diseñados con tecnología bipolar, requieren para operar una intensidad de polarización a través de los terminales de entrada. Esta intensidad es continua e independiente de la tensión de entrada.

Las intensidades de polarización de un amplificador por los terminales inversor y no inversor son prácticamente iguales, y sólo difieren en una pequeña fracción. Por ello, los fabricantes las representan en función de la componente común que denominan intensidad de polarización ( $I_B$ ) y su diferencia que denominan intensidad de offset ( $I_{OS}$ ).



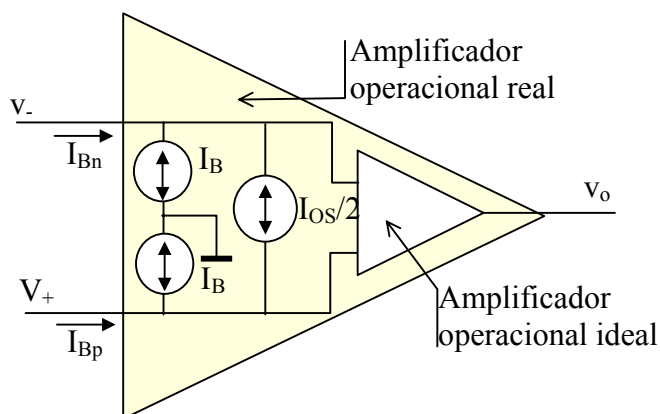
La **intensidad de polarización** ( $I_B$ ) se define como el valor medio de las intensidades de entrada por la entrada inversora ( $I_{Bn}$ ) y no inversora ( $I_{Bp}$ ):

$$I_B = \frac{I_{Bp} + I_{Bn}}{2}$$

La **intensidad de offset** ( $I_{OS}$ ) se define como la diferencia entre las intensidades de la entrada no inversora ( $I_{Bp}$ ) e inversora ( $I_{Bn}$ ):

$$I_{OS} = I_{Bp} - I_{Bn}$$

En la siguientes figura se muestra el modelo de intensidades de un amplificador operacional real.



$$I_{Bp} = I_B + I_{OS} / 2$$

$$I_{Bn} = I_B - I_{OS} / 2$$

En la siguiente tabla se muestra la especificación que da el fabricante del amplificador operacional AD741 relativa a las intensidades de offset de entrada.

Model	AD741C			AD741			AD741J			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET CURRENT										
Initial		20	200		20	200		5	50	nA
$T_A = \text{min to max}$		40	300		85	500			100	nA
Average vs. Temperature								0.1		nA/°C
INPUT BIAS CURRENT										
Initial		80	500		80	500		40	200	nA
$T_A = \text{min to max}$		120	800		300	1,500			400	nA
Average vs. Temperature								0.6		nA/°C

Puede observarse que los valores típicos son:

$$T=25^{\circ}\text{C} \quad I_{B \text{ typ}} < 80\text{nA} \quad I_{B \text{ Max}} < 500\text{nA}$$

$$I_{OS \text{ typ}} < 20 \text{ nA} \quad I_{OS \text{ Max}} < 200 \text{ nA}$$

Sin embargo el fabricante no es capaz de garantizar estos valores y establece valores límites (máximo posiblemente poco probables) de un orden de magnitud superior.

Las intensidades de polarización y de offset son fuertemente dependientes de la temperatura Si se prevé que la temperatura puede fluctuar ampliamente dentro del rango de temperaturas de operación ( $-55^{\circ}\text{C}$  a  $125^{\circ}\text{C}$ ), estos valores se incrementan considerablemente,

$$-55^{\circ}\text{C} < T < 125^{\circ}\text{C} \quad I_{B \text{ typ}} < 300\text{nA} \quad I_{B \text{ Max}} < 1500\text{nA}$$

$$I_{OS \text{ typ}} < 85 \text{ nA} \quad I_{OS \text{ Max}} < 500 \text{ nA}$$

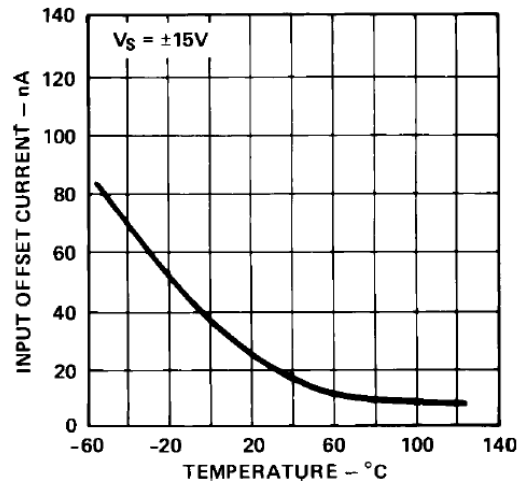
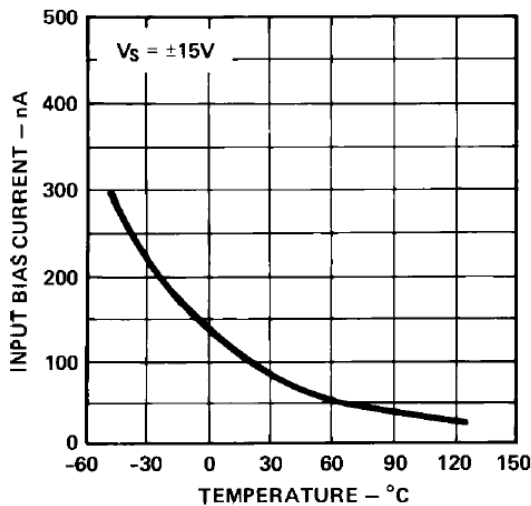


Figure 1. Input Bias Current vs. Temperature    Figure 2. Input Offset Current vs. Temperature

Dada la alta dependencia que tienen las intensidades  $I_B$  e  $I_{OS}$  de la temperatura, algunos fabricantes especifican su deriva con ella.

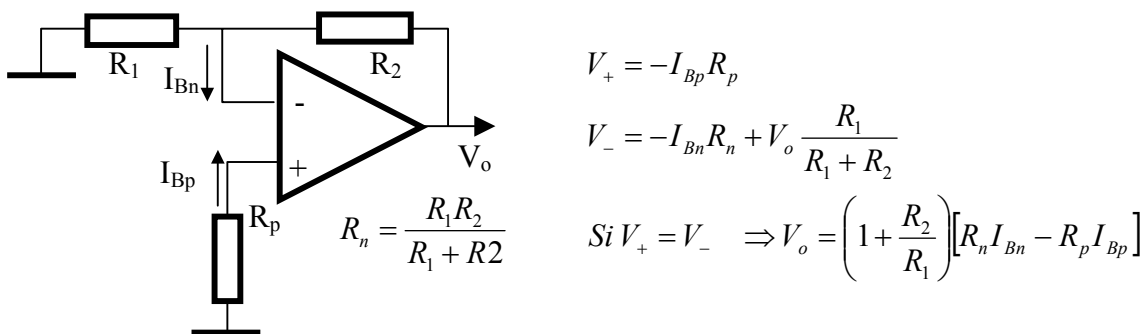
$$\text{Deriva térmica de } I_B: \quad \Delta I_B / \Delta T \text{ (pA/}^{\circ}\text{C)}$$

$$\text{Deriva térmica de } I_{OS}: \quad \Delta I_{OS} / \Delta T \text{ (pA/}^{\circ}\text{C)}$$

### Cálculo del efecto de las intensidades de polarización.

La existencia de intensidades en los terminales de entrada de un amplificador operacional introduce una nueva componente en su salida, que se superpone a la señal que existe en ella de acuerdo con las señales que transmite. Para el análisis del efecto de las intensidades de polarización, se utiliza el principio de superposición, esto es, se evalúa la componente generada por la intensidades de entrada, suponiendo que el resto de las señales están anuladas.

Si consideramos la configuración básica que se muestra en la figura, la cual es la que corresponde a muchos de los circuitos útiles basados en amplificador operacional, la componente  $V_o$  que resulta en la salida debida a las intensidades de entradas es:



La componente en la salida debida a las intensidades de entrada de los amplificadores operacionales se puede reducir utilizando la siguientes estrategias:

1. Establecer el mismo valor a las resistencias equivalentes que se ven desde los terminales inversor  $R_n$  y no inversor  $R_p$ . Bajo estas condiciones la intensidad de polarización  $I_B$  del amplificador operacional deja de influir, y sólo influye la intensidad de offset  $I_{OS}$ . Dado que en los amplificadores operacionales habitualmente la intensidad de offset es de un orden de magnitud mas bajo que la intensidad de polarización, el efecto se reduce considerablemente.

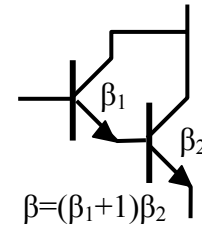
$$\text{Si } R_p = R_n \Rightarrow V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) R_p [I_{Bn} - I_{Bp}] = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) R_p I_{OS}$$

2. Reducir la magnitud de las resistencias. Siempre es posible escalar todas las resistencias sin modificar la funcionalidad del circuito. Sin embargo, la reducción de las resistencias lleva consigo un incremento de la magnitud de las intensidades, y con ello de las potencias que se requieren del amplificador, y una reducción de las impedancias de entrada del circuito. Por tanto, la reducción de las resistencias para disminuir los efectos de las intensidades de entrada debe realizarse dentro de una solución de compromiso.
3. Seleccionar un amplificador operacional con unas intensidades de entrada mas bajas.

Para disminuir  $I_B$  e  $I_{OS}$  los fabricantes de amplificadores operacionales utilizan diferentes métodos:

- Transistores de entrada bipolares en configuración superbeta.

Una configuración superbeta de transistores es una pareja acoplada de transistores que consiguen una ganancia de intensidad igual al producto de las ganancias de los transistores individuales.



Ejemplos:

- LM308 y LM312 (National Semiconductor)  $I_B=1.5$  nA e  $I_{OS}=0.2$  nA
- OP08 (Precision Monolithics)  $I_B=1$  nA e  $I_{OS}=0.08$  nA
- LM11 (National Semiconductor)  $I_B=25$  pA e  $I_{OS}=0.5$  pA

- Cancelación de la corriente de polarización de entrada.  
Reduce la intensidad de entrada especial.

Ejemplos:

- OP078 (Precision Monolithics)  $I_B=1$  nA e  $I_{OS}=0.4$  nA
- LT1008 (Linear Technology)  $I_B=30$  pA e  $I_{OS}=30$  pA

- Transistores JFET, MOSFET y CMOS de entrada

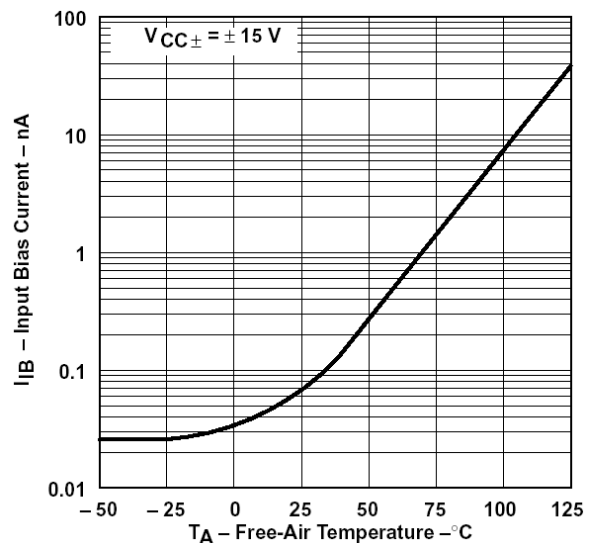
Ejemplos:

- TL081C (Texas Instrument)  $I_B=30$  pA e  $I_{OS}=5$  pA

**electrical characteristics,  $V_{CC\pm} = \pm 15$  V (unless otherwise noted)**

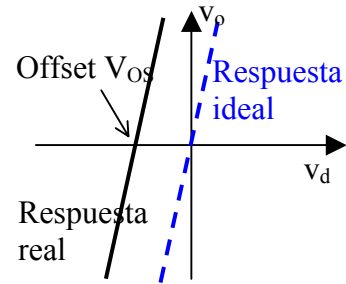
PARAMETER	TEST CONDITIONST	TL080C TL081C TL082C TL084C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	
$I_{IO}$ Input offset current †	$V_O = 0$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	5	200	pA
		$T_A = \text{full range}$		2	nA
$I_{IB}$ Input bias current †	$V_O = 0$	$T_A = 25^\circ\text{C}$	30	400	pA
		$T_A = \text{full range}$		10	nA

Las intensidades de entrada son fuertemente dependientes de la temperaturas. A temperaturas bajas los amplificadores con entradas JFET, MOS y CMOS superan a los bipolares, si embargo a altas temperaturas los bipolares tienen mejores características. En la figura se muestra el gran incremento de la intensidad de polarización del amplificador operacional TL081 con entrada JFET.

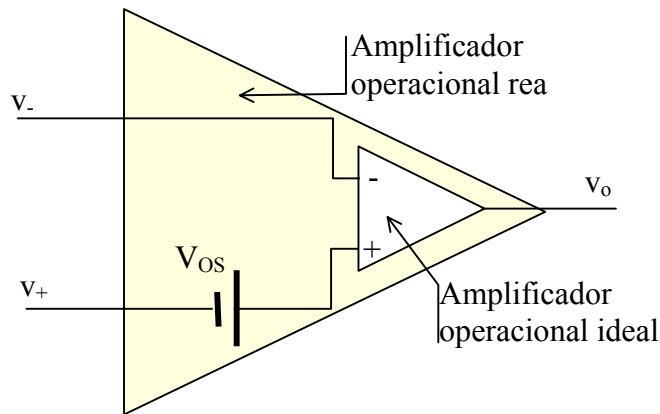


### 2.3.3 Tensión de offset de entrada ( $V_{OS}$ ).

En un amplificador operacional ideal cuando se cortocircuitan la entradas, la salida se anula. En un amplificador operacional real, para que la salida se anule es necesario aplicar entre las entradas una cierta pequeña tensión que se denomina offset de voltaje de entrada.



El **voltaje de offset de entrada ( $V_{OS}$ )** es la entrada diferencial que hay que aplicar al amplificador operacional para que el voltaje de salida sea cero.



En la siguiente tabla se muestra un ejemplo de la especificación del offset de entrada que el fabricante da del amplificador operacional AD741.

Model	AD741C			AD741			AD741J			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE										
Initial, $R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$ , Adjust to Zero		1.0	6.0	1.0	5.0		1.0	3.0		mV
$T_A = \text{min to max}$		1.0	7.5	1.0	6.0			4.0		mV
Average vs. Temperature (Untrimmed)								20		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs. Supply, $T_A = \text{min to max}$							30	100		$\mu\text{V}/\text{V}$

En este caso el fabricante da un valor típico

$$(T=25^\circ\text{C}) \quad V_{OS \text{ typ}} = 1.0 \text{ mV}$$

$$V_{OS \text{ max}} = 5 \text{ mV}$$

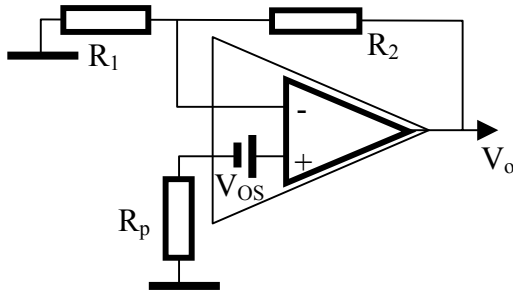
sin embargo el fabricante proporciona un valor límite (máximo) posible pero poco probable de 5 veces su valor. El uso de uno u otro dependerá de lo crítico que sea el sistema que se diseña.

La tensión de offset de entrada es dependiente de la temperatura y de la tensión de las fuentes de alimentación del amplificador operacional, y así mismo, tienen deriva con el tiempo. En este caso, el fabricante indica que es muy poco dependiente de la temperatura, y no da información de las restantes características.



Cálculo del efecto de la tensión de offset de entrada.

El efecto de la tensión de offset de entrada en un circuito, se evalúa aplicando el principio de superposición.



$$V_+ = V_{OS}$$

$$V_- = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\text{Si } V_+ = V_- \Rightarrow V_o = V_{OS} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

El efecto de la tensión de offset de entrada sólo es influida por la ganancia de la etapa, y esta es una característica funcional que está establecida en las especificaciones del diseño. Hay dos formas de atenuar el efecto del offset de tensión:

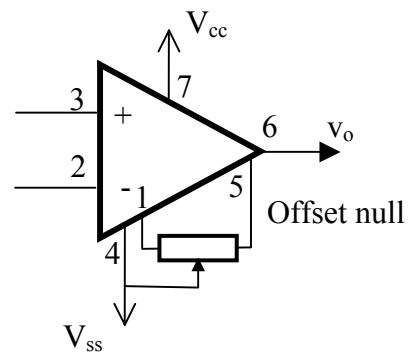
1. Seleccionando el amplificador operacional adecuado. Los fabricantes reducen el offset de tensión de entrada de los amplificadores operacionales utilizando técnicas especiales de diseño del amplificador. Actualmente se ofrecen amplificadores operacionales con offset muy bajos.

Ejemplo:

OP-27 (Precision Monolithics)       $V_{OS} = 10 \mu\text{V (typ)} \quad 25 \mu\text{V (max)}$   
 $\Delta V_{OS}/\Delta T = 0.2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$

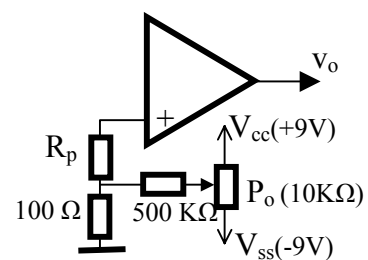
2. Compensando el offset mediante un circuito interno o externo.

En aplicaciones de precisión, se debe compensar el efecto combinado del offset de tensión de entrada, de la intensidad de polarización y del la intensidad de offset. A tal fin, la mayoría de los amplificadores operacionales ofrecen un circuito específico de compensación de los offsets.



En la figura adjunta se muestra el que es propuesto para el amplificador operacional AD741.

Cuando un amplificado no posee un mecanismo de compensación de offset interno, se puede añadir algunos elementos externo que realicen su cancelación. En esto circuitos es muy importante tener en cuenta lo pequeño del valor del offset que se está compensando (en el ejemplo de la figura la compensación de offset se realizaría en el rango de  $(\pm 1.8 \text{ mV})$ ).



Cuando el offset de un circuito ha sido cancelado en el laboratorio, asume una gran relevancia los parámetros de deriva con el tiempo o con otros parámetros.

### 2.3.4 Impedancia de entrada diferencial ( $Z_{IN\ Diff}$ ).

La impedancia diferencial de entrada de un amplificador operacional describe la componente de la intensidad en los terminales de entrada que es función de la diferencia de tensión entre ellos. En un amplificador operacional ideal la impedancia de entrada vale infinito. En un amplificador real tiene un valor grande pero finito.

En la siguiente tabla se muestra la información que describe esta característica en el amplificador operacional AD741. En este caso su valor  $2M\Omega$  es alto.

Model	AD741C			AD741			AD741J			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT IMPEDANCE DIFFERENTIAL	0.3	2.0		0.3	2.0		1.0			M $\Omega$

El valor de la impedancia de entrada es fuertemente dependiente de la frecuencia. Tiene una componente capacitativa, que hace decrecer la impedancia de entrada cuando la frecuencia se incrementa.

El valor de la impedancia diferencial de entrada es irrelevante en los circuitos donde el amplificador operacional opere en modo lineal, ya que el cero virtual que se establece entre los terminales del amplificador obliga a que la intensidad en los terminales de entrada sea nula, con independencia del valor de la impedancia de entrada que tenga el amplificador operacional.

## 2.4 COMPORTAMIENTO REAL DEL CIRCUITO DE SALIDA.

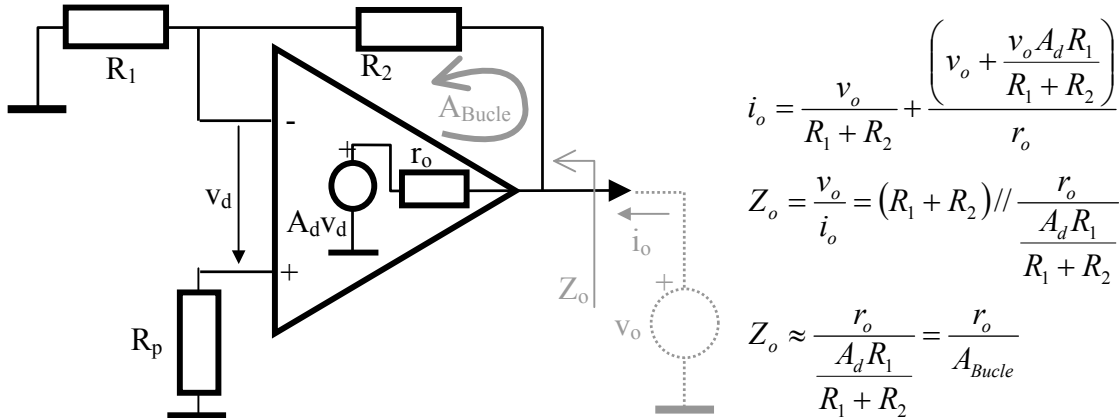
El comportamiento real de un amplificador operacional en cuanto a su capacidad para controlar la tensión de salida con independencia de la carga conectada a ella es muy dependiente del tipo de amplificador operacional.

- Amplificador operacional de propósito general. Su finalidad es acondicionar o procesar señales. Las cargas que deben soportar son de alta impedancia, y la intensidad y los rangos de tensión que debe proporcionar son bajas. Son los estudiados en este tema.
- Amplificador operacional de potencia. Su objeto es transferir potencia a cargas de baja impedancia y deben tener capacidad de proporcionar en su salida intensidades y rangos de tensiones altos. Serán estudiados dentro de los circuitos de potencia en el capítulo V.
- Amplificador operacional para conmutación (Comparador). Su objeto es comparar señales y generar en su salida señales que serán interpretadas como señales digitales binarias. Serán estudiados dentro de los circuitos comparadores en el capítulo VII.

### 2.4.1 Impedancia de salida.

La impedancia de salida de un amplificador operacional real de propósito general varía en el rango de las decenas y centenas de ohmios.

El efecto Miller hace que la impedancia de salida de un circuito realimentado sea mucho mas baja que la impedancia de salida del propio amplificador.



El efecto Miller establece que en un circuito realimentado la impedancia de salida del amplificador operacional se refleja en la salida del circuito dividida por la ganancia del bucle de realimentación. Dado que la ganancia de bucle es muy alta (del orden de 120 dB o  $10^6$ ), la impedancia de salida equivalente son milésimas de ohmio y en definitiva despreciable.

Por el contrario, la impedancia de salida es relevante a efectos en la estabilidad del circuito realimentado, en especial cuando la cargas tienen componente capacitativas significativas.

### 2.4.2 Tensión máxima de salida (Output Voltaje Swing).

La tensión máxima que puede establecer un amplificador operacional en su salida está limitada por las tensiones de alimentación ( $V_{CC}$  y  $V_{EE}$ ), así como el rango de tensión necesaria para polarizar los elementos de polarización de la etapa de salida.

Se denomina **tensión de saturación de salida** a la tensión máxima ( $V_{sat+}$ ) y mínima ( $V_{sat-}$ ) que la salida del amplificador operacional puede alcanzar. Esta suele ser de 0.5V a 2 V por debajo de la tensión de alimentación.

Existen diseños especiales en los que el amplificador operacional tiene como tensiones de saturación las de alimentación. A estos amplificadores operacionales se denominan amplificadores **rail-to-rail**.

En la tabla y figura adjunta se muestra la información que proporciona la especificación del amplificador operacional AD741, relativa a su rango de tensión de salida.

### AD741 Series

Model	AD741K			AD741L			AD741S			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT CHARACTERISTICS										
Voltage @ $R_L = 1\text{ k}\Omega$ , $T_A = \text{min to max}$										V
Voltage @ $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , $T_A = \text{min to max}$	$\pm 10$	$\pm 13$		$\pm 10$	$\pm 13$		$\pm 10$	$\pm 13$		V
Short Circuit Current		25			25			25		mA

El rango de amplitud de salida es función de la tensión de las fuentes de alimentación y de la carga conectada a la salida del amplificador operacional. En la primera gráfica se muestra como varía el rango de salida con las tensiones de alimentación (para una carga de  $2\text{ k}\Omega$ ), básicamente corresponde al rango de alimentación  $V_{CC}-V_{EE}$  disminuido en 4 voltios. En la segunda gráfica se muestra como disminuye el rango dinámico de salida como función de la carga conectada a la salida (para un rango de alimentación de  $30\text{ V}$ ), para una carga infinita ( $V_{\text{sat}+}=V_{CC}-1\text{ V}$  y  $V_{\text{sat}-}=V_{EE}+1\text{ V}$ ) el rango de saturación de salida es 2 voltios menos que el rango de alimentación, para una carga de  $2\text{ k}\Omega$  el rango se reduce en  $4\text{ V}$  y para una carga de  $300\Omega$ , se reduce a la mitad.

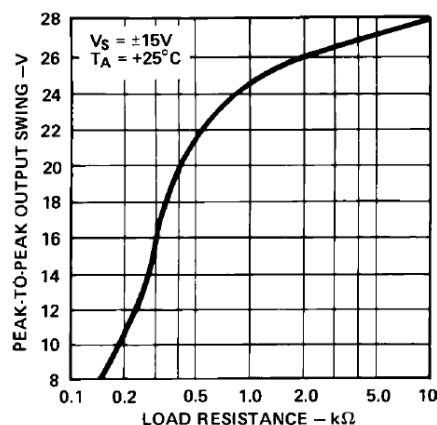
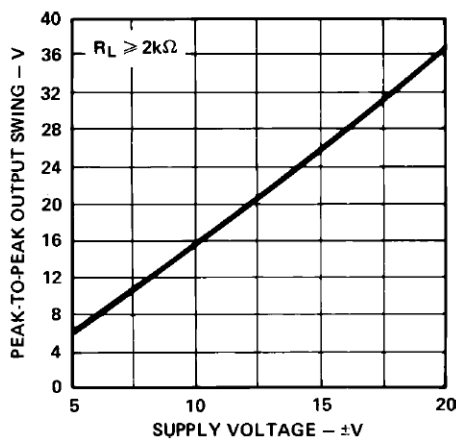


Figure 10. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage Figure 11. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

#### 2.4.3 Intensidad máxima de salida(Output Short-Circuit Current).

Los amplificadores operacionales tienen un limitador de intensidad de salida, que evita que el amplificador operacional se destruya cuando su salida se cortocircuita a tierra. El limitador evita que la intensidad pueda incrementarse por encima de un cierto valor especificado que denominamos **intensidad de saturación de salida** (Output Short-Circuit Current).

En un amplificador de propósito general esta suele ser del rango de los  $10\text{ mA}$ .

En la tabla previa se ha mostrado que para el amplificador AD741, esta es de  $25\text{ mA}$ .

### 2.4.4 Rango dinámico de salida.

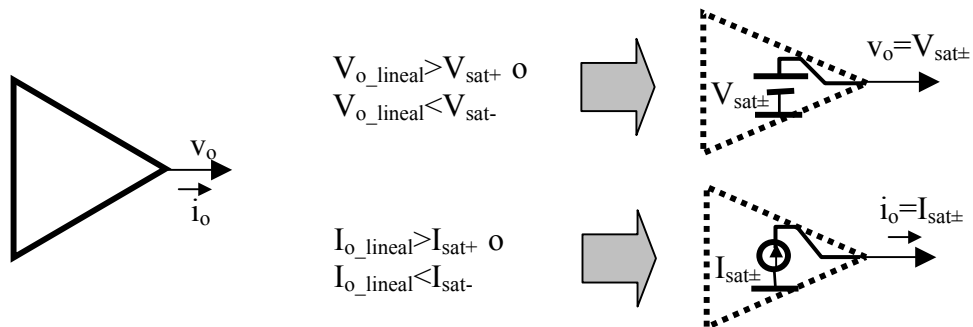
Para que el amplificador opere linealmente se requiere que simultáneamente se satisfaga que la tensión que corresponde al comportamiento lineal sea inferior a la tensión de saturación, y que la intensidad de salida sea inferior a la intensidad de saturación de salida.

El modelo de comportamiento del amplificador operacional si incluidos las limitaciones que presenta su salida, se puede formular como:

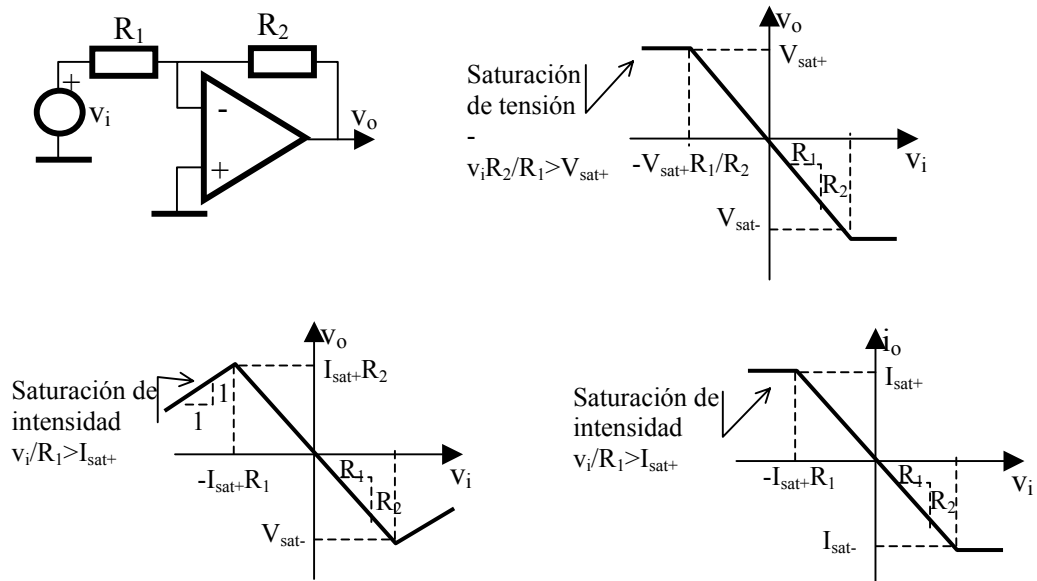
$$\text{Si } V_{sat-} < v_{o \text{ lineal}} < V_{sat+} \text{ y } I_{sat-} < i_{o \text{ lineal}} < I_{sat+} \Rightarrow v_{o \text{ real}} = v_{o \text{ lineal}}$$

$$\text{Si } v_{o \text{ lineal}} > V_{sat+} \text{ o } v_{o \text{ lineal}} < V_{sat-} \Rightarrow v_{o \text{ real}} = V_{sat\pm}$$

$$\text{Si } i_{o \text{ lineal}} > I_{sat+} \text{ o } i_{o \text{ lineal}} < I_{sat-} \Rightarrow i_{o \text{ real}} = I_{sat\pm}$$

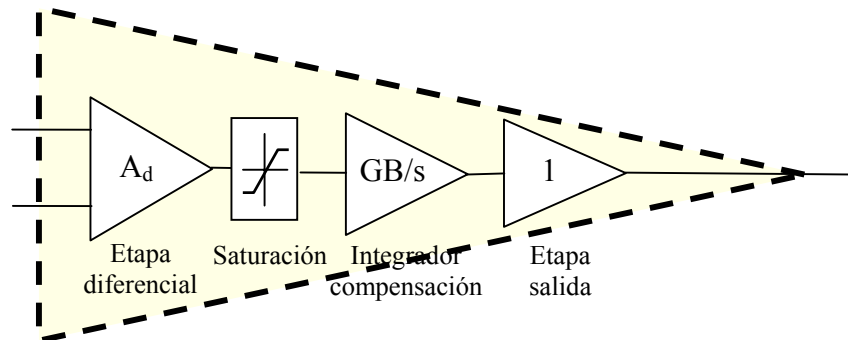


Ejemplo: para el caso del amplificador inversor de la figura.



## 2.4.5 Limite de la pendiente de salida (Slew Rate).

La limitación por saturación de la etapa diferencial de entrada, junto con la compensación típica por polo dominante de los amplificadores operacionales, se produce un límite máximo de la pendiente con la que puede cambiar la tensión de salida. A esta limitación se denomina **limite de la pendiente de salida (o Slew Rate SR)**.

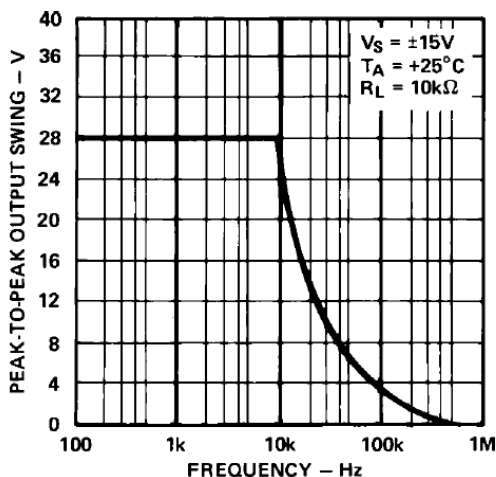
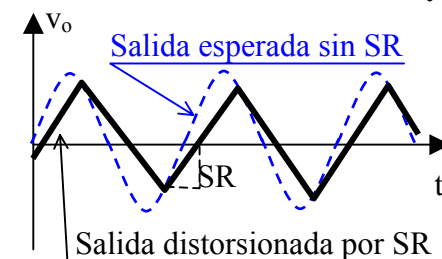
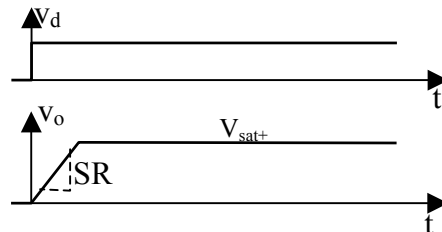


En la siguiente tabla se muestra la característica de slew rate que proporciona el fabricante del amplificador AD741.

Model	AD741K			AD741L			AD741S			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Slew Rate		0.5			0.5			0.5		V/ $\mu$ s

La limitación de Slew Rate afecta especialmente en dos tipos de respuesta:

- La respuestas que requieren un cambio bruscos de la salida (por ejemplo cuando opera como comparador) en los que el slew rate incrementa notablement los tiempos de subida y bajada.
- En la respuesta a señales sinusoidales de altas frecuencias, el slew rate limita la amplitud de la señales que pueden procesarse linealmente.



La máxima amplitud de salida sin distorsión por SR es,

$$V_{om \max} \leq SR/2\pi f.$$

Figure 12. Output Voltage Swing vs. Frequency

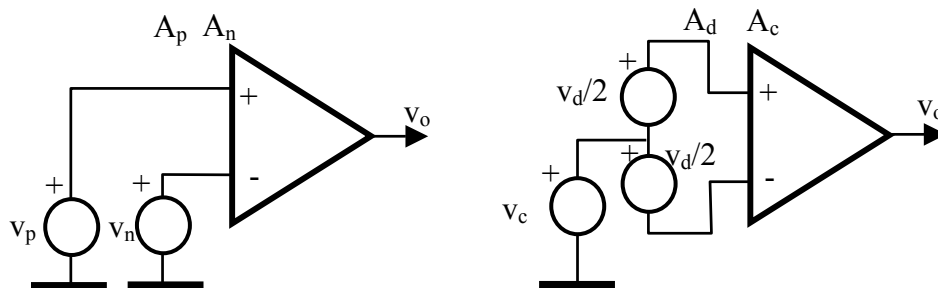
## 2.5 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE UN AMPLIFICADOR REAL.

### 2.5.1 Ganancia diferencial y ganancia en modo común. Razón de rechazo en modo común (CMRR).

Un amplificador operacional es un amplificador diferencial, que genera una salida función de las diferencias de las entradas, y no del valor absoluto que tiene cada una de ellas. Los amplificadores operacionales satisfacen esta característica en gran medida pero no exactamente. En este apartado se caracteriza el comportamiento real en este aspecto los amplificadores operacionales, y se evalúa el efecto que tiene en la respuesta.

Dado que el comportamiento de los amplificadores operacionales es muy aproximadamente diferencial, conviene formular su característica de transferencia utilizando los conceptos de señal de entrada y ganancia diferencial y de señal de entrada y ganancia en modo común.

Un amplificador diferencial es, en cualquier caso, un amplificador con dos entradas y con respecto a cada una de ellas presenta una ganancia de magnitud muy próxima pero digno contrario:



$$\text{Entrada en modo común: } v_d = \frac{v_p + v_n}{2}$$

$$\text{Entrada en modo diferencial: } v_d = v_p - v_n$$

$$\text{Ganancia en modo común: } A_c = \left. \frac{v_o}{v_c} \right|_{v_d=0} = A_p - A_n$$

$$\text{Ganancia en modo diferencial: } A_d = \left. \frac{v_o}{v_d} \right|_{v_c=0} = \frac{A_p + A_n}{2}$$

$$\text{siendo: } v_o = A_p v_p - A_n v_n = A_c v_c + a_d v_d$$

Bajo esta nomenclatura la ganancia en modo común  $A_c$  representa la diferencia de un amplificador diferencial respecto de su comportamiento ideal. Si  $A_c=0$  el amplificador diferencial es ideal.

Se define la **razón de rechazo en modo común (CMRR)** la relación entre la ganancia diferencial y la ganancia en modo común del amplificador operacional.

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \Leftrightarrow CMRR|_{dB} = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right| (dB)$$

El factor de rechazo en modo común es la característica mas relevante para describir en cuanto el comportamiento real de un amplificador diferencial se aproxima al comportamiento ideal. Cuando  $CMRR = \infty$  el amplificador es un amplificador diferencial ideal. Los amplificadores operacionales reales suelen tener CMRR del orden de 100 dB (la ganancia diferencial es  $10^5$  mayor que la ganancia en modo común).

En la siguiente figura se muestran las características relativas al CMRR del amplificador AD741. Su valor típico es de 90 dB= 33000, y en cualquier caso es superior a 70 dB= 3300.

Model	AD741C			AD741			AD741J			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Common-Mode Rejection, $R_S \leq 10 \text{ k}\Omega$ , $T_A = \text{min to max}$ , $V_{IN} = \pm 12 \text{ V}$	70	90		70	90		80	90		dB

El CMRR es una función de la frecuencia y de los niveles de señal. El valor que se proporciona en la tabla previa es un valor para baja señal y baja frecuencia. Obsérvese que el CMRR se degrada a frecuencias muy bajas en el rango de 10 a 100 Hz.

El efecto de un CMRR finito en un amplificador operacional es la presencia de una señal indebida en la salida del amplificador que es función de la componente de señal en modo común que hay en su entrada.

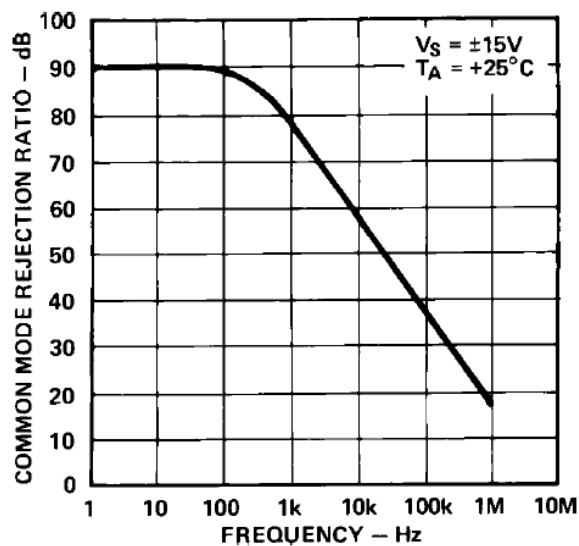
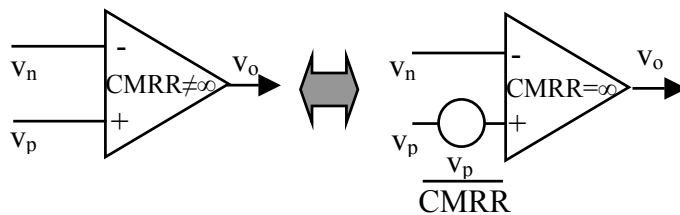


Figure 5. Common-Mode Rejection vs. Frequency

$$v_{oCMRR} = v_c A_c = \frac{v_c}{CMRR} A_d$$



Cuando la ganancia diferencial es grande, como ocurre en un amplificador operacional, la señal de las entradas inversora y no inversora son muy próximas (cero virtual) y coinciden con la componente de señal en modo común.

El efecto del CMRR se puede evaluar como la componente que induce en la salida una señal de error de valor  $v_c/CMRR \approx v_p/CMRR \approx v_n/CMRR$  en uno de los terminales de entrada del amplificador operacional.



## 2.5.2 Respuesta frecuencial

La función de transferencia que corresponde a la ganancia diferencial de un amplificador operacional es una función de paso bajo, con una ganancia en continua muy alta (100 a 120 dB).

Los fabricantes diseñan esta función de transferencia con dos objetivos:

- Garantizar una anchura de banda suficiente en el amplificador.
- Garantizar la estabilidad del amplificador cuando se encuentra realimentado.

En el caso de amplificadores de baja frecuencia, en los que la anchura de banda no es crítica, los fabricantes diseñan la respuesta frecuencial buscando la estabilidad bajo cualquier realimentación resistiva. Para ello, los diseñadores del amplificador operacional colocan un condensador de un valor relevante que introduce en la respuesta frecuencial un polo dominante a muy baja frecuencia.

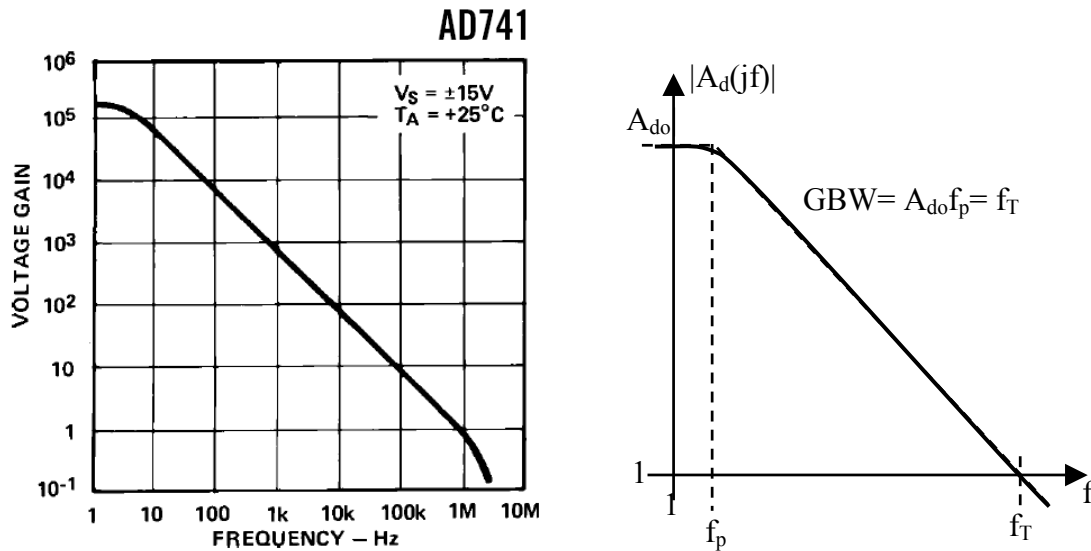


Figure 3. Open-Loop Gain vs. Frequency

La respuesta frecuencial de los amplificadores operacionales diseñados con el criterio de polo dominantes se caracterizan por los siguientes parámetros:

Ganancia a baja frecuencia:  $A_{do}$

Anchura de banda o Polo dominante:  $BW = f_p$

Frecuencia de ganancia unitaria:  $f_T$

Producto ganancia por anchura de banda:  $GBW = f_T = A_{do}f_p$

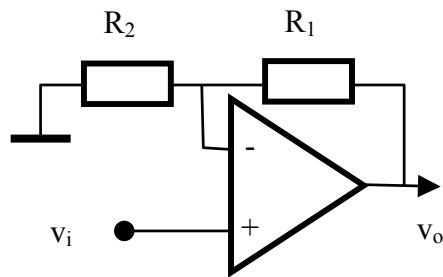
En la siguiente tabla se muestran las características del amplificador AD741.

Model	AD741C			AD741			AD741J			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
FREQUENCY RESPONSE Unity Gain, Small Signal		1			1			1		MHz

La respuesta frecuencial de los amplificadores operacionales que siguen este modelo se puede aproximar por:

$$A_d(jf) = \frac{A_{do}f_p}{s + f_p} \approx \frac{f_T}{s} = \frac{GBW}{s} \quad (\text{si } f > f_p)$$

La anchura de banda de cualquier amplificador que se construya utilizando un amplificador operacional de este tipo es,



$$V_o(s) = \frac{f_T}{s} (V_i(s) - \alpha V_o(s))$$

$$\left( \text{siendo } \alpha = \text{factor retorno} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{\alpha} \frac{1}{\frac{s}{\alpha f_T} + 1} = A_{\text{ampl}} \frac{1}{\frac{s}{BW_{\text{ampl}}} + 1}$$

Aunque esta respuesta frecuencial se ha calculado para el caso de un amplificador no inversor su resultado es extrapolable a cualquier configuración amplificadora con realimentación resistiva (amplificador no inversor, amplificador inversor, amplificador diferencial, amplificador sumador/restador, y amplificador seguidor, etc.). Para todos estos amplificadores la ganancia en continua es la que corresponde a un amplificador operacional ideal  $A_{\text{ampl}}$ , y la anchura de banda  $BW_{\text{ampl}}$  resulta de multiplicar la frecuencia de transición  $f_T$  por el factor de retorno de realimentación de la salida sobre la entrada del amplificador  $\alpha$ .

$$A_{\text{ampl}}(s) = A_{\text{ampl}} \frac{1}{\frac{s}{BW_{\text{ampl}}} + 1} \quad \text{siendo } BW_{\text{ampl}} = \alpha f_T = \alpha GBW$$

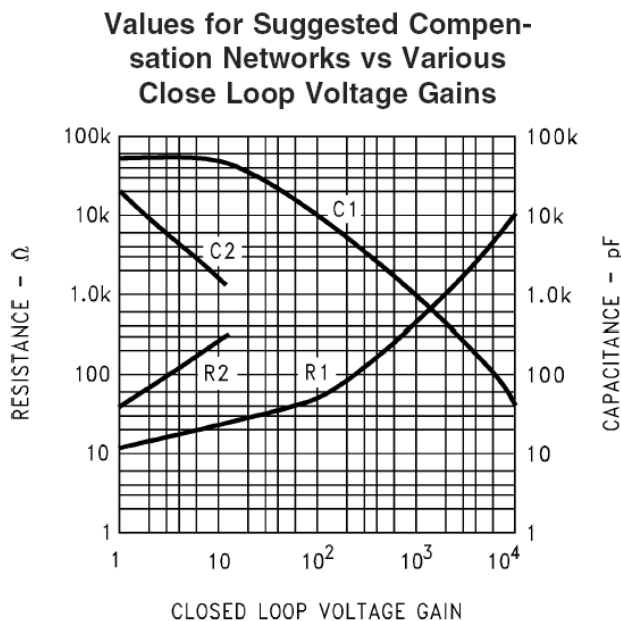
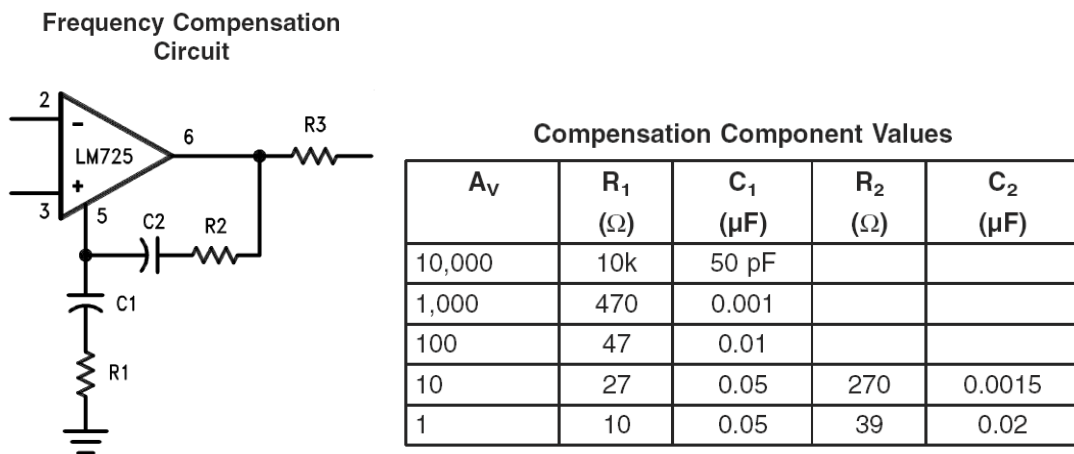
En el caso particular de amplificadores no inversores, esta ecuación equivale a que el producto de la ganancia por la anchura de banda permanece constante y es igual a la del amplificador operacional.  $A_{\text{ampl}} * BW_{\text{ampl}} = GBW_{\text{operacional}}$ .

En el caso de amplificadores operacionales que no son diseñados con la estrategia de respuesta frecuencial con polo dominante, el cálculo de la respuesta frecuencial de las etapas amplificadoras es mucho mas complejo, y suele describirse mediante tablas de valores o diferentes tipos de gráficas.

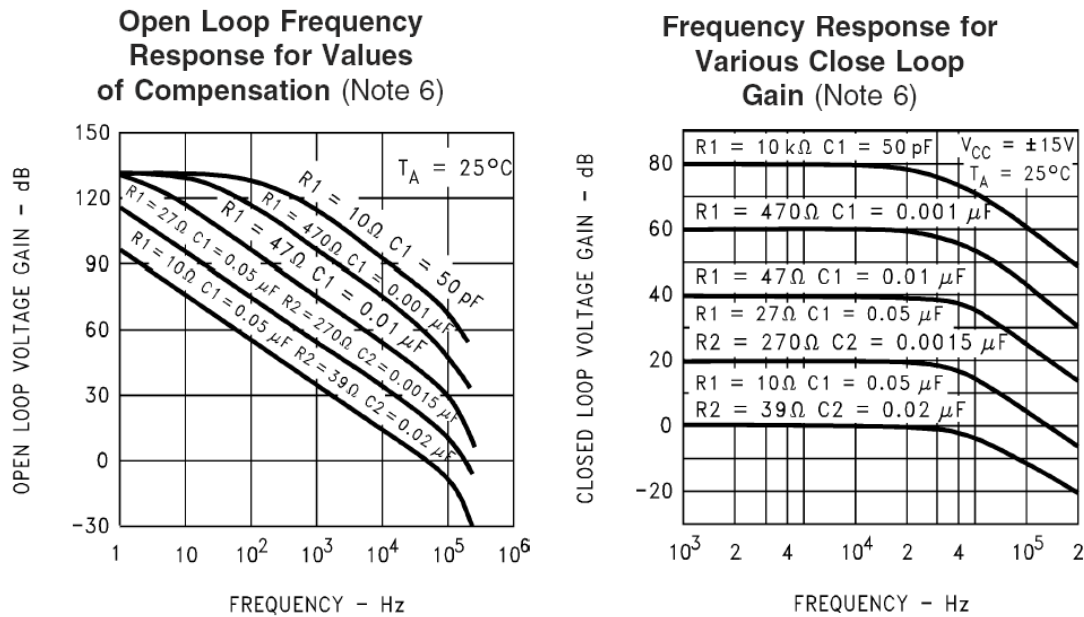
La evaluación de la respuesta frecuencial de los amplificadores que no siguen el paradigma de polo dominante, es muy importante, ya la razón que no lo siga es conseguir un incremento de la anchura de banda de su respuesta frecuencial.

**Ejemplo: Amplificador operacional LM725 con compensación externa.**

Este amplificador operacional requiere ser compensado externamente con un conjunto de dos resistencias  $R_1$  y  $R_2$  y dos condensadores  $C_1$  y  $C_2$ . El fabricante proporciona una tabla y un conjunto de ábacos con los que define los valores de estos elementos en función de la ganancia del amplificador que se requiera.



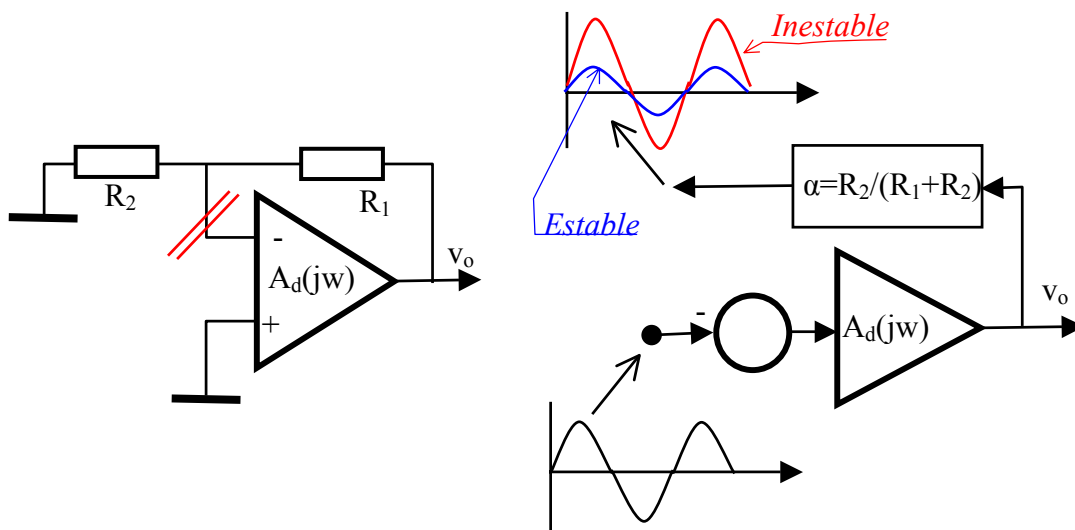
Como se muestra en las gráficas siguientes, en función de la ganancia que se requiere, y en función de los elementos de compensación que en consecuencia se ponen, la respuesta frecuencial del amplificador operacional en cadena abierta, y de los circuitos amplificadores que resulta se modifican, y su valor resultante puede leerse de ellas.



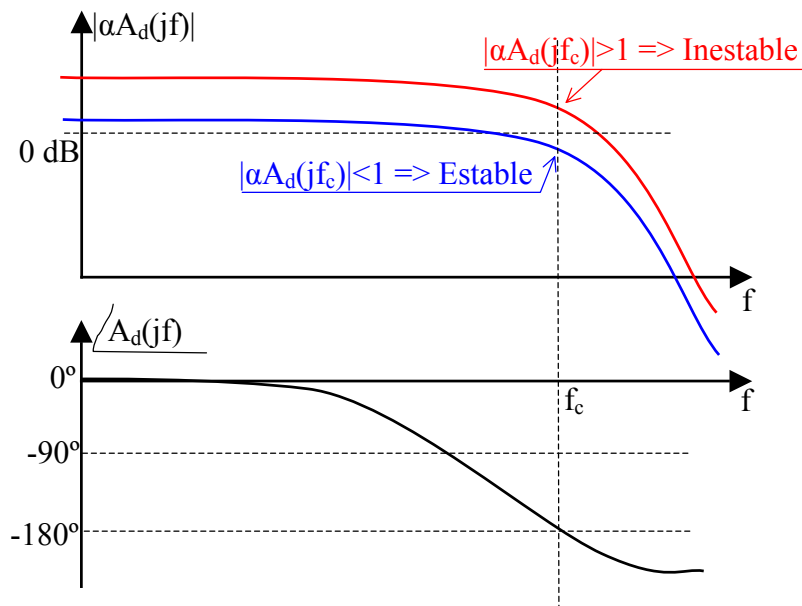
### 2.5.3 Estabilidad de los amplificadores realimentados.

Un circuito estable es aquel cuya respuesta natural se amortigua en el tiempo, por lo que en régimen permanente las componentes presentes en la salida son sólo las respuestas a las señales de entrada que tiene. Salvo algunas excepciones, por ejemplo los osciladores, la estabilidad es un requerimiento necesario para que el circuito sea útil.

Un sistema realimentado es inestable, si abierto el bucle de realimentación existe algún tipo de señal que al ser introducido por la entrada del bucle abierto, retorna una señal del mismo tipo pero de mayor amplitud. Bajo estas condiciones cuando el circuito esté realimentado, esa señal se mantendrá indefinidamente en el circuito sin amortiguarse.



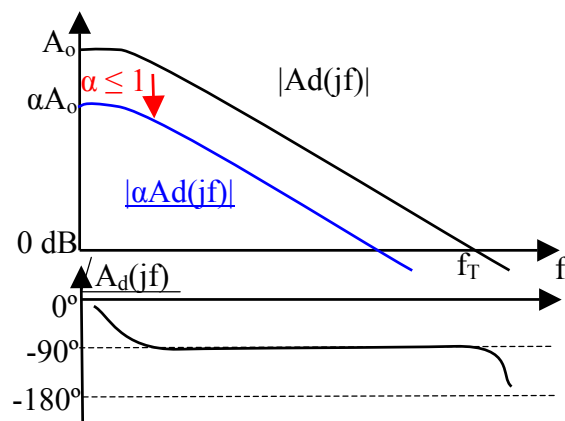
El **criterio de estabilidad de Nyquist** establece que un sistema realimentado es estable si en la respuesta frecuencial de la ganancia de bucle en cadena abierta, en la frecuencia  $f_c$  en la que la fase es de  $180^\circ$ , a amplitud es inferior de 1 (0 dB).



De acuerdo con el criterio de estabilidad de Nyquist, un amplificador realizado utilizando un amplificador operacional cuya respuesta frecuencial corresponde al patrón de polo dominante, es estable para cualquier realimentación pasiva resistiva.

Sin embargo, hay situaciones en las que un amplificador operacional de polo dominante, puede ser inestable:

- Si el circuito de realimentación no es pasivo, esto es tiene una ganancia  $\alpha > 1$ .
- Si el circuito de realimentación no es resistiva. Por ejemplo, circuito de realimentación que aporten retrasos de fase hacen al sistema inestable.



En los caso de que el amplificador operacional tenga una respuesta frecuencial mas compleja que la de polo dominante, la estabilidad no está garantizada y se requiere introducir circuitos dinámicos de compensación de fase para garantizar su estabilidad.

## 2.5.4 Razón de rechazo a la fuente de alimentación (PSRR).

Una amplificador operación real requiere de una o dos fuentes de alimentación para operar. Estas tensiones no siempre son estables, sino que presentan fluctuaciones como resultado de una pobre regulación o filtrado. Una característica relevante de un amplificador operacional es la interferencia que las fluctuaciones de las fuentes de alimentación tienen sobre la respuesta de los amplificadores construidos con él.

El cambio en las fuentes de alimentación altera el punto de operación de los transistores internos del amplificador operacional y esto produce una modificación de la salida  $V_{AA}$ . El cambio de  $V_{AA}$  causado por las variaciones de las fuentes de alimentación se describe en las hojas de características de los amplificadores operacionales mediante la **razón de rechazo de la fuente de alimentación (power supply rejection ratio PSRR)** o la **razón de rechazo de la tensión de alimentación (supply voltage rejection ratio SVRR)**.

$$PSRR = \frac{\Delta V_{AA}}{\Delta V_{supply}} \quad (\mu V / V \text{ o } dB)$$

El PSRR está en el rango de 100 dB. En la siguiente tabla se muestra la información que sobre este parámetro proporciona las hojas características del amplificador operacional AD741.

Model	AD741C			AD741			AD741J			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
POWER SUPPLY										
Rated Performance		±15			±15			±15		V
Operating							±5		±18	V
Power Supply Rejection Ratio		30	150		30	150				μV/V

Para disminuir la amplitud de las fluctuaciones, y en particular las procedentes de circuitos en conmutación, los fabricantes recomiendan introducir en los terminales de alimentación del amplificador operacional una vía de baja impedancia a tierra, a través de un par de condensadores cerámicos en el rango de 0.01 μF a 0.1 μF. Para que esta medida sea efectiva, los cables deben ser cortos y deben montarse tan cerca como sea posible de los terminales del amplificador operacional. Cuando el ruido es crítico, también se recomienda que se incluyan dos condensadores de tantalio en el rango de los 10 μF para proporcionar filtrado a las fluctuaciones de la fuente de alimentación al nivel de tarjeta.

