

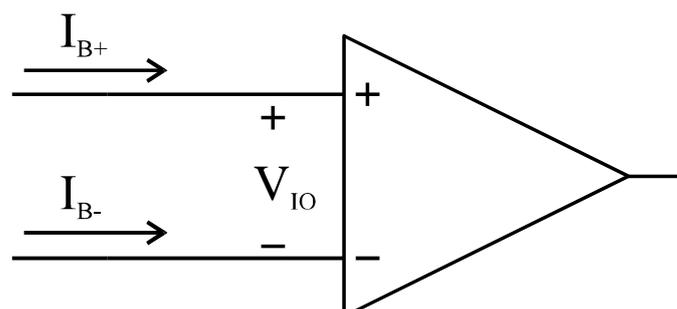
AMPLIFICACIÓN DE SEÑALES (I) INTRODUCCIÓN

⇒ Como habrá quedado claro, la primera tarea a realizar por el acondicionador de señal, será **amplificar** las débiles señales entregadas por el transductor, hasta niveles utilizables por el resto de la cadena de medida. El **amplificador de señales débiles** que realice esta tarea será, por lo tanto, un componente crítico (y fundamental) del sistema de instrumentación.

En la actualidad la mayoría de los amplificadores para sistemas de instrumentación se realizan utilizando **amplificadores operacionales**, por su versatilidad y sencillez de utilización.

Dada la complejidad de la aplicación, nos veremos obligados a tener en cuenta en lo sucesivo, algunas **características no ideales** de los amplificadores operacionales reales que determinan sus posibilidades de aplicación en sistemas de instrumentación electrónica:

- V_{IO} : Tensión de desplazamiento (“offset”) de entrada.
- I_B : Corriente de polarización de entrada.
- I_{IO} : Corriente de desplazamiento (“offset”) de entrada.
- $\Delta V_{IO}/\Delta T$: Deriva de la Tensión de “offset” de entrada respecto a la temperatura.
- $\Delta I_B /\Delta T$: Deriva de la corriente de polarización de entrada respecto a la temperatura.
- $\Delta I_{IO} /\Delta T$: Deriva de la corriente de “offset” de entrada respecto a la temperatura.
- $\Delta V_{IO}/\Delta t$: Deriva temporal de la Tensión de “offset” de entrada.
- $\Delta I_B /\Delta t$: Deriva temporal de la corriente de polarización de entrada.
- $\Delta I_{IO} /\Delta t$: Deriva temporal de la corriente de “offset” de entrada.
- CMRR: Razón de rechazo al modo común.



AMPLIFICACIÓN DE SEÑALES (II)

SELECCIÓN DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES

⇒ Como veremos más adelante, los A.O. deberán tener unas u otras características especiales en función del tipo de señales a amplificar. Una posible clasificación según características es la que se ofrece a continuación.

TIPOS DE AMPLIFICADORES OPERACIONALES

- Propósito general (bajo coste).
- Baja o muy baja corriente de polarización de entrada. ☐
- Precisión (tensión de offset de entrada y derivas reducidas). ☐
- Alto ancho de banda.
- Alta corriente de salida.
- Bajo consumo.

Se han marcado (ver ☐) las características más habitualmente requeridas en sistemas de instrumentación, esto es, aquellas que resultan fundamentales en la amplificación de **tensiones o corrientes débiles**, aplicación a la que nos dedicaremos en lo sucesivo. No obstante, es habitual que, además de las características señaladas sean necesarias otras en sistemas de instrumentación específicos (por ejemplo, el bajo consumo es esencial en los sistemas alimentados por pilas o baterías recargables).

UN A.O. DE PROPÓSITO GENERAL: EL 741 (I)



UA741

GENERAL PURPOSE SINGLE OPERATIONAL AMPLIFIER

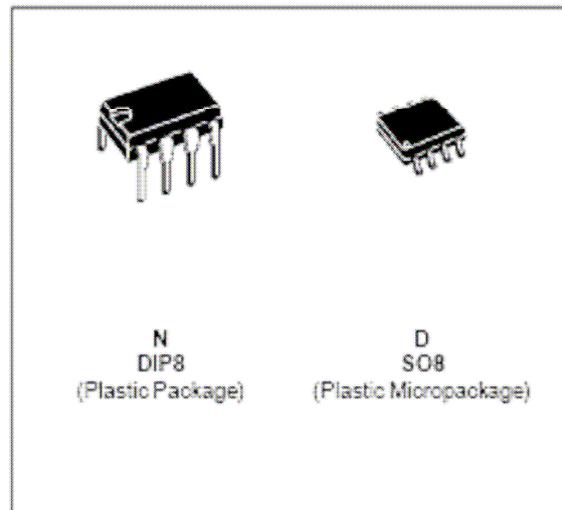
- LARGE INPUT VOLTAGE RANGE
- NO LATCH-UP
- HIGH GAIN
- SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SAME PIN CONFIGURATION AS THE UA709

DESCRIPTION

The UA741 is a high performance monolithic operational amplifier constructed on a single silicon chip. It is intended for a wide range of analog applications.

- Summing amplifier
- Voltage follower
- Integrator
- Active filter
- Function generator

The high gain and wide range of operating voltages provide superior performances in integrator, summing amplifier and general feedback applications. The internal compensation network (6dB/octave) insures stability in closed loop circuits.

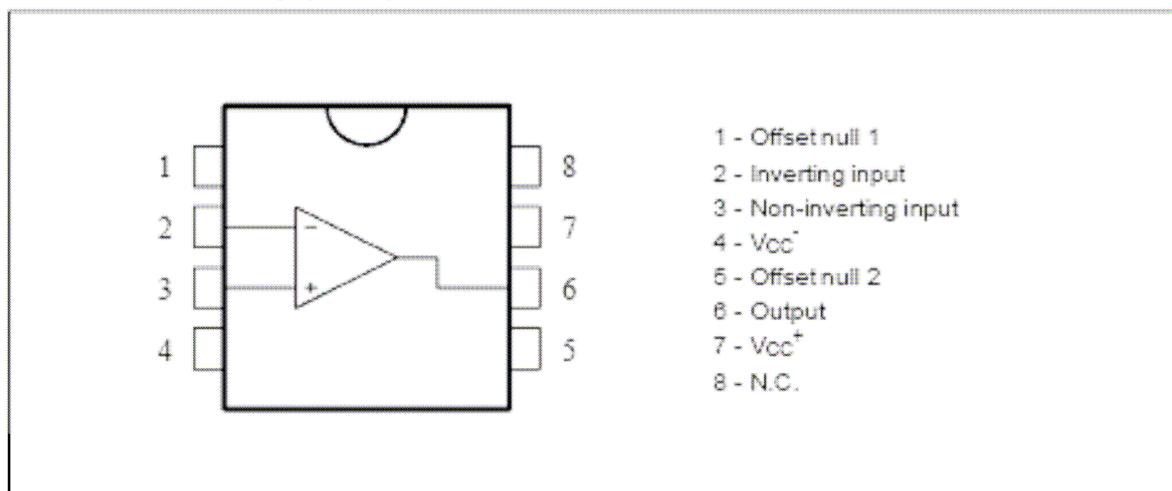


ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
UA741C	0°C, +70°C	•	•
UA741I	-40°C, +105°C	•	•
UA741M	-55°C, +125°C	•	•

Example : UA741CN

PIN CONNECTIONS (top view)



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = \pm 15V$, $T_{amb} = +25^{\circ}C$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		1	5 6	mV
I_{io}	Input Offset Current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		2	30 70	nA
I_b	Input Bias Current $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		10	100 200	nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain * ($V_O \pm 10V$, $R_L = 2k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	50 25	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ($R_S \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	77 77	90		dB
I_{cc}	Supply Current, no load $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		1.7	2.8 3.3	mA
V_{kcm}	Input Common Mode Voltage Range $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	± 12 ± 12			V
CMR	Common-mode Rejection Ratio ($R_S \leq 10k\Omega$) $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	70 70	90		dB
I_{os}	Output Short-circuit Current	10	25	40	mA
$\pm V_{opp}$	Output Voltage Swing $T_{amb} = +25^{\circ}C$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	$R_L = 10k\Omega$ 12 $R_L = 2k\Omega$ 10 $R_L = 10k\Omega$ 12 $R_L = 2k\Omega$ 10	14 13		V
SR	Slew Rate ($V_i = \pm 10V$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, unity gain)	0.25	0.5		V/ μs
t_r	Rise Time ($V_i = \pm 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, unity gain)		0.3		μs
K_{ov}	Overshoot ($V_i = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$, unity gain)		5		%
R_i	Input Resistance	0.3	2		M Ω
GBP	Gain Bandwidth Product ($V_i = 10mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L = 100pF$, $f = 100kHz$)	0.7	1		MHz
THD	Total Harmonic Distortion ($f = 1kHz$, $A_V = 20dB$, $R_L = 2k\Omega$, $V_O = 2V_{pp}$, $C_L = 100pF$, $T_{amb} = 25^{\circ}C$)		0.08		%
e_n	Equivalent Input Noise Voltage ($f = 1kHz$, $R_s = 100\Omega$)		23		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
ϕ_m	Phase Margin		50		Degrees

UN A.O. DE PROPÓSITO GENERAL: EL 741 (II)

UN A.O. DE BAJO V_{IO} : EL OP77 (I)



Next Generation OP07
Ultralow Offset Voltage Operational Amplifier

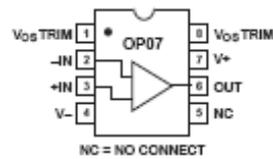
OP77

FEATURES

- Outstanding Gain Linearity
- Ultrahigh Gain 5000 V/mV Min
- Low V_{OS} Over Temperature 60 μ V Max
- Excellent TCV_{OS} 0.3 μ V/ $^{\circ}$ C Max
- High PSRR 3 μ V/V Max
- Low Power Consumption 60 mW Max
- Fits OP07, 725, 108A/308A, 741 Sockets
- Available in Die Form

PIN CONNECTIONS

Epoxy Mini-Dip (P-Suffix)
8-Pin Hermetic DIP

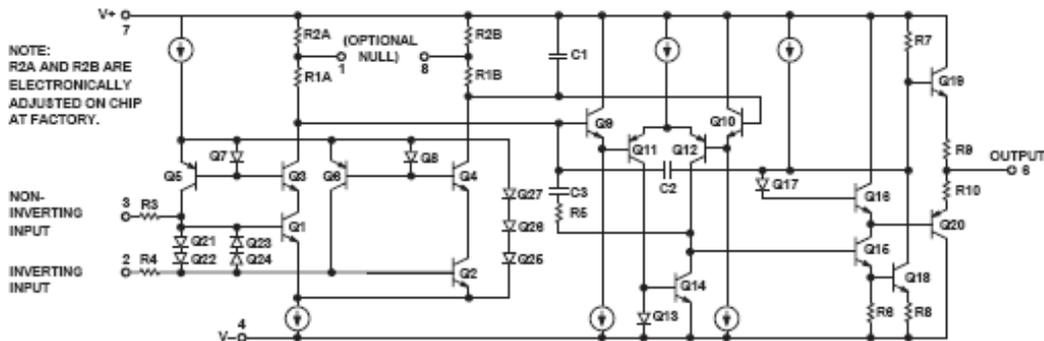
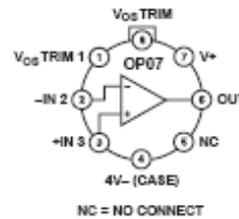


GENERAL DESCRIPTION

The OP77 significantly advances the state-of-the-art in precision op amps. The OP77's outstanding gain of 10,000,000 or more is maintained over the full 10 V output range. This exceptional gain-linearity eliminates incorrectable system nonlinearities common in previous monolithic op amps, and provides superior performance in high closed-loop gain applications. Low initial V_{OS} drift and rapid stabilization time, combined with only 50 mW power consumption, are significant improvements over previous designs. These characteristics, plus the exceptional TCV_{OS} of 0.3 μ V/ $^{\circ}$ C maximum and the low V_{OS} of 25 μ V maximum, eliminates the need for V_{OS} adjustment and increases system accuracy over temperature.

PSRR of 3 μ V/V (110 dB) and CMRR of 1.0 μ V/V maximum virtually eliminate errors caused by power supply drifts and common-mode signals. This combination of outstanding characteristics makes the OP77 ideally suited for high-resolution instrumentation and other tight error budget systems.

TO-99
(J-Suffix)



REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 www.analog.com
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 2002

UN A.O. DE BAJO V_{IO} : EL OP77 (II)

OP77-SPECIFICATIONS

ELECTRICAL SPECIFICATIONS (@ $V_s = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Parameter	Symbol	Conditions	Min	OP77A Typ	Max	Unit
INPUT OFFSET VOLTAGE	V_{OS}			10	25	μV
LONG-TERM INPUT OFFSET						
VOLTAGE STABILITY ¹	DV_{OS}/Time			0.2		$\mu\text{V}/\text{Mo}$
INPUT OFFSET CURRENT	I_{OS}			0.3		nA
INPUT BIAS CURRENT	I_B		-0.2	1.2	2.0	nA
INPUT NOISE VOLTAGE ²	e_{np-p}	0.1 Hz to 10 Hz		0.35	0.6	$\mu\text{V p-p}$
INPUT NOISE VOLTAGE DENSITY ²	e_n	$f_C = 10$ Hz $f_C = 100$ Hz $f_C = 1000$ Hz		10.3 10.0 9.6	18.0 13.0 11.0	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT NOISE CURRENT ²	i_{np-p}	0.1 Hz to 10 Hz		14	30	pA p-p
INPUT NOISE CURRENT DENSITY ²	i_n	$f_C = 10$ Hz $f_C = 100$ Hz $f_C = 1000$ Hz		0.32 0.14 0.12	0.80 0.23 0.17	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
INPUT RESISTANCE Differential Mode ³	R_{IN}		26	45		MV
Common Mode	R_{INCM}			200		GV
INPUT VOLTAGE RANGE	IVR		± 13	± 14		V
COMMON-MODE REJECTION RATIO	CMRR	$V_{CM} = \pm 13$ V		0.1	1.0	$\mu\text{V}/\text{V}$
POWER SUPPLY REJECTION RATIO	PSRR	$V_S = \pm 3$ V to ± 18 V		0.7	3	$\mu\text{V}/\text{V}$
LARGE-SIGNAL VOLTAGE GAIN	A_{VO}	$R_L \geq 2$ k Ω $\geq V_O = \pm 10$ V	5000	12000		V/mV
OUTPUT VOLTAGE SWING	V_O	$R_L \geq 10$ k Ω $R_L \geq 2$ k Ω $R_L \geq 1$ k Ω	± 13.5 ± 12.5 ± 12.0	± 14.0 ± 13.0 ± 12.5		V
SLEW RATE ²	SR	$R_L \geq 2$ k Ω	0.1	0.3		V/ μs
CLOSED-LOOP BANDWIDTH ²	BW	$A_{VCL} = +1$	0.4	0.6		MHz
OPEN-LOOP OUTPUT RESISTANCE	R_O			60		Ω
POWER CONSUMPTION	P_d	$V_S = \pm 15$ V, No Load $V_S = \pm 3$ V, No Load		50 3.5	60 4.5	mW
OFFSET ADJUSTMENT RANGE		$R_p = 20$ k Ω		± 3		mV

NOTES

¹Long-Term Input Offset Voltage Stability refers to the averaged trend line of V_{OS} vs. Time over extended periods after the first 30 days of operation. Excluding the initial hour of operation, changes in V_{OS} during the first 30 operating days are typically $2.5 \mu\text{V}$.

²Sample tested.

³Guaranteed by design.

UN A.O. DE BAJA I_B : EL AD549 (I)



Ultralow, Input-Bias Current Operational Amplifier

AD549

FEATURES

Ultralow input-bias current

- 60 fA max (AD549L)
- 250 fA max (AD549J)

Input-bias current guaranteed over common-mode voltage range

- Low offset voltage
- 0.25 mV max (AD549K)
- 1.00 mV max (AD549J)

- Low offset drift
- 5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max (AD549K)
- 20 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max (AD549J)

- Low power
- 700 μA max supply current

- Low input voltage noise
- 4 μV p-p 0.1 Hz to 10 Hz

MIL-STD-883B parts available

APPLICATIONS

- Electrometer amplifiers
- Photodiode preamp
- pH electrode buffer
- Vacuum ion gauge measurement

GENERAL DESCRIPTION

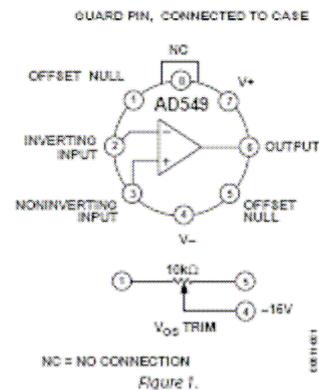
The AD549¹ is a monolithic electrometer operational amplifier with very low input bias current. Input offset voltage and input offset voltage drift are laser trimmed for precision performance. The part's ultralow input current is achieved with Topgate JFET technology, a process development exclusive to Analog Devices, Inc. This technology allows fabrication of extremely low input current JFETs compatible with a standard junction isolated bipolar process. The $10^{15} \Omega$ common-mode impedance, which results from the bootstrapped input stage, ensures that the input current is essentially independent of common-mode voltage.

The AD549 is suited for applications that require very low input current and low input offset voltage. It excels as a preamp for a wide variety of current output transducers, such as photodiodes, photomultiplier tubes, or oxygen sensors. The AD549 can also be used as a precision integrator or low droop sample and hold. The AD549 is pin compatible with standard FET and electrometer op amps, allowing designers to upgrade the performance of present systems at little additional cost.

Rev. F

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

CONNECTION DIAGRAM



The AD549 is available in a TO-99 hermetic package. The case is connected to Pin 8 so that the metal case can be independently connected to a point at the same potential as the input terminals, minimizing stray leakage to the case.

The AD549 is available in four performance grades. The J, K, and L versions are rated over the commercial temperature range of 0°C to $+70^\circ\text{C}$. The S grade is specified over the military temperature range of -55°C to $+125^\circ\text{C}$, and is available processed to MIL-STD-883B, Rev. C. Extended reliability plus screening is also available. Plus screening includes 168-hour burn-in, as well as other environmental and physical tests derived from MIL-STD-883B, Rev. C.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD549's input currents are specified, 100% tested, and guaranteed after the device is warmed up. They are guaranteed over the entire common-mode input voltage range.
2. The AD549's input offset voltage and drift are laser trimmed to 0.25 mV and $5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (AD549K), and 1 mV and $20 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (AD549J).
3. A maximum quiescent supply current of 700 μA minimizes heating effects on input current and offset voltage.
4. AC specifications include 1 MHz unity gain bandwidth and 3 V/ μs slew rate. Settling time for a 10 V input step is 5 μs to 0.01%.

¹ Protected by Patent No. 4,639,683.

UN A.O. DE BAJA I_B: EL AD549 (II)

AD549

SPECIFICATIONS

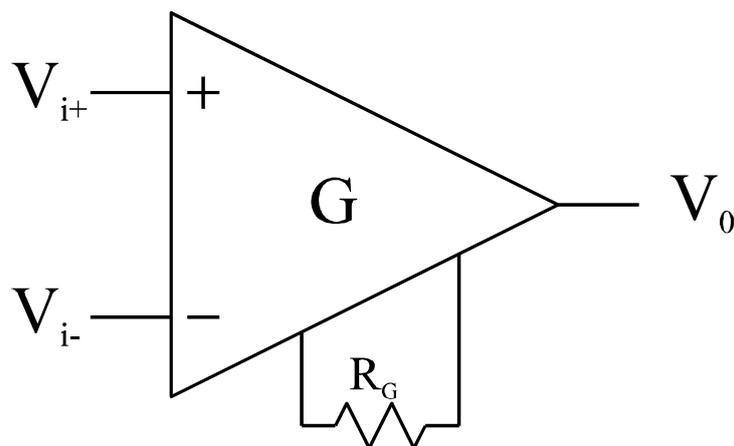
@ 25°C and $V_{CC} = \pm 15$ V dc, unless otherwise noted. All min and max specifications are guaranteed. Specifications in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels.

Table 1.

Parameter	AD549J			AD549K			AD549L			AD549S			Unit
	Min	Typ	Max										
INPUT BIAS CURRENT¹													
Either Input, $V_{CM} = 0$ V		150	250		75	100		40	60		75	100	fA
Either Input, $V_{CM} = \pm 10$ V		150	250		75	100		40	60		75	100	fA
Either Input at T_{MAX}, $V_{CM} = 0$ V		11			4.2			2.8			420		pA
Offset Current		50			30			20			30		fA
Offset Current at T_{MAX}		2.2			1.3			0.85			1.25		pA
INPUT OFFSET VOLTAGE²													
Initial Offset		0.5	1.0		0.15	0.25		0.3	0.5		0.3	0.5	mV
Offset at T_{MAX}			1.9			0.4			0.9			2.0	mV
vs. Temperature		10	20		2	5		5	10		10	15	μ V/°C
vs. Supply		32	100		10	32		10	32		10	32	μ V/V
vs. Supply, T_{MIN} to T_{MAX}		32	100		10	32		10	32		32	50	μ V/V
Long-Term Offset Stability		15			15			15			15		μ V/month
INPUT VOLTAGE NOISE													
f = 0.1 Hz to 10 Hz		4			4	6		4			4		μ V p-p
f = 10 Hz		90			90			90			90		nV/√Hz
f = 100 Hz		60			60			60			60		nV/√Hz
f = 1 kHz		35			35			35			35		nV/√Hz
f = 10 kHz		35			35			35			35		nV/√Hz
INPUT CURRENT NOISE													
f = 0.1 Hz to 10 Hz		0.7			0.5			0.36			0.5		fA rms
f = 1 kHz		0.22			0.16			0.11			0.16		fA/√Hz
INPUT IMPEDANCE													
Differential $V_{CM} = \pm 1$		$10^{12} 1$			$10^{12} 1$			$10^{12} 1$			$10^{12} 1$		$\Omega $ pF
Common-Mode $V_{CM} = \pm 10$		$10^{12} 0.8$			$10^{12} 0.8$			$10^{12} 0.8$			$10^{12} 0.8$		$\Omega $ pF
OPEN-LOOP GAIN													
$V_O @ \pm 10$ V, $R_L = 10$ k Ω	300	1000		300	1000		300	1000		300	1000		V/mV
$V_O @ \pm 10$ V, $R_L = 10$ k Ω , T_{MIN} to T_{MAX}	300	800		300	800		300	800		300	800		V/mV
$V_O = \pm 10$ V, $R_L = 2$ k Ω	100	250		100	250		100	250		100	250		V/mV
$V_O = \pm 10$ V, $R_L = 2$ k Ω , T_{MIN} to T_{MAX}	80	200		80	200		80	200		25	150		V/mV
INPUT VOLTAGE RANGE													
Differential ³			± 20	V									
Common-Mode Voltage	-10		+10	-10		+10	-10		+10	-10		+10	V
Common-Mode Rejection Ratio V = +10 V, -10 V	80	90		90	100		90	100		90	100		dB
T_{MIN} to T_{MAX}	76	80		80	90		80	90		80	90		dB
OUTPUT CHARACTERISTICS													
Voltage @ $R_L = 10$ k Ω , T_{MIN} to T_{MAX}	-12		+12	-12		+12	-12		+12	-12		+12	V
Voltage @ $R_L = 2$ k Ω , T_{MIN} to T_{MAX}	-10		+10	-10		+10	-10		+10	-10		+10	V
Short-Circuit Current T_{MIN} to T_{MAX}	15	20	35	15	20	35	15	20	35	15	20	35	mA
Load Capacitance Stability G = +1	9			9			9			6			mA
		4000			4000			4000			4000		pF

AMPLIFICACIÓN DE SEÑALES (III) EL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN (I)

⇒ *Los amplificadores de instrumentación son dispositivos de **precisión** específicamente concebidos para la amplificación de señales de **tensión diferencial débiles**, siendo por tanto idóneos para preamplificar la señal de salida de montajes en puente de Wheatstone.*



$$V_0 = G \times (V_{i+} - V_{i-})$$

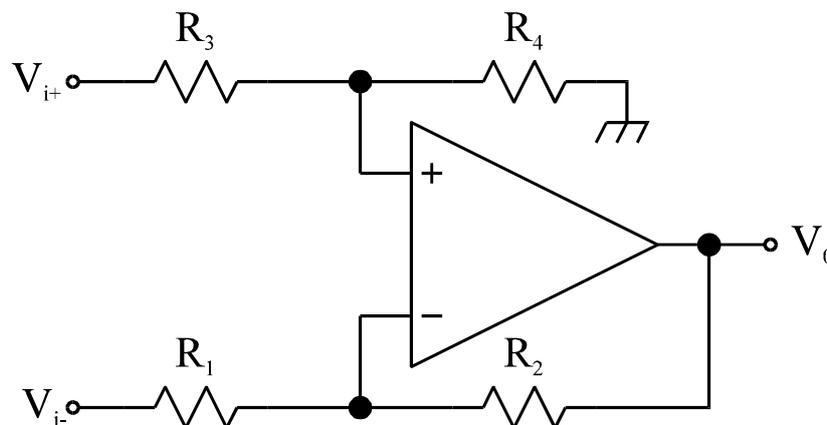
Un amplificador de instrumentación deberá reunir las siguientes características fundamentales:

- Alta impedancia de entrada.
- Alto rechazo al modo común.
- Precisión: Bajos valores de V_{IO} e I_B y sus derivas respectivas.
- Ganancia fácilmente ajustable.

AMPLIFICACIÓN DE SEÑALES (IV) EL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN (II)

⇒ *Veamos como podría diseñarse un amplificador de instrumentación mediante amplificadores operacionales.*

AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN CON UN A.O.



$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \Rightarrow V_0 = \frac{R_2}{R_1} (V_{i+} - V_{i-})$$

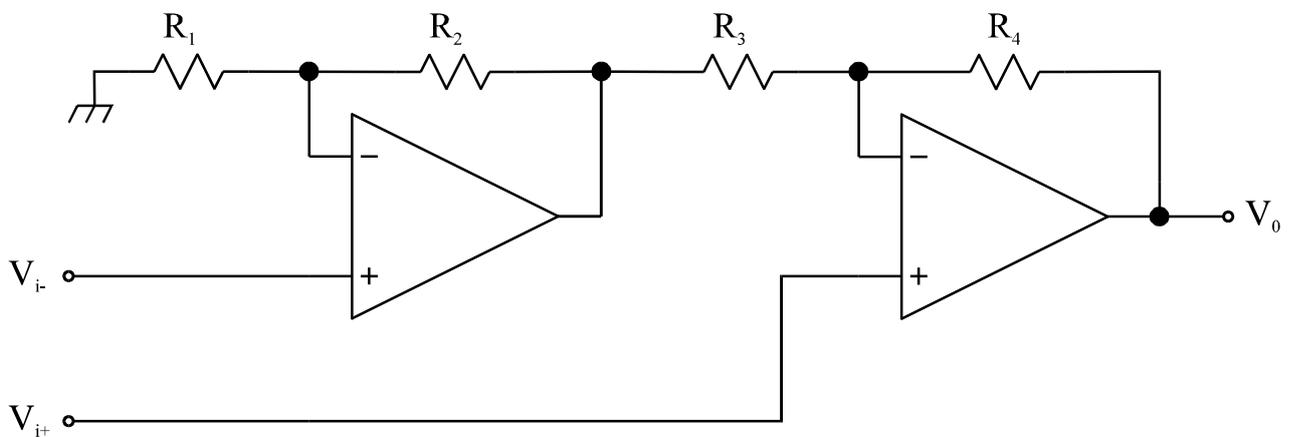
Este circuito es sencillo, pero sus características no son muy buenas:

- Impedancia de entrada media (según R_1).
- Rechazo al modo común dependiente de la entrada (salida del transductor).
- Precisión: según A.O., pero no muy buena
- La ganancia NO es fácil de ajustar.

AMPLIFICACIÓN DE SEÑALES (V) EL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN (III)

⇒ Utilizando dos amplificadores operacionales, puede obtenerse un amplificador de instrumentación en el que se elimina el problema de la impedancia de entrada.

AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN CON DOS A.O.

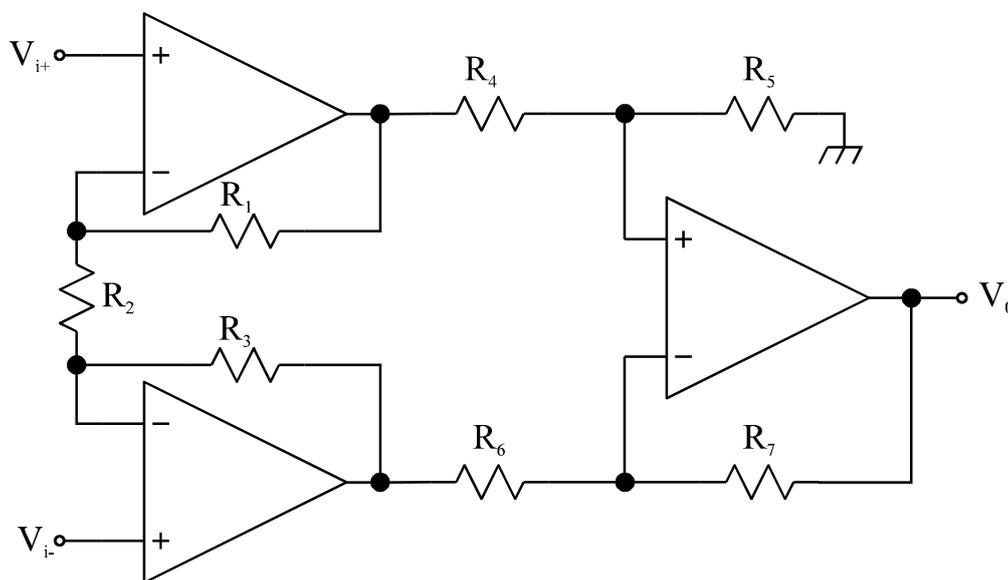


$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3} \Rightarrow V_0 = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \times (V_{i+} - V_{i-})$$

AMPLIFICACIÓN DE SEÑALES (VI) EL AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN (IV)

⇒ Por último, utilizando tres amplificadores operacionales, se consigue alta impedancia de entrada, y la posibilidad de obtener fácilmente ganancias elevadas y variables.

AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTACIÓN CON TRES A.O.

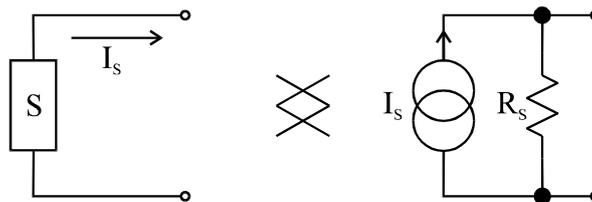


$$\frac{R_5}{R_4} = \frac{R_7}{R_6}, R_1 = R_3 \Rightarrow V_0 = \frac{R_5}{R_4} \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) \times (V_{i+} - V_{i-})$$

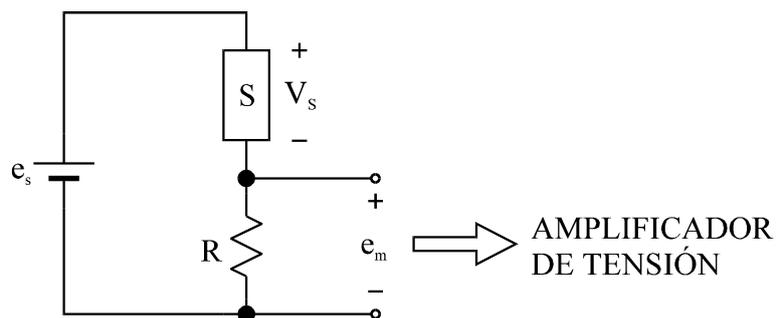
En general, los amplificadores de instrumentación no se construyen con amplificadores operacionales discretos, sino que se adquieren en forma de circuito integrado, ya que resulta más cómodo y económico a igualdad de precisión.

AMPLIFICACIÓN DE SEÑALES (VII) AMPLIFICADORES DE CORRIENTE (I)

⇒ Se utilizan en aquellos sensores que entregan una señal de corriente a su salida, con el fin de **convertir** esta señal de corriente en una señal de tensión **amplificada**.



En principio, podríamos encomendar esta tarea a una simple resistencia:



$$R \ll R_s \Rightarrow e_m = R \times I_s$$

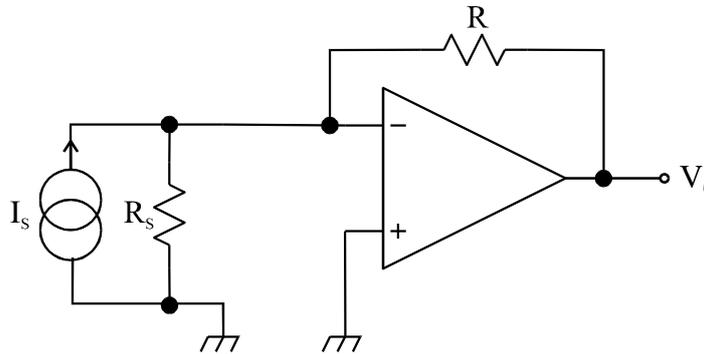
Pero este método de conversión corriente-tensión no mantiene constante la tensión de polarización del sensor, V_s , y presenta una ganancia de conversión limitada. por lo que no resulta interesante.

AMPLIFICACIÓN DE SEÑALES (VIII) AMPLIFICADORES DE CORRIENTE (II)

⇒ En vista de lo anterior, utilizaremos amplificadores de corriente activos, que deberán presentar las siguientes *características*:

- Baja o muy baja impedancia de entrada.
- Precisión: Bajos valores de V_{IO} e I_B y sus derivas respectivas.
- Ganancia fácilmente ajustable.

CONVERTIDOR CORRIENTE-TENSIÓN CON A.O.



$$V_0 = -R \times I_s$$

AMPLIFICACIÓN DE SEÑALES (IX) AMPLIFICADORES DE CARGA (I)

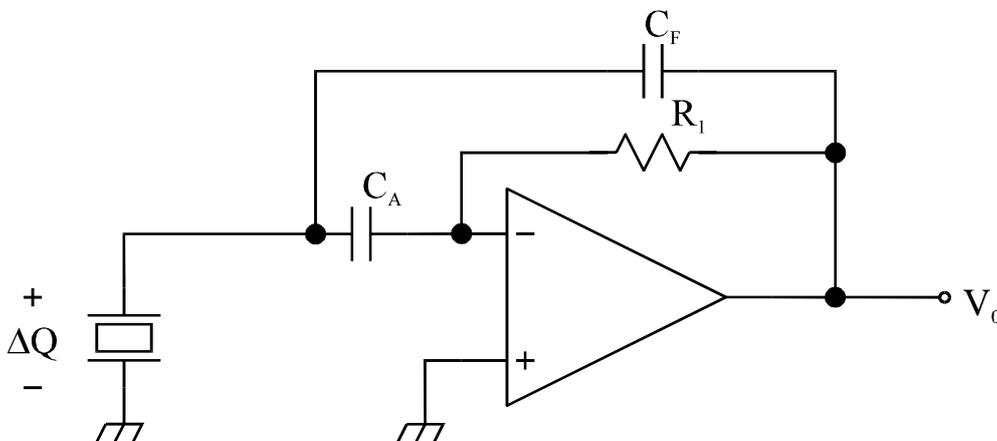
⇒ Existen tipos de sensores específicos (piezoeléctricos p. ej.) que entregan a su salida una señal de carga eléctrica. Para convertir estas variaciones de carga en variaciones de tensión proporcionales a ellas, serán necesarios dispositivos especiales que se denominan amplificadores de carga.

Dada la naturaleza de la señal a amplificar, las características de un amplificador de carga deberán ser fundamentalmente:

- Impedancia de entrada máxima.
- Corriente de entrada mínima.

A continuación, estudiaremos las topologías básicas de amplificadores de carga.

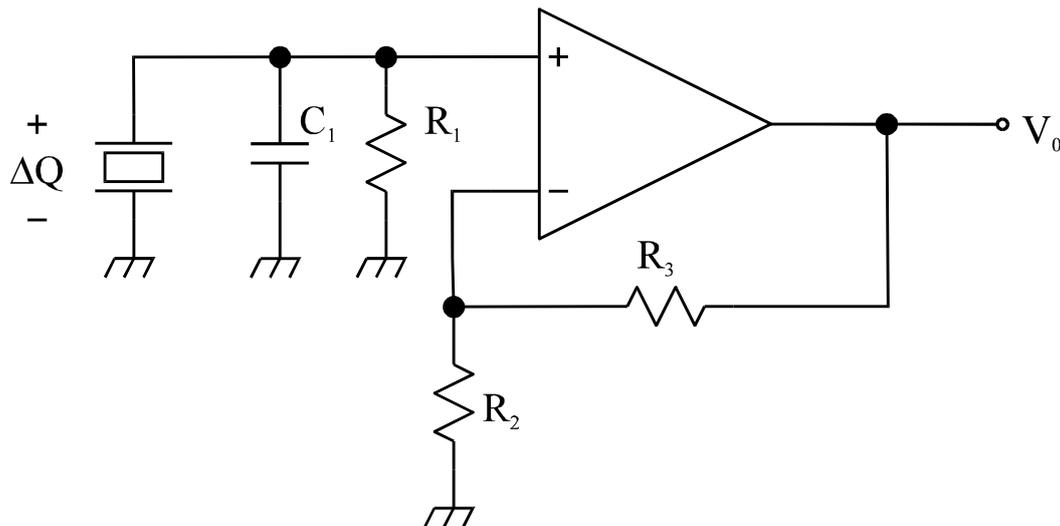
AMPLIFICADOR DE CARGA TIPO INTEGRADOR



$$C_A \gg C_F \Rightarrow \Delta V_0 = -\frac{1}{C_F} \Delta Q, f_{CI} = \frac{1}{2\pi R_1 C_F}$$

AMPLIFICACIÓN DE SEÑALES (X) AMPLIFICADORES DE CARGA (II)

AMPLIFICADOR DE CARGA DE ALTA IMPEDANCIA, O EN MODO DE TENSIÓN



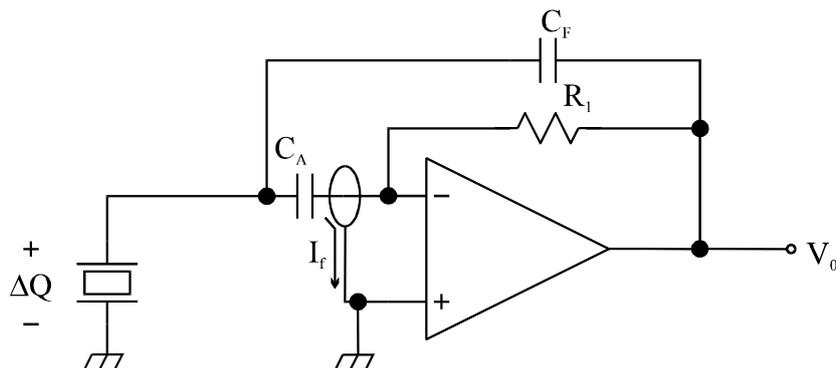
$$\Delta V_0 = \frac{1}{C_1} \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \times \Delta Q, f_{cl} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

⇒ Para que este tipo de circuitos, y en general, todos aquellos que deban amplificar corrientes muy débiles o señales de carga funcionen correctamente, es necesario minimizar las corrientes de fuga, utilizando **anillos de guarda** adecuados. Además, deberán utilizarse **cables apantallados** especiales para evitar que se introduzca ruido en la entrada del amplificador.

AMPLIFICACIÓN DE SEÑALES (XI) AMPLIFICADORES DE CARGA (III)

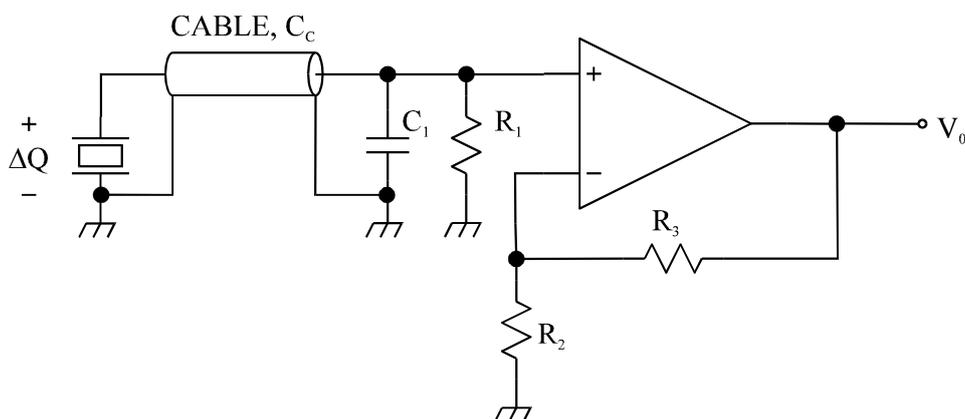
ANILLOS DE GUARDA

Evitan que posibles corrientes de fuga, I_f , alcancen la entrada del amplificador.



CABLES APANTALLADOS

Introducen el blindaje necesario para evitar el acoplo de ruidos, pero degradan la respuesta del circuito debido a su capacidad parásita.



$$\Delta V_0 = \frac{1}{C_1 + C_c} \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \times \Delta Q, f_{cl} = \frac{1}{2\pi R_1 (C_1 + C_c)}$$

PROTECCIÓN FRENTE A INTERFERENCIAS (I)

⇒ *Cuando se diseñan circuitos para amplificar señales débiles o muy débiles deben tenerse en cuenta cuestiones, relativas al conexionado de los circuitos y protección frente a interferencias, a las que habitualmente no se da importancia, pero que pueden ser una fuente de problemas aparentemente inexplicables en un sistema de instrumentación.*

De un modo genérico, podemos clasificar las interferencias en sistemas de instrumentación en dos grandes grupos:

- **INTERFERENCIAS LOCALES**

Son aquellas generadas dentro del propio sistema de instrumentación:

- Niveles de tensión continua en la línea de tierra.
- Ruidos en las líneas de alimentación (sistemas mixtos).
- Efecto termopar en las conexiones.

- **INTERFERENCIAS EXTERNAS**

Son las que afectan al sistema de instrumentación procedentes de sistemas externos al mismo:

- Acoplo de campos electromagnéticos externos (red eléctrica).
- Corrientes de fuga debido a aislamientos deficientes.

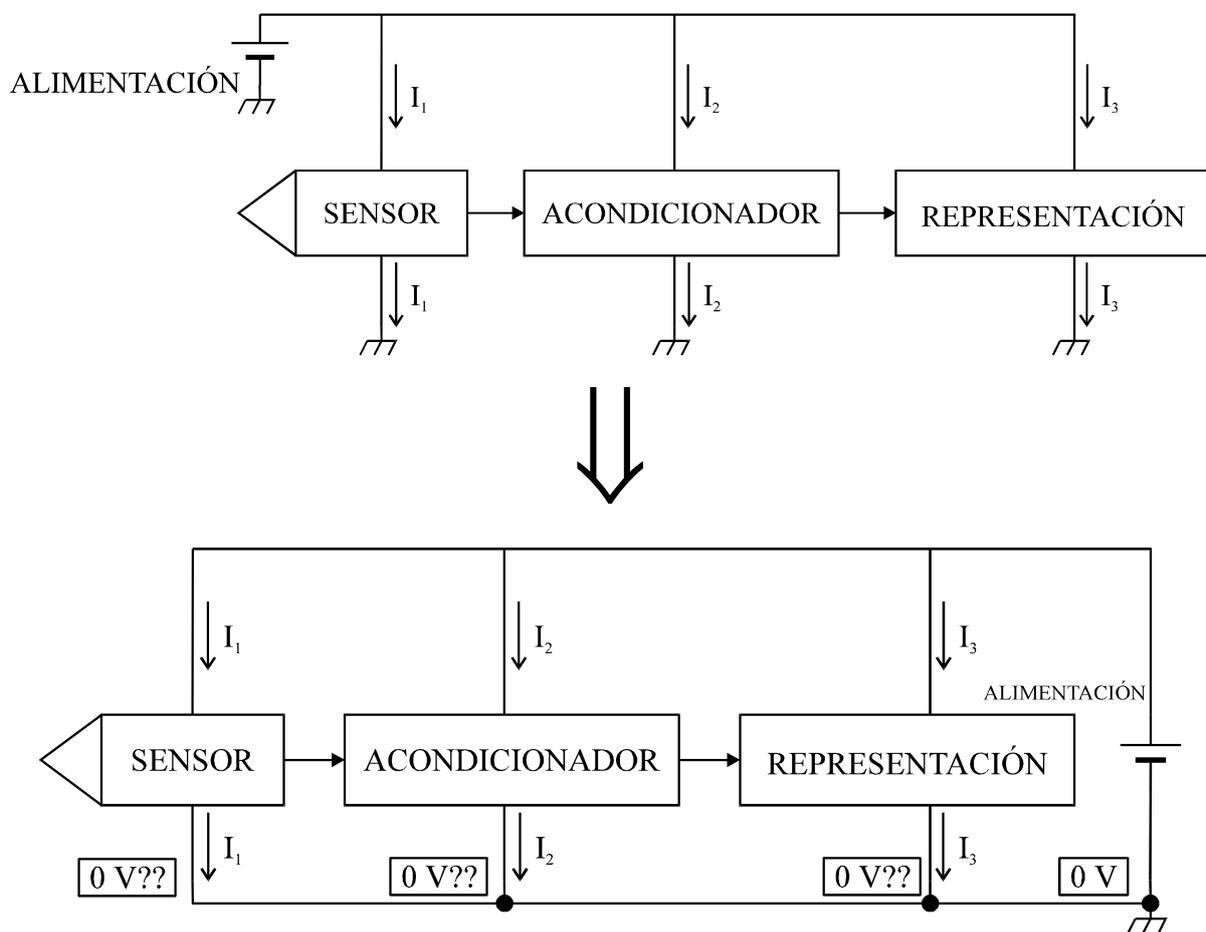
⇒ *Gran parte de estas interferencias pueden evitarse (o al menos atenuarse) mediante una serie de técnicas que veremos a continuación:*

- Cableado adecuado de las líneas de tierra.
- Filtrado adecuado de las líneas de alimentación.
- Apantallamientos y blindajes adecuados.

PROTECCIÓN FRENTE A INTERFERENCIAS (II) NIVELES D.C. EN LA LINEA DE TIERRA (I)

⇒ Habitualmente, se asume que todos los puntos de un circuito que se identifican con un símbolo determinado (\perp), están a un potencial de 0V. Pero cuando se habla de mV o μ V, hay que ver que significa exactamente el símbolo de \perp .

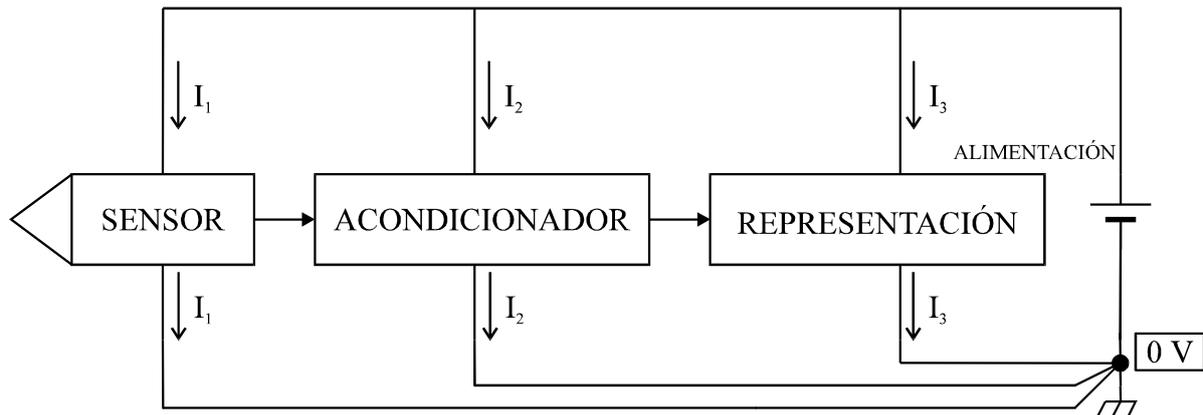
EJEMPLO: SISTEMA DE INSTRUMENTACIÓN CON TRES BLOQUES



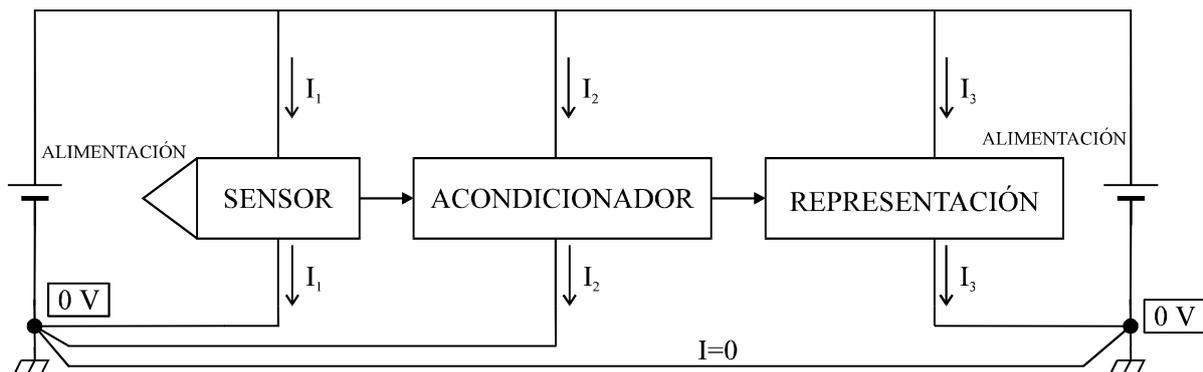
Con este tipo de conexionado, a causa de la resistencia de los hilos de conexión, ningún elemento del sistema de instrumentación tiene su conexión de masa a cero voltios realmente.

PROTECCIÓN FRENTE A INTERFERENCIAS (III) NIVELES D.C. EN LA LÍNEA DE TIERRA (II)

⇒ Para evitar que aparezcan niveles de continua en la línea de tierra, debe conectarse la tierra de cada bloque por separado.



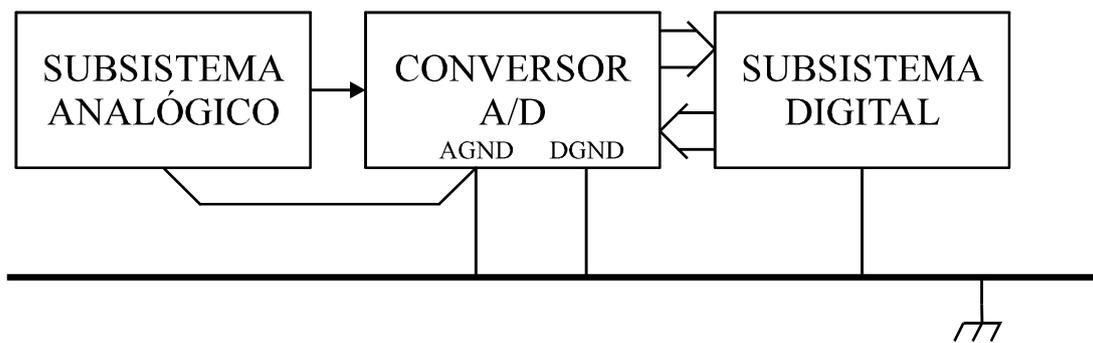
⇒ En caso de ser necesario, puede incluso recurrirse a una fuente de alimentación separada para los bloques de mayor consumo:



PROTECCIÓN FRENTE A INTERFERENCIAS (IV) RUIDOS EN LAS LÍNEAS DE ALIMENTACIÓN (I)

⇒ *Este problema es de particular importancia en sistemas mixtos (que incorporan una parte digital y otra analógica), ya que las conmutaciones en la circuitería digital producen picos de consumo transitorios, que pueden resultar en líneas de tierra y alimentación ruidosas.*

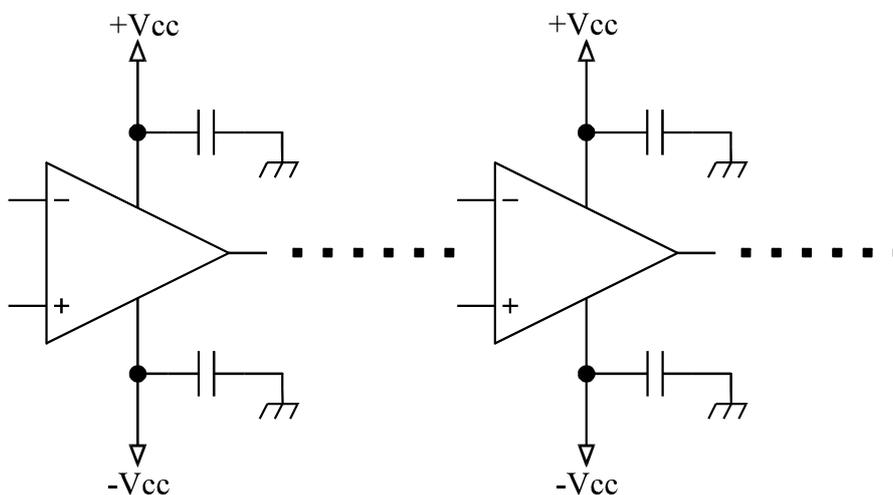
El ruido en la línea de tierra se evitará utilizando masas separadas para el subsistema analógico y el digital:



Si persisten los problemas causados por ruido en la línea de tierra, puede utilizarse un **amplificador de instrumentación** como acoplo entre el subsistema analógico y el convertor A/D.

PROTECCIÓN FRENTE A INTERFERENCIAS (V) RUIDOS EN LAS LÍNEAS DE ALIMENTACIÓN (II)

⇒ Una vez que se ha obtenido una línea de tierra “limpia”, los ruidos en las líneas de alimentación ($\pm V_{cc}$) pueden eliminarse mediante condensadores de desacoplo de capacidad adecuada conectados **directamente** entre las líneas de alimentación de cada circuito y tierra.



⇒ Aunque se tomen todas las precauciones en el cableado de los circuitos, el desacoplo de las alimentaciones, y la disposición de los anillos de guarda y/o blindajes adecuados, puede seguir existiendo ruido entremezclado con la señal eléctrica de medida. En este caso habrá que recurrir a otras técnicas (filtrado, modulación, etc) que veremos en capítulos sucesivos.