

Tema 2
ACONDICIONAMIENTO
DE LA SEÑAL

Introducción

Acondicionamiento de la señal

La señal eléctrica proveniente de un sensor tiene que ser preparada para la correcta lectura por el sistema.

- El sensor debe ser polarizado. En general, se trabaja con tensiones.
- Si el sensor es muy no lineal, debe linealizarse.
- El sistema debe hacer un ajuste de cero.
- La tensión del modo común tiene que desaparecer.
- La señal de salida debe ser amplificada para adaptarla a las tensiones del sistema de medida.
- El ruido del sistema tiene que minimizarse
- Debe haber protección contra interferencias.

Introducción

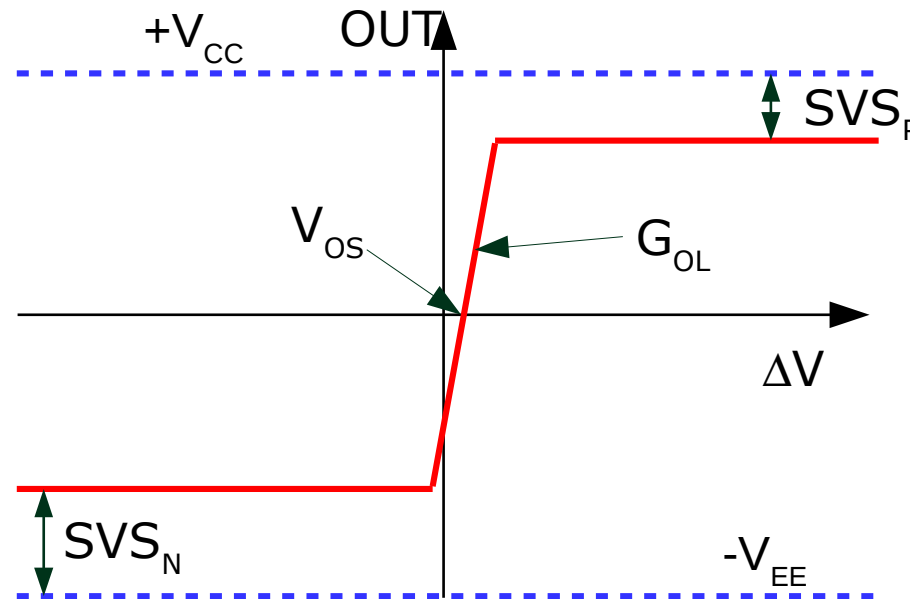
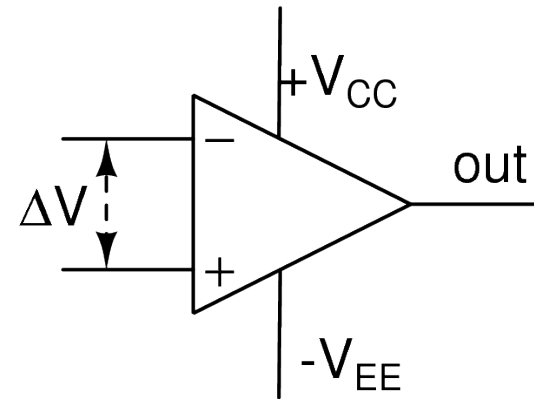
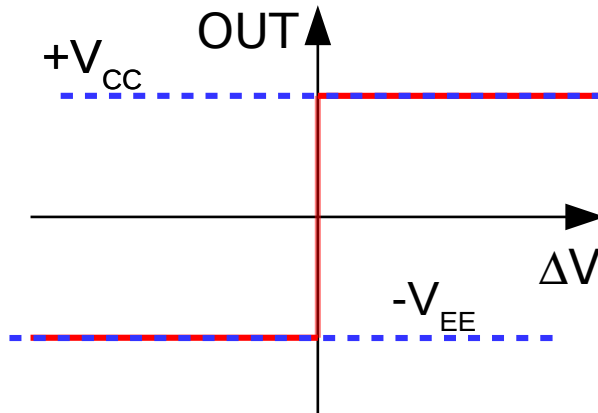
Componentes esenciales

En un sistema de instrumentación típico, los componentes serán:

- Pasivos: Resistencias y condensadores de precisión, conectores, etc.
- Diodos y transistores
 - Silicio, germanio, ... Zener, de conmutación rápida, ..
 - BJTs y MOS, potencia, conmutación, alta tensión, ...
- Amplificadores operacionales y comparadores
- Amplificadores diferenciales y de instrumentación
- Amplificadores de aislamiento
- Referencias de tensión
- Conmutadores analógicos (*analog switches*)

Amplificadores operacionales

Características DC



REAL

Amplificadores operacionales

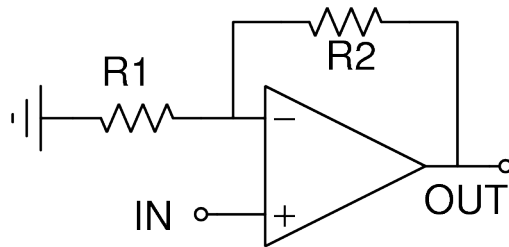
Características DC

- **Tensión de *offset* en la entrada, V_{os}**
 - Originada por el desequilibrio en el par diferencial de entrada
 - *Mayor en opamps de entrada FET que en entrada bipolar*
 - Equivale a tensión DC en entrada no inversora
- **Corrientes de polarización de la entrada, I_B**
 - Fuentes DC de corriente dirigidas al interior.
 - Referidas a entradas o modo común/diferencial
 - Originadas por corrientes de base o puerta en pares diferenciales
 - *Mayor en opamps de entrada bipolar que en de entrada FET*
- **Ganancia en lazo abierto, G_{OL}**
 - Etapas con ganancia finita
 - Afecta a ganancia DC y a comportamiento en frecuencia
- **Saturation Voltage Swing (SVS) y corriente en cortocircuito (I_{OUT})**
 - SVS: Distancia entre saturación y alimentación: No nula
 - Corriente máxima que puede dar/recibir el opamp

Amplificadores operacionales

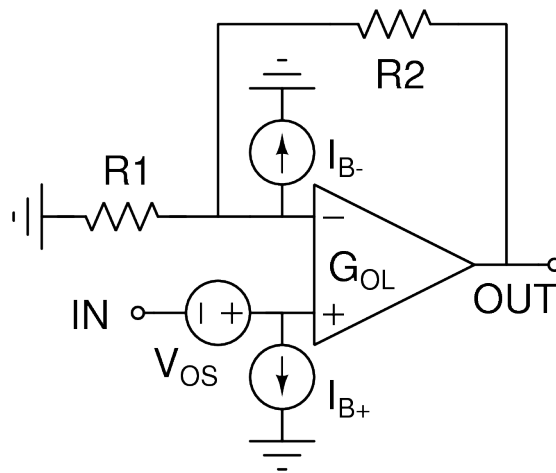
Características DC

IDEAL



$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \cdot V_{IN} = K \cdot V_{IN}$$

REAL



$$V_{OUT} = \frac{K \cdot V_{IN}}{1 + K \cdot G_{OL}^{-1}} + \frac{K \cdot V_{OS} + R_2 \cdot I_B}{1 + K \cdot G_{OL}^{-1}}$$

↑
Cambio
Ganancia

↑
Salida no
nula

Amplificadores operacionales

Características DC

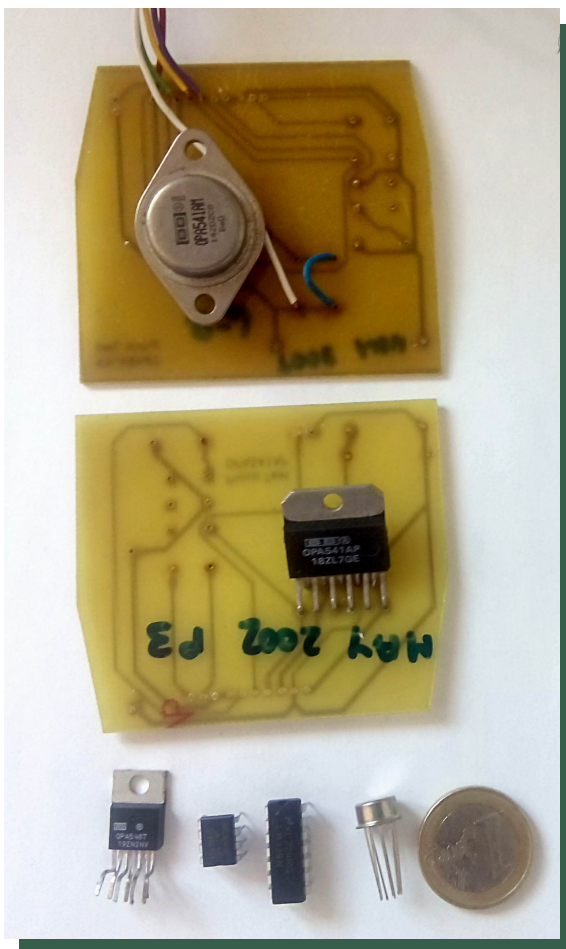
- **Razón de rechazo del modo común, CMRR**
- **Power Supply Rejection Ratio (PSRR)**
 - La tensión de offset aumenta con la tensión de alimentación
- **Drift (desplazamiento) térmico**
 - La tensión de offset varía con la temperatura
- **Consumo de corriente (Quiescent current)**
 - Corriente requerida por el op amp en reposo
 - Muy importante en sistemas por batería
- **Tensión mínima de alimentación**
 - Al menos, $SVS_p + SVS_N$

Amplificadores operacionales

Características AC

- **Producto ganancia-ancho de banda o frecuencia de ganancia unidad**
 - Se modela el op amp con un único polo
 - No siempre cierto, sobre todo a baja ganancia
- **Márgenes de fase y ganancia**
- **Slew rate**
 - Máxima variación de la tensión de salida
 - Dominante en muchos casos
 - En bipolares, relacionados con producto ganancia-ancho de banda por el factor $4 \cdot \pi \cdot V_T = 0,327 \text{ V}$

Amplificadores operacionales



**ENCAPSULADOS
VARIADOS**

Tipos de amplificadores

- Bajo offset
- Bajo ruido
- Alta ganancia

- Potencia
- Alta tensión
- Alta corriente de salida
- Bajo consumo

- Rail-to-rail
 - *Alimentación unipolar*

- Alta velocidad

- Single, dual, quad

- ...

Comparadores

¿Es un amplificador operacional?

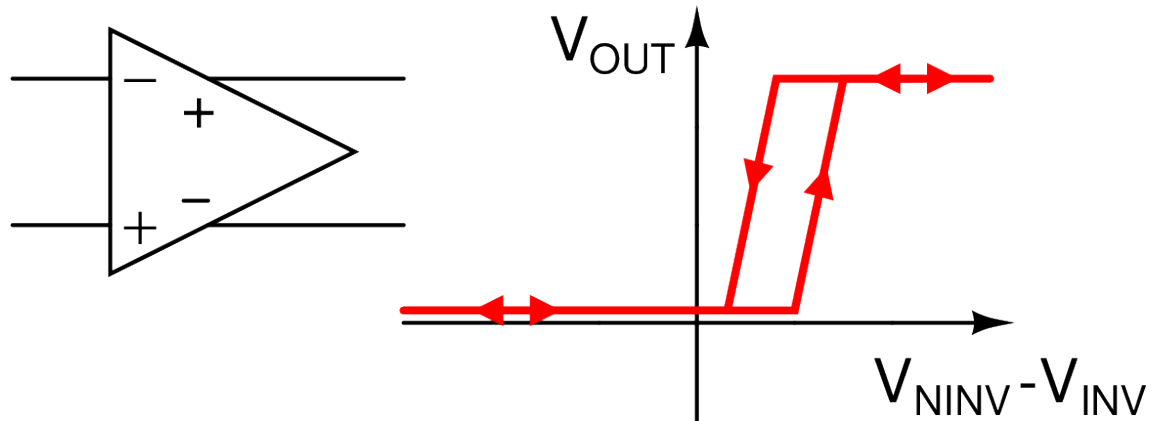
No. Ambos son amplificadores diferenciales con alta impedancia de entrada y ganancia. Sin embargo, ahí acaban las similitudes...

- El op amp trabaja en zona lineal. El comparador en **saturación**.
- El op amp necesita ser estable. El comparador, **rápido**.
→ *Los comparadores carecen de C_c .*
- La salida de un comparador tiene niveles lógicos "0" y "1", la de un op amp cualquiera.
→ *La salida de un comparador puede ser doble (original y negada)*
- Un op amp tiene una o dos entradas de alimentación. El comparador, hasta 4.
→ $+V_{cc}$, $-V_{cc}$, V_L y $0V$.
- Un comparador suele atacar elementos con alta impedancia de entrada.
→ *No suele tener etapa de salida (pull-up /pull-down con colector/drenador abierto).*
- En un comparador, la relación entrada/salida puede tener histéresis.

Comparadores

No idealidades

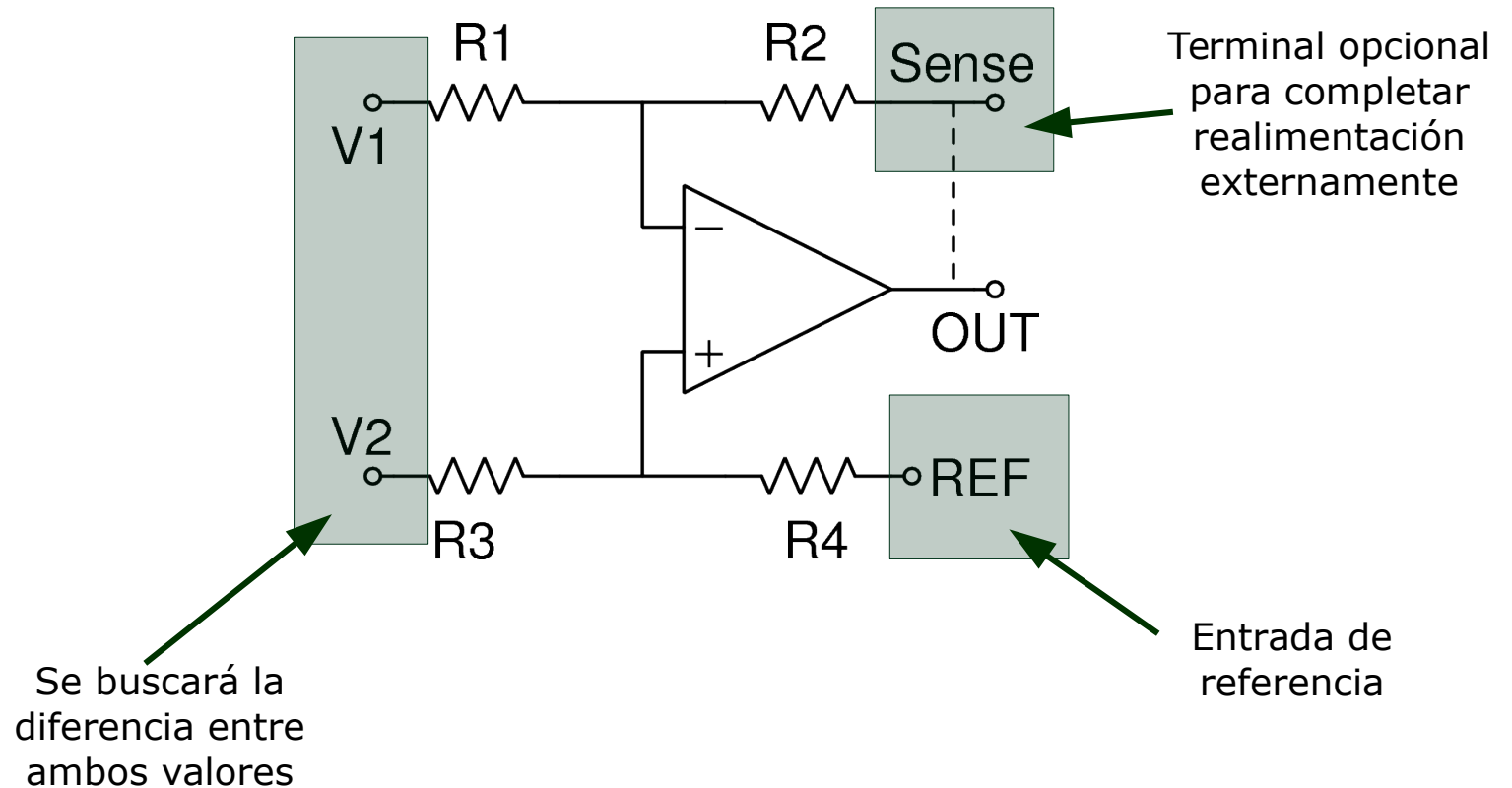
- Tensión de *offset* de la entrada
 - *No se puede medir como en op amp*
- Ganancia diferencial
- Anchura del ciclo de histéresis
- Tiempo de respuesta
- ...



El amplificador diferencial

Estructura

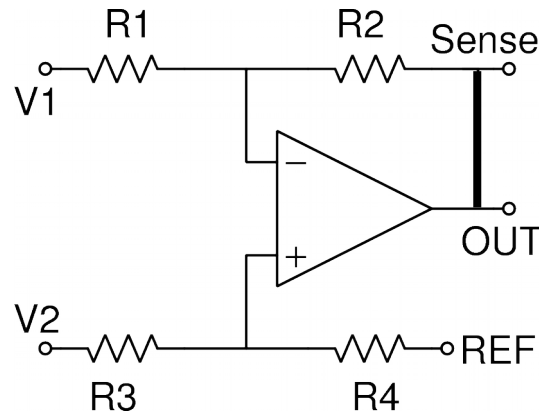
Es relativamente conocida. Seguramente, estudiada en cursos anteriores. Sin embargo, en la práctica hay sutilezas que tomar en cuenta.



El amplificador diferencial

Valor de salida

Fácilmente calculable aplicable con el principio de superposición.



$$V_{OUT} = \frac{R_3 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} \cdot V_2 - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_1 + \frac{R_4 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} \cdot V_{REF}$$

O más normalmente...

$$V_{OUT} = \left(\frac{R_3 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} - \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot V_1 + \frac{R_3 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} \cdot (V_2 - V_1) + \frac{R_4 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} \cdot V_{REF}$$

Ganancia del modo común

Ganancia del modo diferencial

Ganancia de la referencia

El amplificador diferencial

Valor de salida

¿Qué se buscará?

$$\left(\frac{R_3 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} - \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot V_1 + \frac{R_3 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} \cdot (V_2 - V_1) + \frac{R_4 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} \cdot V_{REF}$$

Ganancia del modo común
Ganancia del modo diferencial
Ganancia de la referencia

$$G_C = \left(\frac{R_3 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} - \frac{R_2}{R_1} \right) = 0 \quad \longrightarrow \quad R_2 = R_3 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4}$$

$$G_{REF} = \frac{R_4 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot (R_3 + R_4)} = 1 \quad \longrightarrow \quad \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4}$$

Normalmente, se opta por hacer todas las resistencias iguales y convertir la salida la diferencia aritmética.

$$V_{OUT} = (V_2 - V_1) + V_{REF}$$

El amplificador diferencial

Desafío en construcción

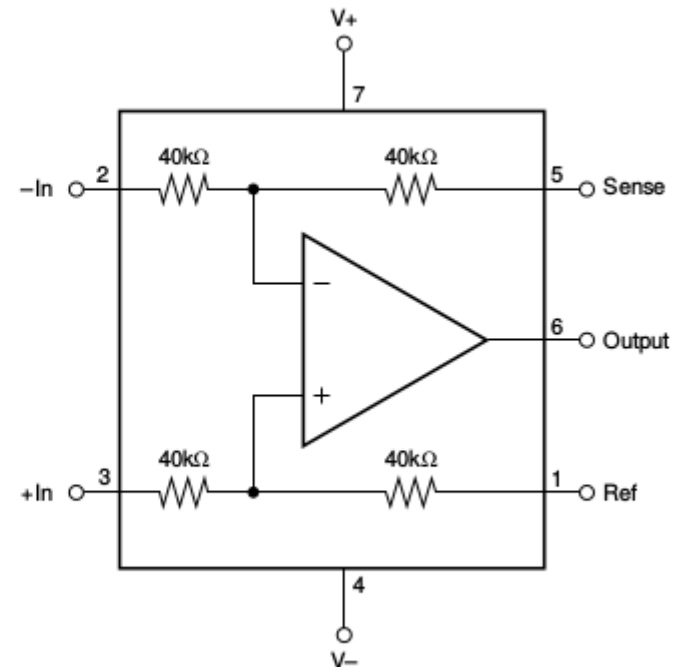
El problema es que, para minimizar la ganancia del modo común (y aumentar la CMRR), necesitamos una gran precisión en las resistencias.

SOLUCIÓN: USO DE CIRCUITOS INTEGRADOS CON RESISTENCIAS DE PELÍCULA METÁLICA AJUSTADAS POR LÁSER

DESCRIPTION

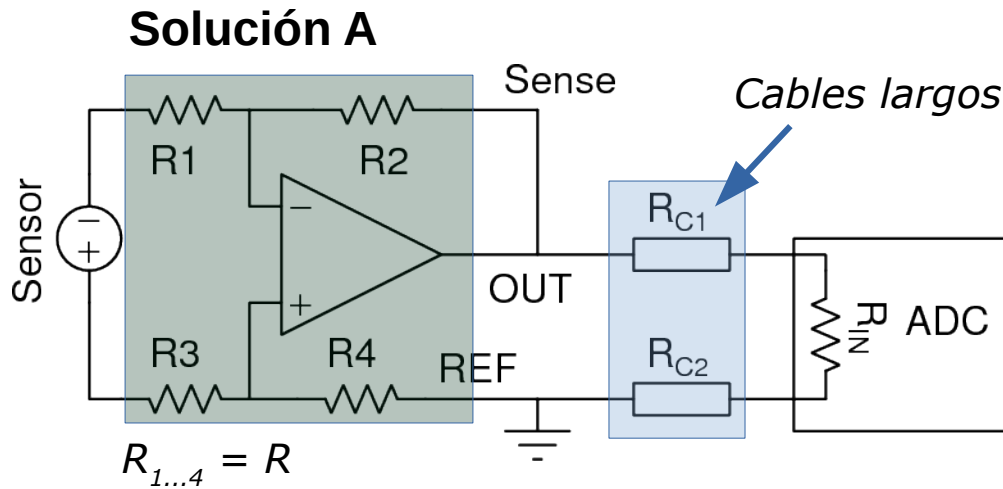
The INA132 is a low power, unity-gain differential amplifier consisting of a precision op amp with a precision resistor network. The on-chip resistors are laser trimmed for accurate gain and high common-mode rejection. Excellent TCR tracking of the resistors maintains gain accuracy and common-mode rejection over temperature. The internal op amp's common-mode range extends to the negative supply—ideal for single-supply applications. It operates on single (2.7V to 36V) or dual supplies ($\pm 1.35\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$).

The differential amplifier is the foundation of many commonly used circuits. The INA132 provides this circuit function without using an expensive precision resistor network. The INA132 is available in 8-pin DIP and SO-8 surface-mount packages and is specified for operation over the extended industrial temperature range, -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$.

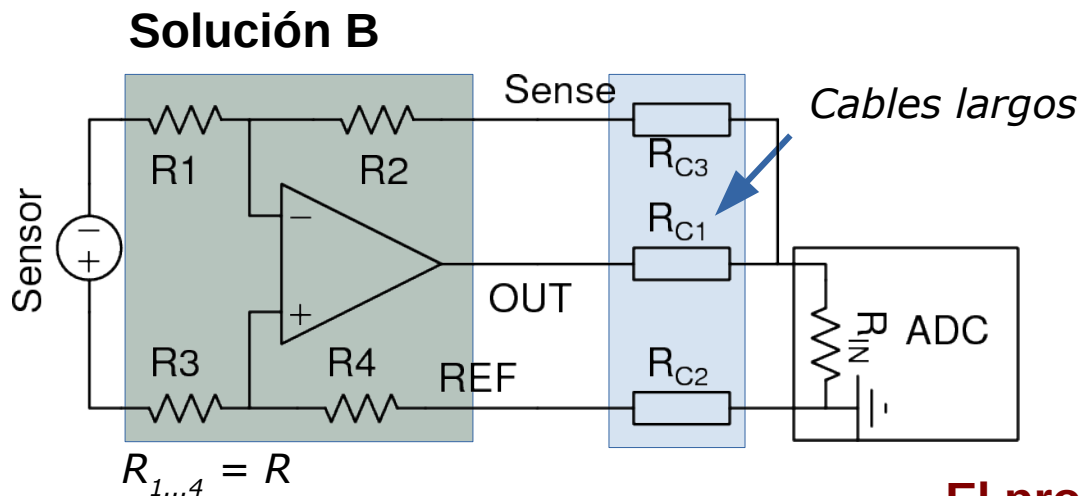


El amplificador diferencial

Uso del SENSE y REF para medidas a larga distancia



$$G_{D,EFF} = \frac{R_{IN}}{R_{IN} + R_{C1} + R_{C2}} \cdot G_D$$



$$G_{D,EFF} = \frac{2 + R_{C3}/R}{2 + R_{C2}/R} \cdot G_D$$

El problema: 4 cables frente a 2.

El amplificador diferencial

No idealidades

Algunas se heredan directamente del amplificador operacional:

- Tensión de offset
- Corrientes de polarización de la entrada
- Desplazamiento de la tensión de saturación
- Consumo de corriente
- Corriente máxima de salida
- ...

Pero otras aparecen:

- Cada entrada tiene su propio comportamiento en frecuencia al tener dos configuraciones distintas.
- Impedancia de entrada muy baja:
 - No inversora: $R_{IN2} = R_3 + R_4 \sim 20-100 \text{ k}\Omega$ entre V2 y REF
 - Inversora: $2 \cdot R_1$ entre V1 y V2, $2 \cdot R_2$ entre V1 y REF

Un problema muy serio: Su impedancia es demasiado baja para la mayor parte de los casos prácticos

Amplificador de Instrumentación

Una extensión del amplificador diferencial ...

Como el amplificador diferencial, debe:

- Ser capaz de restar dos señales de tensión
- Disponer de terminales SENSE y REF
- CMRR muy alto

Y además...

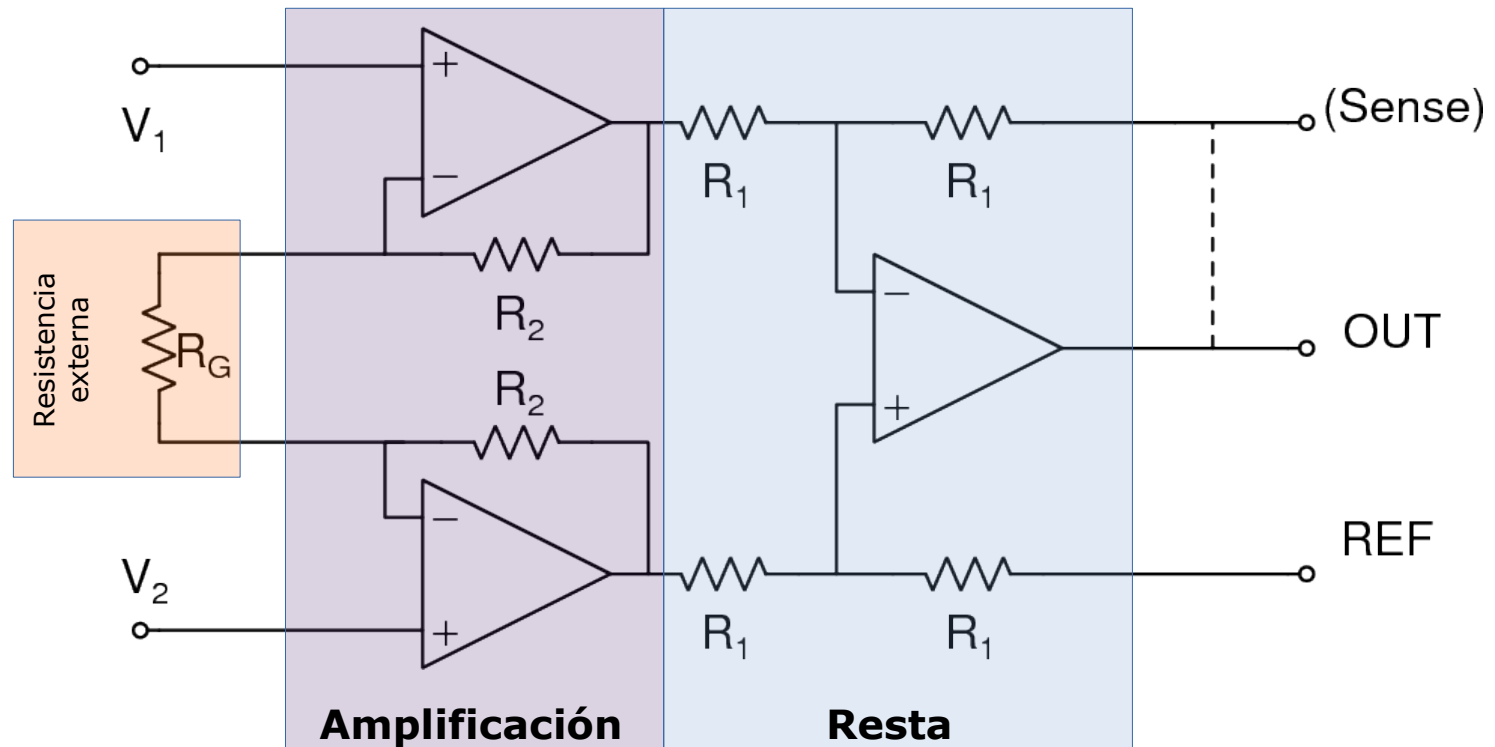
- Tener una ganancia controlable externamente
- Ofrecer una elevadísima impedancia de entrada

¿Cómo se consigue esto?

Existen diversas estructuras que permiten alcanzar los objetivos anteriores. Sin embargo, la estructura más popular es la **“clásica de tres amplificadores operacionales”**.

Amplificador de Instrumentación

Estructura clásica con tres op amps



Por superposición...


$$V_{OUT} = V_{REF} + \left(1 + \frac{2R_2}{R_G}\right) \cdot (V_2 - V_1)$$


Amplificador de Instrumentación

Algunos detalles prácticos

- Se necesitan resistencias muy exactas: Sólo se usan como circuitos integrados.
- Ninguna entrada puede salirse del intervalo delimitado por las alimentaciones: Desventaja frente al amplificador diferencial.
- I_B : Como en op amps. Depende de naturaleza FET o BJT de los pares diferenciales de entrada.
- **Tensión de *offset***: Hay dos:
 - $V_{OS,IN}$: Relacionada con los dos primeros op amps, amplificable por la ganancia diferencial, G_D .
 - $V_{OS,OUT}$: Relacionada con el op amp de salida, no amplificable.
 - Pueden regularse con potenciómetros. En algunos casos, de manera independiente.
- Al haber 3 op amps, *no puede modelarse con un único polo*. En la práctica, se trabajará con f_{-3dB} , que depende de la ganancia.
- Es posible definir el *Slew Rate*, que es el menor de los de los amplificadores.

Amplificador de Instrumentación





INA111

**High Speed FET-Input
INSTRUMENTATION AMPLIFIER**

FEATURES

- FET INPUT: $I_b = 20\text{pA max}$
- HIGH SPEED: $T_s = 4\mu\text{s (G = 100, 0.01\%)}$
- LOW OFFSET VOLTAGE: $500\mu\text{V max}$
- LOW OFFSET VOLTAGE DRIFT: $5\mu\text{V/}^\circ\text{C max}$
- HIGH COMMON-MODE REJECTION: 106dB min
- 8-PIN PLASTIC DIP, SOL-16 SOIC

APPLICATIONS

- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION

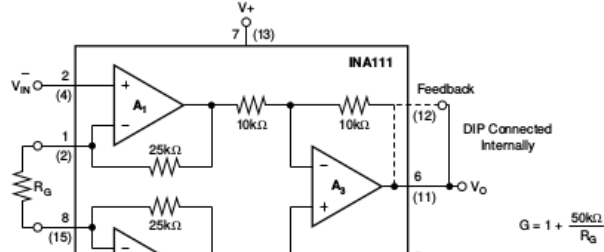
DESCRIPTION

The INA111 is a high speed, FET-input instrumentation amplifier offering excellent performance.

The INA111 uses a current-feedback topology providing extended bandwidth (2MHz at G = 10) and fast settling time (4μs to 0.01% at G = 100). A single external resistor sets any gain from 1 to over 1000.

Offset voltage and drift are laser trimmed for excellent DC accuracy. The INA111's FET inputs reduce input bias current to under 20pA, simplifying input filtering and limiting circuitry.

The INA111 is available in 8-pin plastic DIP, and SOL-16 surface-mount packages, specified for the -40°C to $+85^\circ\text{C}$ temperature range.



$G = 1 + \frac{50\text{k}\Omega}{R_g}$

**Un ejemplo
(1 de 2)**

Amplificador de Instrumentación

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA111BP, BU			INA111AP, AU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
INPUT								
Offset Voltage, RTI								
Initial	$T_A = +25^\circ\text{C}$		$\pm 100 \pm 500/\text{G}$	$\pm 500 \pm 2000/\text{G}$		$\pm 200 \pm 500/\text{G}$	$\pm 1000 \pm 5000/\text{G}$	μV
vs Temperature	$T_A = T_{\text{MIN}}$ to T_{MAX}		$\pm 2 \pm 10/\text{G}$	$\pm 5 \pm 100/\text{G}$		$\pm 2 \pm 20/\text{G}$	$\pm 10 \pm 100/\text{G}$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
vs Power Supply	$V_S = \pm 6\text{V}$ to $\pm 18\text{V}$		$2 + 10/\text{G}$	$30 + 100/\text{G}$		*	*	$\mu\text{V}/\text{V}$
Impedance, Differential			$10^{12} \parallel 6$			*	*	$\Omega \parallel \text{pF}$
Common-Mode			$10^{12} \parallel 3$			*	*	$\Omega \parallel \text{pF}$
Input Common-Mode Range	$V_{\text{DIFF}} = 0\text{V}$	± 10	± 12		*	*		V
Common-Mode Rejection	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{V}$, $\Delta R_S = 1\text{k}\Omega$							
	$G = 1$	80	90		75	*		dB
	$G = 10$	96	110		90	*		dB
	$G = 100$	106	115		100	*		dB
	$G = 1000$	106	115		100	*		dB
BIAS CURRENT			± 2	± 20		*	*	pA
OFFSET CURRENT			± 0.1	± 10		*	*	pA
NOISE VOLTAGE, RTI	$G = 1000$, $R_S = 0\Omega$							
$f = 100\text{Hz}$			13			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 1\text{kHz}$			10			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f = 10\text{kHz}$			10			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$f_B = 0.1\text{Hz}$ to 10Hz			1			*		$\mu\text{Vp-p}$
Noise Current						*		
$f = 10\text{kHz}$			0.8			*		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
GAIN								
Gain Equation			$1 + (50\text{k}\Omega/R_S)$			*		V/V
Range of Gain		1		10000	*		*	V/V
Gain Error	$G = 1$, $R_L = 10\text{k}\Omega$		± 0.01	± 0.02		*	0.05	%
	$G = 10$, $R_L = 10\text{k}\Omega$		± 0.1	± 0.5		*	*	%
	$G = 100$, $R_L = 10\text{k}\Omega$		± 0.15	± 0.5		*	± 0.7	%
	$G = 1000$, $R_L = 10\text{k}\Omega$		± 0.25	± 1		*	± 2	%
Gain vs Temperature	$G = 1$		± 1	± 10		*	*	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
50k Ω Resistance ⁽¹⁾			± 25	± 100		*	*	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$
Nonlinearity	$G = 1$		± 0.0005	± 0.005		*	*	% of FSR
	$G = 10$		± 0.001	± 0.005		*	± 0.01	% of FSR
	$G = 100$		± 0.001	± 0.005		*	± 0.01	% of FSR
	$G = 1000$		± 0.005	± 0.02		*	± 0.04	% of FSR
OUTPUT								
Voltage	$I_O = 5\text{mA}$, T_{MIN} to T_{MAX}	± 11	± 12.7		*	*		V
Load Capacitance Stability			1000			*		pF
Short Circuit Current			+30-25			*		mA
FREQUENCY RESPONSE								
Bandwidth, -3dB	$G = 1$		2			*		MHz
	$G = 10$		2			*		MHz
	$G = 100$		450			*		kHz
	$G = 1000$		50			*		kHz
Slew Rate	$V_O = \pm 10\text{V}$, $G = 2$ to 100		17			*		$\text{V}/\mu\text{s}$

Un ejemplo
(2 de 2)

Amplificador de Instrumentación

Otros amplificadores de instrumentación

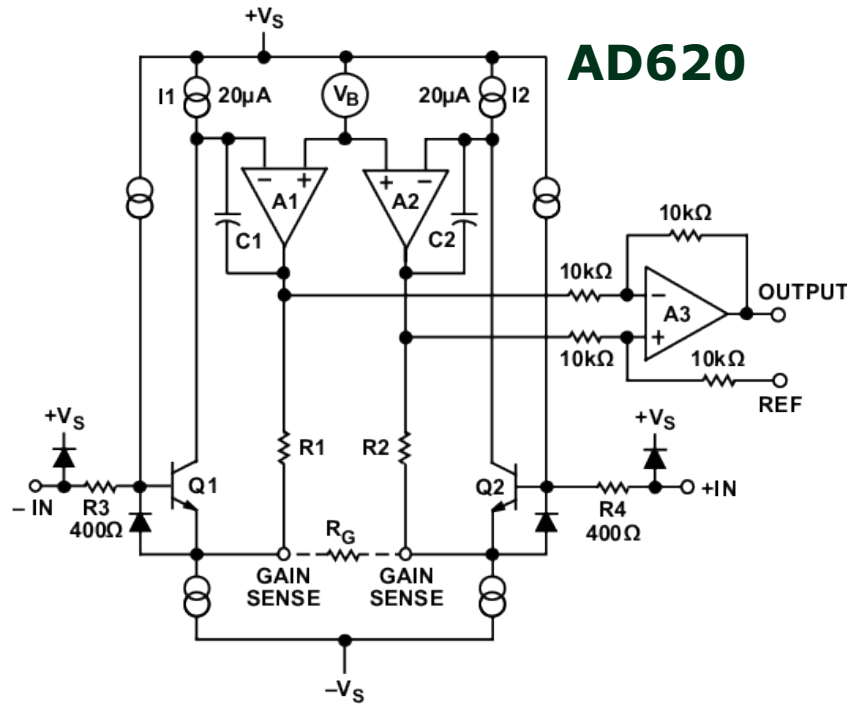
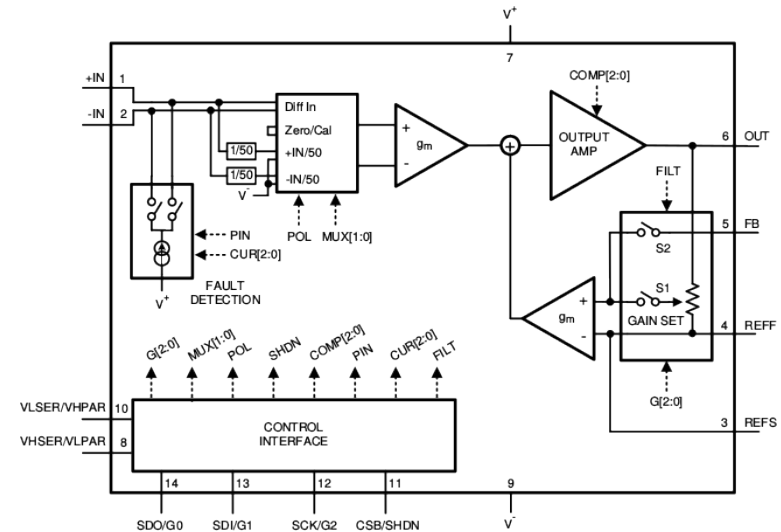


Figure 36. Simplified Schematic of AD620

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{2 \cdot R_{1,2}}{R_G} \right) \cdot (V_2 - V_1)$$

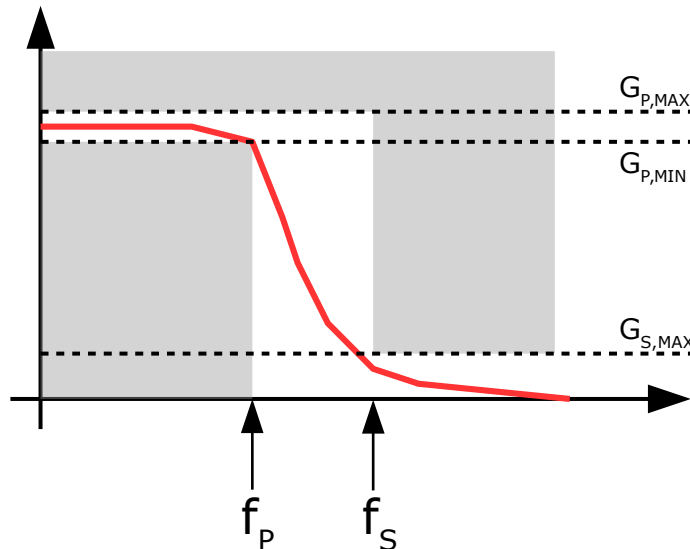
LMP8358



La ganancia puede controlarse desde el exterior por SPI o paralelo

Filtrado

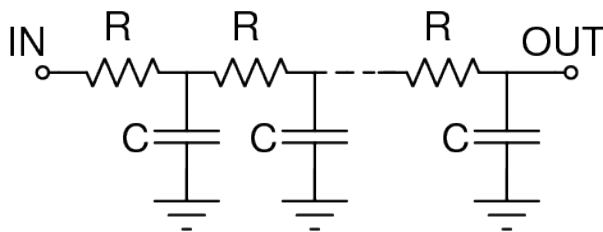
Eliminación del rizado, ruido, componente DC, interferencias, etc.



Ejemplo de Filtro LP

- f_p : Límite banda de paso
- f_s : Límite banda de rechazo
- $G_{p,MAX}$: Ganancia máxima permitida en la banda de paso
- $G_{p,MIN}$: Ídem
- $G_{s,MAX}$: Ganancia máxima en banda de rechazo

¿Cómo construirlos?



Una estructura muy sencilla pero muy útil para hacer un filtro LP

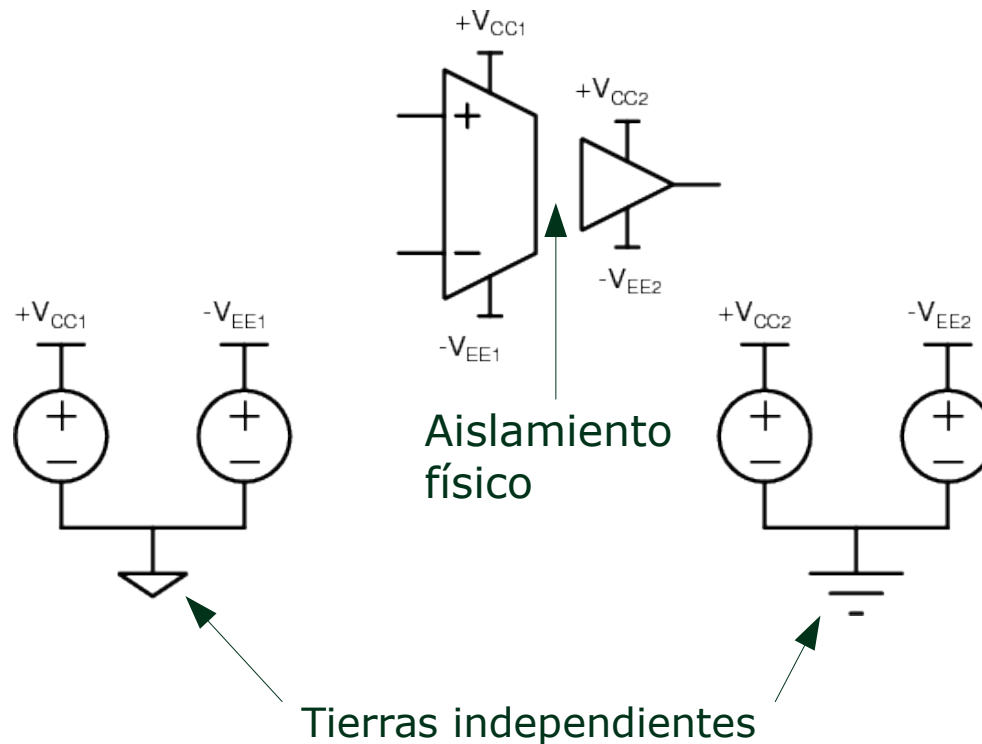
Filtros activos

- Butterworth (simples), Chebyshev (abrupto), Bessel (sin cambio de fase),...
- Configuraciones Sallen-Key, realimentación múltiple, immitancia generalizada, ...
- Construidos a partir del modelo LP
- Diseñables con software apropiado

Amplificadores de Aislamiento

Motivos de uso

- El sistema de medida es eléctricamente independiente del sensor.
- Protección del usuario.
- Posibilidad de tensiones del modo común muy altas (Cientos o miles de voltios).
- Requerimientos legales: p.e., sistemas biomédicos.
- Eliminación de bucles de tierra.

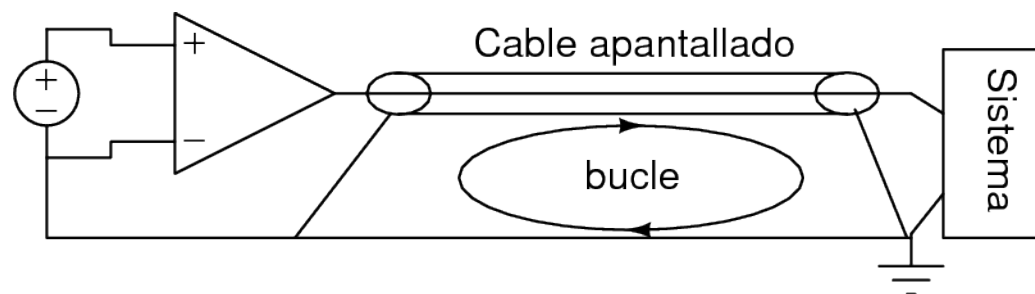


- Cada parte tiene alimentaciones diferenciadas
- NO HAY REALIMENTACIÓN ENTRADA-SALIDA

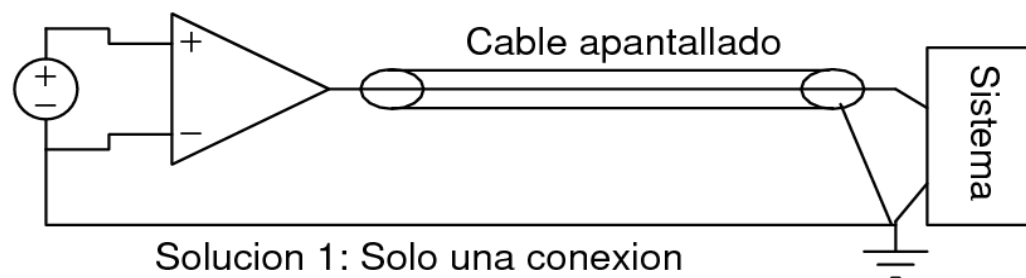
Amplificadores de Aislamiento

Bucles de tierra

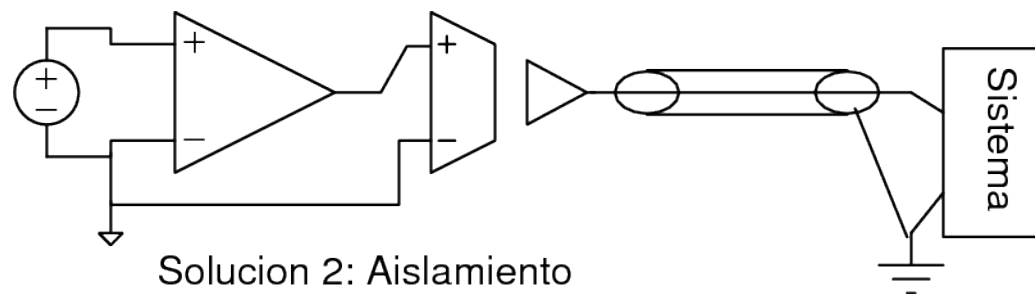
La creación de una espira debido al exceso de celo o a la ignorancia favorece la aparición de interferencias



Ejemplo de creación. Puede haber más posibilidades.



Solución 1: Un simple corte de cable destruye el bucle.



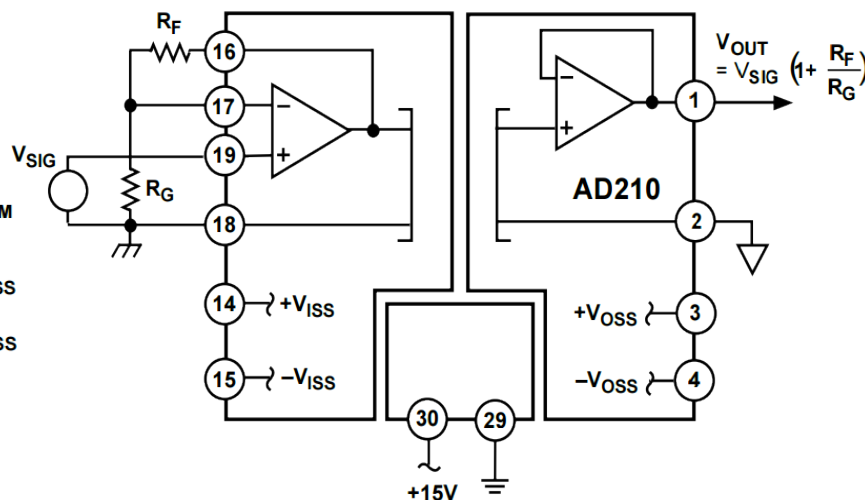
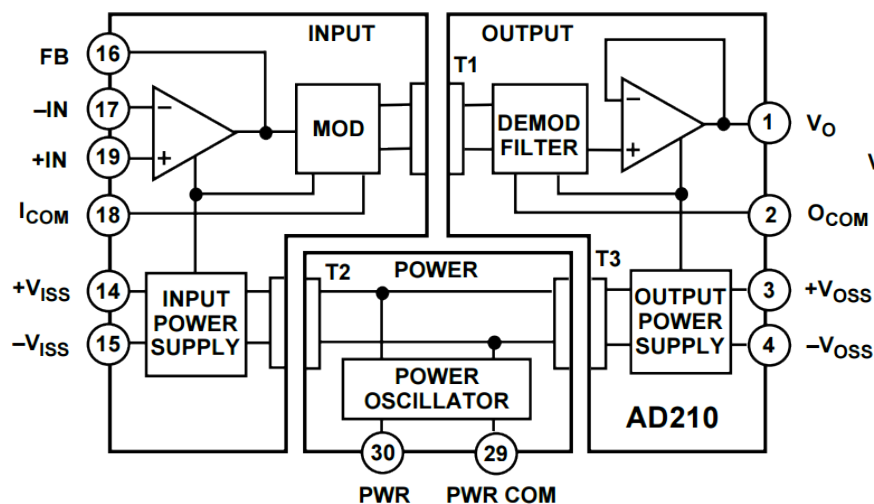
Solución 2: En sistemas más complejos, debe plantearse la separación completa entre DAQ y sensor

Amplificadores de Aislamiento

Construcción (I)

Son dispositivos relativamente complejos y sólo unos cuantos fabricantes ofrecen soluciones.

Ejemplo: AD210 de Analog Devices



- **Aislamiento galvánico:** Cuenta con transformadores y fuentes de tensión para polarizar sensores.
- Modulación a 50 kHz: Limitación en frecuencia
- Concebible como op amp + seguidor de tensión

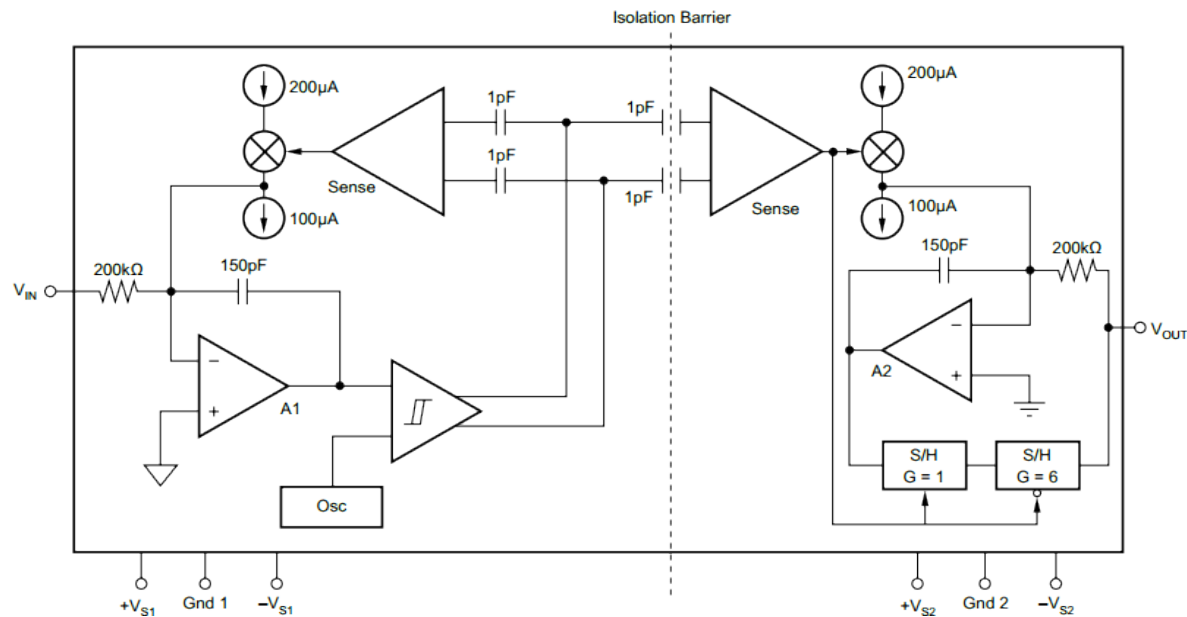


Amplificadores de Aislamiento

Construcción (II)

Son dispositivos relativamente complejos y sólo unos cuantos fabricantes ofrecen soluciones.

Ejemplo: ISO124 de Texas Instruments



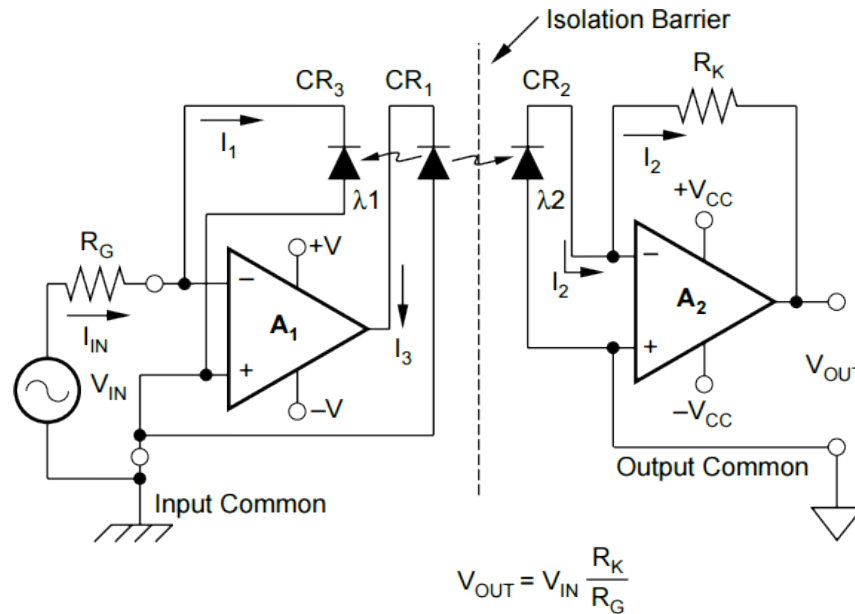
- **Aislamiento capacitivo.**
- Necesita fuentes de alimentación externas
- Modulación a 500 kHz
- Concebible seguidor de tensión

Amplificadores de Aislamiento

Construcción (III)

Durante mucho tiempo, estuvieron en boga amplificadores que completaban la realimentación entre las dos partes por luz.

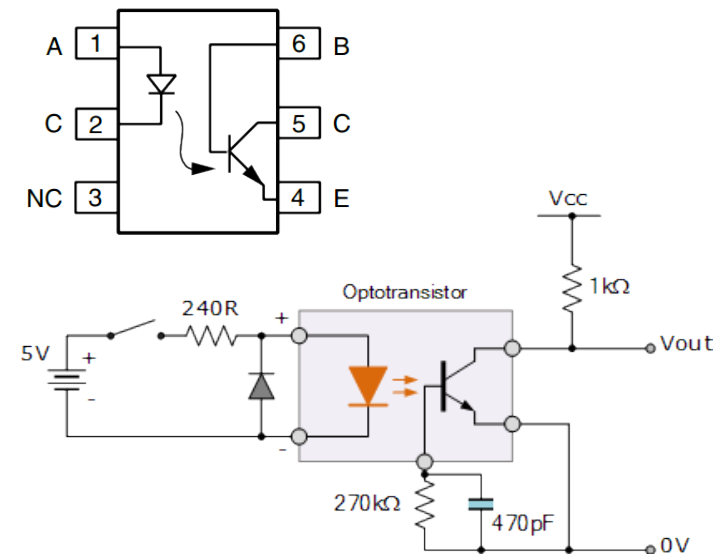
SIN EMBARGO, YA NO SE RECOMIENDAN PARA NUEVOS DISEÑOS.



3652, de Texas Instruments (1976)

Pero la idea de la comunicación luminosa entre sistemas aislados sigue siendo popular:

Optoacopladores



Copyright: <http://www.electronics-tutorials.ws/blog/optocoupler.html>

Amplificadores de Aislamiento

No idealidades

Dadas las diferencias en la construcción, no es posible definir un conjunto claro de parámetros característicos.

Como derivan de amplificadores operacionales y diferenciales, siempre es posible extrapolar los parámetros de estos a los de aislamiento:

Tensión de offset, ganancia en lazo abierto, etc.

- El comportamiento en frecuencia está limitado por la moduladora.
- Aparece una señal parásita en la frecuencia de modulación
- Es necesario conocer la máxima tensión posible entre los sistemas aislados.
- Se define la **IMRR** (*Isolation Mode Rejection Ratio*) como:

$$IMRR = \frac{\Delta V_{ISO}}{\Delta V_{OUT}}$$

Referencias de tensión

Motivación

En muchos sistemas de instrumentación, es necesario disponer de fuentes de tensión exactas, invariables y sin ruido para utilizarlas como referencias.

- Ajuste a cero
- Conversión Analógico/Digital y Digital/Analógica

Parámetros característicos

- Independencia de la alimentación: *Line Regulation*
- Independencia de la carga: *Load Regulation*
- Independencia de la temperatura: *Deriva térmica*
- *Drop-out*
- Nivel de ruido en la salida

$$Lin. R = \frac{\Delta V_{CC}}{\Delta V_{OUT}}$$

$$Lo. R = -\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{OUT}}$$

$$TC = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta T}$$

$I_{sh,OUT} \sim 10-30 \text{ mA}$: **NO SON REGULADORES**

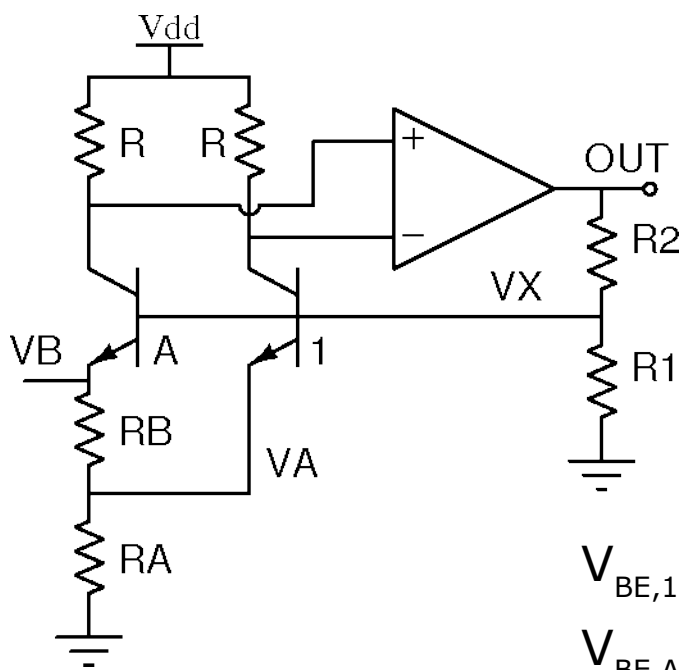
Referencias de tensión

Métodos de construcción

Hay tres técnicas: Bandgap, Zener enterrado y XFET. Veremos las dos primeras.

Band-gap

Basada en celda de Brokaw.



- Dos transistores NPN de distinta área y con la misma corriente de colector, I_C .

$$\begin{aligned}
 V_A &= 2 \cdot R_A \cdot I_C \\
 V_{RB} &= R_B \cdot I_C \quad \longrightarrow \quad V_B = (2 \cdot R_A + R_B) \cdot I_C
 \end{aligned}$$

$$V_{BE,1} = N \cdot V_T \cdot \ln(I_C / I_S)$$

$$V_{BE,A} = N \cdot V_T \cdot \ln(I_C / A \cdot I_S) \quad \longrightarrow \quad I_C = N \cdot V_T \cdot \ln(A) / R_B$$

$$V_{BE,1} = V_{BE,A} + R_B I_C$$

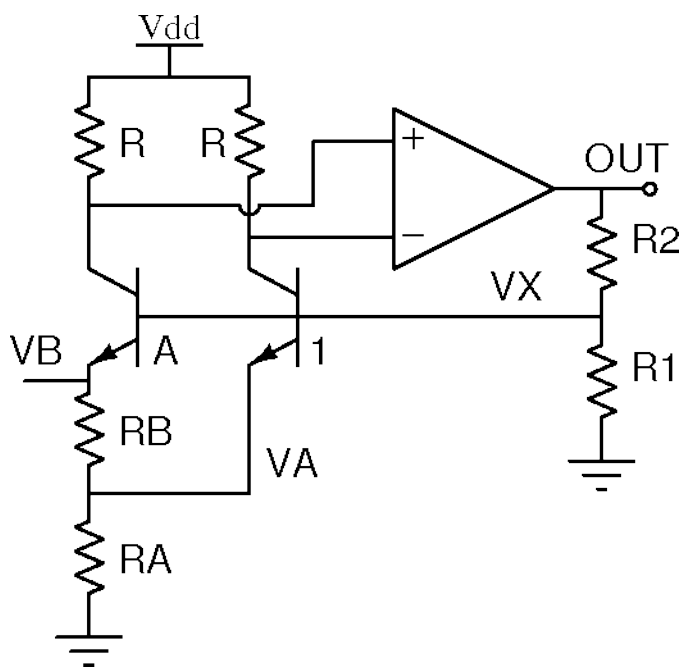
Referencias de tensión

Métodos de construcción

Hay tres técnicas: Bandgap, Zener enterrado y XFET. Veremos las dos primeras.

Band-gap

Basada en celda de Brokaw.



$$V_A = 2 \cdot R_A \cdot N \cdot V_T \cdot \ln(A)$$

$$V_{BE,1} = N \cdot V_T \cdot \ln(I_C / I_S)$$

$$V_X = V_A + V_{BE,1}$$

Dominante



Se cancelan si $V_X = 1,23 \text{ V}$ en Si

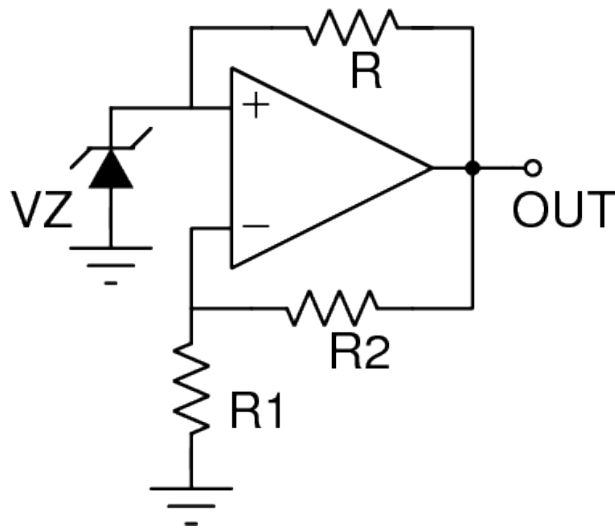
R2 y R1 permiten el escalado

Referencias de tensión

Métodos de construcción

Hay tres técnicas: Bandgap, Zener enterrado y XFET. Veremos las dos primeras.

Zener enterrado



- Polarizada desde la salida: Se elimina influencia de alimentación.
- La tensión de salida se controla con las resistencias de realimentación.

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \cdot V_Z$$

- El zener se construye en el interior de la oblea de silicio, lejos de los defectos de superficie.
- La ruptura Zener tiene TC negativo. La ruptura por avalancha, positivo. En la zona de 6-8 V, ambos fenómenos se compensan haciendo que el TC sea nulo.

Referencias de tensión

¿Qué referencia elegir?

Tensión de alimentación:

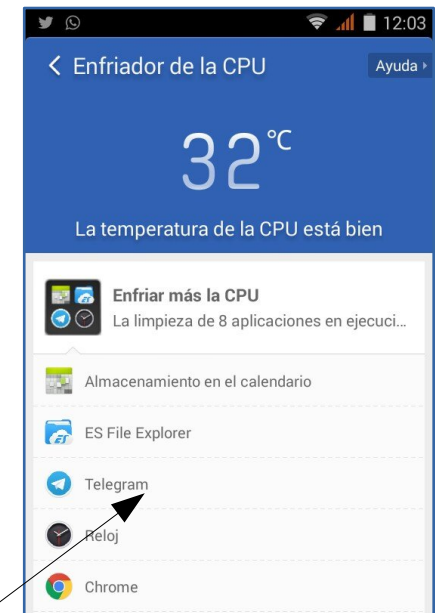
- Mucho mayor en Zener enterrado (al menos 8 V para romper el diodo zener).

Ruido en la salida

- Mucho menor en Zener enterrado

Medida de temperatura

- En una celda Brokaw, la tensión V_{RA} es proporcional a la temperatura y puede usarse para determinar la temperatura del sistema.
- Algunos micros llevan integrada una referencia bandgap y, por tanto, miden fácilmente la temperatura interna.



Captura de pantalla en BQ Aquarius

Referencias de tensión

Un par de puntos para terminar

Referencias tipo Shunt

- Funcionamiento similar a diodos Zener, y como tal se suelen representar.
- Opuestas a las más normales: Referencias tipo serie
- Utilizada en algunos contextos:
 - Cuando la tensión de alimentación es muy alta
 - Cuando se requiere bajo consumo de corriente en estática
 - También se basan en celdas tipo Bandgap

Reguladores de tensión lineales

- Muy populares: Dan una tensión fija para alimentar circuitos.
- Optimizados para dar mucha corriente, para disipar potencia, para trabajar con tensiones muy altas, etc.
- Se descuida el resto de parámetros: Line regulation, TC, etc.

Conmutadores analógicos

También conocidos como "*analog switches*".

Motivación

- Equivalentes a multiplexores digitales
- Resistencias controlables digitalmente: ON ("baja") y OFF ("infinita")
- Nomenclatura:
 - 1x, 2x, 4x: Número de canales por chip.
 - NO, NC: Normalmente abiertos / Normalmente cerrados
 - SPST: Single Pole/single through
 - SPDT: Single Pole/Double through

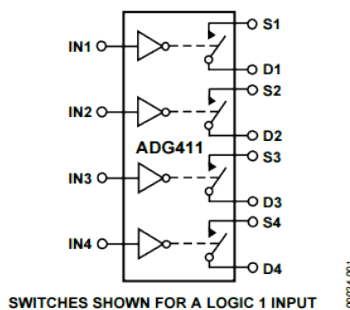


Figure 1. ADG411

4xNC-SPST

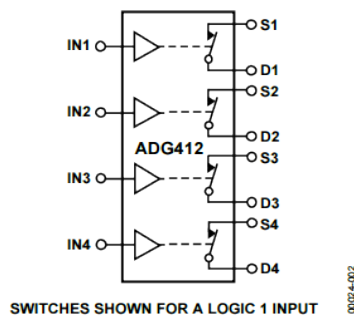


Figure 2. ADG412

4xNO-SPST

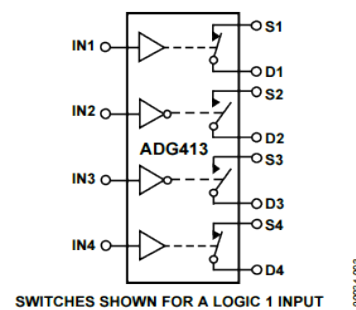
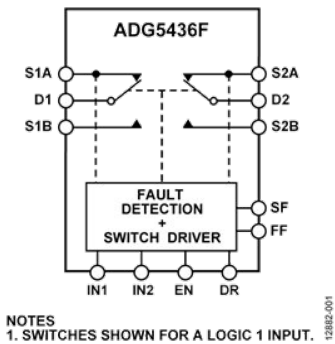


Figure 3. ADG413

2xNC/2xNO-SPST



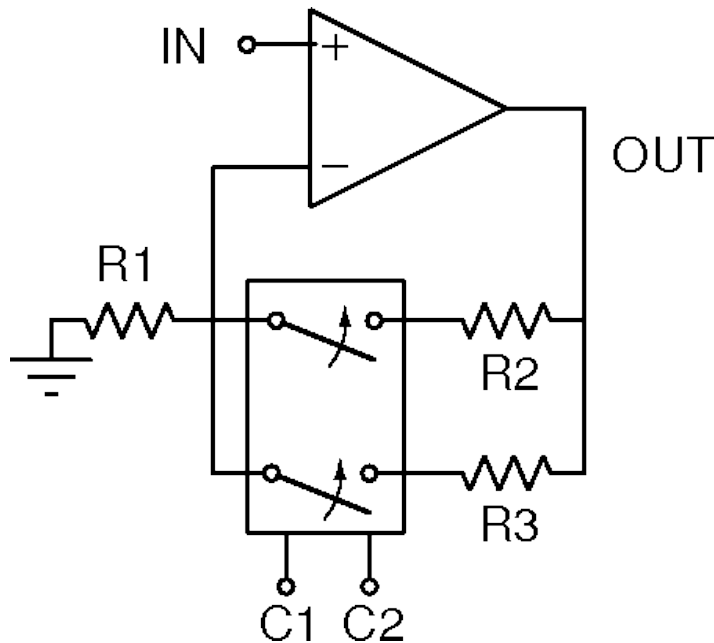
NOTES
1. SWITCHES SHOWN FOR A LOGIC 1 INPUT.

2xSPDT

Conmutadores analógicos

¿Por qué interesan en instrumentación?

Permiten cambiar a voluntad la estructura del circuito adaptando sus características a la medida.



*Dos señales de control permiten adaptar el diseño para obtener hasta **tres** ganancias distintas.*

También se pueden multiplexar señales, cambiar signos, etc.

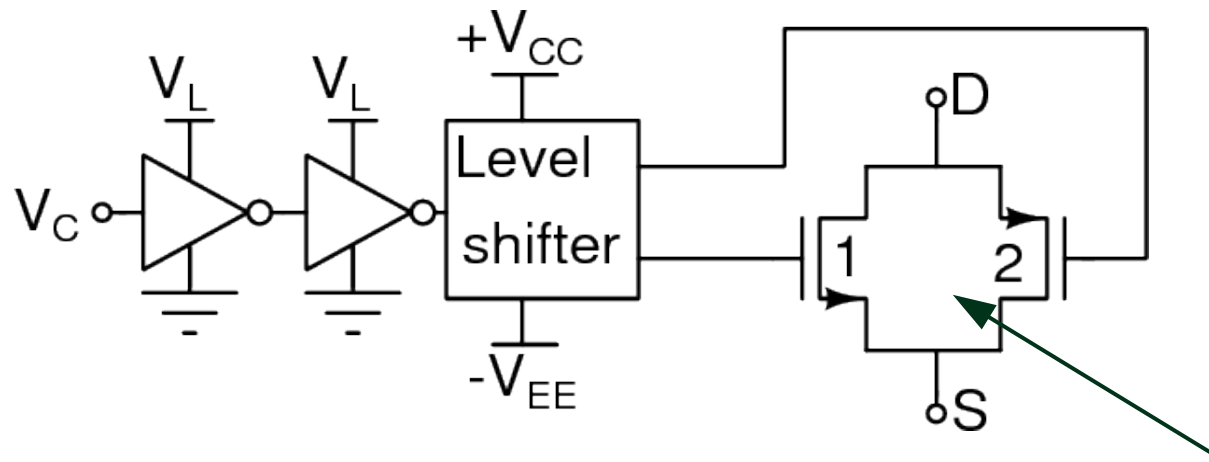
Sin embargo, la resistencia del canal se suma a la de las resistencias.

¿Hay una solución mejor?

Conmutadores analógicos

Construcción

Se construyen con un NMOS y un PMOS en paralelo. Se dividen en **"de Alta Tensión"** y **"de Precisión"**.



Normalmente, $V_D \approx V_S \rightarrow$ **ZONA LINEAL**

Sustratos a alimentaciones (Alta tensión)

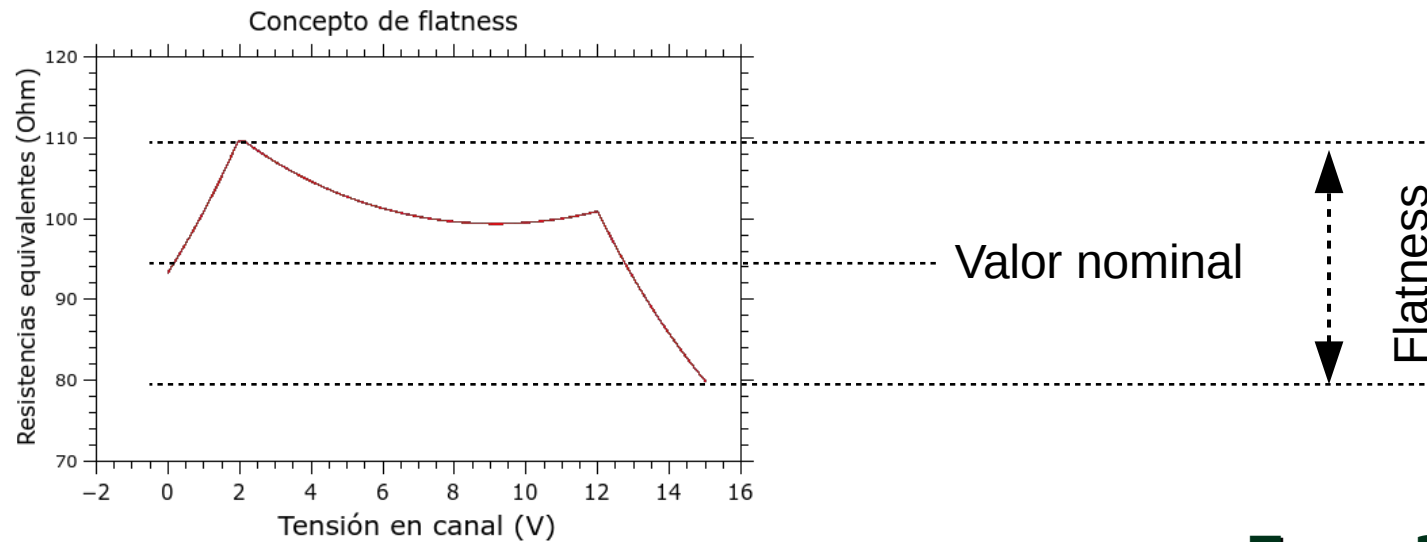
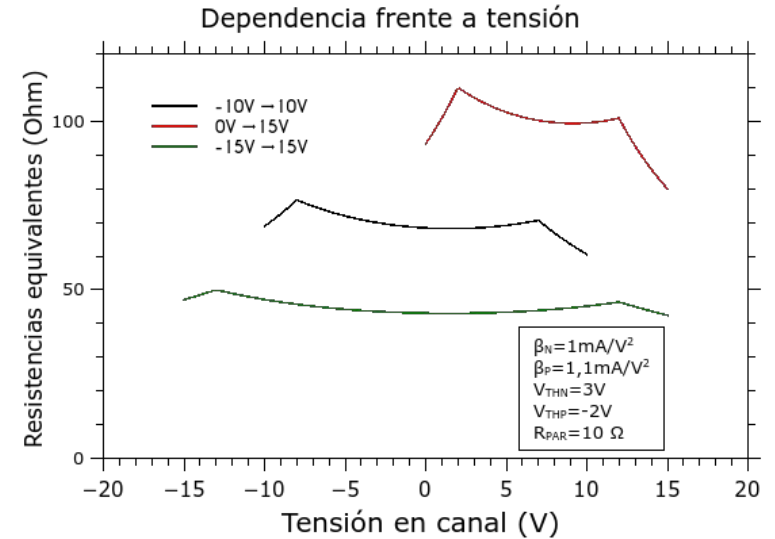
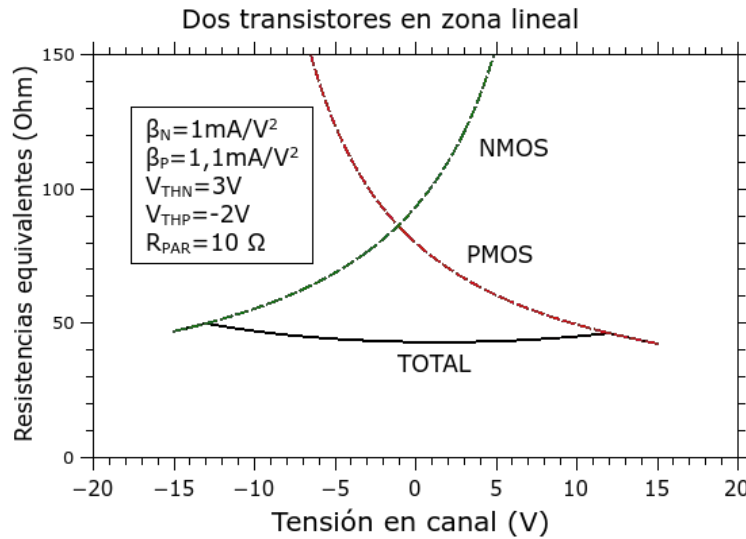
$$R_{DN} \approx \frac{1}{2\beta_N \cdot (V_{CC} - V_{THN} - V_S)}$$

$$R_{DP} \approx \frac{1}{2\beta_P \cdot (V_S - |V_{THP}| + V_{EE})}$$

Sensibles a **efecto sustrato**.
 Solucionado en **switches de precisión**.
 Y no olvidemos **la resistencia parásita**.

Conmutadores analógicos

Construcción



Conmutadores analógicos

Características eléctricas de interés

- **Resistencia media y flatness:** Deben considerarse como resistencia parásita más una tolerancia.
- Dependencia de tensiones de alimentación
- Corrientes de fuga
- **Inyección de carga:** La carga almacenada en la puerta de los MOS del canal ON salta al circuito al pasar a OFF.

¿Y qué más hay por ahí?

Una disciplina en plena evolución

Los elementos son como los seres vivos: Nacen y desaparecen si no evolucionan o si otras variedades los reemplazan.

- Ya nadie usa analog switches bipolares, amplificadores de aislamiento ópticos, ... : **Discontinued, Not recommended for new designs, obsolete.**
- Dispositivos que tener en cuenta:
 - Amplificadores con control de offset (Chopper)
 - Amplificadores con ganancia programables (PGA)
 - Amplificadores operacionales con ganancia en corriente
 - FPAA (Field Programmable Analog Arrays)
 - ...

No se sabe cuál triunfará en el futuro ...