

Instrumentación Electrónica

Acondicionamiento de señales y sensores.



- ❑ Lección 0. Objetivos del tema.
- ❑ Lección 1. Tipos de fuentes de señal.
- ❑ Lección 2. Referencias de tensión y corriente.
- ❑ Lección 3. Medida de impedancias.
- ❑ Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación.
- ❑ Lección 5. Amplificador de aislamiento.
- ❑ Lección 6. Telemedida analógica.
- ❑ Lección 7. Interferencias Electromagnéticas.
- ❑ Referencias y bibliografía.



- ❑ Presentar las estructuras y características básicas de los diferentes circuitos utilizados en el acondicionamiento de señales y sensores en aplicaciones de instrumentación.
- ❑ Analizar y obtener los parámetros característicos reales de circuitos de acondicionamiento comunes.
- ❑ Desarrollar conceptos que permiten diseñar la electrónica de acondicionamiento en aplicaciones de instrumentación.
- ❑ Analizar los fundamentos básicos de diseño desde el punto de vista de interferencias electromagnéticas.
- ❑ Interpretar las hojas de características de dispositivos de acondicionamiento proporcionadas por los fabricantes.



- ❑ Lección 0. Objetivos del tema.
- ❑ Lección 1. Tipos de fuentes de señal.
- ❑ Lección 2. Referencias de tensión y corriente.
- ❑ Lección 3. Medida de impedancias.
- ❑ Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación.
- ❑ Lección 5. Amplificador de aislamiento.
- ❑ Lección 6. Telemedida analógica.
- ❑ Lección 7. Interferencias Electromagnéticas.
- ❑ Referencias y bibliografía.

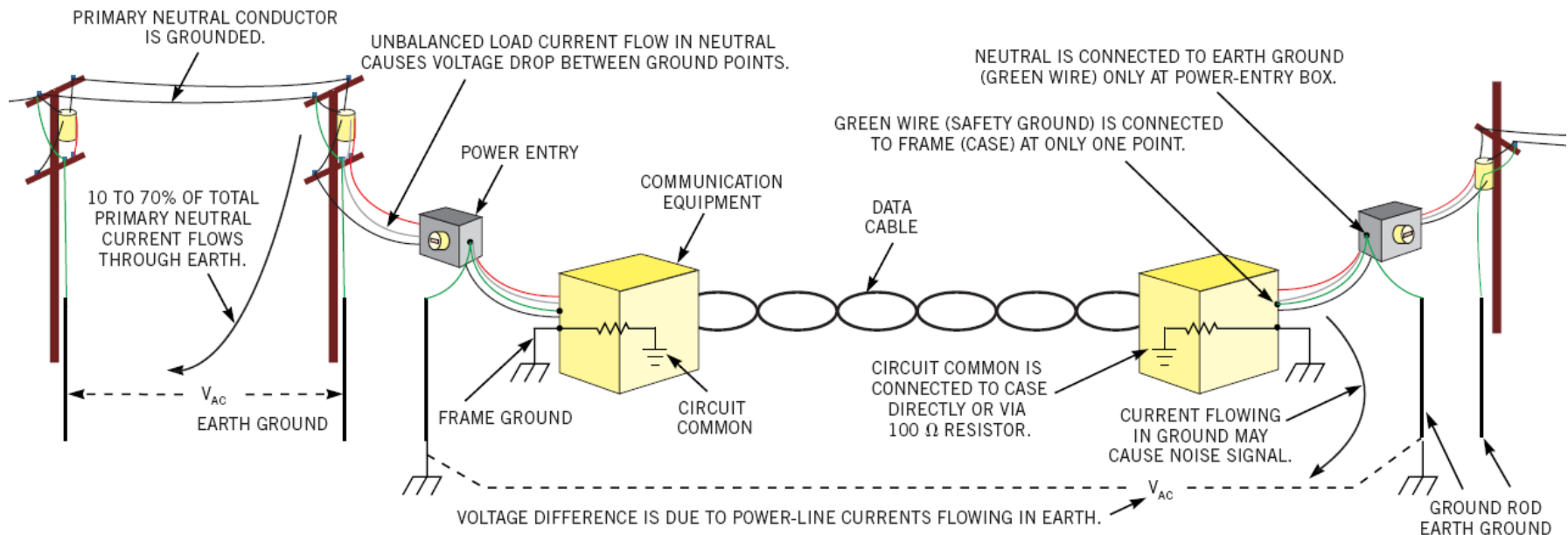


- **Tipos de tierra eléctrica.** Originalmente, la *tierra eléctrica* (*electrical ground*) era un conexión conductora entre un circuito eléctrico y la toma de tierra de una instalación. Actualmente, el término también se utiliza para nombrar un punto que es usado como referencia de voltaje cero en el análisis de circuitos o señales. En los sistemas podemos encontrar de forma general 4 tipos de tierra eléctrica:
 - *Tierra de alimentación* (*power ground*). Punto de retorno de la corriente eléctrica que proporciona la fuente de alimentación de un sistema.
 - *Tierra de señal* (*signal ground*). Punto de referencia y línea de retorno de todas las corrientes de las señales de un circuito. Se denomina también masa del circuito y comúnmente, está conectada a la tierra de alimentación.
 - *Tierra de chasis y blindajes* (*chassis ground, shield ground*). Representa el chasis conductor del equipo y el blindaje de un equipo o cable.
 - *Tierra de la alimentación AC* (*AC power ground, earth ground*). Representa la toma de tierra de seguridad de una instalación eléctrica de AC (conductor amarillo-verde de la instalación).



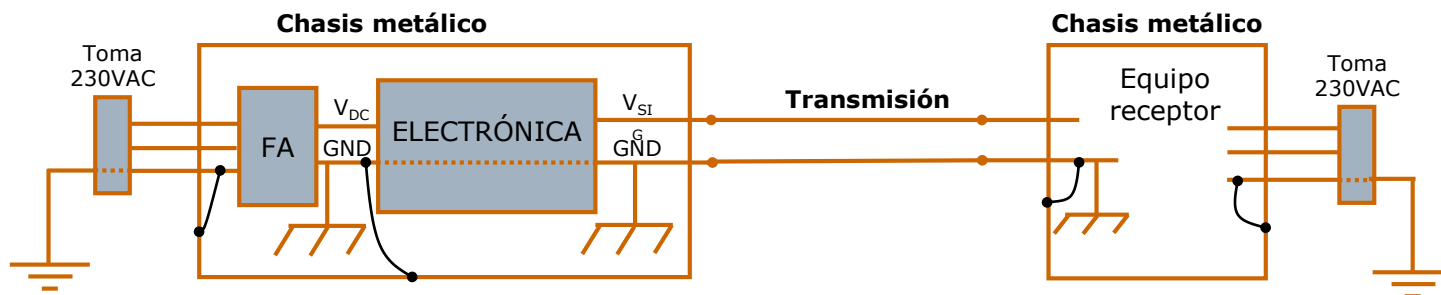
Lección 1. Tipos de fuentes de señal

- **Relación entre puntos de tierra.** Por necesidades de seguridad eléctrica, en muchos equipos electrónicos que se alimentan de la red eléctrica, el chasis metálico está conectado a la toma de tierra de la instalación (earth ground, Frame Ground en la figura). Por otro lado, la masa o común (signal ground) de la electrónica de un equipo (circuit common en la figura) se encuentra conectado al chasis metálico. Esto último suele ser necesario para proteger la electrónica frente a descargas eléctricas, interferencias y evitar otros problemas en su funcionamiento.

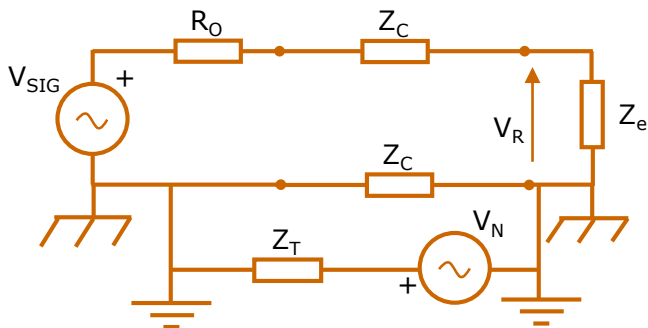




- **Relación entre puntos de tierra.** Los diferentes puntos de tierra están eléctricamente unidos, aunque como consecuencia de las corrientes que se cierran por ellos y de la impedancia de conexión, aparecen diferencias de potencial entre puntos. Este hecho puede producir problemas de interferencias en la transmisión de señal entre equipos, tal y como se muestra en la figura.



Equivalente sin considerar acoplo inductivo entre conductores de la transmisión:



- R_O : resistencia salida fuente de tensión.
- Z_C y Z_T : impedancias cable señal y tierra.
- V_N : ruido presente entre tomas de tierra.
- Z_e : impedancia de entrada del receptor.
- Normalmente $Z_e \gg R_O + Z_C$.

$$V_R \cong V_{SIG} + V_N \frac{Z_C}{Z_C + Z_T}$$



- Tipos de fuentes según su impedancia equivalente.
 - *Baja impedancia de salida*: Se suelen representar como fuentes de tensión mediante el equivalente Thévenin correspondiente.
 - *Alta impedancia de salida*: Se suelen representar como fuentes de corriente mediante el equivalente Norton correspondiente.
 - *Balanceadas*: Ambos terminales presentan la misma impedancia equivalente respecto al común del circuito.
 - *No balanceadas*: Las impedancias equivalentes de cada terminal respecto al común son diferentes.
- Tipos de fuentes según su relación con tierra.
 - *Flotantes*: La impedancia ideal entre cualquiera de sus terminales y tierra de la instalación es infinita. No existe conexión física.
 - *Referenciadas a tierra*: La impedancia ideal entre uno de sus dos terminales y tierra de la instalación es baja. Existe conexión física con tierra.
- Tipos de fuentes según su relación con la referencia del circuito.
 - *Single-ended*: Uno de sus terminales es el común (referencia) del circuito.
 - *Diferencial*: La señal de sus dos terminales respecto al común, varía en la misma cantidad pero con signo opuesto.



Acondicionamiento de Señales y Sensores

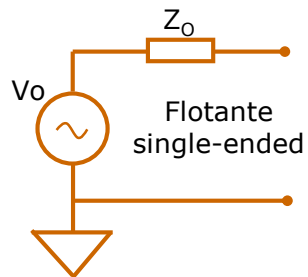
Lección 1. Tipos de fuentes de señal



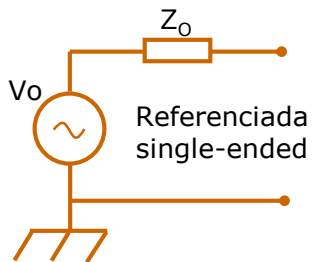
Conexión a tierra
instalación



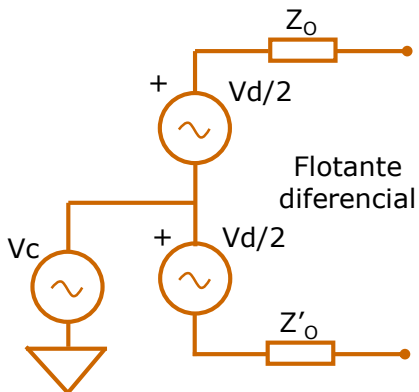
Referencia del circuito



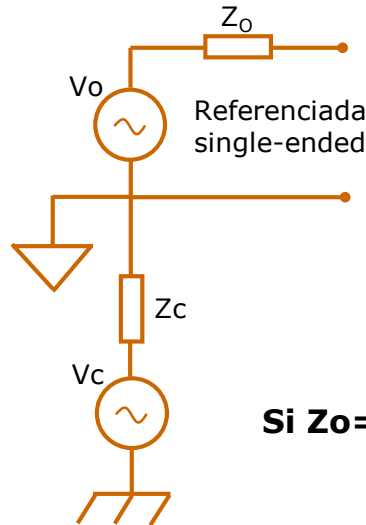
Flotante
single-ended



Referenciada
single-ended

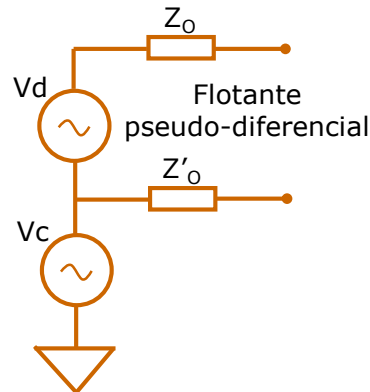


Flotante
diferencial

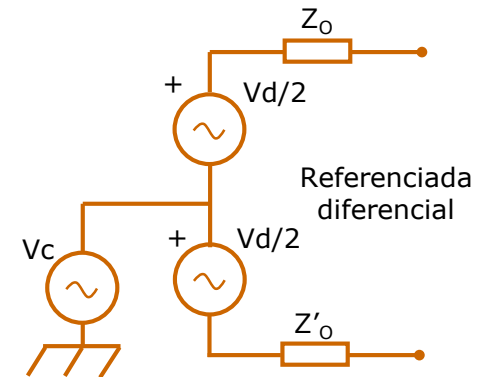


Referenciada
single-ended

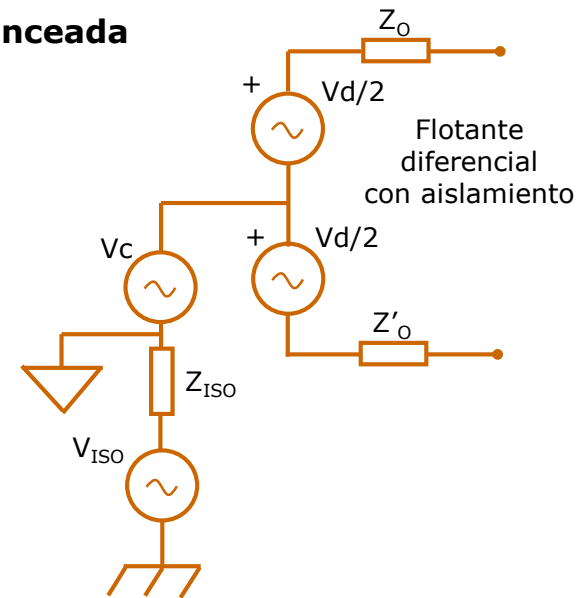
Si $Z_o = Z'_o$: balanceada



Flotante
pseudo-diferencial



Referenciada
diferencial



Flotante
diferencial
con aislamiento



- ❑ Lección 0. Objetivos del tema.
- ❑ Lección 1. Tipos de fuentes de señal.
- ❑ Lección 2. Referencias de tensión y corriente.
 - Introducción. Parámetros característicos.
 - Referencias basadas en zener.
 - Referencias Gap.
 - Referencias Shunt.
 - Referencias de corriente.
- ❑ Lección 3. Medida de impedancia.
- ❑ Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación.
- ❑ Lección 5. Amplificador de aislamiento.
- ❑ Lección 6. Telemedida analógica.
- ❑ Lección 7. Interferencias Electromagnéticas.
- ❑ Referencias y bibliografía.



Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 2. Referencias de tensión y corriente



□ Introducción. Parámetros característicos.

- **Propósito** ➡ Proporcionar un voltaje o corriente que sirva de patrón o estándar a otros circuitos.

- **Aplicaciones** ➡
 - Circuitos de instrumentación y medida con transductores.
 - Conversores A/D y D/A.
 - Conversores V/F y F/V.
 - Generadores de masa virtual...

- **Características** ➡ Exactitud de su valor nominal y estabilidad con el tiempo, la temperatura, la carga y la alimentación.



- Introducción. Parámetros Característicos.

Determinan la capacidad de un circuito como referencia de tensión.

▪ **Regulación de línea (RL):**

Capacidad del circuito para mantener la tensión de salida prescrita frente a variaciones de la tensión de entrada (alimentación).

$$RL(V_o) = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} (V/V) \quad ; \quad RL(V_o) = \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta V_i} 100 (\% / V)$$

▪ **Regulación de carga (RC):**

Capacidad del circuito para mantener la tensión de salida prescrita frente a variaciones de la corriente absorbida por la carga.

$$RC(V_o) = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} (mV / mA) \quad ; \quad RC(V_o) = \frac{\Delta V_o / V_o}{I_L} 100 (\% / mA)$$



□ Introducción. Parámetros Característicos.

▪ **Coeficiente de temperatura (CT):**

Capacidad del circuito para mantener la tensión de salida prescrita frente a variaciones de temperatura.

$$CT(V_o) = \frac{\Delta V_o}{\Delta T} \text{ (mV / } ^\circ \text{C)} \quad ; \quad CT(V_o) = \frac{\Delta V_o / V_o}{\Delta T} 10^6 \text{ (ppm / } ^\circ \text{C)}$$

▪ **Estabilidad a largo plazo o deriva Temporal (Dt):**

Capacidad del circuito para mantener la tensión de salida prescrita con el tiempo.

$$Dt(V_o) = \frac{\Delta V_o}{1000 \text{ Horas}} \text{ (mV / Kh)} \quad ; \quad Dt(V_o) = \frac{\Delta V_o / V_o}{1000 \text{ Horas}} 10^6 \text{ (ppm / Kh)}$$



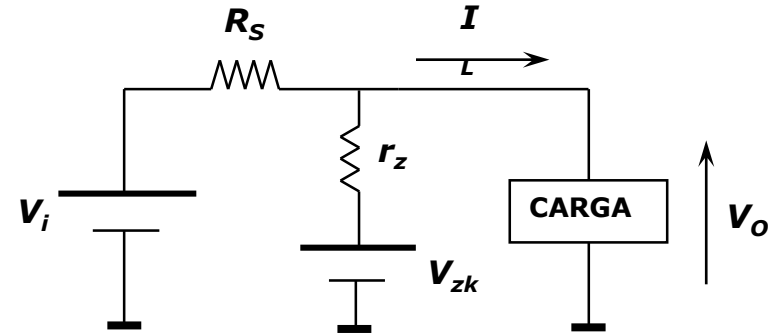
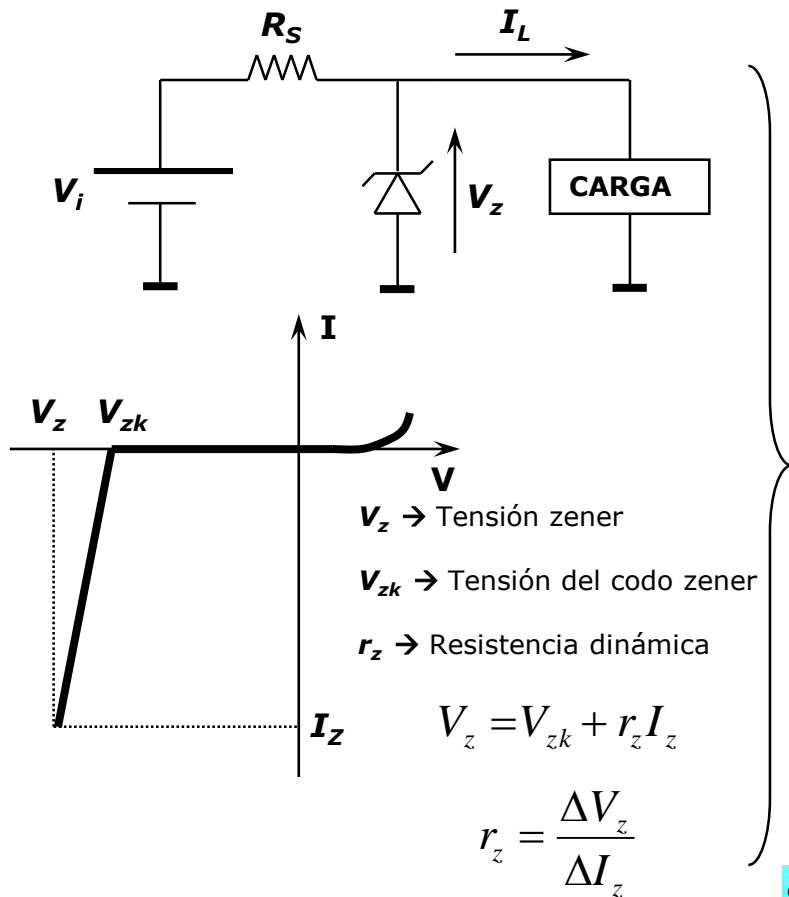
Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 2. Referencias de tensión y corriente



Referencias basadas en Zener.

Método más simple para obtener una referencia de tensión \Rightarrow Circuito básico con zener



$$V_o = V_i \frac{r_z}{R_S + r_z} + V_{zk} \frac{R_S}{R_S + r_z} - I_L \frac{R_S r_z}{R_S + r_z}$$

- 1.- Regulación Línea $\rightarrow RL = \frac{\Delta V_o}{\Delta V_i} = \frac{r_z}{R_S + r_z}$
- 2.- Regulación Carga $\rightarrow RC = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = \frac{-r_z R_S}{R_S + r_z}$

Mejora $RL \rightarrow \uparrow \uparrow R_S \rightarrow$ Disminuye I_z aumentando $r_z \rightarrow RL \downarrow \downarrow$

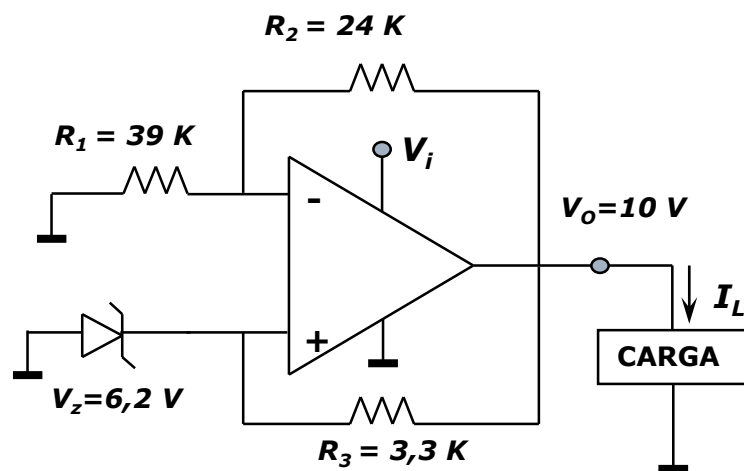
Solución \rightarrow utilizar zeners con r_z lo más pequeña posible



Referencias basadas en Zener.

Mejora de los parámetros de regulación 

Disminuir la sensibilidad a las variaciones de V_i e I_L reduciendo sus aportaciones a la tensión de salida.



$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_z$$

Referencia Autorregulada

Regulación de Carga:

$$RC = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = -Z_S = \frac{-Z_o}{1 + A\beta}$$

Siendo:

Z_o → Impedancia de salida en lazo abierto del A.O.

A → Ganancia en lazo abierto del A.O.

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$



□ Referencias basadas en Zener.

Regulación de Línea:

$$\text{Referencia interna del AO} \rightarrow V_{ri} = \frac{V_{cc}^+ + V_{cc}^-}{2} = \frac{V_i}{2} ; CMR = \frac{\Delta V_{io}}{\Delta V_{cm}} ; V_{cm} = V_e - V_{ri} = V_z - \frac{V_i}{2} ; PSR = \frac{\Delta V_{io}}{\Delta V_{cc}}$$

1.- **Efecto debido a CMR:** $\Delta V_i \rightarrow \Delta V_{ri} \rightarrow \Delta V_{cm} \rightarrow \Delta V_{io} \rightarrow \Delta V_O$

$$\Delta V_O = G \cdot \Delta V_{io} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) CMR \Delta V_{cm} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) CMR \frac{\Delta V_i}{2} \Rightarrow RL = \frac{\Delta V_O}{\Delta V_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{CMR}{2}$$

2.- **Efecto debido al PSR:** $\Delta V_i \rightarrow \Delta V_{io} \rightarrow \Delta V_O$

$$\Delta V_O = G \cdot \Delta V_{io} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) PSR \Delta V_i \Rightarrow RL = \frac{\Delta V_O}{\Delta V_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) PSR$$

Regulación de línea total



$$RL = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(PSR + \frac{CMR}{2}\right)$$



□ Referencias basadas en Zener.

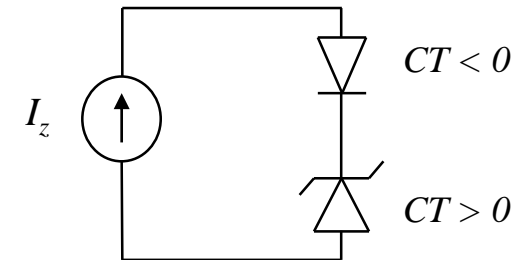
Coefficiente de temperatura:

Supuesto el resto de parámetros de los componentes ideales, la estabilidad con la temperatura de la tensión de salida será igual a la de la tensión zener:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_z \Rightarrow CT(V_o)(\% / ^\circ C) = CT(V_z)(\% / ^\circ C)$$

Alternativa: Diodos zener compensados en temperatura.

- Se coloca un diodo en serie con el zener que presenta su mismo coeficiente de temperatura pero de signo opuesto.



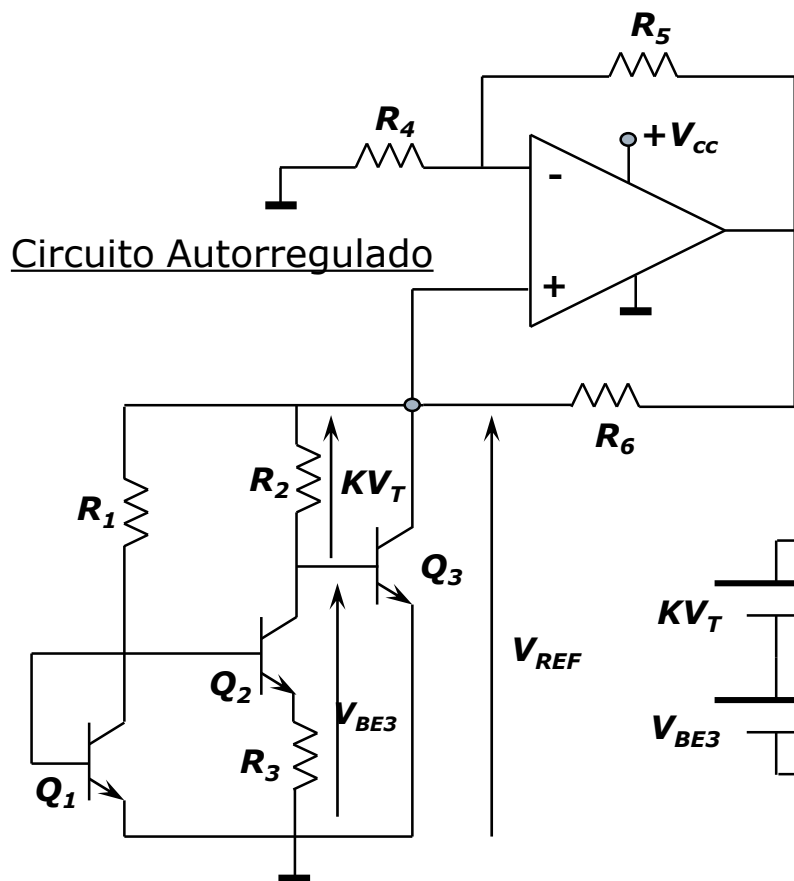
Como el coeficiente de temperatura depende de I_z , actuando sobre esta se puede obtener un coeficiente de temperatura muy pequeño.

☹ Proporciona tensiones de referencia elevadas (6-7V), lo que exige tensiones de alimentación relativamente altas, siendo un inconveniente en algunas aplicaciones.

Ejemplo zener compensado en Temperatura: **1N823A**

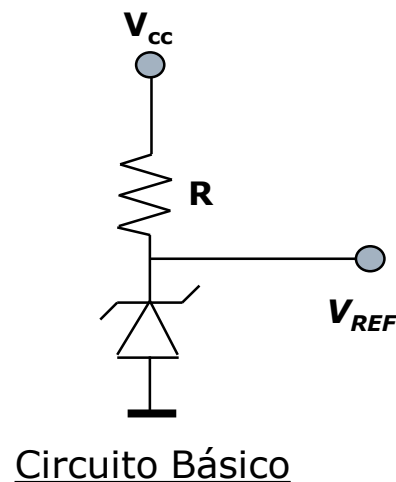
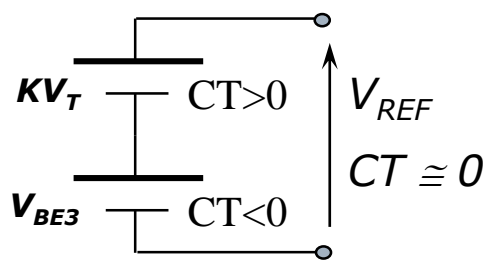


□ Referencias Gap.



- Útiles cuando no se dispone de tensiones de alimentación elevadas y se desea un bajo consumo de potencia.

- Se basan en compensar el coeficiente de temperatura negativo de la tensión B-E con el positivo del voltaje térmico $V_T = kT/q$.



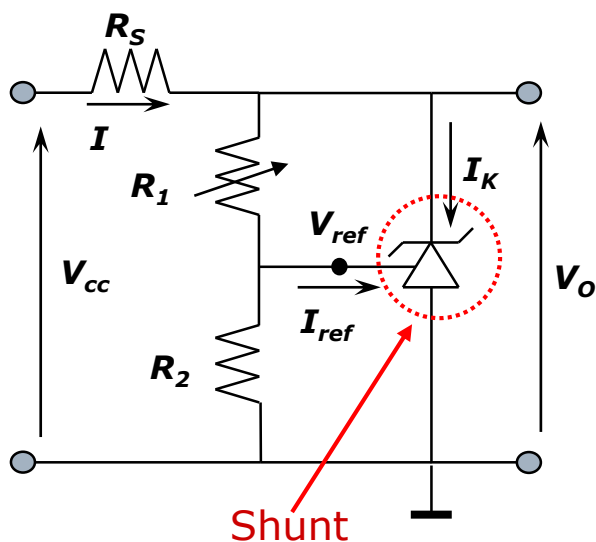
Ejemplo: [REF-02](#) de Analog Device $V_o=5V$, $7 < V_{cc} < 40 V$.



□ Referencias Shunt.

Ofrecen la posibilidad de obtener una tensión de referencia de calidad, que se puede ajustar en un amplio rango de valores utilizando únicamente algunas resistencias exteriores. Internamente suelen estar basadas en una referencia Gap.

Circuito típico de aplicación.



Características:

- Fija una V_{ref} entre el terminal de referencia y el ánodo.
- La corriente I_{ref} es muy reducida.

$$V_{O(ideal)} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)V_{ref}$$

$$V_{O(real)} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)V_{ref} + \underbrace{R_1 I_{ref}}_{\text{Término de error: } I_{ref} \text{ es muy inestable con la temperatura}}$$

$$z_d = z_{ka} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

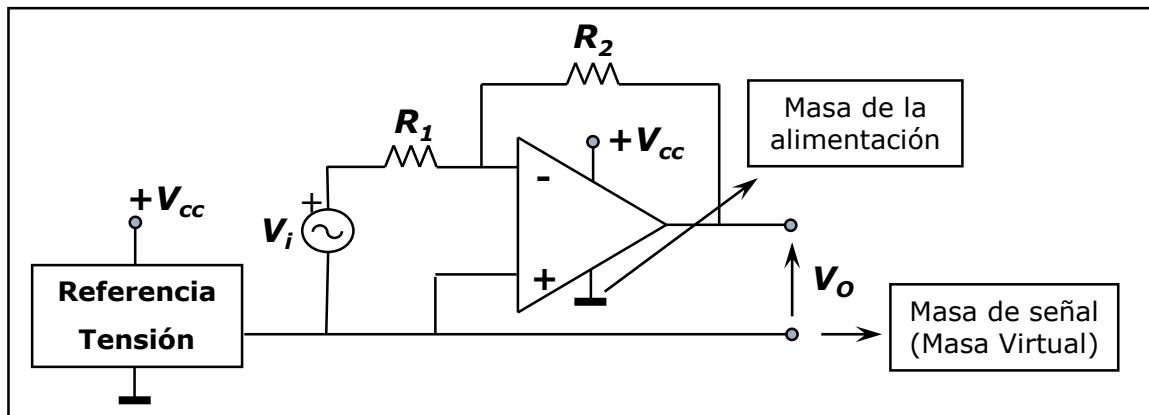
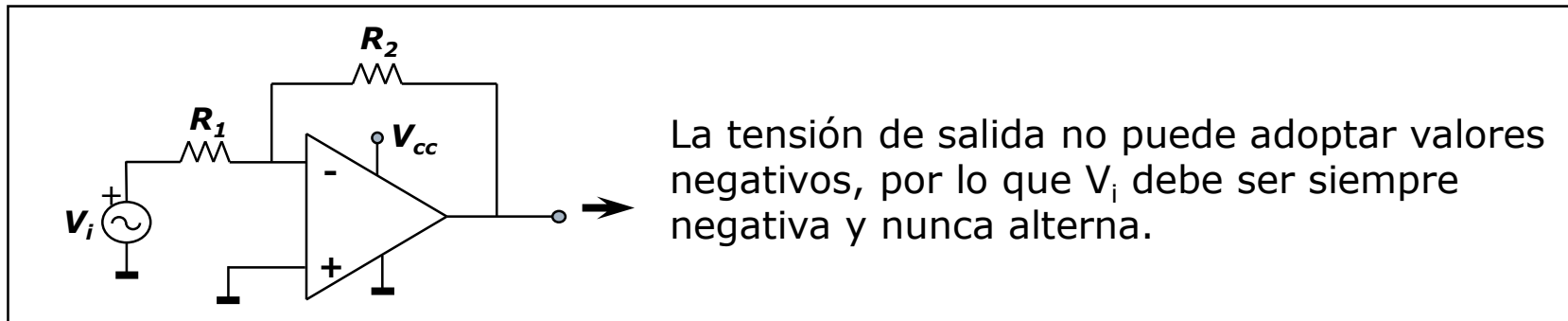
Típicamente: $1 \text{ mA} < I_K < 100 \text{ mA}$

Ejemplo: **TL431** de Texas Instruments.

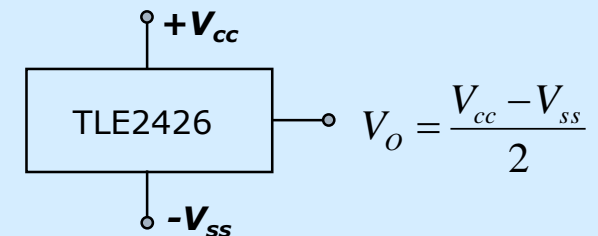


Ejemplo: Generadores de masa virtual. Representa una aplicación de las tensiones de referencia. Algunos circuitos integrados son específicos para esta aplicación.

Objetivo: Referenciar la señal de entrada a una tensión comprendida entre los límites de la alimentación. La aplicación típica es cuando se dispone de una única tensión de alimentación en el sistema y procesamos señales alternas.



Ejemplos: [TLE2425](#), [TLE2426](#) (Texas)





□ Referencias de corriente.

Parámetros: Los mismos que para las referencias de tensión pero evaluados sobre la corriente que proporcionan.

$$\text{Regulación Línea} \rightarrow RL(I_{ref}) = \frac{\Delta I_{ref}}{\Delta V_i} (A/V) ; RL(I_{ref}) = \frac{\Delta I_{ref} / I_{ref}}{\Delta V_i} 100 (\% / V)$$

$$\text{Regulación Carga} \rightarrow RC(I_{ref}) = \frac{\Delta I_{ref}}{\Delta R_L} (A/\Omega) ; RC(I_{ref}) = \frac{\Delta I_{ref} / I_{ref}}{R_L} 100 (\% / mA)$$

$$\text{Coeficiente de Temperatura} \rightarrow CT(I_{ref}) = \frac{\Delta I_{ref}}{\Delta T} (mA/^{\circ}C) ; CT(I_{ref}) = \frac{\Delta I_{ref} / I_{ref}}{\Delta T} 10^6 (ppm/^{\circ}C)$$

$$\text{Deriva Temporal} \rightarrow Dt(I_{ref}) = \frac{\Delta I_{ref}}{1000 \text{ Horas}} (mA / Kh) ; Dt(I_{ref}) = \frac{\Delta I_{ref} / I_{ref}}{1000 \text{ Horas}} 10^6 (ppm / Kh)$$

Comercialmente, a diferencia de las referencias de tensión, existen pocas referencias de corriente integradas

Ejemplos:

- **REF200** (dual y pareada, 100 μ A)
- **LM134/234/334** (programable desde 1 μ A a 10 mA)

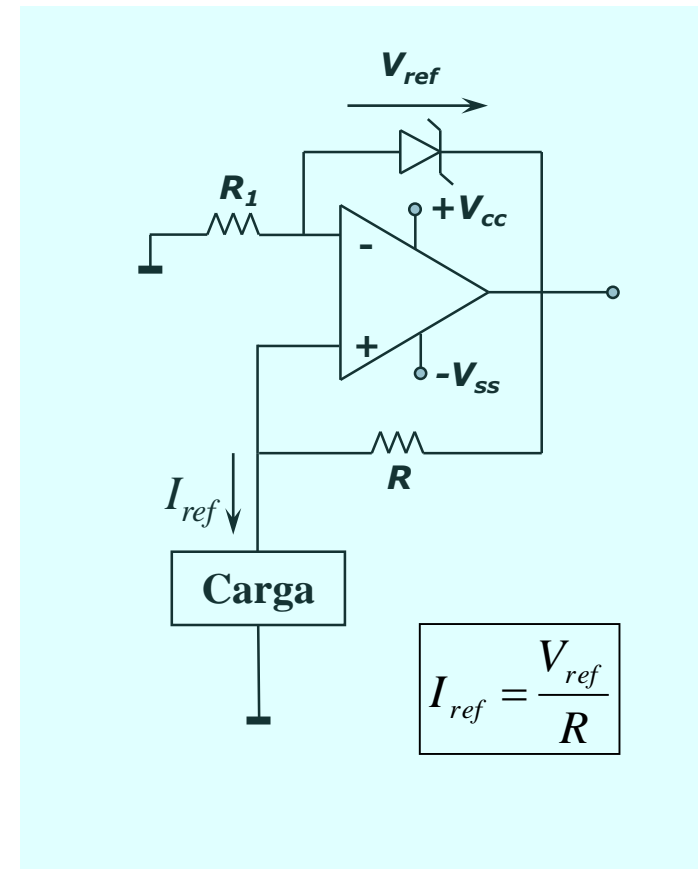
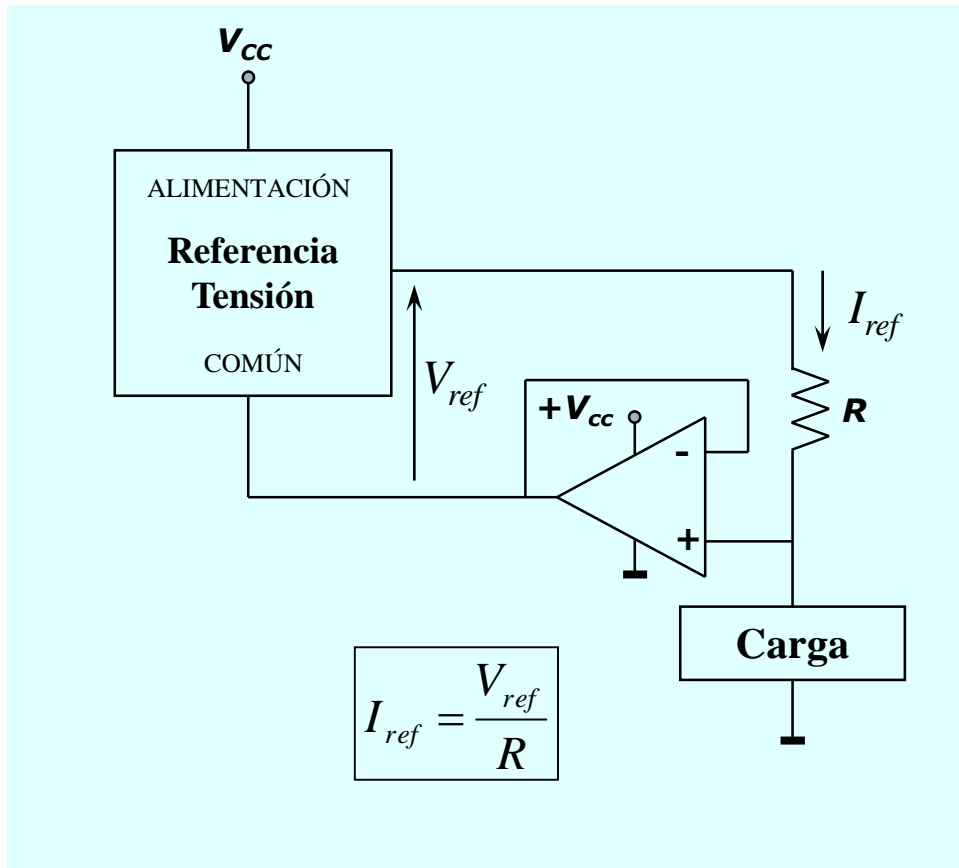


Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 2. Referencias de tensión y corriente



- Referencias de corriente: circuitos basados en referencias de tensión.










- ❑ Lección 0. Objetivos del tema.
- ❑ Lección 1. Tipos de fuentes de señal.
- ❑ Lección 2. Referencias de tensión y corriente.
- ❑ Lección 3. Medida de impedancia.
 - Introducción.
 - Medida de resistencia con divisor resistivo.
 - Puente de Wheatstone.
 - Puentes de alterna.
- ❑ Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación.
- ❑ Lección 5. Amplificador de aislamiento.
- ❑ Lección 6. Telemedida analógica.
- ❑ Lección 7. Interferencias Electromagnéticas.
- ❑ Referencias y bibliografía.



□ Introducción.

- **Tipos de Sensores** 
 - Resistivos. 
 - Inductivos.
 - Capacitivos...
- **Propósito de este capítulo**  Estudio de métodos para la medida de impedancias.
- **Circuitos a estudiar** 
 - Divisor Resistivo.
 - Puente de Wheatstone.
 - Puente de alterna.
- **Característica Pincipal**  Estos circuitos constituyen la primera etapa de acondicionamiento del sensor.

Transforman la magnitud medida en variaciones de resistencia

Impedancia → Tensión



Esta tensión posteriormente será amplificada, filtrada, linealizada, muestreada, etc.



□ Introducción: Conceptos básicos.

- Ley de variación de un sensor resistivo $\rightarrow R_x = R_o \cdot f(x)$, siendo:
 $x \rightarrow$ Magnitud a medir (temperatura, presión, etc.)
 $R_o \rightarrow$ Resistencia en reposo (para $x=0$).
- Si la resistencia varía linealmente con la magnitud a medir $\rightarrow R_x = R_o(1 + K \cdot x)$
- **Sensibilidad:** Relación entre la variación de la variable de salida y la de entrada.

$$S = \frac{dR_x}{dx} = R_o \cdot K$$

- El margen de la variable "x" depende del tipo de transductor, típicamente:

$$0 \leq |x| < 10^{-2} \rightarrow \text{Galgas}$$

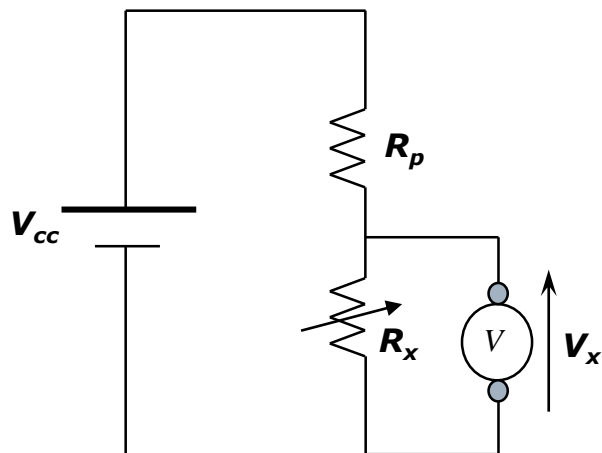
$$0 \leq |x| < 3 \rightarrow \text{RTD's}$$



El rango de variación de x puede influir decisivamente en la linealidad del método utilizado para la medida.



- Medida de resistencias con divisor resistivo.



$$V_x = V_{cc} \left(\frac{R_x}{R_x + R_p} \right) = V_{cc} \left(\frac{R_o(1+x)}{R_o(1+x) + R_p} \right)$$

Sensibilidad

$$S = \frac{dV_x}{dx} = V_{cc} R_o \left[\frac{R_p + R_o(1+x) - R_o(1+x)}{[R_p + R_o(1+x)]^2} \right] = \frac{V_{cc} R_o R_p}{[R_p + R_o(1+x)]^2}$$

Sensibilidad depende de x → Salida no lineal

Condición de linealidad → $R_p + R_o \gg |R_o x|$

R_p para máxima Sensibilidad

$$\frac{dS}{dR_p} = V_{cc} \frac{R_x - R_p}{(R_p + R_x)^3} = 0 \Rightarrow R_x = R_p$$

Condición de máxima sensibilidad



□ Medida de resistencias con divisor resistivo.

Aplicando las condiciones de linealidad y máxima sensibilidad a la expresión de la sensibilidad, se obtiene la sensibilidad máxima:

$$S = \frac{dV_x}{dx} = \frac{V_{cc} R_o R_p}{[R_p + R_o(1+x)]^2} \Rightarrow S_{\max} = \frac{V_{cc}}{4} \frac{R_p R_o}{R_p^2} = \frac{V_{cc}}{4}$$

$$R_p + R_o \gg |R_o x| \quad \text{y} \quad R_x = R_p = R_o$$

Con todo ello, la tensión a la salida del divisor, V_x , linealizada en $x=0$, sigue la expresión:

$$V_x \cong V_{x=0} + S_{x=0} \cdot x = \frac{V_{cc}}{2} + \frac{V_{cc}}{4} x$$

De forma general, para valores de x próximos a un valor cualquiera x_1 , resulta:

$$V_x \cong V_{x=x_1} + S_{x=x_1} \cdot (x - x_1) = V_{x=x_1} + \left. \frac{dV_x}{dx} \right|_{x=x_1} (x - x_1)$$

CONCLUSIÓN: En un divisor resistivo, el rango de variación de x , que es dependiente del sensor, influye decisivamente en la linealidad.



□ Medida de resistencias con divisor resistivo.

☹ Al ser $|x| \ll 1$, la variación de V_x con respecto al valor de reposo ($V_{x=0} = \frac{V_{cc}}{2}$) es pequeña, por lo que será necesario recurrir a equipos de medida de mucha **resolución y exactitud** para que no se produzca un error importante en la medida.

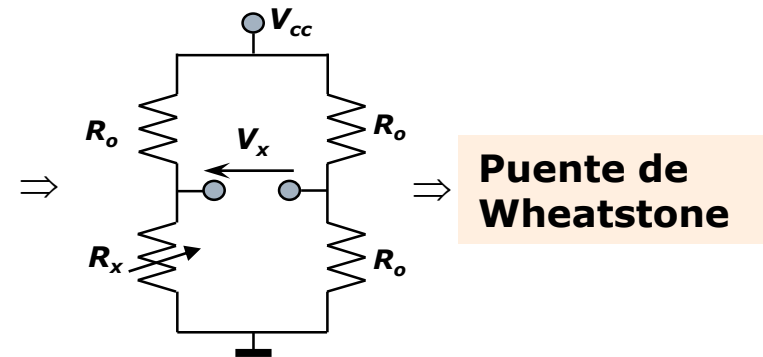
Ejemplo: Supóngase un voltímetro con fondos de escala 0.2, 2 y 20 V que presenta en todos los fondos de escala una incertidumbre de $\pm 1\%$ de la medida.

Se pretende medir una tensión de 5.1 V a la salida de un divisor resistivo. El divisor presenta una tensión en reposo de 5 V para una magnitud medida nula.

Si medimos directamente la tensión de salida: $\pm 1\%$ de 5.1 V. $\rightarrow \pm 0.051$ V de incertidumbre (supone un 51% sobre los 0.1V que representan a la información).

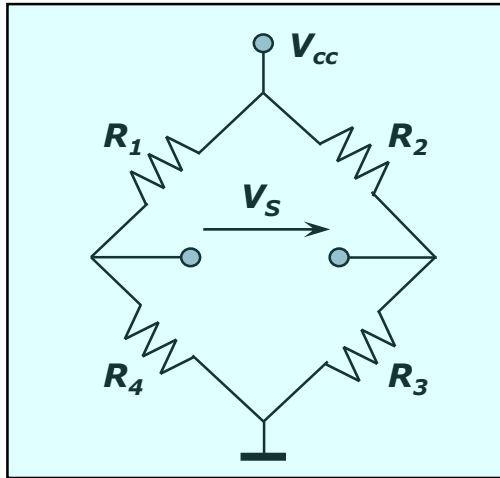
Si fuese posible medir la desviación sobre la tensión de reposo: $\pm 1\%$ de 0.1 V. $\rightarrow \pm 0.001$ V de incertidumbre (supone un 1% sobre los 0.1V que representan a la información).

SOLUCIÓN \rightarrow Eliminar el término constante $\frac{V_{cc}}{2}$





□ Puente de Wheatstone.



$$V_S = V_{cc} \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_4}{R_1 + R_4} \right) = V_{cc} \left(\frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{(R_2 + R_3)(R_1 + R_4)} \right)$$

Si $R_1 R_3 = R_2 R_4 \rightarrow V_S = 0 \Rightarrow$ **Condición de equilibrio del puente**

Desarrollo general de la variación de la tensión de salida de un puente.

En el supuesto de que las **variaciones** de las cuatro resistencias sean **pequeñas**, se puede aproximar:

$$\Delta V_S \approx \frac{\partial V_S}{\partial R_1} \Delta R_1 + \frac{\partial V_S}{\partial R_2} \Delta R_2 + \frac{\partial V_S}{\partial R_3} \Delta R_3 + \frac{\partial V_S}{\partial R_4} \Delta R_4 = \frac{K \cdot V_{cc}}{(1+K)^2} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right) \quad \text{Siendo: } K = \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3}$$

Aproximación para $|\Delta R_i / R_i| \ll 1$

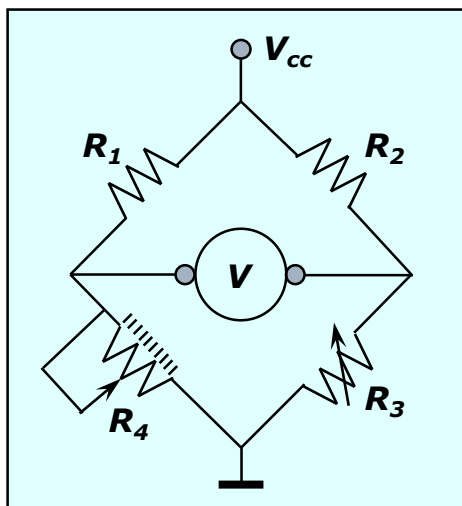
$\begin{cases} R_1 \text{ y } R_3 \rightarrow \text{Sensibilidad positiva} \\ R_2 \text{ y } R_4 \rightarrow \text{Sensibilidad negativa} \end{cases}$



□ Puente de Wheatstone: métodos de medida.

1. Medida por anulación.

Se basa en obtener la condición de equilibrio mediante un elemento de ajuste que se adopta como patrón. Este ajuste puede ser manual (poco utilizado) o automático con el uso de un circuito auxiliar.



$R_3 \rightarrow$ Sensor.

$R_4 \rightarrow$ Potenciómetro calibrado.

Proceso de medida: Se ajusta R_4 hasta alcanzar la condición de equilibrio, momento en el que el voltímetro marcará 0 V, entonces:

$$R_1 R_3 = R_2 R_4 \Rightarrow R_1 R_0 (1 + x) = R_2 R_4 \Rightarrow x = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_0} - 1$$

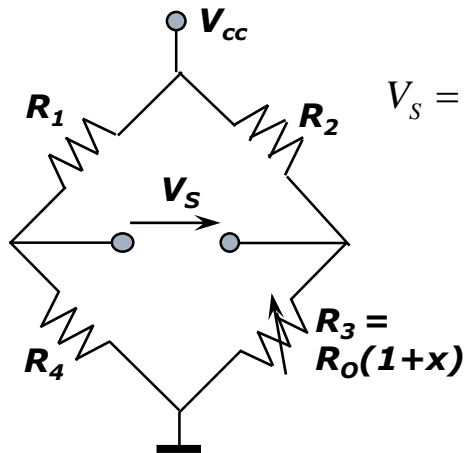
2. Medida por desviación o diferencial.

Se parte de la condición de equilibrio del puente y se mide la desviación de la tensión de salida producida por la variación de la resistencia a medir.



□ Puente de Wheatstone: medida por desviación.

Configuración con un único sensor → Cuarto de puente (**Quarter Bridge**).



$$V_S = V_{cc} \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_4}{R_1 + R_4} \right) = V_{cc} \left(\frac{R_o(1+x)}{K R_o + R_o(1+x)} - \frac{R_4}{K R_4 + R_4} \right) = V_{cc} \left(\frac{1+x}{K+1+x} - \frac{1}{K+1} \right)$$

$$V_S = V_{cc} \left(\frac{Kx}{(K+1+x)(K+1)} \right)$$

$$K = \frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_o}$$

Cálculo de la Sensibilidad

$$S = \frac{dV_S}{dx} = V_{cc} K \left[\frac{(K+1)(K+1+x) - x(K+1)}{(K+1)^2 (K+1+x)^2} \right] = V_{cc} \frac{K}{(K+1+x)^2}$$

Sensibilidad depende de x → Salida no lineal

Condición de linealidad → $K+1 \gg |x|$

$$\text{No Linealidad} \rightarrow NL = \pm \left| \frac{V_{S(\text{real})} - V_{S(\text{ideal})}}{V_{S(\text{ideal})}} \right| x 100(\%)$$

Cálculo de Máxima Sensibilidad

$$\frac{dS}{dK} = V_{cc} \frac{(K+1+x)^2 - 2(K+1+x)K}{(K+1+x)^4} = 0 \Rightarrow \mathbf{K=1+x}$$

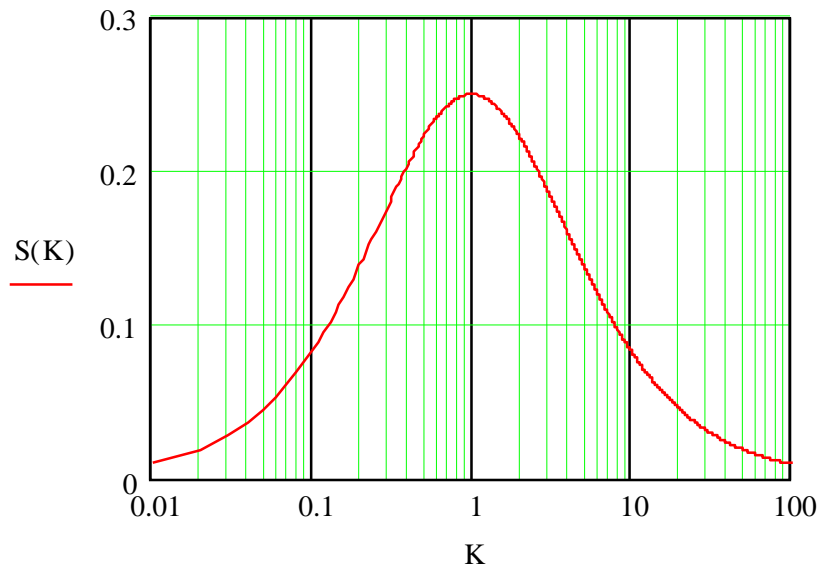
Condición de máxima sensibilidad

Si $|x| \ll 1$, se hace $K=1$ para cumplir la condición de linealidad y de máxima sensibilidad →

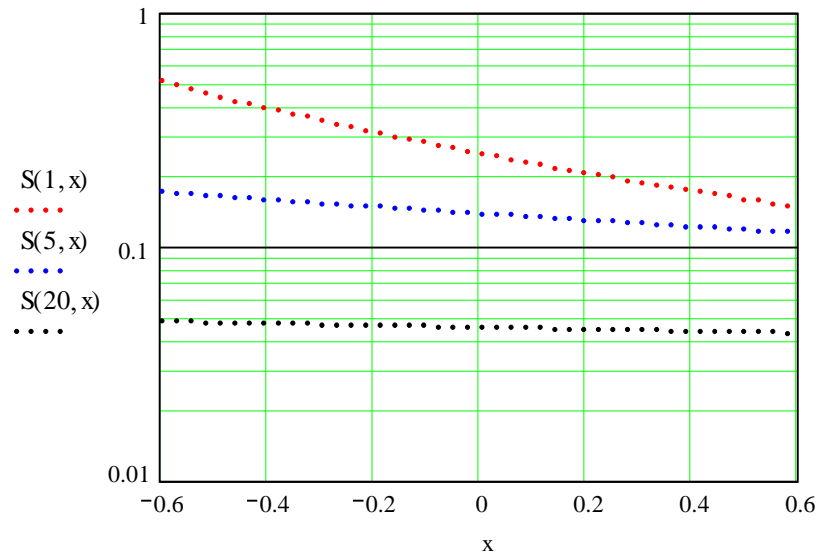
$$V_S = \frac{V_{cc}}{4} x$$



- Puente de Wheatstone: medida por desviación.



Sensibilidad normalizada de un puente en función de K , para $x=0$.



$S(K,x)$: Sensibilidad normalizada de un puente en función de x , para $K=1$, $K=5$ y $K=20$.

Se observa, como al aumentar el valor de K , la sensibilidad se mantiene mas independiente del valor de x , esto es, se incrementa la linealidad del puente.



□ Puente de Wheatstone: Configuraciones del puente de Wheatstone.

Ventajas conseguidas con el puente respecto a un divisor resistivo:

- Desplazamiento al origen de la función de transferencia:
 - Reducimos el error en la medida.
 - Podemos amplificar la señal sin problemas de saturación.
- La tensión de salida es una fuente de tensión balanceada, lo que es bueno para reducir el efecto del acoplo de interferencias de tipo capacitivo.

Objetivo de las diferentes configuraciones:

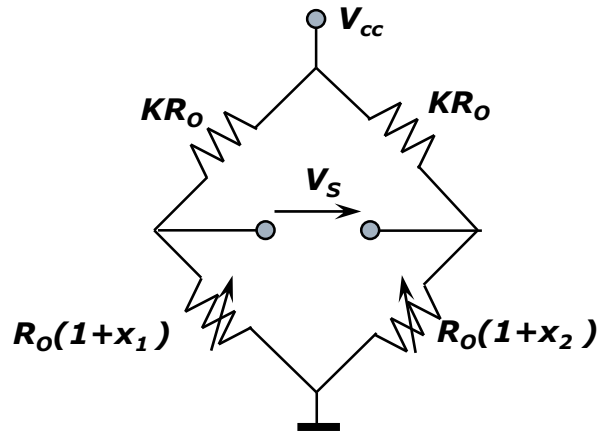
1. Medidas diferenciales: Diferencia entre dos variables.
2. Aumento de sensibilidad en la medida de una variable utilizando mas de un sensor.
3. Compensación de errores: eliminar el efecto de variables interferentes que afectan a R_o .
4. Compensación de los efectos de la temperatura en la sensibilidad del sensor.



□ Puento de Wheatstone: Configuraciones del puente de Wheatstone.

1.- Medidas Diferenciales.

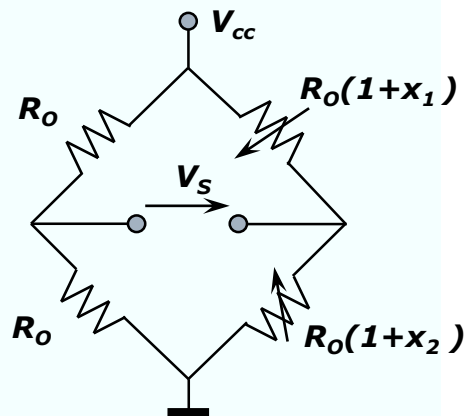
Se desea obtener una tensión proporcional a la diferencia entre dos variables (x_1 y x_2) medidas con dos sensores distintos.



$$V_S = V_{cc} \left(\frac{K(x_2 - x_1)}{(K+1+x_2)(K+1+x_1)} \right) \rightarrow \text{No lineal}$$

Si $K+1 \gg |x_1|$ y $K+1 \gg |x_2|$:

$$V_S = V_{cc} K \left[\frac{(x_2 - x_1)}{(K+1)^2} \right] \xrightarrow{K=1} V_S = \frac{V_{cc}}{4} (x_2 - x_1)$$



$$V_S = V_{cc} \left(\frac{(x_2 - x_1)}{2(2 + x_1 + x_2)} \right) \rightarrow \text{No lineal}$$

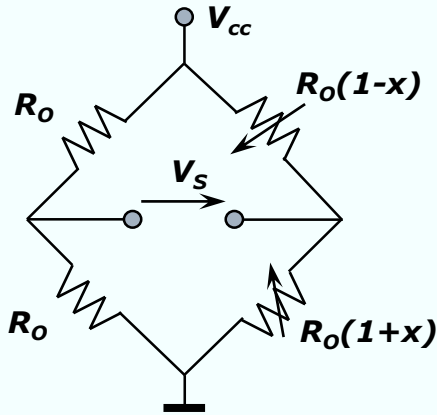
Si $|x_1+x_2| \ll 2$: En esta segunda configuración no es posible mejorar la linealidad con

la relación entre resistencias.



- Puente de Wheatstone: Configuraciones del puente de Wheatstone.

2.- Aumento de Sensibilidad.



$$V_S = V_{cc} \left(\frac{1+x}{2} - \frac{1}{2} \right) = V_{cc} \frac{x}{2} \rightarrow \text{Salida Lineal}$$

$$\text{Sensibilidad} \rightarrow \frac{dV_S}{dx} = \frac{V_{cc}}{2}$$

Configuración 2 sensores \rightarrow Medio puente (**Half Bridge**).

CONCLUSIONES:

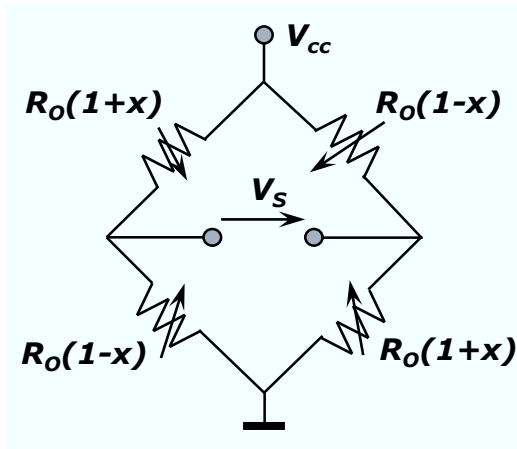
- Variación lineal de V_s sin tener que realizar simplificación alguna.
- La sensibilidad es el doble que la obtenida con un solo sensor.



- Puente de Wheatstone: Configuraciones del puente de Wheatstone.

2.- Aumento de Sensibilidad (cont.).

- Otra posible configuración.



$$V_S = V_{cc} x \rightarrow \text{Salida Lineal}$$

$$\text{Sensibilidad} \rightarrow \frac{dV_S}{dx} = V_{cc}$$

Configuración 4 sensores \rightarrow Puente completo (**Full bridge**).

CONCLUSIÓN:

- Completamente lineal y la sensibilidad es el doble que la obtenida con dos sensores y cuatro veces superior a la obtenida con un único sensor.



- Puente de Wheatstone: Configuraciones del puente de Wheatstone.

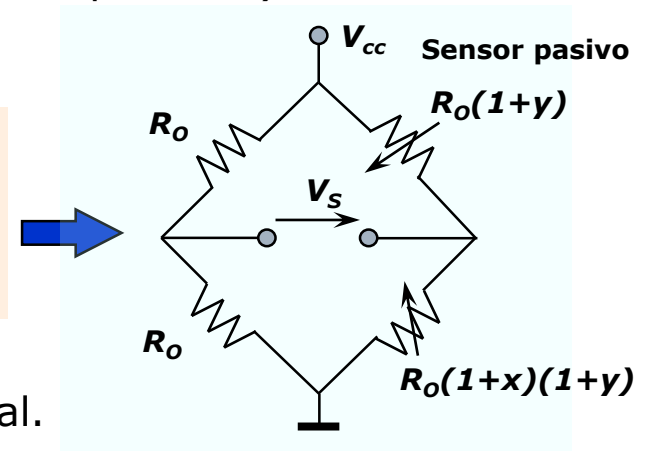
3.- Compensación de interferencias.

- **Interferencia:** Magnitud física que afecta al valor de la resistencia del sensor, sin ser esta la magnitud que se desea medir.

Magnitud física a medir $\rightarrow x$ (p.e. Humedad)

Magnitud física interferente $\rightarrow y$ (p.e. Temperatura)

SOLUCIÓN: Situar un **sensor pasivo** idéntico al utilizado para realizar la medida, pero no expuesto a las variaciones de la variable que se desea medir y si a la interferente.



$$V_s = V_{cc} \left(\frac{R_o(1+x)(1+y)}{R_o(1+y)(2+x)} - \frac{1}{2} \right) = V_{cc} \left(\frac{x}{2(2+x)} \right) \left\{ \begin{array}{l} - \text{Salida No lineal.} \\ - \text{Salida No dependiente de } y. \end{array} \right.$$

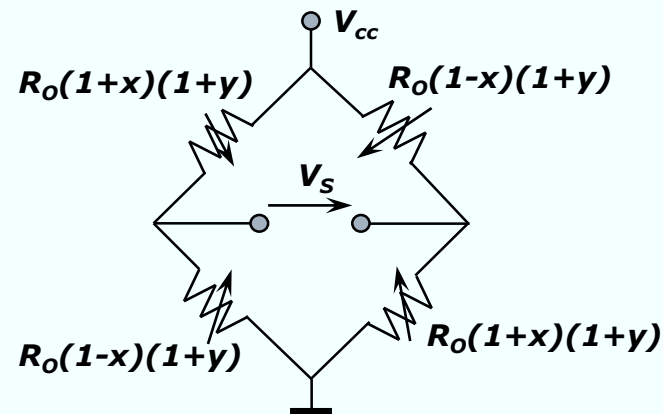
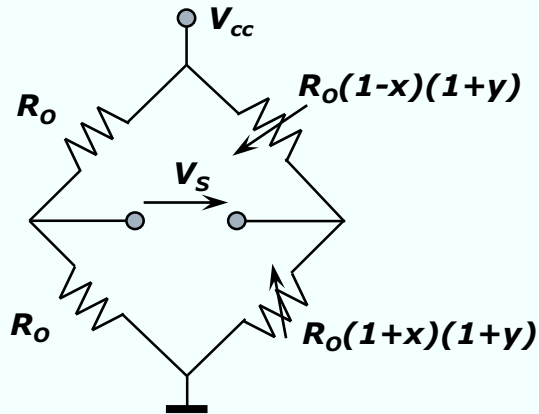
$$\text{Si } |x| \ll 2 \rightarrow V_s \cong \frac{V_{cc}}{4} x$$



- Puente de Wheatstone: Configuraciones del puente de Wheatstone.

3.- Compensación de interferencias.

- Otras situaciones en configuraciones en medio puente y en puente completo:

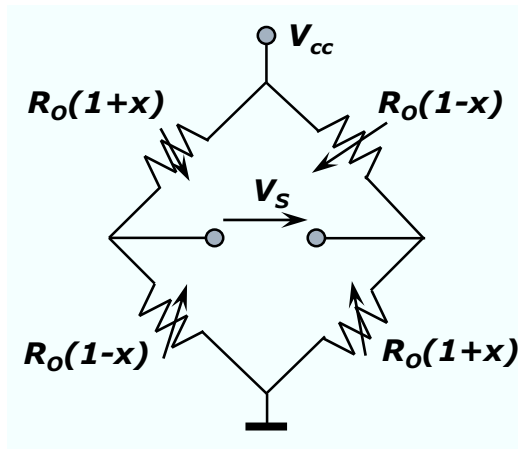


En ambas configuraciones el efecto sobre la salida de la magnitud “y” es nulo.



- Puente de Wheatstone: Configuraciones del puente de Wheatstone.

4.- Compensación de los efectos de la temperatura en la sensibilidad del sensor.



$$V_S = V_{cc} x$$

Si se refleja completamente la expresión de x :

$$x = K \cdot m \begin{cases} - K \rightarrow \text{Sensibilidad del sensor.} \\ - m \rightarrow \text{Magnitud a medir.} \end{cases} \quad \rightarrow V_S = V_{cc} x = V_{cc} K m$$

La sensibilidad K es función de la temperatura: $K(t) = K(t_0)[1 - \alpha(t - t_0)]$

$$\text{Por tanto} \rightarrow V_S = V_{cc} K(t_0) [1 - \alpha(t - t_0)] m$$

Para eliminarla, se puede actuar sobre V_{cc} :

$$V_{cc}(t) = \frac{V_{cc}(t_0)}{1 - \alpha(t - t_0)} \approx V_{cc}(t_0) [1 + \alpha(t - t_0)]$$

$$\text{Entonces} \rightarrow V_S(t) = V_{cc}(t_0) K(t_0) m \Rightarrow \text{Anulado}$$

CONCLUSIÓN \rightarrow CT(K) = α = -CT(V_{cc})



- Puente de Wheatstone: Configuraciones del puente de Wheatstone.

4.- Compensación del efecto de la temperatura (α) en la sensibilidad del sensor.

Un ejemplo:

Diodos $\rightarrow V_\gamma$ y $CT(V_\gamma)$

Coefficiente de temperatura de $R_p \rightarrow \beta \rightarrow R_p = R_0 [1 + \beta(t - t_0)]$

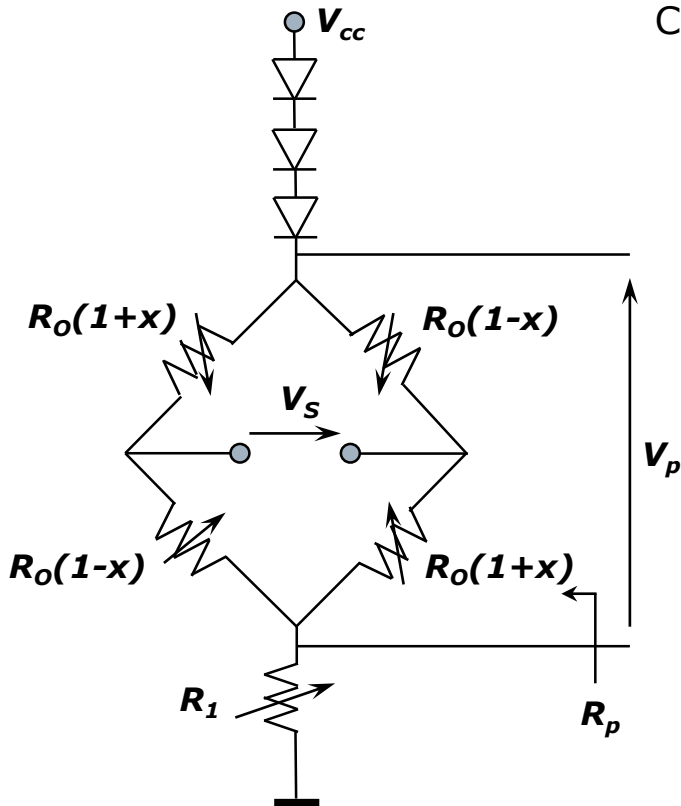
$$V_p = (V_{cc} - 3V_\gamma) \frac{R_p}{R_1 + R_p}$$

$$CT(V_p) = \frac{\partial V_p}{\partial t} \frac{1}{V_p(t_0)} = \frac{\beta}{1 + \frac{R_p}{R_1}} - \frac{3CT(V_\gamma)}{\frac{V_{cc}}{V_\gamma} - 3}$$

Se debe conseguir que: $\alpha = -CT(V_p)$

Realizando ajuste con R_1

Si no se encuentra ningún valor de $R_1 \rightarrow$ Cambiar número de diodos

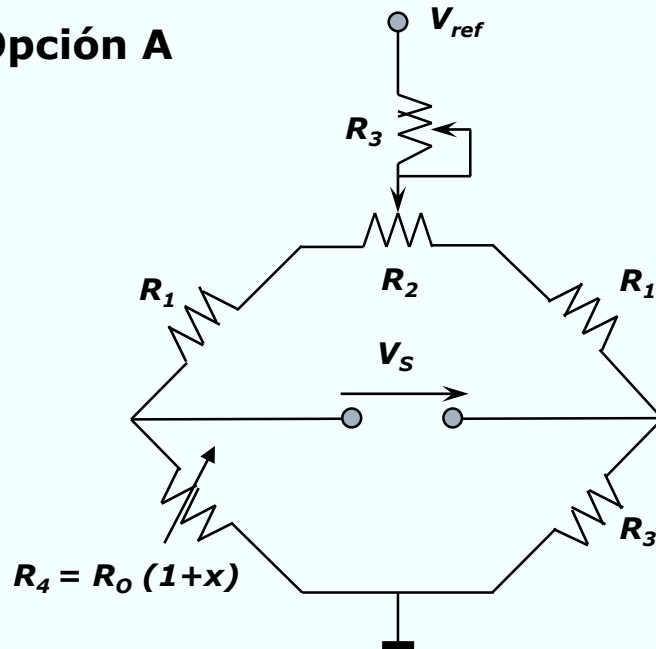




- Puente de Wheatstone: Métodos para balancear el puente.

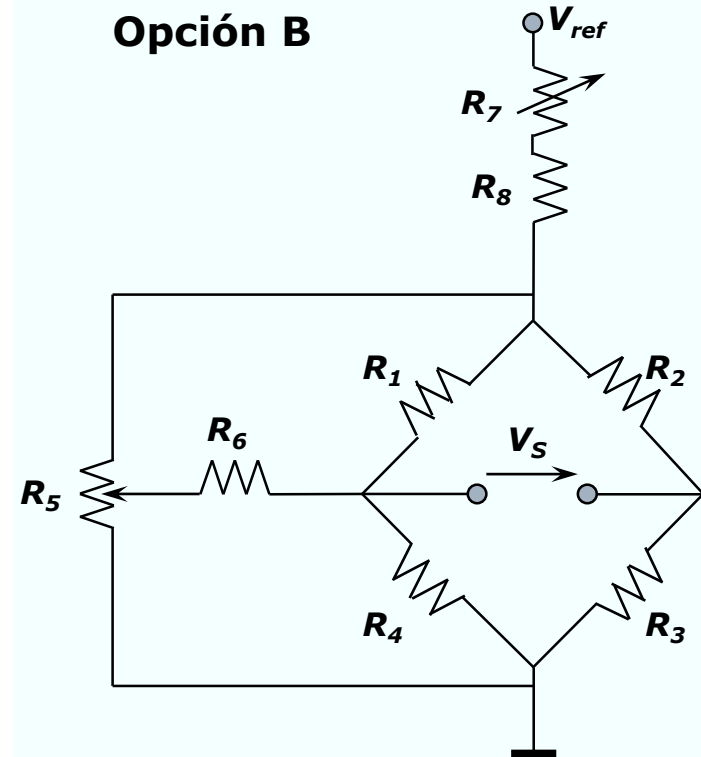
Balanceo de un puente → Conseguir $V_s = 0$ cuando los sensores están en reposo.

Opción A



- Útil si se puede abrir el puente.
- R_3 → Ajuste de sensibilidad.
- R_2 → Balanceo del puente.

Opción B

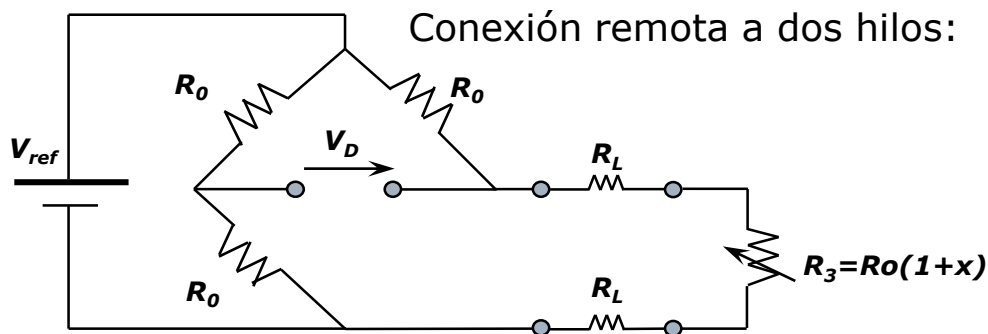


- R_7 → Ajuste de sensibilidad.
- R_5 → Balanceo del puente.



□ Puente de Wheatstone: Conexión sensores remotos.

Cuando el sensor se encuentra alejado del puente se producen errores en la medida debido a la resistencia de los cables. Si suponemos: $x \ll 1$ y $R_L \ll R_0$:



Puente equilibrado con $R_L = 0$:

$$V_D \cong \frac{V_{ref}}{4} \left(\frac{2R_L + R_0 x}{R_0} \right) = \frac{V_{ref}}{4} x + \boxed{\frac{V_{ref}}{2} \frac{R_L}{R_0}}$$



Error de offset

Puente equilibrado con R_L real:

$$V_D \cong \frac{V_{ref}}{4} \left(\frac{R_0 x}{2R_L + R_0} \right) \cong \frac{V_{ref}}{4} x \left(1 - \frac{2R_L}{R_0} \right)$$



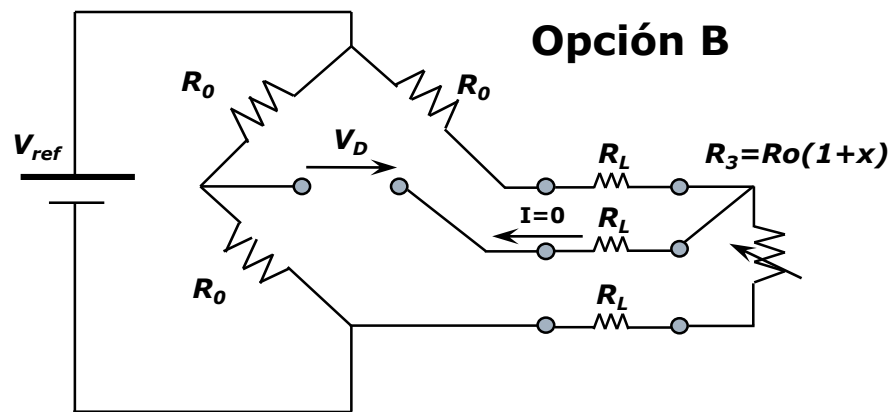
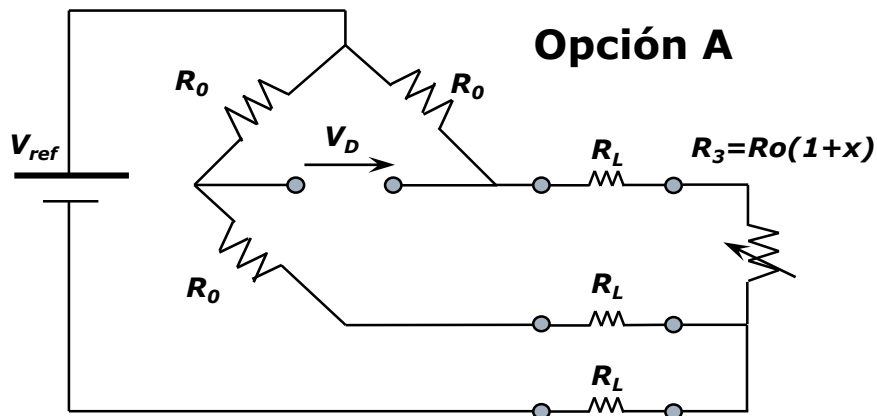
Error de ganancia

La resistencia de los cables puede cambiar por efecto de la temperatura, por lo que un equilibrado no elimina completamente el error de offset en el segundo caso.



□ Puente de Wheatstone: Conexión sensores remotos.

El efecto de la resistencia de los cables puede minimizarse con una conexión a 3 hilos:



En estos casos si se elimina el error de offset, ya que las resistencias de los cables se reparten en dos ramas adyacentes, si estas cambian por igual, solo introducen error de ganancia.

Opción A:

$$V_D \cong \frac{V_{ref}}{4} \frac{R_0}{R_0 + R_L} \frac{R_0}{R_0 + R_L} x \cong \frac{V_{ref}}{4} \left(1 - \frac{2R_L}{R_0}\right) x$$

Opción B:

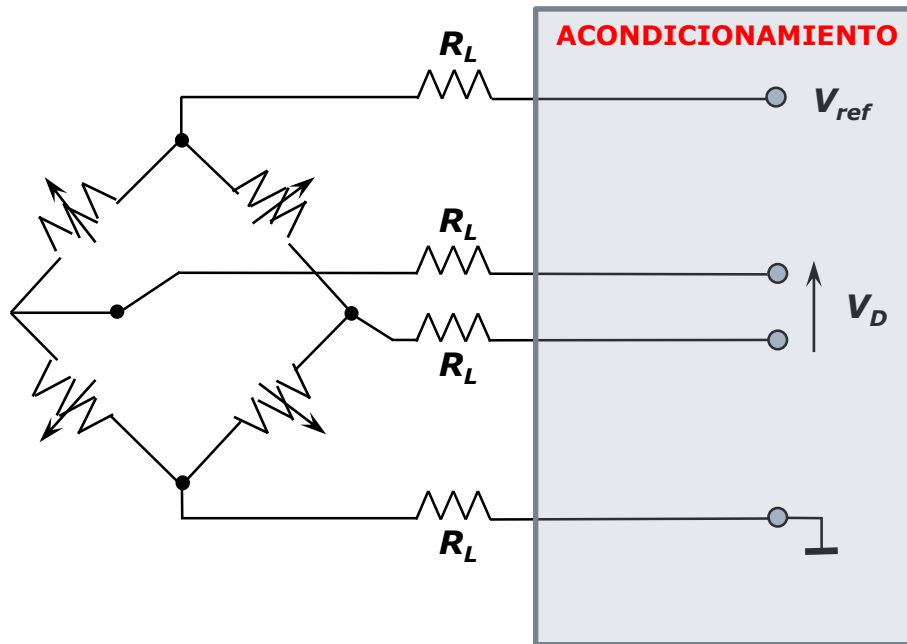
$$V_D \cong \frac{V_{ref}}{4} \frac{R_0}{R_0 + R_L} x \cong \frac{V_{ref}}{4} \left(1 - \frac{R_L}{R_0}\right) x$$

El error de sensibilidad es la mitad que en la opción A.



□ Puente de Wheatstone: Conexión sensores remotos.

Cuando el puente está formado por cuatro sensores y se encuentra alejado de la electrónica de acondicionamiento se requieren **4 hilos** (2 alimentación + 2 señal):



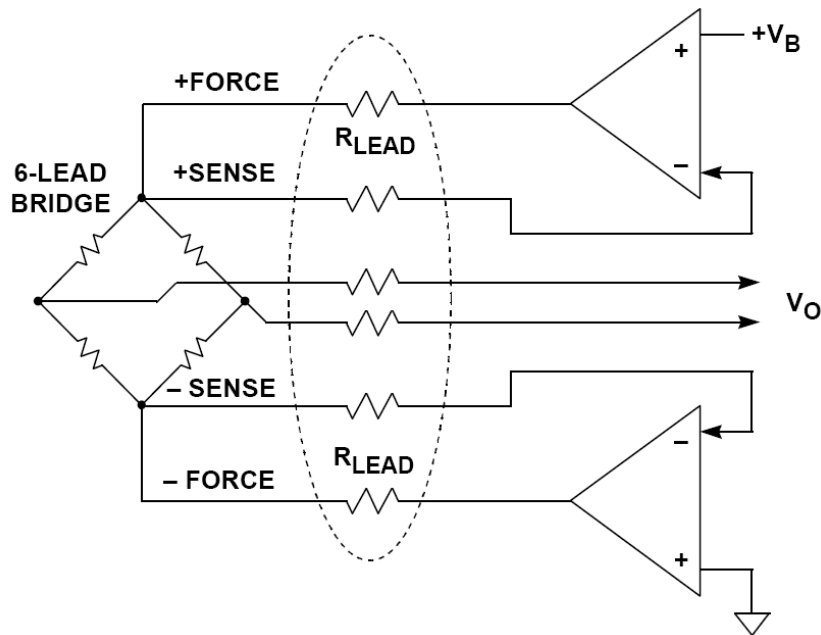
- El error por los cables que llevan la tensión de salida hasta la electrónica, es reducido si esta presenta alta impedancia de entrada.
- Los cables de la alimentación producen un error de sensibilidad que puede ser importante, según la relación entre su resistencia y la del puente.

Solución al error de sensibilidad → Conexión KELVIN a 6 hilos



□ Puente de Wheatstone: Conexión sensores remotos.

• **Conexión KELVIN a 6 hilos** (alimentación en tensión):



- Las líneas SENSE se conectan a la entrada de un AO (alta impedancia) con lo que la caída de tensión en las líneas SENSE será muy limitada.

- Los AO's fuerzan a que la tensión de alimentación del puente (que es la que ven por su terminal de entrada inversora) sea la correcta.

- La salida del puente se debe conectar a un amplificador de alta impedancia para evitar caída de tensión en sus cables.

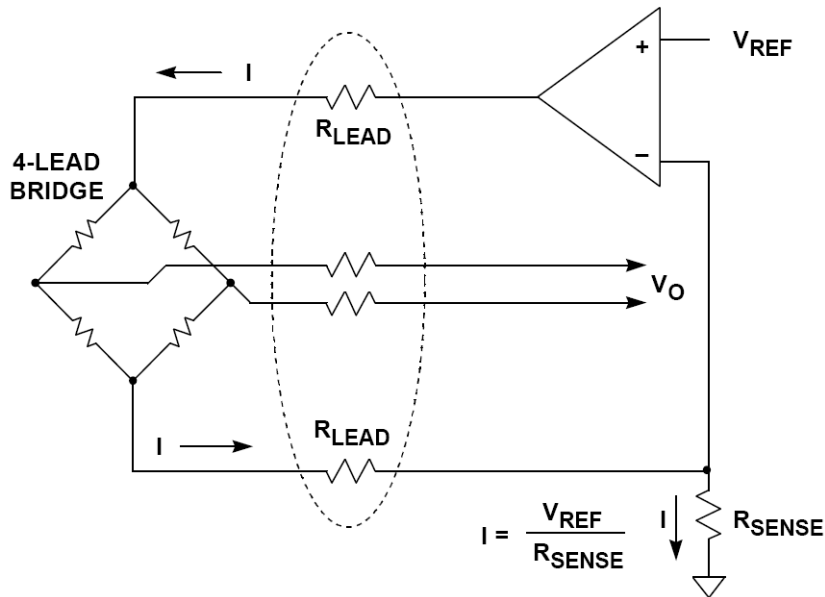
- Los AO's deben elegirse atendiendo al error que introducen en el sistema.

Existen referencias de tensión integradas que permiten esta conexión, por ejemplo, [REF3212](#) de Texas.



□ Puente de Wheatstone: Conexión sensores remotos.

- **Conexión KELVIN a 4 hilos** (alimentación en corriente). Por ejemplo:



- El puente se polariza en corriente para evitar el efecto de la resistencia de los cables.
- A diferencia de la polarización en tensión, en este caso se requieren 4 cables en lugar de 6.
- Igualmente, la salida del puente se debe conectar a un amplificador de alta impedancia para evitar caída de tensión en sus cables.
- La sensibilidad y la linealidad del puente pueden ser distintas a las calculadas para alimentación en tensión, atendiendo al número de sensores y su disposición en el puente.



Acondicionamiento de Señales y Sensores

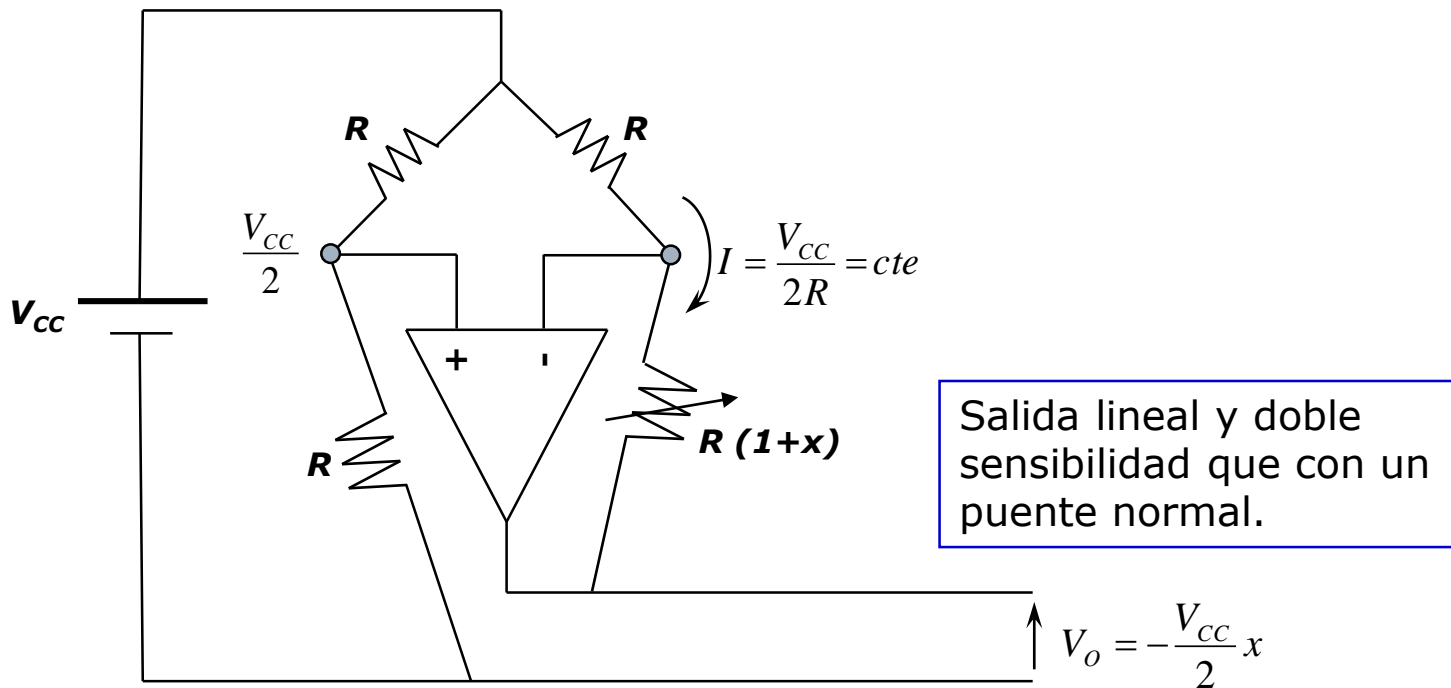
Lección 3. Medida de Impedancia



- Puente de Wheatstone: Linealización analógica.

Alternativa ① → Corriente constante por el sensor para puentes abiertos.

Aplicable si es posible abrir el puente. Por ejemplo:

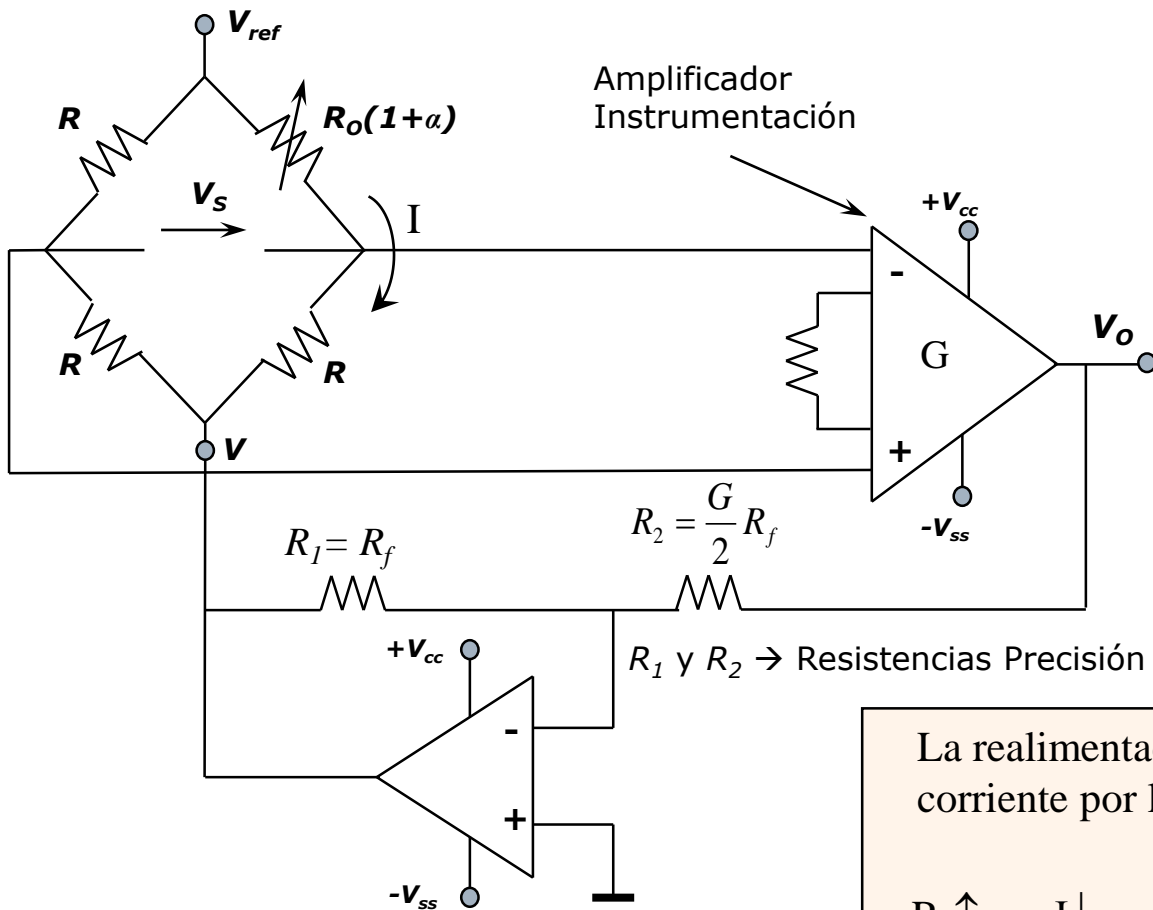


Alternativa ② → Usar circuitos integrados de acondicionamiento de sensores específicos, que incluyen linealización.



□ Puente de Wheatstone: Linealización analógica.

Alternativa ③ → Corriente constante por el sensor para puentes cerrados.



$$\left. \begin{aligned} V &= -\frac{2}{G} V_o \\ V_o &= -V_s G \\ V_s &= \frac{-(V_{ref} - V)}{2} \frac{\alpha}{2 + \alpha} \end{aligned} \right\} V_o = G \frac{V_{ref}}{4} \alpha$$

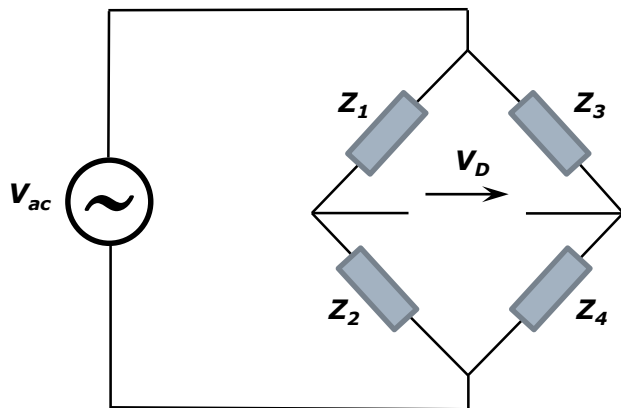
↓
Lineal

La realimentación mantiene constante la corriente por la rama del sensor:

$$R_x \uparrow \rightarrow I \downarrow \rightarrow V_s \downarrow \rightarrow V_o \uparrow \rightarrow V \downarrow \rightarrow I \uparrow \Rightarrow I = \text{cte.}$$



- Puente de Wheatstone: Puentes de alterna.
 - Los puentes alimentados en alterna se utilizan para medir impedancias.
 - Como en el caso de los puentes alimentados en continua, se pueden utilizar dos métodos de medida:
 - Puente de impedancias de tipo nulo.
 - Puente de impedancias por deflexión.
 - El puente está formado por cuatro impedancias:



$$\text{Condición de equilibrio} \rightarrow Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$$

- No es posible conseguir el equilibrio del puente para cualquier combinación de resistencias, capacitancias e inductancias:

Ejemplo:

Z_1 y $Z_2 \rightarrow$ Resistencias
 $Z_3 \rightarrow$ Inductancia
 $Z_4 \rightarrow$ Capacitancia

Condición de equilibrio:

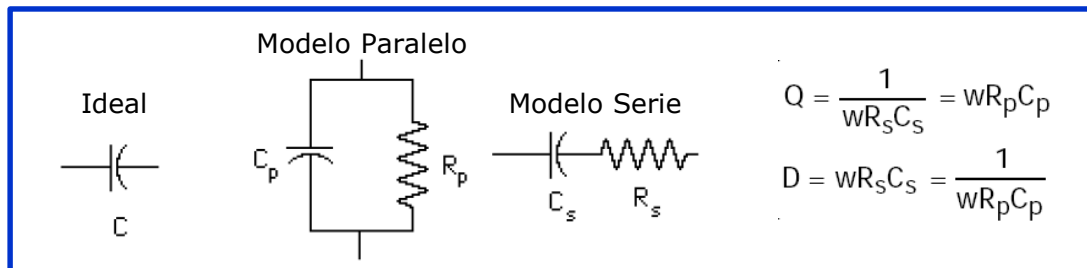
$$\left. \begin{array}{l} Z_1 \text{ y } Z_2 \rightarrow \text{Resistencias} \\ Z_3 \rightarrow \text{Inductancia} \\ Z_4 \rightarrow \text{Capacitancia} \end{array} \right\} R_1 \frac{1}{j\omega C_4} = j\omega R_2 L_3 \rightarrow \text{Condición imposible}$$



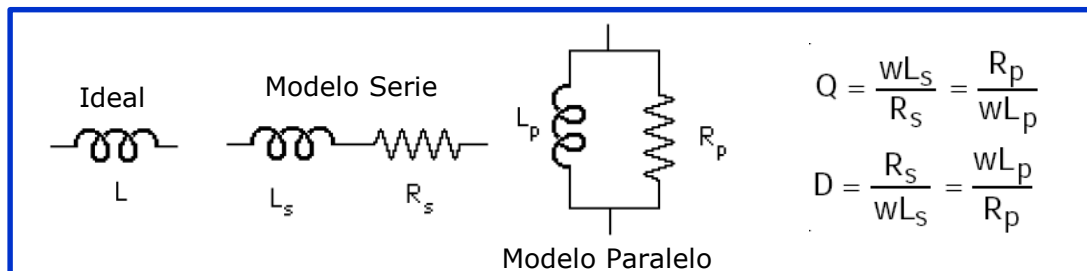
□ Puente de Wheatstone: Puentes de alterna.

- Modelo de capacitancias e inductancias:

CAPACITANCIAS



INDUCTANCIAS



- La elección de una u otra configuración de puente depende de:
 - Tipo de componente a caracterizar y modelo equivalente que queremos obtener.
 - El orden de magnitud de los parámetros medidos: R , L , C y Q .
 - Frecuencia a la que se quiere caracterizar el componente.



- ❑ Lección 0. Objetivos del tema.
- ❑ Lección 1. Tipos de fuentes de señal.
- ❑ Lección 2. Referencias de tensión y corriente.
- ❑ Lección 3. Medida de impedancia.
- ❑ Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación.
 - Amplificación de señales de bajo nivel mediante diferencial.
 - Amplificador de Instrumentación.
 - ❑ Circuito con tres operacionales.
 - ❑ Características de entrada.
 - ❑ Ejemplos comerciales.
 - ❑ Aplicaciones.
 - ❑ Cálculo de la exactitud en DC
- ❑ Lección 5. Amplificador de aislamiento.
- ❑ Lección 6. Telemedida analógica.
- ❑ Lección 7. Interferencias Electromagnéticas.
- ❑ Referencias y bibliografía.



Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



- Amplificación de señales de bajo nivel mediante diferencial.

NECESIDAD → Amplificar señales diferenciales en presencia de señales en modo común indeseadas (habitualmente ruido).

Se requieren circuitos con alto rechazo al modo común $CMR \uparrow\uparrow\uparrow$

$$CMR = \frac{G_D}{G_{CM}}$$

Amplificador diferencial → **Amplificador de instrumentación**

Amplificador diferencial mejorado

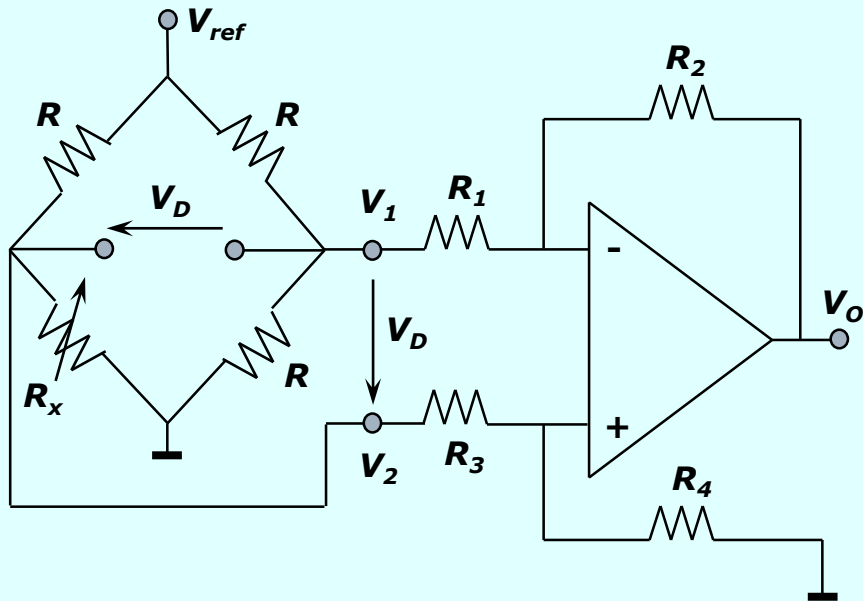


Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



- Amplificación de señales de bajo nivel mediante diferencial.

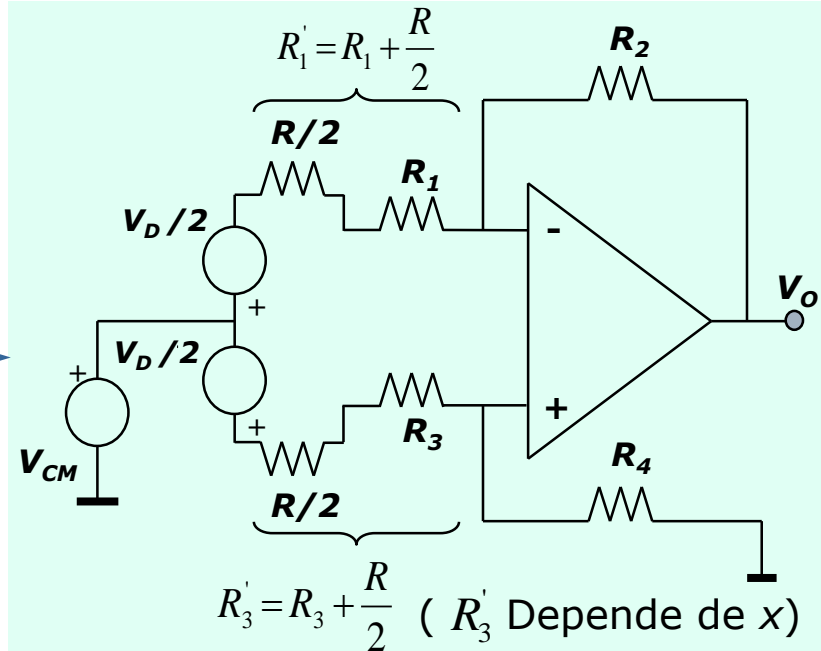


Se define:

$$V_D = V_2 - V_1$$

$$V_{CM} = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

Si $x \downarrow \downarrow$



$$R'_3 = R_3 + \frac{R}{2} \quad (R'_3 \text{ Depende de } x)$$

$$V_O = V_{CM} \underbrace{\frac{R'_1 R_4 - R_2 R'_3}{R'_1 (R'_3 + R_4)}}_{G_{CM}} + V_D \underbrace{\frac{R'_1 R_4 + R_2 R'_3 + 2R_2 R_4}{2R'_1 (R'_3 + R_4)}}_{G_D}$$

$$V_O = V_{CM} G_{CM} + V_D G_D$$



□ Amplificación de señales de bajo nivel mediante diferencial.

Para eliminar efecto $V_{CM} \rightarrow G_{CM} = 0 \rightarrow \mathbf{R}'_1 \mathbf{R}_4 = \mathbf{R}_2 \mathbf{R}'_3$. Problemas:

- R'_3 depende de "x" que es la variable a medir.
- Las características reales de los componentes limitan la capacidad para reducir G_{CM} . Su realización con componentes discretos no permite obtener buenos resultados como consecuencia del desajuste en el valor de las resistencias.

Si se cumple la condición $R'_1 R_4 = R_2 R'_3$, el CMR tiende a infinito y la ganancia diferencial resulta:

$$G_D = \frac{R_4}{R'_3} = \frac{R_2}{R'_1} \quad \longrightarrow \quad CMR = \frac{G_D}{G_{CM}} = \frac{1}{2} \frac{R'_1 R_4 + R_2 R'_3 + 2R_2 R_4}{R'_1 R_4 - R'_3 R_2}$$

Problemas adicionales del amplificador diferencial:

- Si se desea cambiar la ganancia se debe modificar el valor de dos resistencias para intentar cumplir la condición que garantiza máximo CMR . Además la ganancia depende de la resistencia de salida de la fuente de señal.
- Si el puente está alejado del amplificador, la resistencia de los cables afecta sobre el CMR y G_D , introduciendo errores adicionales.

[INA105](#), [INA143](#), [THS4508](#) (entrada y salida diferencial), [INA210](#) (monitor de corriente).



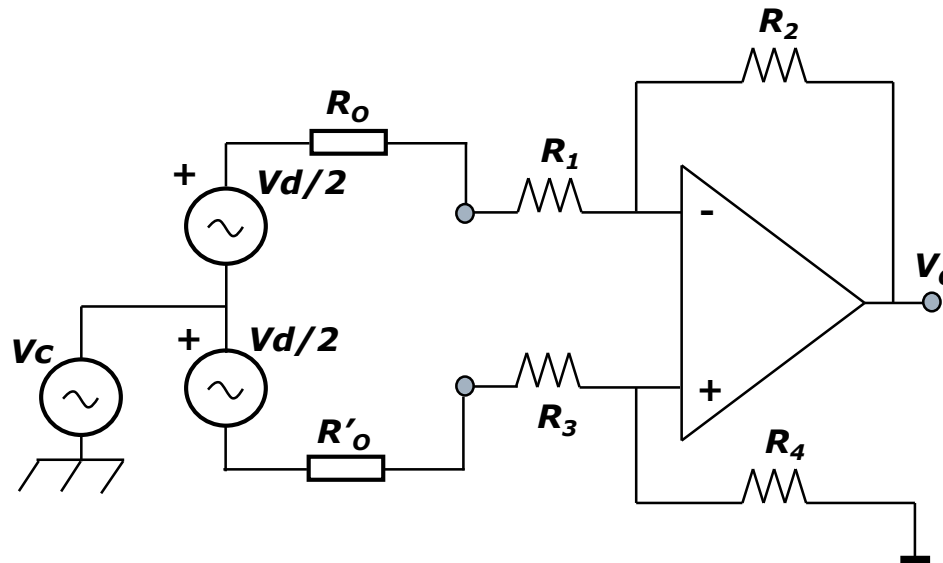
Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



Amplificación de señales de bajo nivel mediante diferencial (Ejercicio).

Para el circuito de la figura, obtenga el CMR y la G_D , supuesto que el amplificador diferencial es el INA105AM y que nominalmente $R_o = R'_o = 100\Omega$.

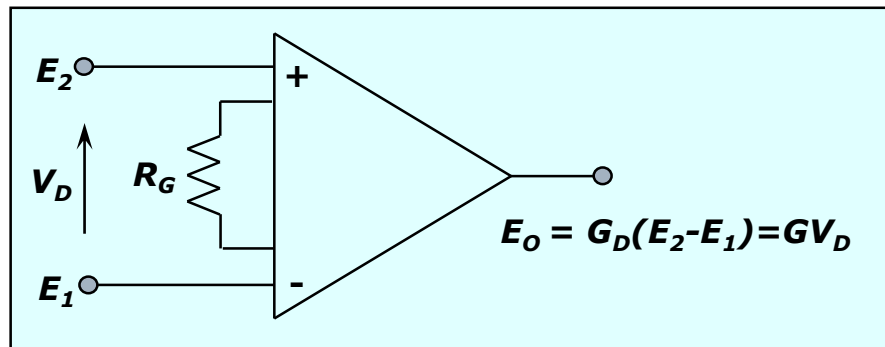


Si R_o y R'_o presentan una incertidumbre del $\pm 20\%$:

- Calcule la incertidumbre de ganancia total del circuito.
- Obtenga el valor mínimo del CMR en dB (CMRR).
- Utilizando sus hojas características, analice el efecto de la frecuencia sobre el CMR del circuito.



□ Amplificador de instrumentación: Introducción.



Características generales:

- Ganancia diferencial estable y ajustable externamente mediante una única resistencia (R_G).
- *CMRR* muy elevado (valores típicos superiores a 100 dB) y poco dependiente de la fuente de señal.
- Impedancia de entrada elevada.
- Baja impedancia de salida.
- Tensión de offset y corrientes de entrada, reducidas y estables.

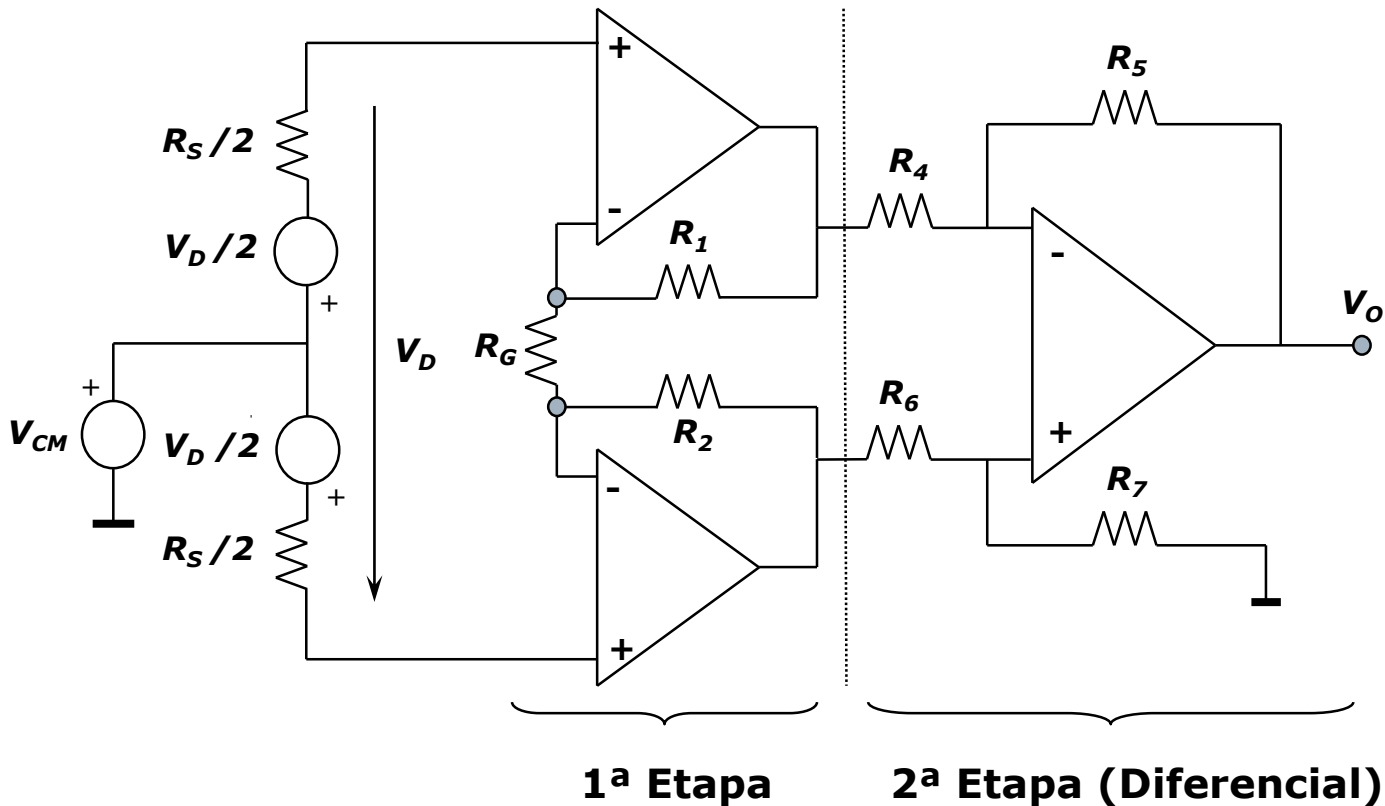


Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



- Amplificador de instrumentación: Circuito con 3 operacionales.



Amplificador de instrumentación \rightarrow Amplificador diferencial mejorado



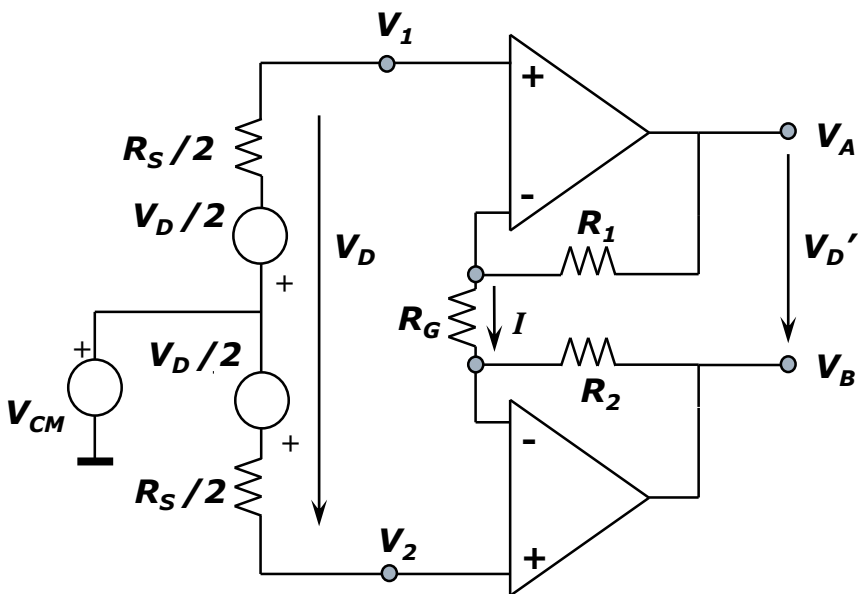
Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



- Amplificador de instrumentación: Circuito con 3 operacionales.

1ª Etapa



$V_{CM}' \rightarrow$ Tensión común a la entrada de la segunda etapa.

$V_D' \rightarrow$ Tensión diferencial a la entrada de la segunda etapa.

Ganancia Diferencial

$$\left. \begin{aligned} V_D' &= V_B - V_A = -I(R_1 + R_2 + R_G) \\ I &= \frac{V_1 - V_2}{R_G} = -\frac{V_D}{R_G} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} V_D' &= -\frac{R_1 + R_2 + R_G}{R_G} (V_1 - V_2) \\ V_D' &= \frac{R_1 + R_2 + R_G}{R_G} V_D \end{aligned}$$

$$G_{D(1^a Etapa)} = \frac{R_1 + R_2 + R_G}{R_G}$$

Ganancia Común

$$\left. \begin{aligned} V_A &= R_1 I + V_{CM} - \frac{V_D}{2} \\ V_B &= -R_2 I + V_{CM} + \frac{V_D}{2} \end{aligned} \right\}$$

Tensión común debida a V_D que provoca **error de ganancia**.

$$V_{CM}' = \frac{V_A + V_B}{2} = V_{CM} + \frac{R_2 - R_1}{2R_G} V_D$$

$R_1 = R_2 \rightarrow$ Anula efecto I_B de AO's

$$V_{CM}' = V_{CM} \Rightarrow G_{CM(1^a Etapa)} = 1$$

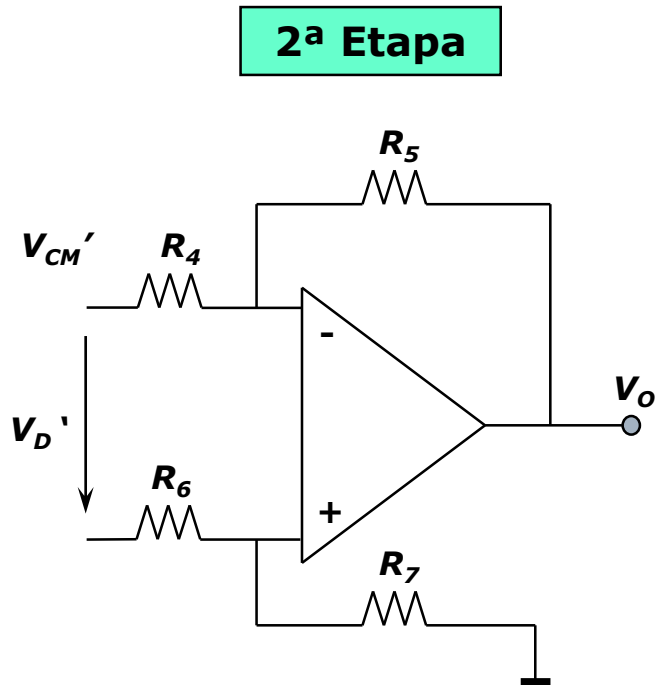


Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



- Amplificador de instrumentación: Circuito con 3 operacionales.



V_{CM}' → Tensión común a la entrada de la segunda etapa.

V_D' → Tensión diferencial a la entrada de la segunda etapa.

Ganancia Diferencial

Si se cumple → $R_4 R_7 = R_5 R_6$

$$G_{D(2^a Etapa)} = \frac{R_7}{R_6} = \frac{R_5}{R_4} \rightarrow V_O |_{V_D'} = \frac{R_7}{R_6} V_D' = \frac{R_5}{R_4} V_D'$$

Ganancia Común

Si se cumple → $R_4 R_7 = R_5 R_6$

$$G_{CM(2^a Etapa)} = 0 \rightarrow V_O |_{V_{CM}'} = G_{CM(2^a Etapa)} V_{CM}' = 0$$



Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



- Amplificador de instrumentación: Circuito con 3 operacionales.

CONCLUSIONES

① Si se cumple que $R_1=R_2$ y $R_4 R_7=R_5 R_6$ → $V_O = \frac{R_7}{R_6} \left(2 \frac{R_1}{R_G} + 1\right) V_D = \frac{R_5}{R_4} \left(2 \frac{R_1}{R_G} + 1\right) V_D$

- ② La ganancia al modo común de la primera etapa es la unidad, siendo sus funciones:

- Amplificar la tensión diferencial.
- Proporcionar un ajuste cómodo de la ganancia mediante la resistencia R_G
- Presentar una elevada y simétrica impedancia de entrada.
- Conseguir muy baja tensión y corriente de offset por la compensación de sus dos AO's.
- Aislar el diferencial de la fuente de señal para que el CMR sea elevado.

- ③ El *CMR* total depende del que presente la 2ª etapa, en definitiva de que se cumpla la condición $R_4 R_7=R_5 R_6$, y de la ganancia diferencial de la 1ª etapa:

$$CMR|_{AI} = \frac{G_{D(Total)}}{G_{CM(Total)}} = \frac{G_{D(1^a Etapa)}}{G_{CM(1^a Etapa)}} \frac{G_{D(2^a Etapa)}}{G_{CM(2^a Etapa)}} \rightarrow CMR|_{AI} = G_{D(1^a Etapa)} CMR|_{2^a Etapa} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right) CMR|_{2^a Etapa}$$

1 $CMR|_{2^a Etapa}$



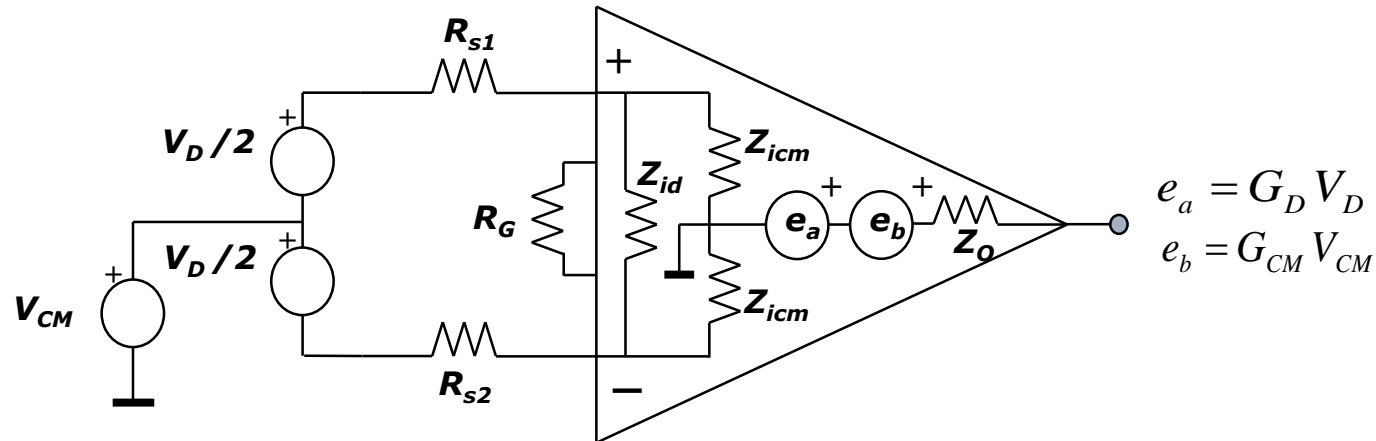
Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



Amplificador de instrumentación: Características de entrada.

Se parte del siguiente modelo:



- ① Impedancias de entrada.
- ② No linealidad.
- ③ Rechazo al modo común (*CMR*).
- ④ Tensión de offset y su deriva.
- ⑤ Corrientes de offset, polarización y sus derivas.



Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



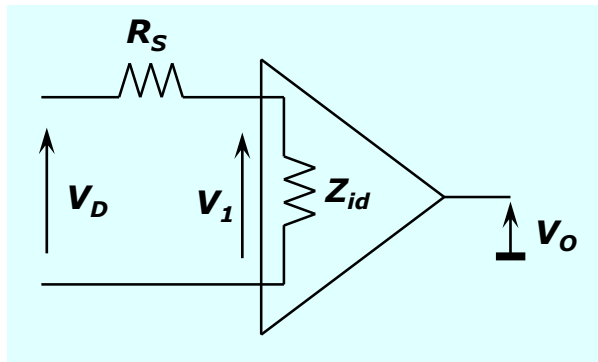
Amplificador de instrumentación: Características de entrada.

① Impedancias de entrada.

Impedancia de entrada diferencial (Z_{id})

-
- Impedancia entre las dos entradas.
 - Se mide aplicando una tensión en modo diferencial.

Produce un error de ganancia debido a la resistencia de salida de la fuente.



$$\left. \begin{aligned} V_O &= V_I G_D \\ V_I &= \frac{V_D}{R_S + Z_{id}} Z_{id} \end{aligned} \right\} V_O = \frac{V_D}{R_S + Z_{id}} Z_{id} G_D$$

$$\text{Error ganancia } (e_G) = \frac{G_{ideal} - G_{real}}{G_{ideal}} \rightarrow e_G = \frac{G_D - G_D \frac{Z_{id}}{R_S + Z_{id}}}{G_D} = 1 - \frac{Z_{id}}{R_S + Z_{id}} \xrightarrow{\text{Si } Z_{id} \gg R_S} e_G \approx \frac{R_S}{Z_{id}}$$



Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación

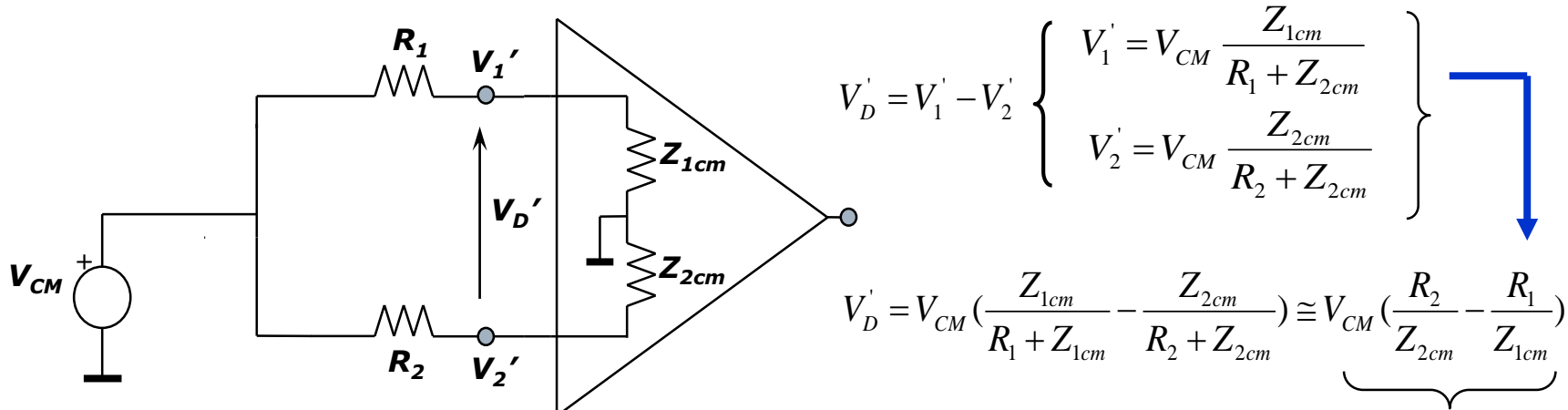


Amplificador de instrumentación: Características de entrada.

① Impedancias de entrada (cont.).

Impedancia de entrada en modo común (Z_{icm}) → {
 - Impedancia entre cada entrada y la referencia.
 - Se mide aplicando una tensión en modo común.

Si no es igual en las dos entradas produce una tensión diferencial debida a V_{CM} que se suma a la que se desea amplificar, empeorando el CMR del sistema.



$$G_{CM} = \frac{V_D'}{V_{CM}} = \frac{R_2}{Z_{2cm}} - \frac{R_1}{Z_{1cm}}$$

Cuanto mayor sea Z_{cm} , menor efecto produce el desbalanceo de la fuente de señal.

Tensión diferencial debida a V_{CM}



Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



Amplificador de instrumentación: Características de entrada.

① Impedancias de entrada (cont.).

INPUT

Input Impedance	10 2	GΩ_pF
Differential		
Common-Mode	10 2	GΩ_pF

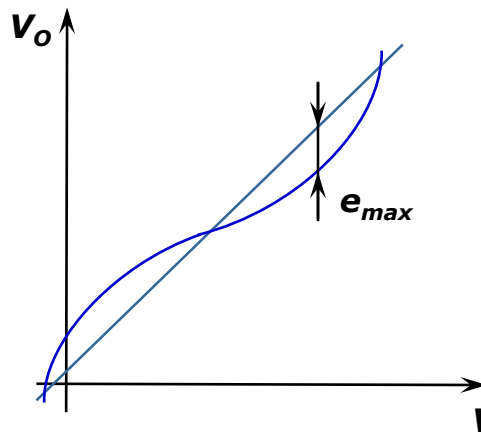
El equivalente es una resistencia en paralelo con una capacidad.

$$Z_{cm} = Z_{1cm} // Z_{2cm}$$

Los problemas se acentúan con la frecuencia.

② No linealidad.

- La linealidad se mide con respecto a la recta que mejor se adapta a la función de transferencia del amplificador.



$$NL = \pm \frac{|Salidareal - Salidalineal|_{max}}{FE \text{ a la salida}}$$

$$NL = \pm \frac{|e_{max}|}{FE |_{V_o}}$$

PARAMETER	INA101AM, AG			% of p-p FS
	MIN	TYP	MAX	
Nonlinearity, DC ⁽²⁾		±(0.002 + 10 ⁻⁵ G)	±(0.005 + 2 x 10 ⁻⁵ G)	

(2) Nonlinearity is the maximum peak deviation from the best straight-line as a percentage of peak-to-peak full scale output.



Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



Amplificador de instrumentación: Características de entrada.

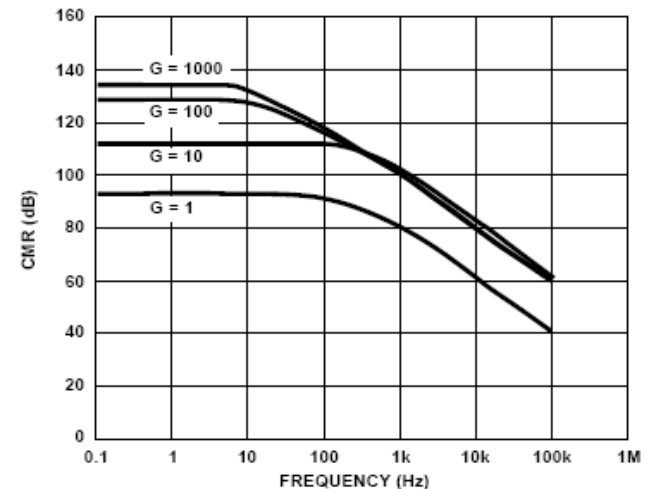
③ Rechazo al modo común (CMR).

- Lo suelen proporcionar para un desbalance de $1K\Omega$ en la resistencia de la fuente de señal, por lo que incluye también efecto de la Z_{cm} . Aumenta al aumentar G_D , pero no lo hace en la misma proporción, tal y como se podría deducir de la expresión ideal obtenida, según la cual:

$$CMR|_{AI} = G_{D(1^a Etapa)} CMR|_{2^a Etapa} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_G}\right) CMR|_{2^a Etapa}$$

- Esto es debido a que en ganancias altas cobra importancia el desajuste entre CMR de los dos operacionales de entrada. Los fabricantes suelen proporcionar el CMR para diferentes ganancias G_D :

	MIN	TY	
CMR with 1kΩ Source Imbalance			dB
DC to 60Hz, G = 1	80	90	
DC to 60Hz, G = 10	96	106	
DC to 60Hz, G = 100 to 1000	106	110	





Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



Amplificador de instrumentación: Características de entrada.

④ Tensión de offset (V_{IO}) y sus derivas.

- Influyen en la exactitud del circuito en DC.
- Se debe considerar tanto su valor nominal como las derivas por las condiciones de entorno (temperatura, tiempo y alimentación).
- La tensión de offset es función de la ganancia, debido a la aportación del A.O del diferencial.

$$V_{IO} = \frac{2V_{IO_AO3}}{G_D} + V_{IO_AO1} - V_{IO_AO2}$$

Clave para conseguir bajas tensiones de offset y alto CMR

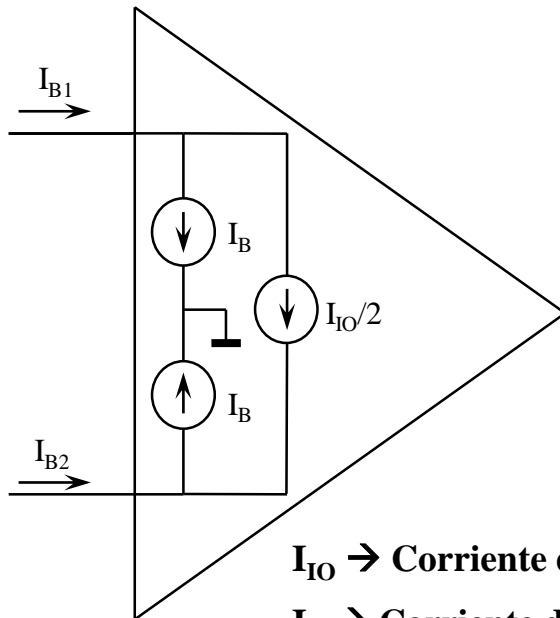
PARAMETER	INA101AM, AG			
	MIN	TYP	MAX	
INPUT OFFSET VOLTAGE Initial Offset at +25°C		$\pm(25 + 200/G)$	$\pm(50 + 400/G)$	μV
vs Temperature			$\pm(2 + 20/G)$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
PSR → vs Supply		$\pm(1 + 20/G)$		$\mu\text{V}/\text{V}$
vs Time		$\pm(1 + 20/G)$		$\mu\text{V}/\text{mo}$



Amplificador de instrumentación: Características de entrada.

⑤ Corrientes de offset, polarización y sus derivas.

- Influyen en la exactitud del circuito en DC al generar una tensión de offset equivalente al atravesar las resistencias de salida de la fuente de señal.
- Se debe considerar tanto su valor nominal como las derivas por las condiciones de entorno (temperatura, tiempo y alimentación).



$I_{IO} \rightarrow$ Corriente de offset.

$I_B \rightarrow$ Corriente de polarización.

PARAMETER	INA101AM, AG			
	MIN	TYP	MAX	
INPUT BIAS CURRENT				
Initial Bias Current (each input)		± 15	± 30	nA
vs Temperature		± 0.2		nA/°C
vs Supply		± 0.1		nA/V
Initial Offset Current		± 15	± 30	nA
vs Temperature		± 0.5		nA/°C

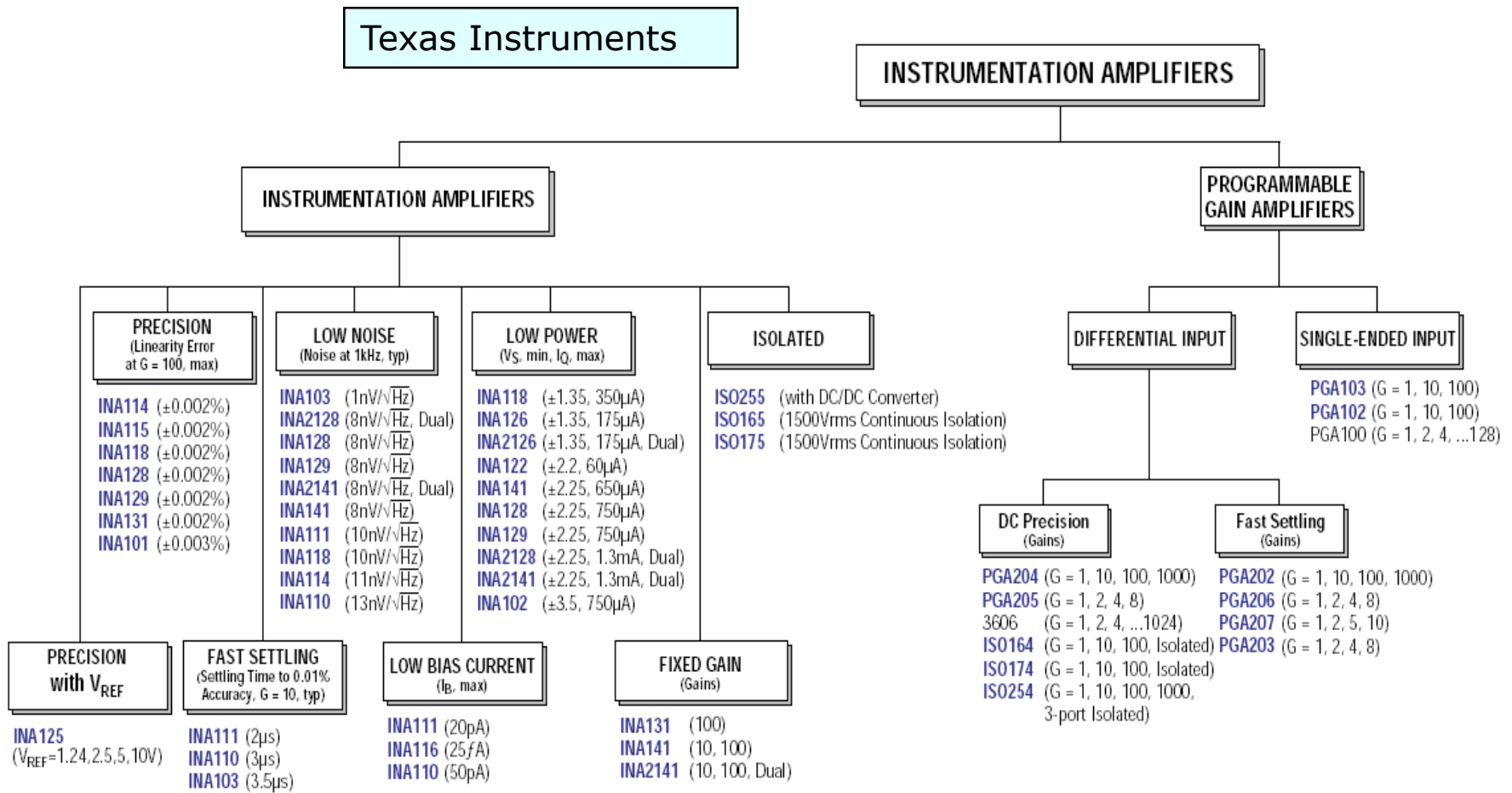


Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



Amplificador de instrumentación: Ejemplos comerciales.





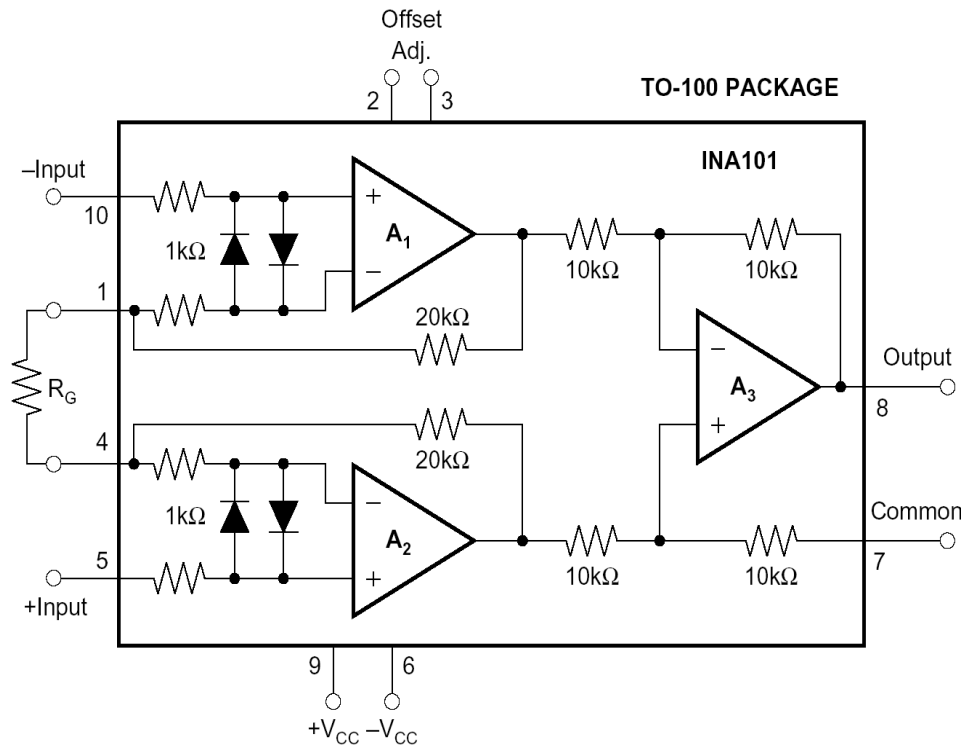
Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



- Amplificador de instrumentación: Ejemplos comerciales.

Ejemplo → INA101 de Texas Instruments



$$G_D = 1 + \frac{40K}{R_G}$$

- Permite sumar una tensión a la salida mediante terminal 7 (*common*).

$$V_O = V_E G_D + V_{Common}$$

- Permite ajuste de offset.
- Entradas protegidas frente a sobretensiones.



Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación

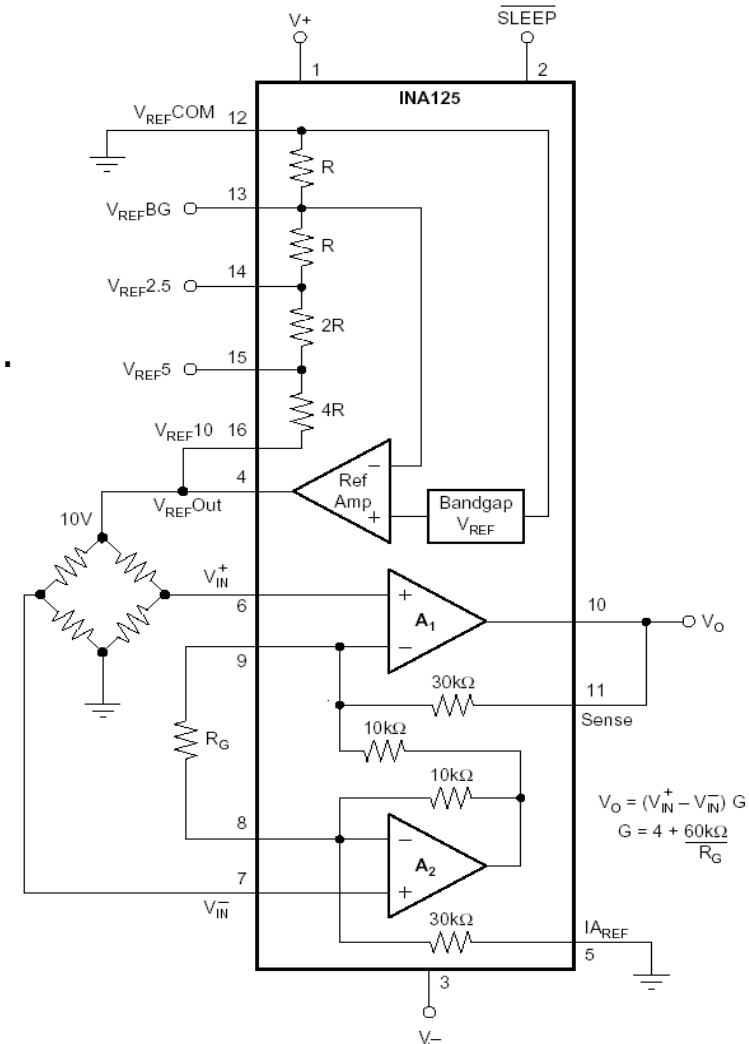


Amplificador de instrumentación: Ejemplos comerciales.

Ejemplo → INA125 de Texas Instruments

- Amplificador de instrumentación con referencia de tensión integrada.
- Configuración de AI con 2 AO's.
- Bajo consumo de corriente y alimentación simple.

¡Analice el circuito correspondiente al AI!





Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



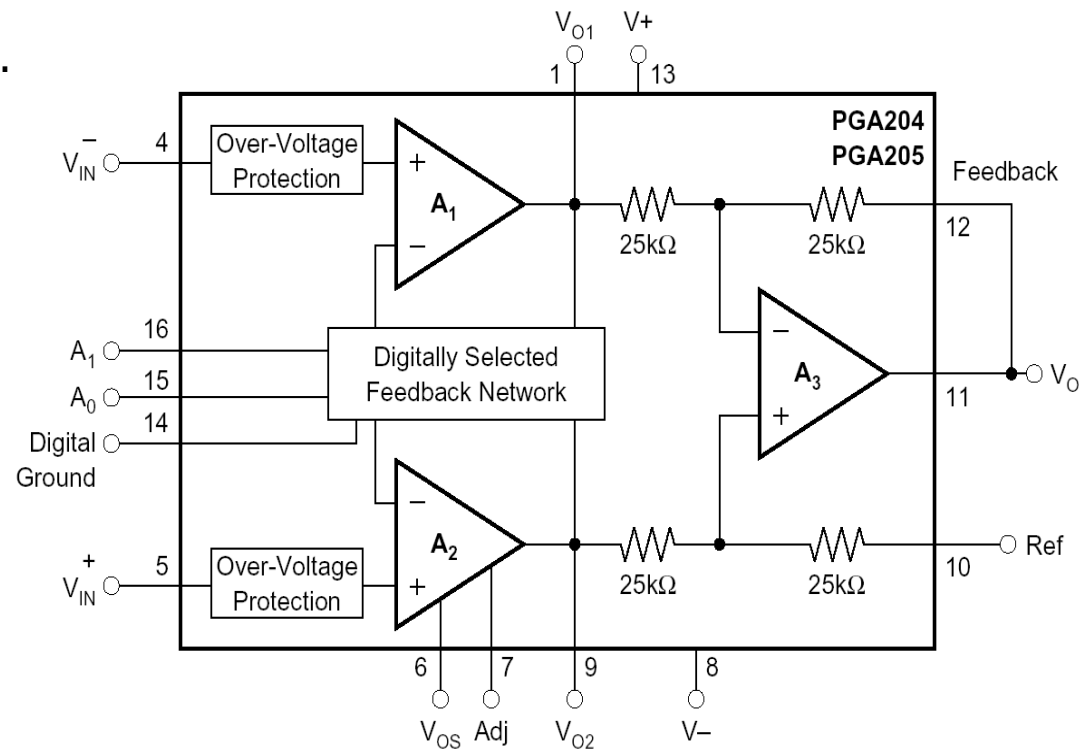
- Amplificador de instrumentación: Ejemplos comerciales.

Ejemplo → PGA204/205 de Texas Instruments

- Ganancia programable: Incorpora una red de resistencias seleccionables digitalmente para implementar R_G .

GAIN	
PGA204	PGA205
1	1
10	2
100	4
1000	8

- **Aplicación típica:** Sistemas de adquisición de datos.



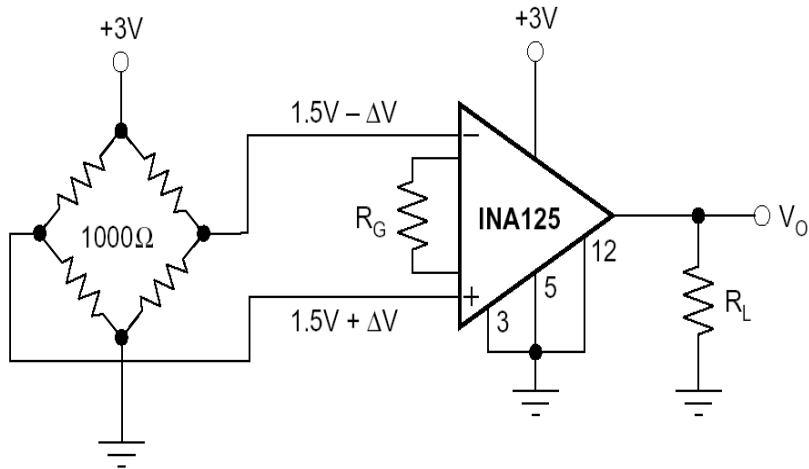


Acondicionamiento de Señales y Sensores

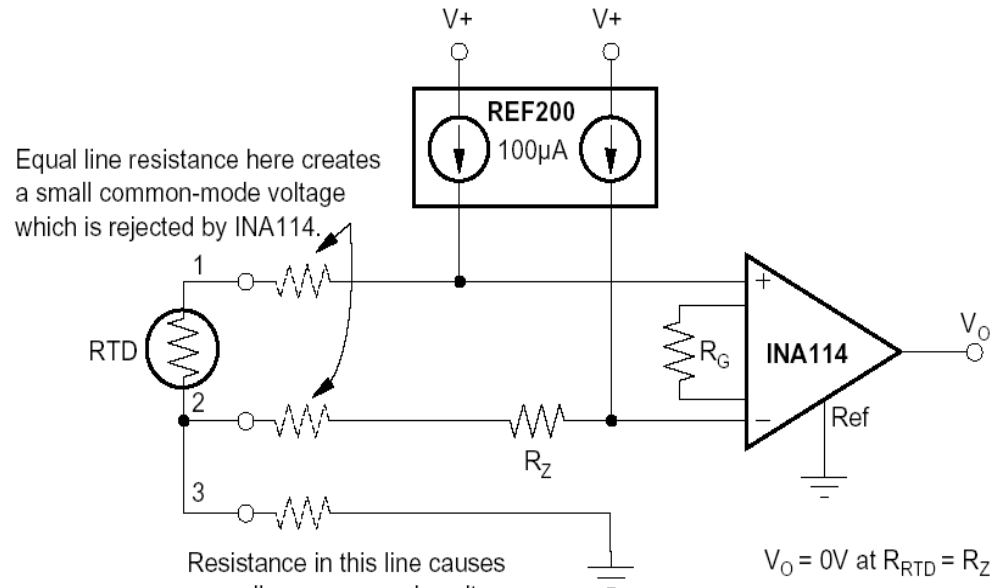
Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



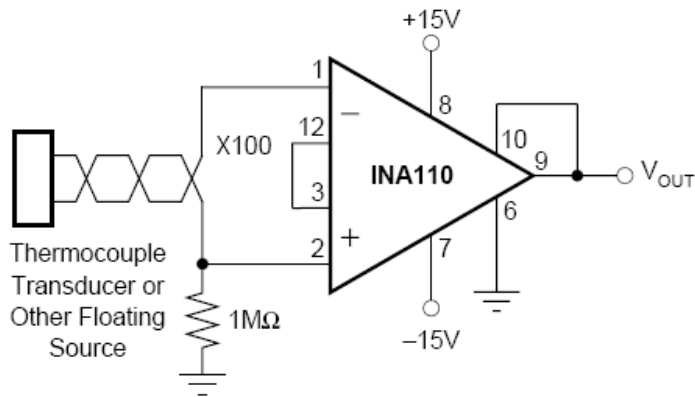
Amplificador de instrumentación: Aplicaciones.



Acondicionamiento de puentes



Acondicionamiento RTD's



Acondicionamiento fuente flotante

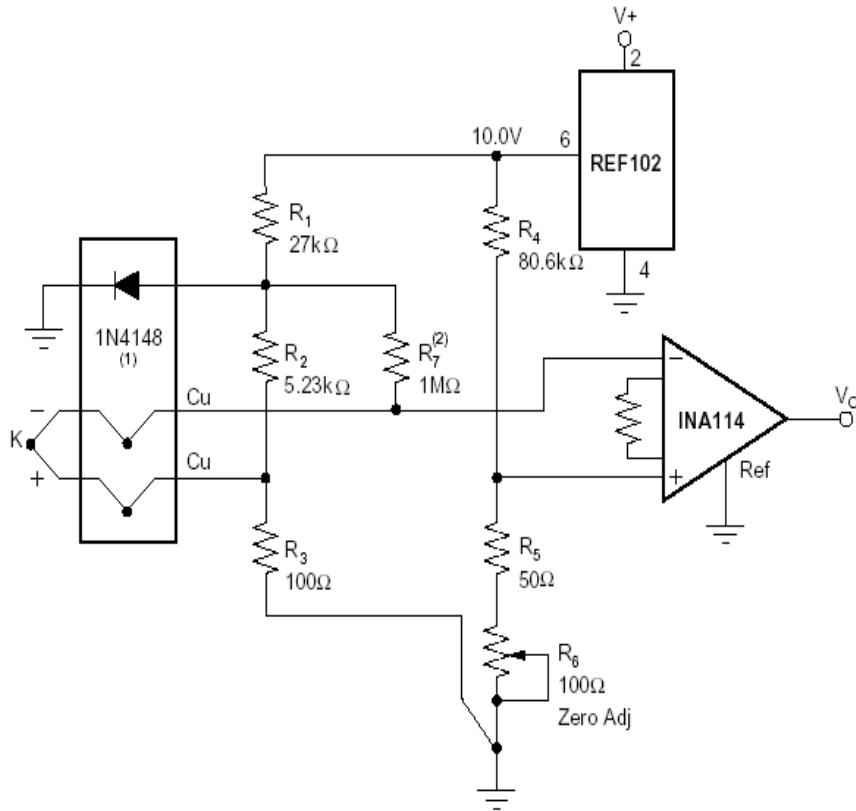


Acondicionamiento de Señales y Sensores

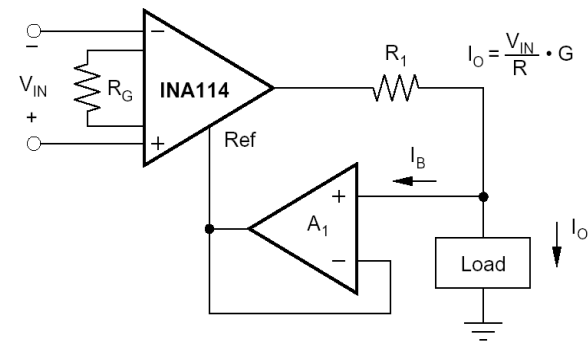
Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



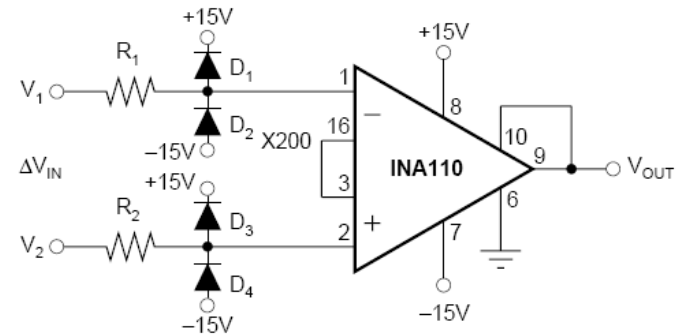
Amplificador de instrumentación: Aplicaciones.



Acondicionamiento de termopares



Circuito conversor V/I



For lower voltage, lower resistor noise:

$$R_1 = R_2 = 20\text{k}\Omega, D_1 - D_4 = \text{FDH300 (1nA leakage)}$$

For higher voltage, higher resistor noise:

$$R_1 = R_2 = 100\text{k}\Omega, D_1 - D_4 = \text{2N4117A (1pA leakage)}$$

Matching of RCs on inputs will affect CMR, but can be optimized by trimming R_1 or R_2 .

Protección entradas

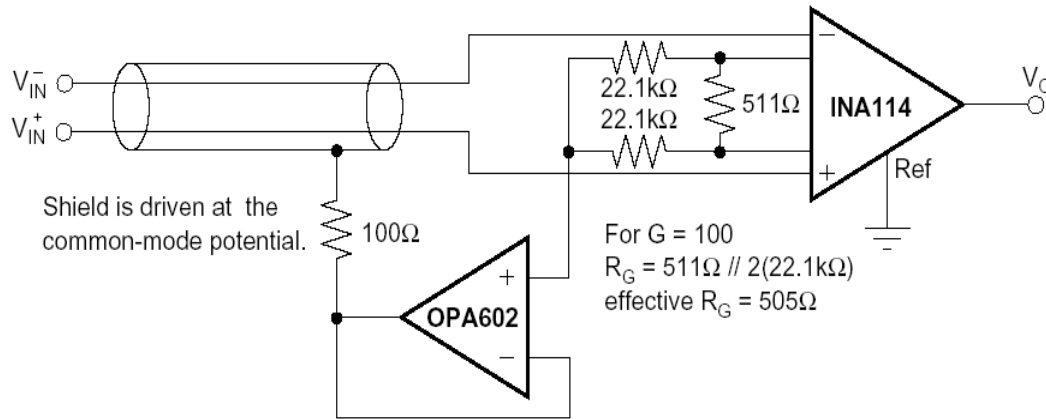


Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación

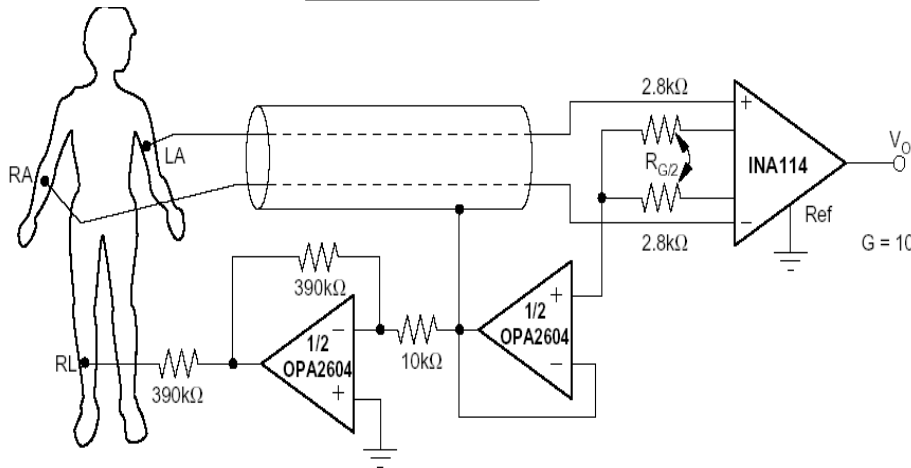


Amplificador de instrumentación: Aplicaciones.



Circuito de acondicionamiento con alta inmunidad a interferencias:

- Apantallamiento frente a ruido.
- Reducción efecto de la pantalla del cable sobre el CMR.



Medida de biopotenciales.

- Apantallamiento cables.
- Reducción efecto pantalla del cable sobre el CMR.
- Anulación V_{CM} + camino de retorno para las corrientes de entrada del AI.

¡Analizar hojas de características del [INA110](#)!



Acondicionamiento de Señales y Sensores

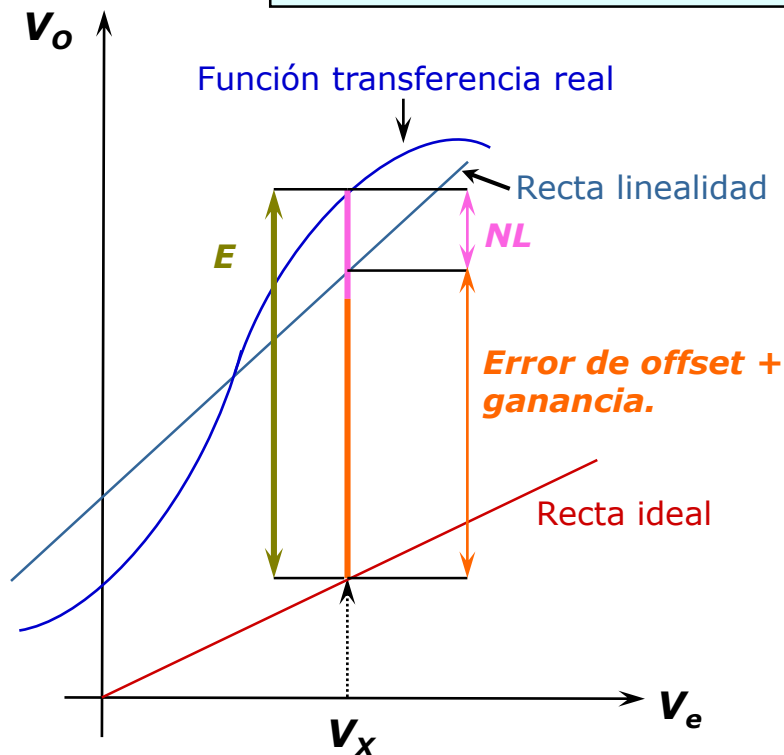
Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



□ Amplificador de instrumentación: Cálculo de la exactitud en DC.

- Al igual que para cualquier otro circuito de medida, la caracterización de los A.I's consiste en el cálculo de la **Exactitud (E)** de su función de transferencia.
- Para aplicaciones de continua (BF), la E viene dada por la siguiente expresión:

$$E = NL + \text{errores offset} + \text{errores ganancia}$$



- Siendo $NL \rightarrow$ No linealidad
- Errores de offset \rightarrow Fijos + Variables
- Errores de ganancia \rightarrow Fijos + Variables



Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación



- Amplificador de instrumentación: Cálculo de la exactitud en DC.

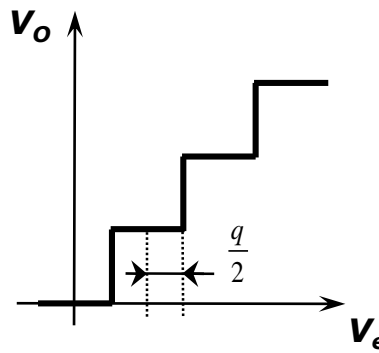
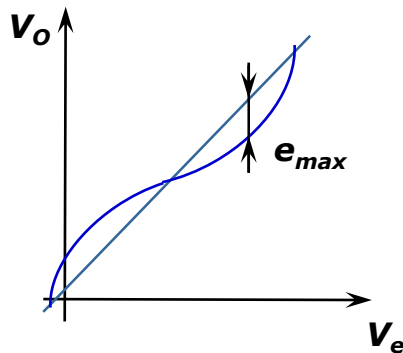
NO LINEALIDAD (NL).

- Se define respecto a la mejor recta y viene dada por la expresión:

$$NL = \pm \frac{|e_{\max}|}{FE|_{V_o}}$$

- En algunas ocasiones expresan la NL (y otros parámetros de error) a través del **número equivalente de bits de un ADC (n)**. Se corresponde con el número de bits que debe tener un ADC para que su error de cuantificación coincida con la NL.

$$q = \frac{FS}{2^n} \Rightarrow NL = \frac{FS}{2^{n+1}} \Rightarrow n = \log_2\left(\frac{FS}{NL}\right) - 1$$



$$\pm e_{\max} = \pm q/2 = \pm 0.5 \text{LSB}$$



- Amplificador de instrumentación: Cálculo de la exactitud en DC.

ERRORES DE GANANCIA.

- | | |
|------------------|--|
| Fijos | <ul style="list-style-type: none">- Tolerancia de la resistencia R_G.- Error en la expresión del fabricante.- Error debido al efecto de la impedancia de entrada del AI sobre la fuente de señal. |
| Variables | <ul style="list-style-type: none">- Derivas en la expresión de la ganancia del fabricante.- Derivas de R_G. |

ERRORES DE OFFSET.

- | | |
|------------------|--|
| Fijos | <ul style="list-style-type: none">- Tensión (V_{IO}), corrientes de offset y polarización (I_{IO}, I_B) del A.I, que interactúan con la fuente de señal. I_{IO} e I_B también pueden generar error de ganancia. |
| Variables | <ul style="list-style-type: none">- Rechazo al modo común (CMR), cuando la V_{CM} vista por el AI no sea constante. Si esta depende de la información genera error de ganancia.- Derivas de V_{IO}, I_{IO}, I_B.- Rechazo a la fuente de alimentación (PSR). |



- ❑ Lección 0. Objetivos del tema.
- ❑ Lección 1. Tipos de fuentes de señal.
- ❑ Lección 2. Referencias de tensión y corriente.
- ❑ Lección 3. Medida de impedancia.
- ❑ Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación.
- ❑ Lección 5. Amplificador de aislamiento.
 - Introducción.
 - Aplicaciones.
 - Características específicas.
 - Tipos según el método de acoplo de la información.
 - Consideraciones adicionales de diseño.
- ❑ Lección 6. Telemedida analógica.
- ❑ Lección 7. Interferencias Electromagnéticas.
- ❑ Referencias y bibliografía.



□ Introducción.

Amplificador de Aislamiento:

- Dispositivo capaz de asegurar un paso fiel de una señal analógica entre dos sistemas a la vez que mantiene un aislamiento galvánico entre ambos. Este aislamiento puede ser necesario por motivos de seguridad o para realizar cierto tipo de medidas.

- El aislamiento proporcionado también afecta a la alimentación del sistema. Atendiendo a ello, los sistemas se pueden clasificar en:

① A.A's de dos puertos

La alimentación comparte conexión eléctrica bien con el circuito de entrada de señal, bien con el de salida. Hay por tanto dos referencias independientes.

② A.A's de tres puertos

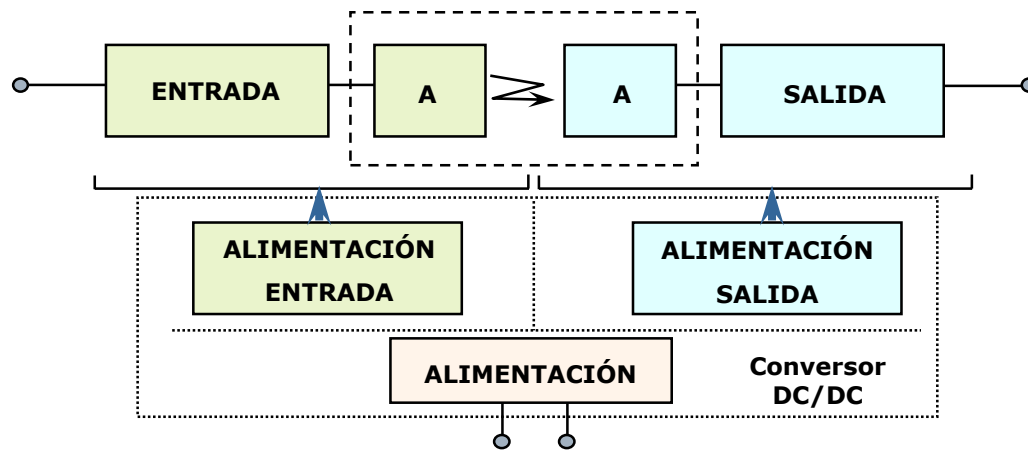
La alimentación está completamente aislada tanto del circuito de entrada como del de salida. Hay por tanto tres referencias independientes.

- Si bien un A.A., como dispositivo independiente, proporciona un aislamiento entre entrada y salida, en ciertas aplicaciones el aislamiento no se conserva en el sistema final, pero ha servido para cumplir con las exigencias de la aplicación.

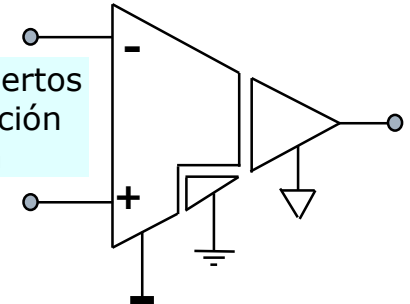


□ Introducción.

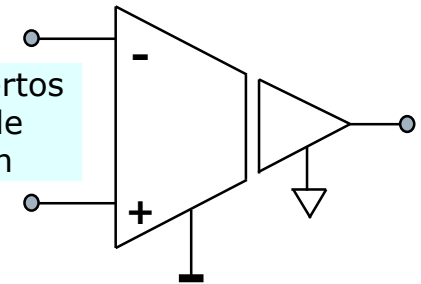
Etapas que forman un amplificador de Aislamiento:



A.A de tres puertos
con alimentación
integrada



A.A de dos puertos
sin circuito de
alimentación



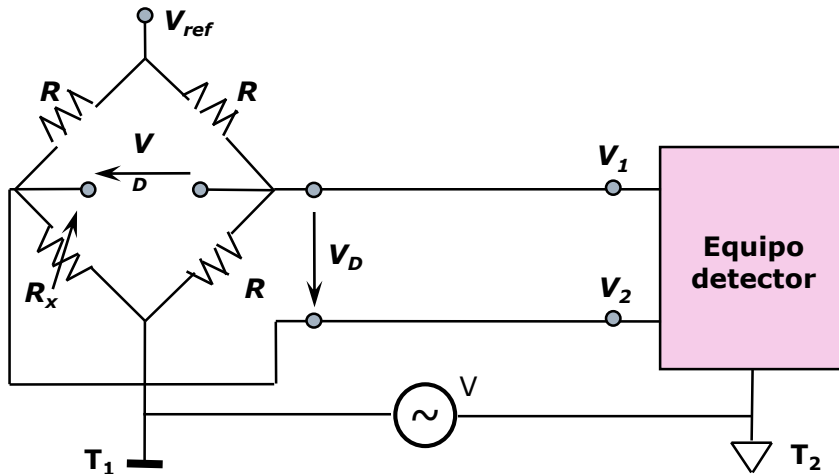
- **Circuito de entrada** → Podemos encontrar diferentes posibilidades: amplificador operacional, diferencial o amplificador de entrada referenciada a masa.
- **Circuito de salida** → Suele ser en tensión.
- **Circuito de aislamiento** → Incluye los circuitos necesarios para acoplar la señal de entrada a salida proporcionando aislamiento galvánico y normalmente, ganancia unidad.
- **Circuito de alimentación** → Consiste en un convertor DC/DC (integrado o externo).



□ Aplicaciones de los A.A's.

① **Protección de equipos:** Amplificar con exactitud tensiones diferenciales superpuestas a tensiones en modo común elevadas ($V_{CM} > 15 \text{ V}$).

Ejemplo: La diferencia de potencial entre tomas de tierra alejadas puede alcanzar decenas de voltios.



En los terminales V_1 y V_2 la tensión con respecto a su referencia (T_2) puede ser superior a la permitida por el equipo detector.

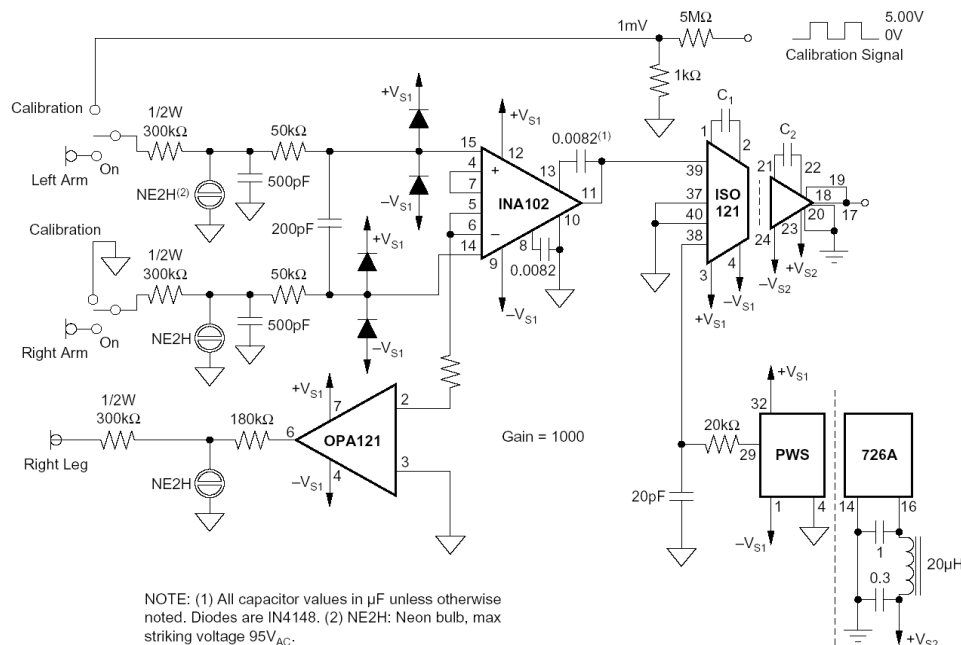
$$V_{CM} = \frac{V_{ref}}{2} + V$$

② Amplificar con exactitud tensiones diferenciales superpuestas a tensiones en modo común elevadas, soportables por el A.A. pero que pueden provocar errores excesivos. La capacidad de rechazo en modo aislamiento (IMR) puede ser superior al CMR de los amplificadores de instrumentación.



□ Aplicaciones de los A.A's.

③ **Seguridad.** Por ejemplo, en equipos de electromedicina para evitar tensiones peligrosas en electrodos. También en aplicaciones en entornos explosivos.



Amplificador de ECG

El circuito protege al paciente frente a fallos en el sistema y a la electrónica cuando se usa un desfibrilador.

④ Para la **ruptura de bucles de masa** con el fin de evitar problemas de interferencias electromagnéticas. Permite controlar el camino de retorno de corrientes problemáticas para que no circulen por circuitos de bajo nivel susceptibles de ser afectados.

De estas aplicaciones, las mas habituales son seguridad y medida en presencia de altas tensiones en modo común.



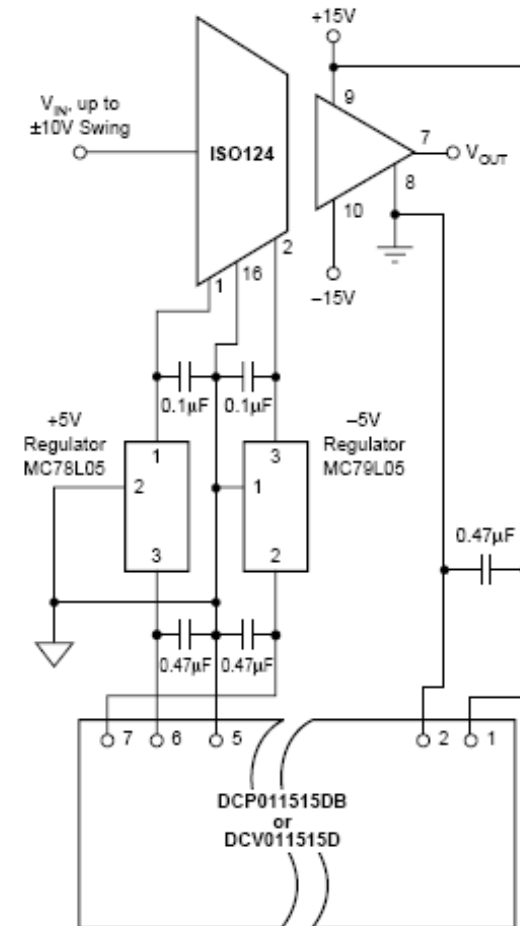
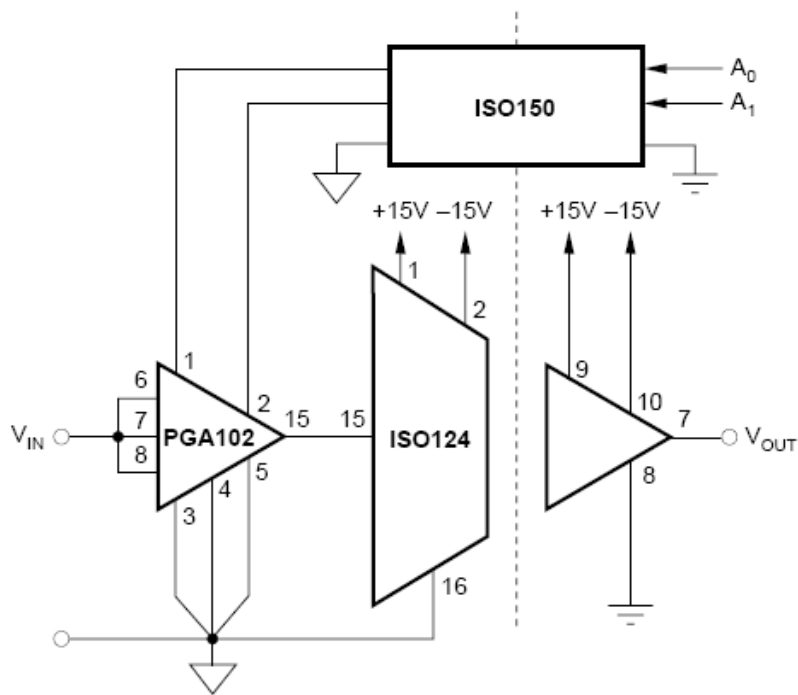
Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 5. Amplificador de aislamiento



Aplicaciones de los A.A's: Ejemplos.

- Amplificador de precisión con aislamiento y control de ganancia.

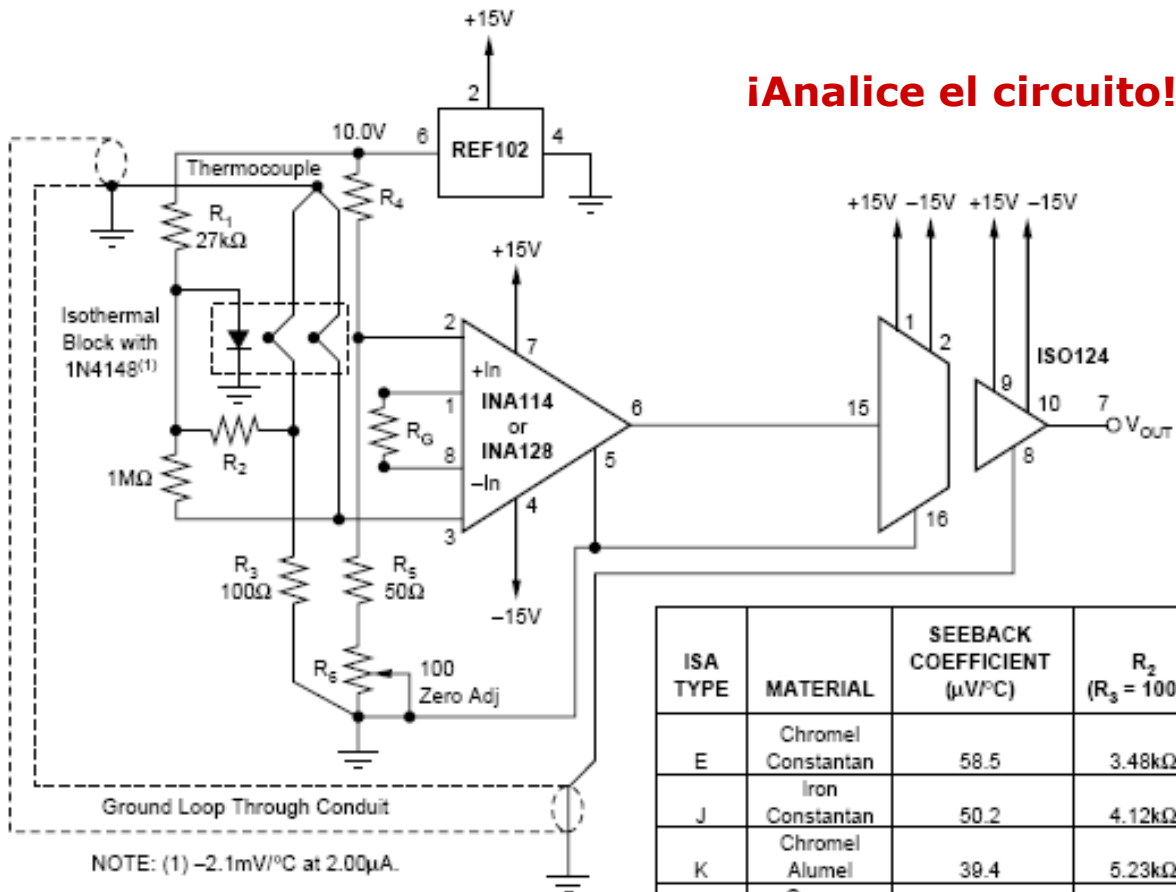


Para señales de entrada débiles suele ser necesario amplificar antes de acoplar al A.A. para reducir el error por ruido y tensión de offset.



Aplicaciones de los A.A's: Ejemplos.

- Amplificador de termopar con compensación unión fría y eliminación de bucle de masa.



ISA TYPE	MATERIAL	SEEBACK COEFFICIENT ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$)	R_2 ($R_3 = 100\Omega$)	R_4 ($R_3 + R_4 = 100\Omega$)
E	Chromel Constantan	58.5	3.48k Ω	56.2k Ω
J	Iron Constantan	50.2	4.12k Ω	64.9k Ω
K	Chromel Alumel	39.4	5.23k Ω	80.6k Ω
T	Copper Constantan	38.0	5.49k Ω	84.5k Ω



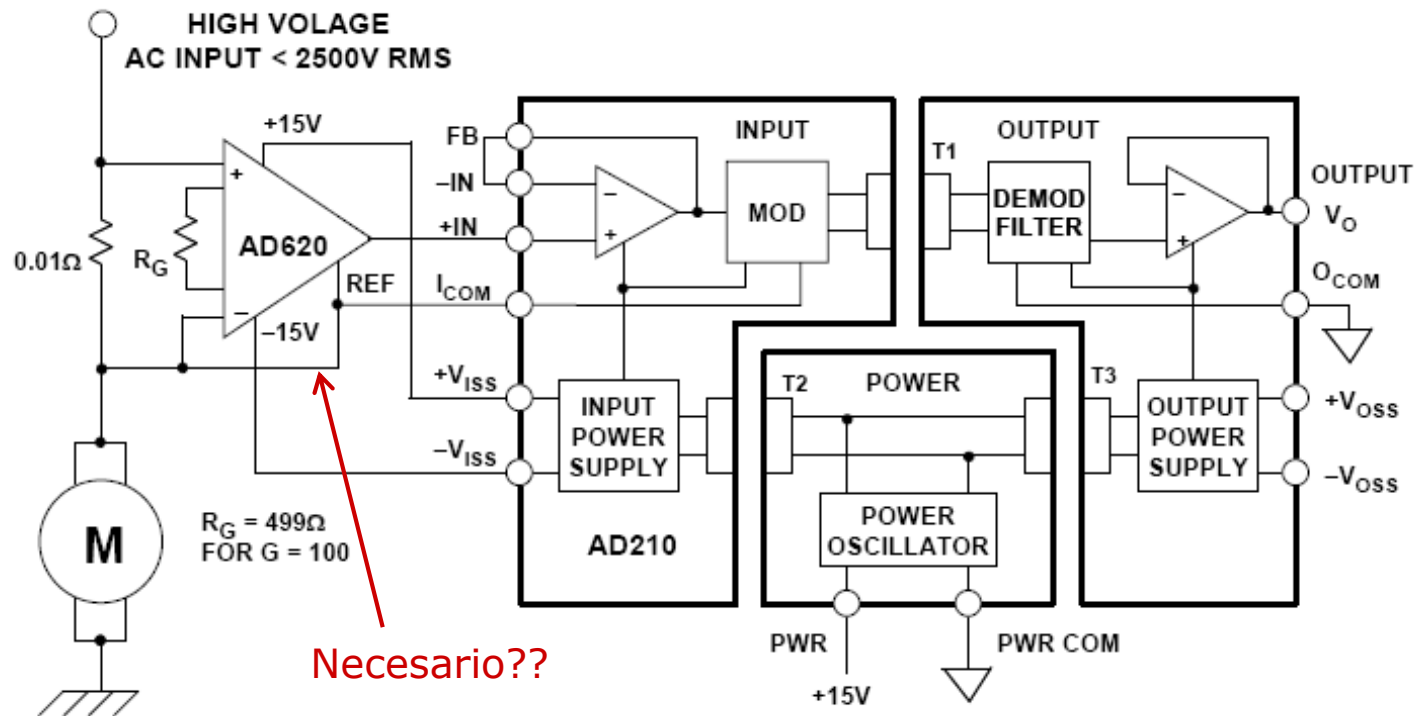
Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 5. Amplificador de aislamiento



Aplicaciones de los A.A's: Ejemplos.

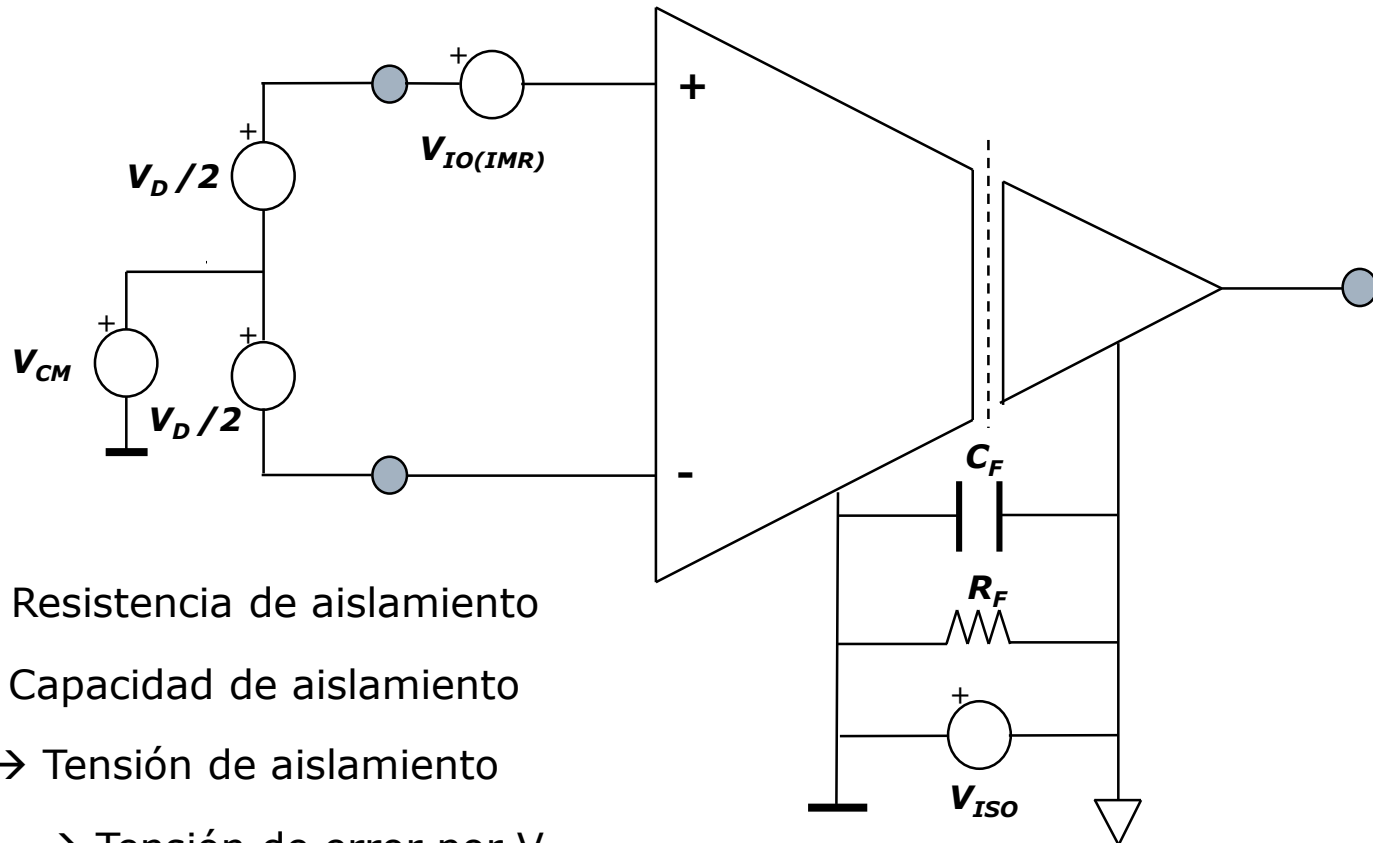
- Medida de la corriente consumida por un motor alimentado a alta tensión.





- ❑ Características específicas de los A.A's.

Se parte del siguiente modelo con entrada diferencial:



$R_F \rightarrow$ Resistencia de aislamiento

$C_F \rightarrow$ Capacidad de aislamiento

$V_{ISO} \rightarrow$ Tensión de aislamiento

$V_{IO(IMR)} \rightarrow$ Tensión de error por V_{ISO}



□ Características específicas de los A.A's.

A. Tensión en modo aislamiento (V_{ISO}).

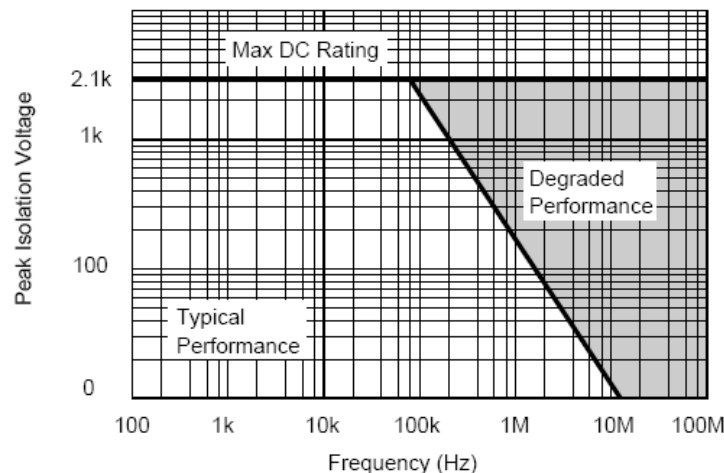
Diferencia de tensión entre las referencias de entrada y de salida. Su valor queda determinado por el circuito exterior. La tensión máxima soportada se denomina $V_{ISO|MAX}$ y es suministrada por el fabricante para diferentes situaciones.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN
ISOLATION		
Voltage Rated Continuous AC 60Hz		1500
100% Test ⁽¹⁾	1s, 5pc PD	2400

(1) Tested at 1.6 X rated, fail on 5pC partial discharge.

La aplicación determinará el valor mínimo necesario de este parámetro.

Debemos asegurar que frente a cualquier situación de funcionamiento, normal o extraordinaria (fallo en cualquier elemento del sistema), nunca se supera el límite del dispositivo.





- Características específicas de los A.A's.

B. Rechazo al modo aislamiento.

Capacidad del amplificador para rechazar las variaciones de la tensión soportada en la barrera de aislamiento.

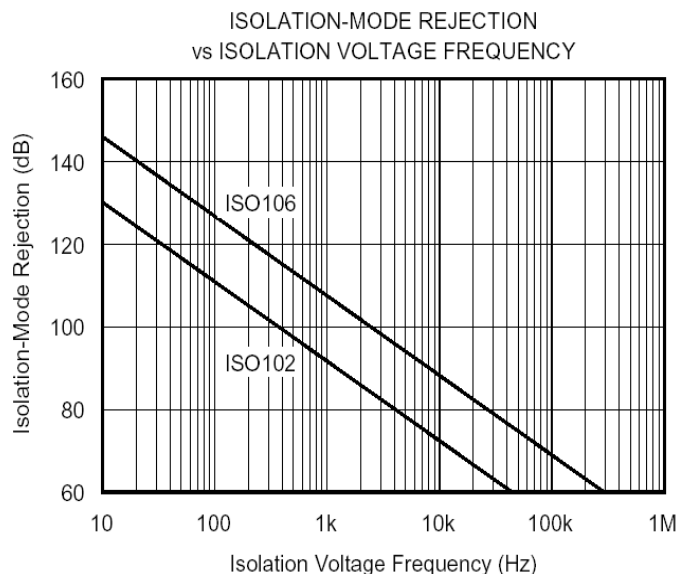
$$IMR = \frac{\Delta V_{IO}}{\Delta V_{ISO}} V/V$$

Entrada en tensión

$$IMR = \frac{\Delta I_{IO}}{\Delta V_{ISO}} A/V$$

Entrada en corriente

$$IMRR = 20 \log \frac{1}{IMR}$$



El parámetro cuantifica la magnitud del acoplo que se produce desde la tensión aislada hacia el circuito de señal. Como se observa, a la frecuencia de 50Hz (típica en la barrera de aislamiento), el rechazo es muy elevado.

En aplicaciones cuyo objetivo es hacer caer una V_{CM} en la barrera de aislamiento para que sea fuertemente rechazada, este IMR haría las veces del CMR de un amplificador de instrumentación.



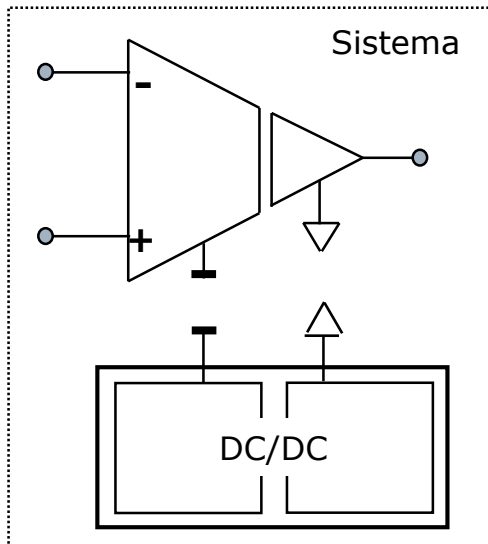
- Características específicas de los A.A's.

C. Corrientes de fugas en la barrera de aislamiento.

I_F (Corriente de fugas entrada-salida) → Corriente que fluye entre los terminales de referencia de entrada y salida a través de la barrera de aislamiento (suele ser del orden de algún μA a 50Hz y $V_{\text{ISO}}|_{\text{MAX}}$):

$$I_F = \frac{V_{\text{ISO}}}{R_F} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_F C_F)^2}}$$

Es consecuencia de la resistencia y capacidad de fugas (R_F y C_F). En el entorno de $10^{12}\Omega//1\text{pF}$.



Para calcular la corriente de fugas total del sistema se debe incluir el efecto del DC/DC aislado que genera la alimentación, por lo que realmente el equivalente de la barrera es:

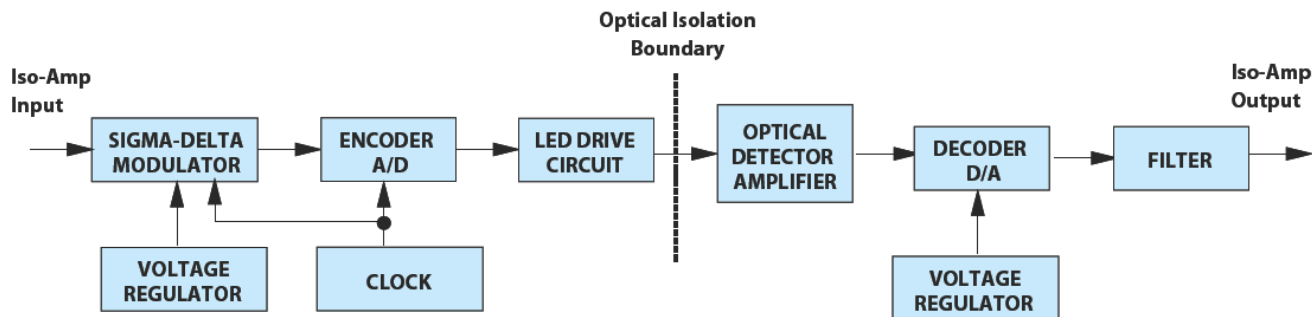
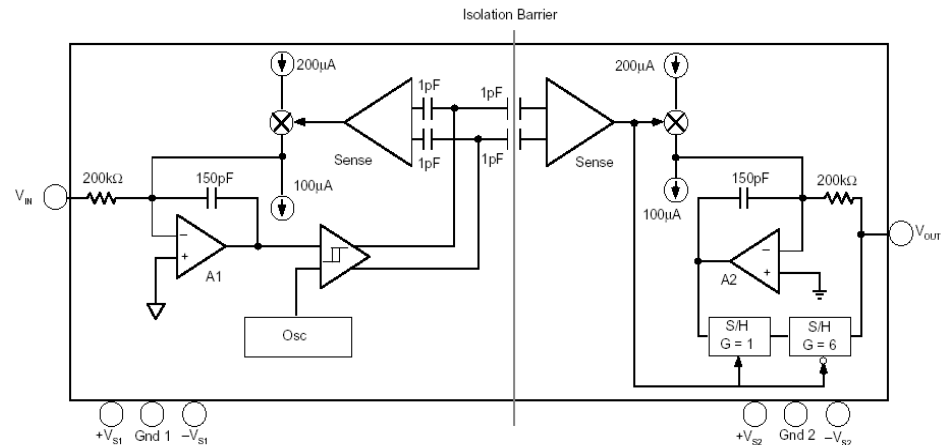
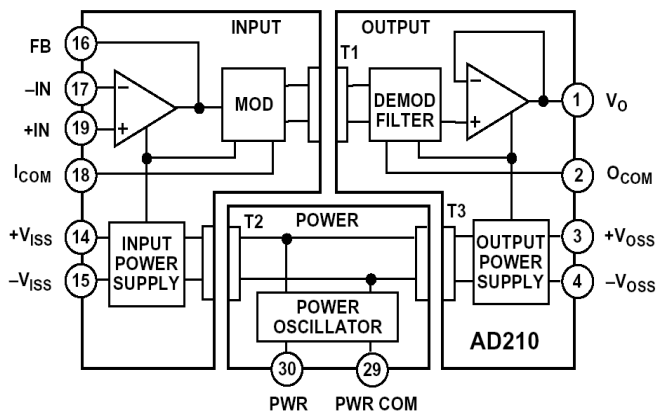
$$R_{FT} = R_F|_{AA} // R_F|_{DC/DC} \quad \text{y} \quad C_{FT} = C_F|_{AA} + C_F|_{DC/DC}$$

¡OJO! No se pueden sumar las corrientes de fugas, salvo en continua.



Tipos según el método de acoplo.

- Se pueden clasificar en: **La señal se acopla modulada o digitalizada**
 - Acoplo por transformador ([AD210](#)).
 - Acoplo capacitivo ([ISO122](#)).
 - Acoplo óptico ([ACPL-785E](#)).

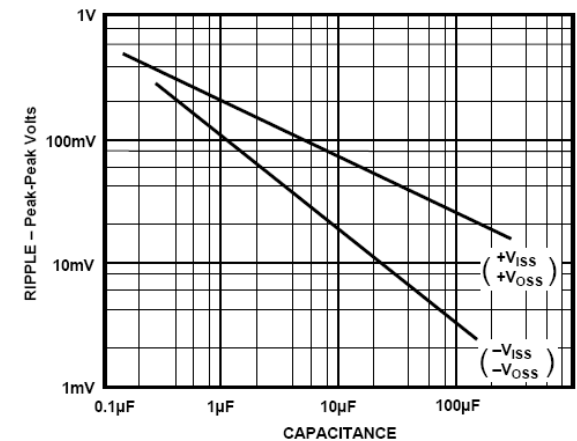
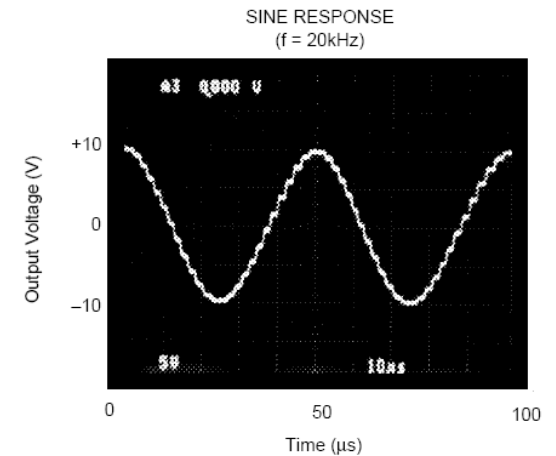




❑ Consideraciones adicionales de diseño con A.A.

Los AA son dispositivos especiales en los que es necesario considerar ciertas características adicionales a las típicas de los dispositivos analógicos, por lo que debe estudiarse en profundidad la información suministrada por el fabricante. Entre estas destacamos:

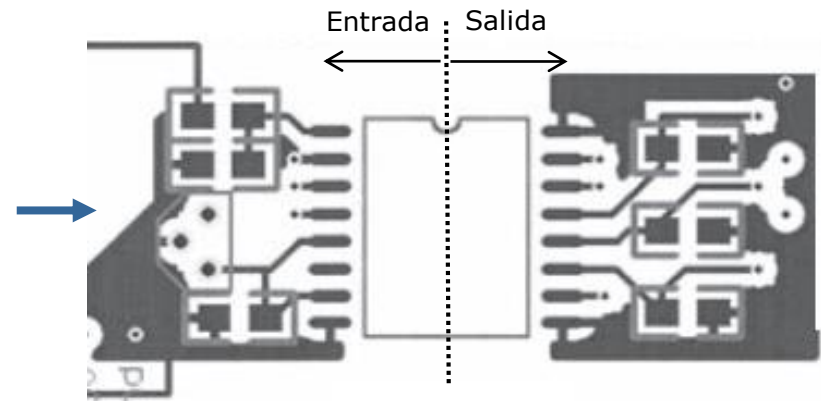
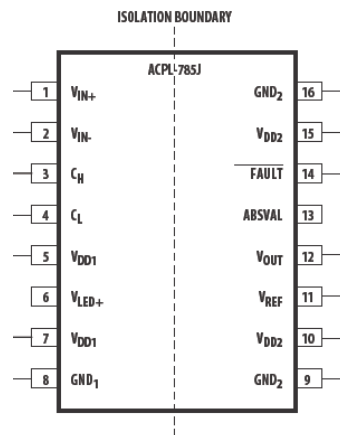
- **Rizado en la señal de salida del amplificador.** El filtrado a la salida incluido por el fabricante mantiene un BW elevado con el fin de poder abarcar un mayor número de aplicaciones. Esto se traduce en un rizado que es posible reducir con un filtrado adicional si el BW necesario por la aplicación es inferior.
- **Rizado y regulación de carga de las alimentaciones.** Los convertidores DC/DC, tanto integrados como externos, suelen proporcionar una tensión con un elevado rizado y mala regulación de carga y de línea. Según el PSR de los dispositivos y el error permitido, puede ser necesario incluir un filtrado adicional y/o un circuito de regulación. En muchos casos basta con utilizar una capacidad a la salida de la alimentación de un valor suficiente.





❑ Consideraciones adicionales de diseño con A.A.

- **Efectos por acoplo de interferencias.** Los A.A. con acoplo por transformador, radian energía electromagnética y pueden captar interferencias que se suman a la señal de interés. Por otro lado, los convertidores DC/DC utilizados para generar la alimentación representan fuentes potenciales de interferencias. Estos problemas se pueden reducir con el uso de dispositivos con blindaje.
- **Disposición física de los dispositivos externos y ruteado.** Para no deteriorar las características de aislamiento se debe prestar atención a estas cuestiones.
 - Mantener distancia suficiente entre líneas y dispositivos correspondientes a distintos puertos.





- ❑ Lección 0. Objetivos del tema.
- ❑ Lección 1. Tipos de fuentes de señal.
- ❑ Lección 2. Referencias de tensión y corriente.
- ❑ Lección 3. Medida de impedancia.
- ❑ Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación.
- ❑ Lección 5. Amplificador de aislamiento.
- ❑ Lección 6. Telemedida analógica.
 - Introducción.
 - Telemedida en tensión.
 - Telemedida en corriente.
 - Telemedida en frecuencia.
- ❑ Lección 7. Interferencias Electromagnéticas.
- ❑ Referencias y bibliografía.



□ Introducción.

Sistemas de Telemedida:

- Sistemas en los que el sensor se encuentra alejado de la etapa de procesamiento.
- Debe garantizarse la transmisión de señales de forma fidedigna a través de ambientes hostiles y a distancia.
- Opciones circuitales:
 - Diseñar circuitos a medida.
 - Utilizar módulos integrados específicos. Esta es la opción habitual.
- Opciones de transmisión de información que estudiamos:
 - Transmisión en tensión.
 - Transmisión en corriente.
 - Transmisión en frecuencia.

Una característica clave que es necesario buscar es alta inmunidad a Interferencias Electromagnéticas.



□ Telemedida en tensión.

Realiza una conversión de la señal de salida del transductor a una tensión proporcional a la magnitud a medir. Interesa alta amplitud y baja impedancia de salida de la fuente de tensión que alimenta a los hilos de transmisión.



Valores **normalizados**:

- 1 a 5 V.
- 0 a ± 1 V.
- 0 a +10 V.
- 0 a 5 V.

El error en la transmisión depende de los siguientes factores:

- Impedancia de salida de la fuente.
- Impedancia de los cables.
- Impedancia de entrada (Z_E) del receptor



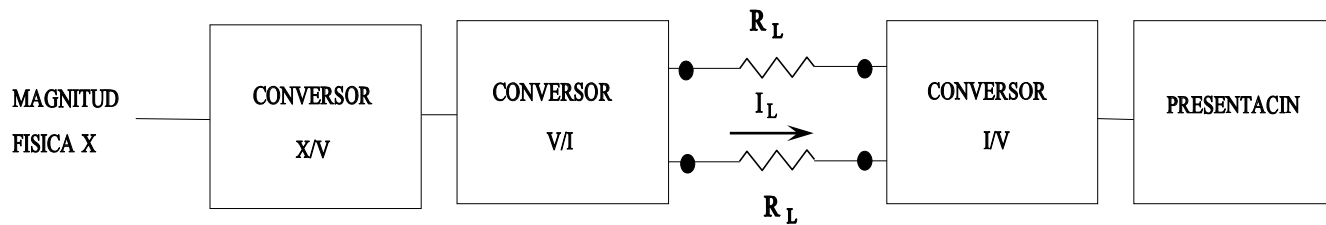
Error de ganancia por atenuación que es función de la frecuencia.

Problema principal: Muy sensible a radiaciones electromagnéticas



□ Telemetida en corriente.

Convierte la señal de salida del transductor en una corriente proporcional a la magnitud a medir. Interesa que la fuente de corriente de salida presente muy alta impedancia para reducir el efecto de los cables.



Valores **normalizados**:

- 0 a 5 mA
- 0 a 20 mA
- **4 a 20 mA**
- 2 a 10 mA

El error en la transmisión depende de los siguientes factores:

- Impedancia de salida de la fuente.
- Impedancia R_L de los hilos.
- Impedancia de entrada (Z_E) del receptor



Error de ganancia por atenuación que es función de la frecuencia.

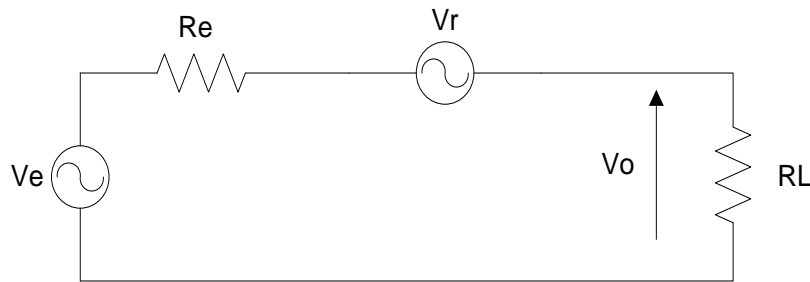
Ventajas frente a la telemetida en tensión:

- Con solo dos hilos se puede enviar información y la alimentación para el sensor y su electrónica.
- Mejor que la telemetida en tensión frente a Interferencias Electromagnéticas.



□ Telemedida en corriente.

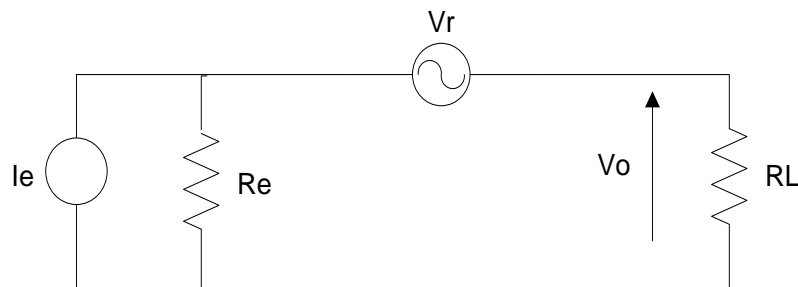
- **Transmisión en tensión frente a transmisión en corriente (Interferencias):**



Transmisión en tensión: $Re \ll RL$

V_r : tensión de ruido inducida.

$$V_o = V_e \frac{RL}{RL + Re} + V_r \frac{RL}{RL + Re} \cong V_e + V_r$$



Transmisión en corriente: $Re \gg RL$

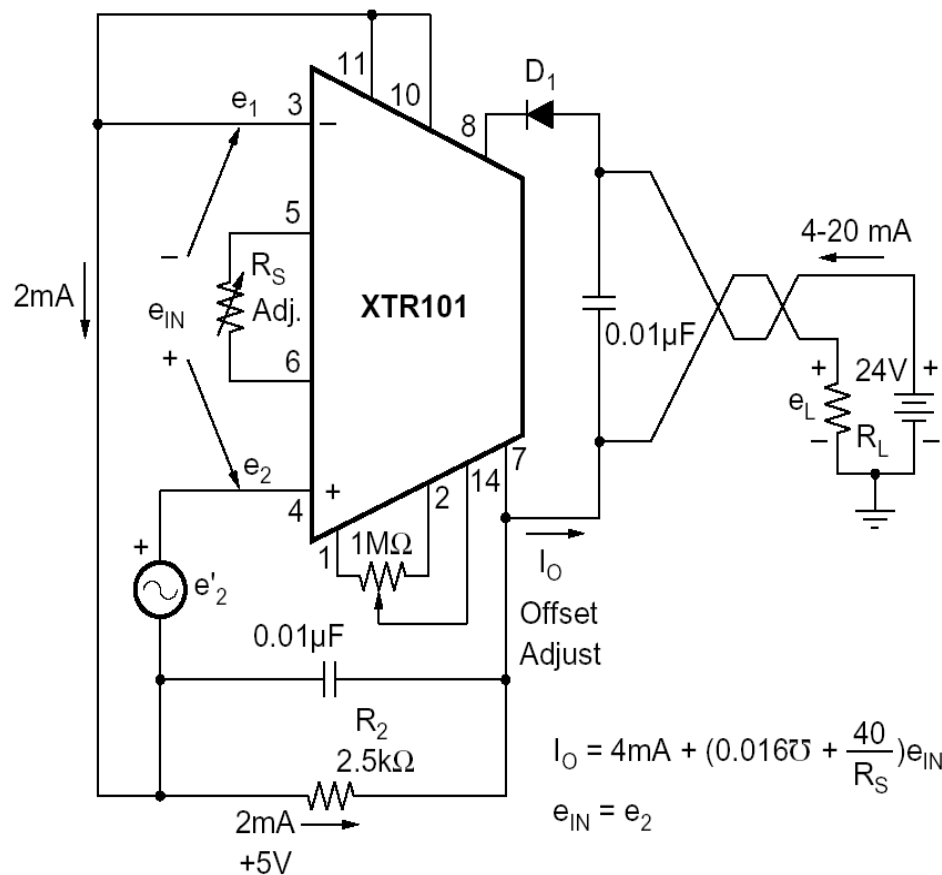
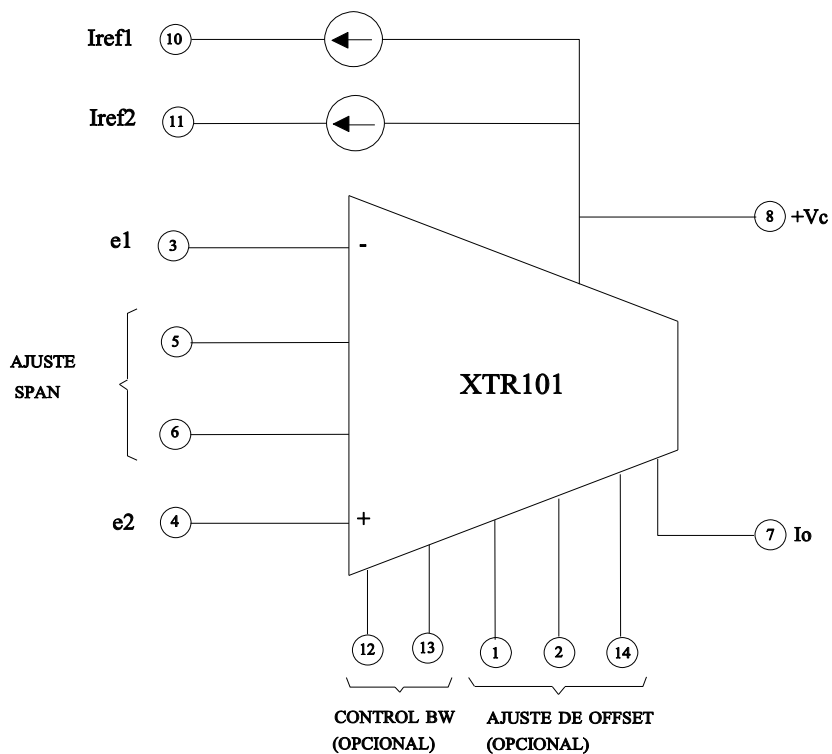
$$V_o = I_e \cdot (Re // RL) + V_r \frac{RL}{RL + Re} \cong I_e \cdot RL + V_r \frac{RL}{Re}$$

La transmisión en corriente reduce el efecto de las tensiones de ruido inducidas por acoplo magnético.



□ Telemida en corriente.

Convertor V/I XTR101 (Texas Instruments)

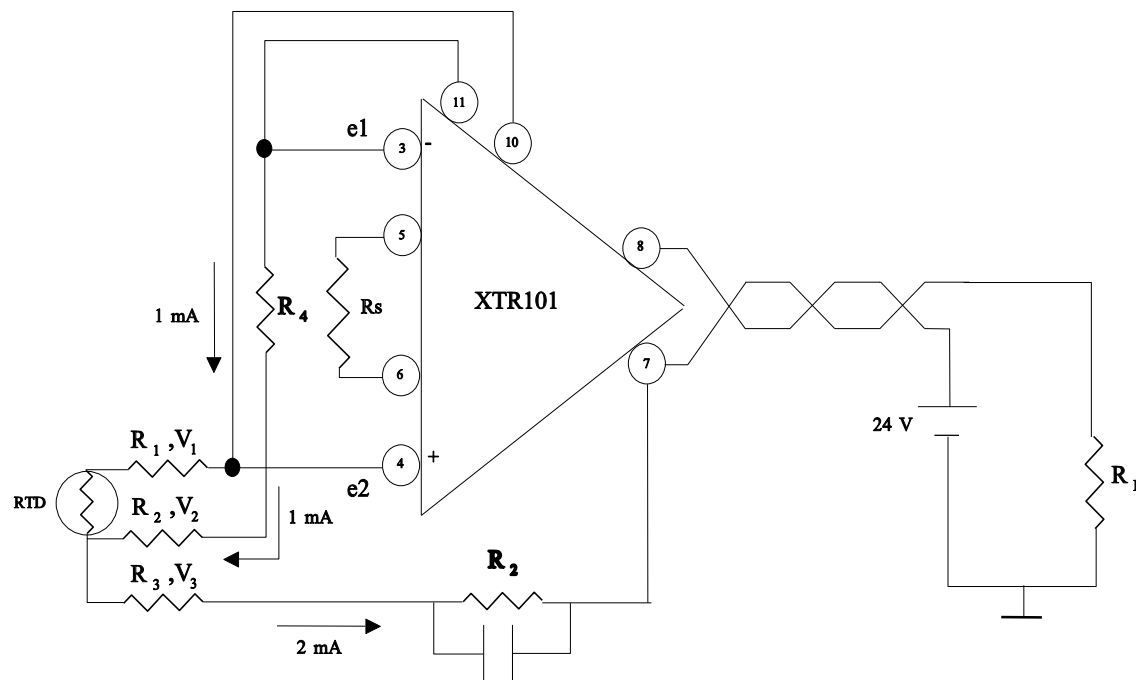




- Telemida en corriente.

Convertor V/I XTR101 → Conexión a tres hilos.

Permite reducir los errores debido a la resistencia que presentan los cables.



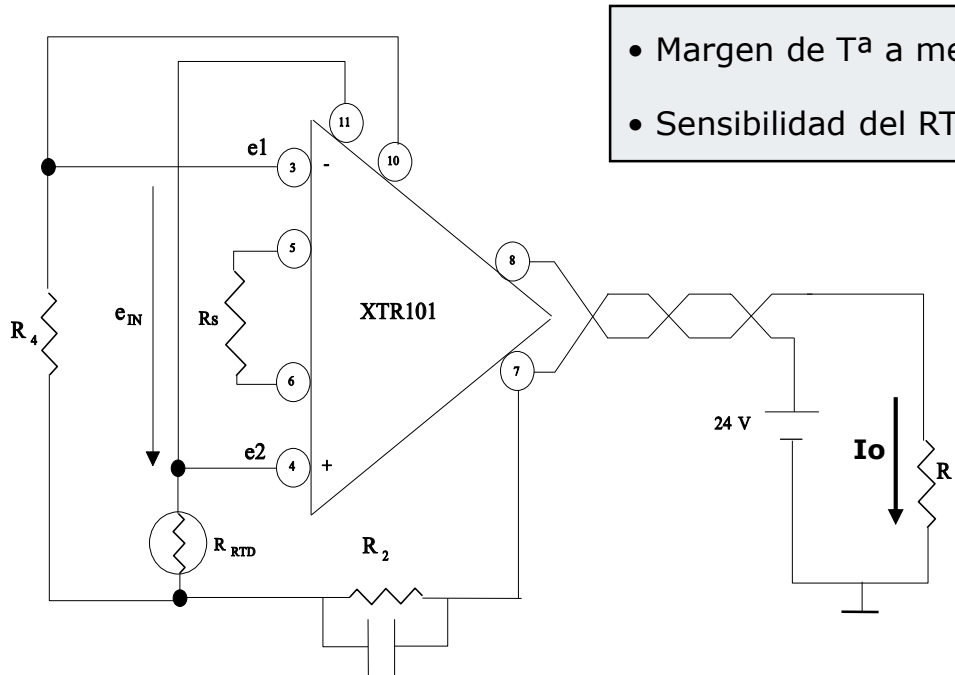
$$e_{IN} = V_{RTD} - V_{R4} + V_1 - V_2 \xrightarrow{V_1=V_2} e_{IN} = V_{RTD} - V_{R4}$$



- Telemida en corriente.

Convertor V/I XTR101 → Aplicaciones.

Ejemplo: Acondicionamiento de RTD.



- Margen de T^a a medir → 25°C a 150°C
- Sensibilidad del RTD → $\alpha = 0.00385^{\circ}\text{C}^{-1}$

Queremos:

$$I_o(25^{\circ}\text{C}) = 4\text{mA}$$

$$I_o(150^{\circ}\text{C}) = 20\text{mA}$$

$$V_{RTD|_{MX}} = 1\text{mA} \cdot R_o(1 + \alpha \cdot T_{MX}) = 157.75\text{mV}$$

$$V_{RTD|_{MIN}} = 1\text{mA} \cdot R_o(1 + \alpha \cdot T_{MIN}) = 109.62\text{mV}$$

$$SPAN = V_{RTD|_{MX}} - V_{RTD|_{MIN}} = 48.13\text{mV}$$

$$R_S = \frac{40}{\frac{16\text{mA}}{SPAN(\text{mV})} - 0.016} = 126.41\Omega$$

$$e_{IN}(t = 25^{\circ}\text{C}) = 0 \Rightarrow R_4 = R_o(1 + \alpha \cdot 25^{\circ}\text{C}) = 109.62\Omega$$

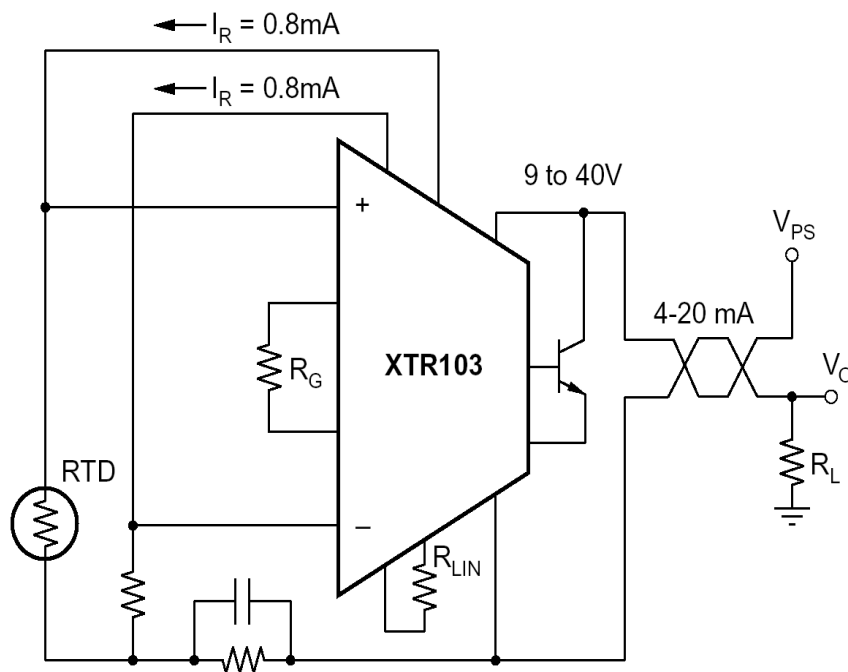


- Telemetria en corriente.

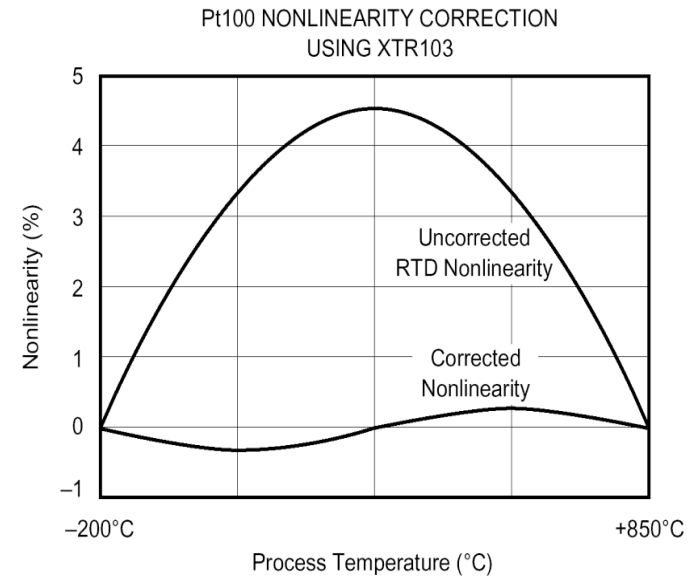
Convertidor V/I especializado.

Acondicionamiento de RTD's.

Circuitos convertidores V/I específicos para RTD's → XTR103, XTR105, XTR112



Incluye bloque linealizador



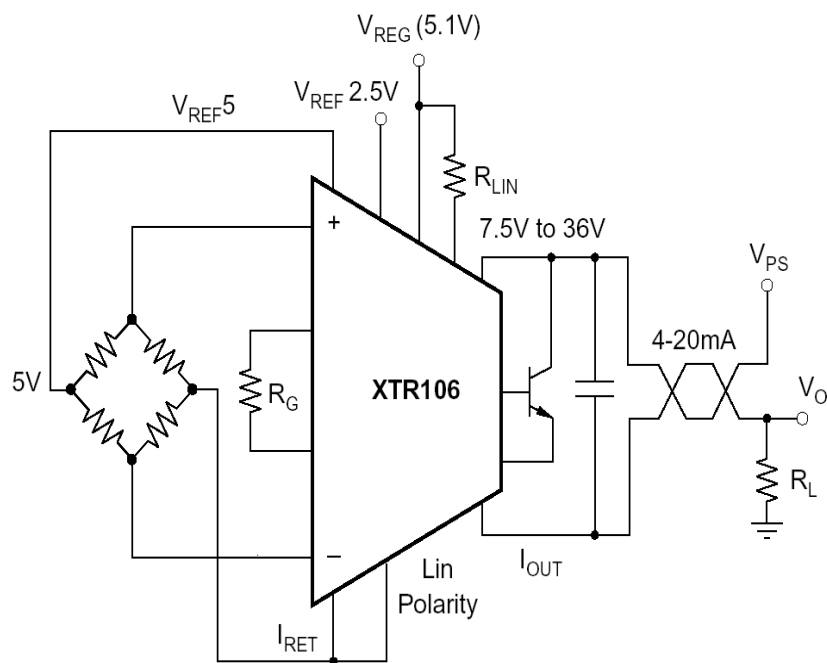


- Telemedida en corriente.

Conversor V/I especializado.

Acondicionamiento de puentes de medida (Galgas).

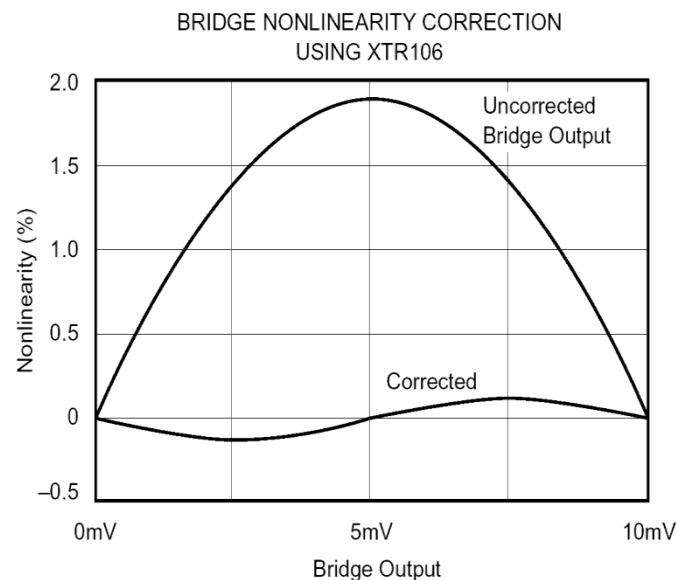
Circuitos V/I específicos para acondicionamiento de puentes \rightarrow XTR106, XTR115



Incluye bloque
linealizador



El XTR115 no
incluye bloque
linealizador

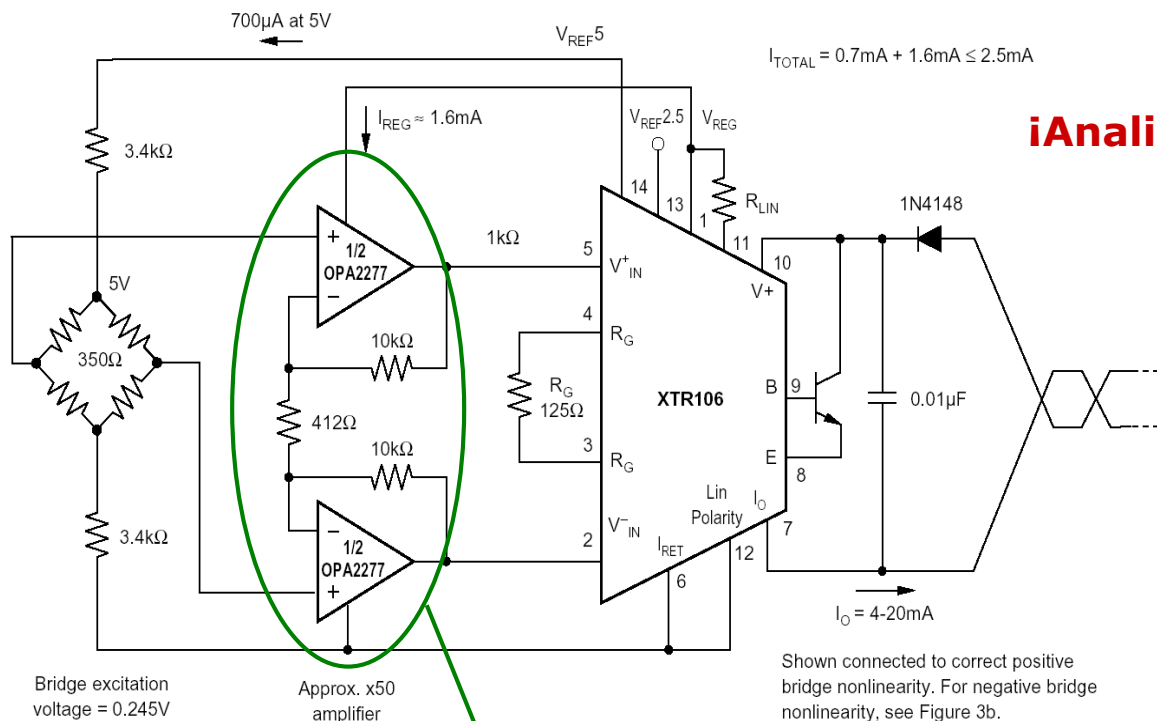




- Telemida en corriente.

Conversor V/I especializado.

Acondicionamiento de puentes de medida (Galgas) → XTR106



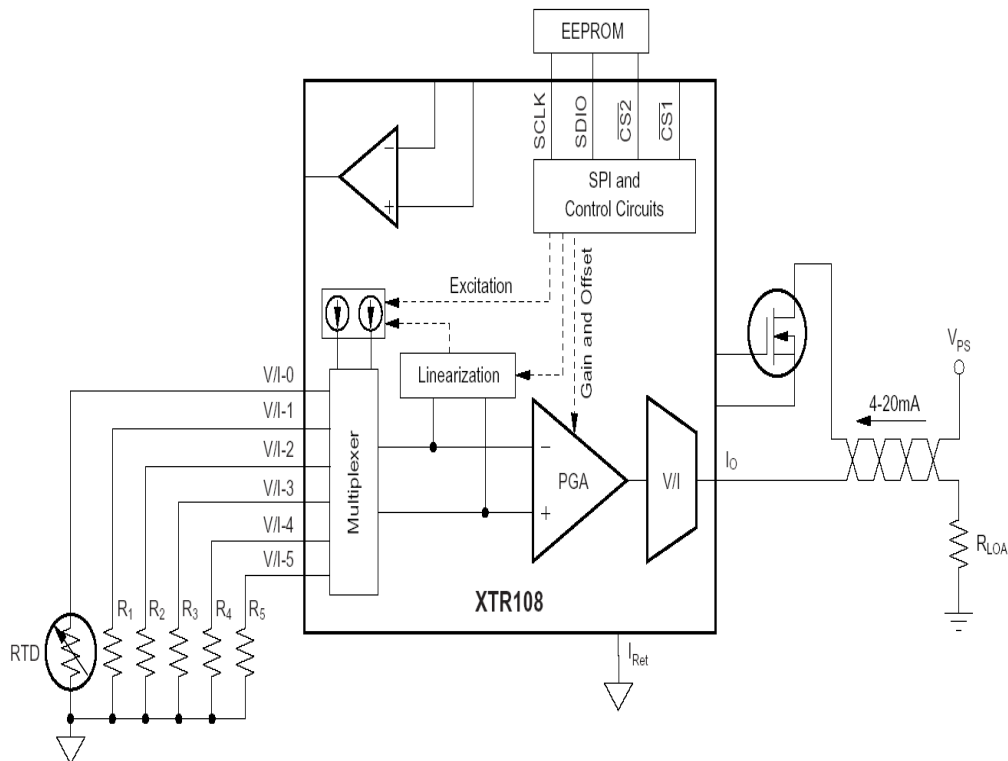
¡Analice el circuito!

Incrementa la exactitud en la medida



□ Telemedida en corriente.

Otros conversores V/I : XTR108



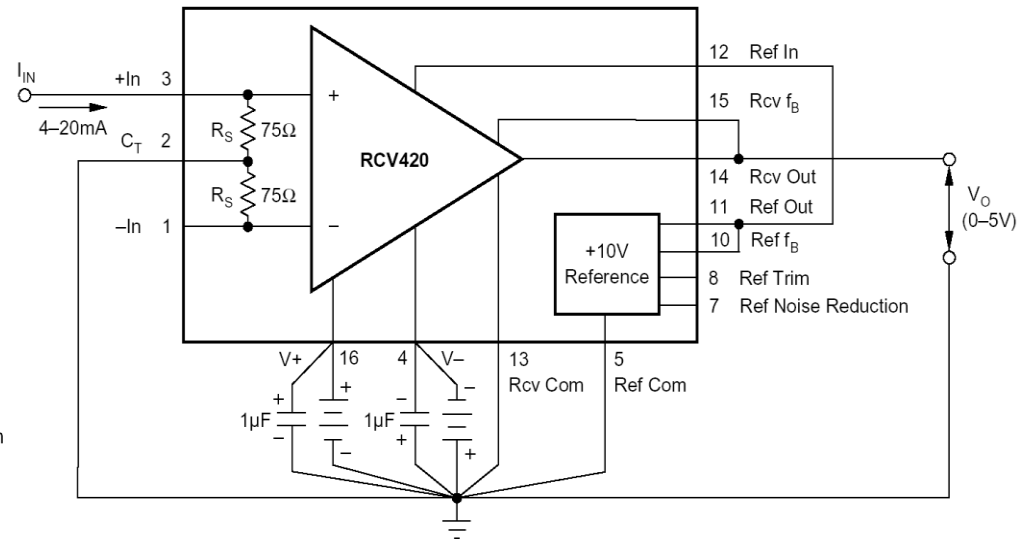
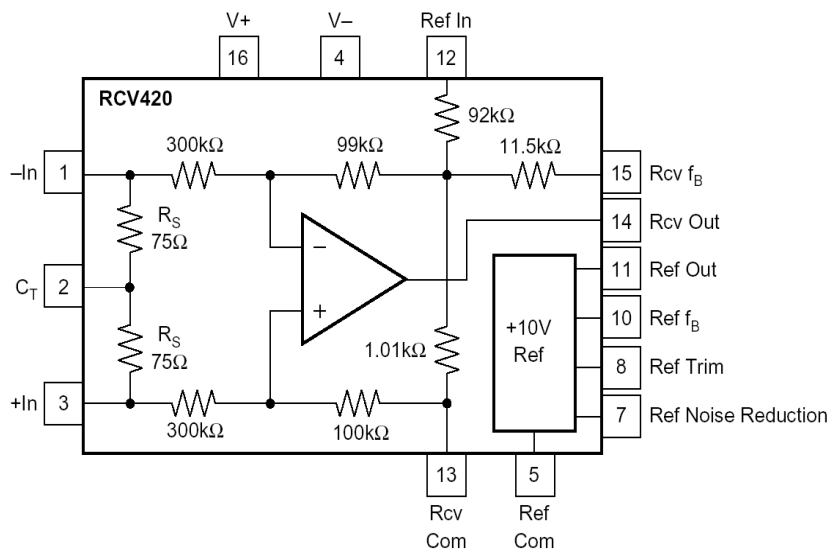
- Conversor V/I avanzado, útil para diseñar *smart sensors*.
- Aplicación para diferentes sensores resistivos.
- Los errores de ganancia, offset y no linealidad se pueden almacenar en una EEPROM externa conectada vía SCPI, evitando la necesidad de calibración manual.
- Incluye:
 - A.I de ganancia programable.
 - Fuentes de corriente.
 - Bloque linealizador.



□ Telemetrica en corriente.

Conversión I/V. Circuitos receptores de bucles de corriente

Circuito conversor I/V → RCV420



Posible conexionado del circuito RCV420

$$V_O = 0.3125 \cdot I_{IN} - 1.25 \text{ V}$$

- Sin ningún tipo de ajuste proporciona una exactitud de $\pm 0.1\%$.



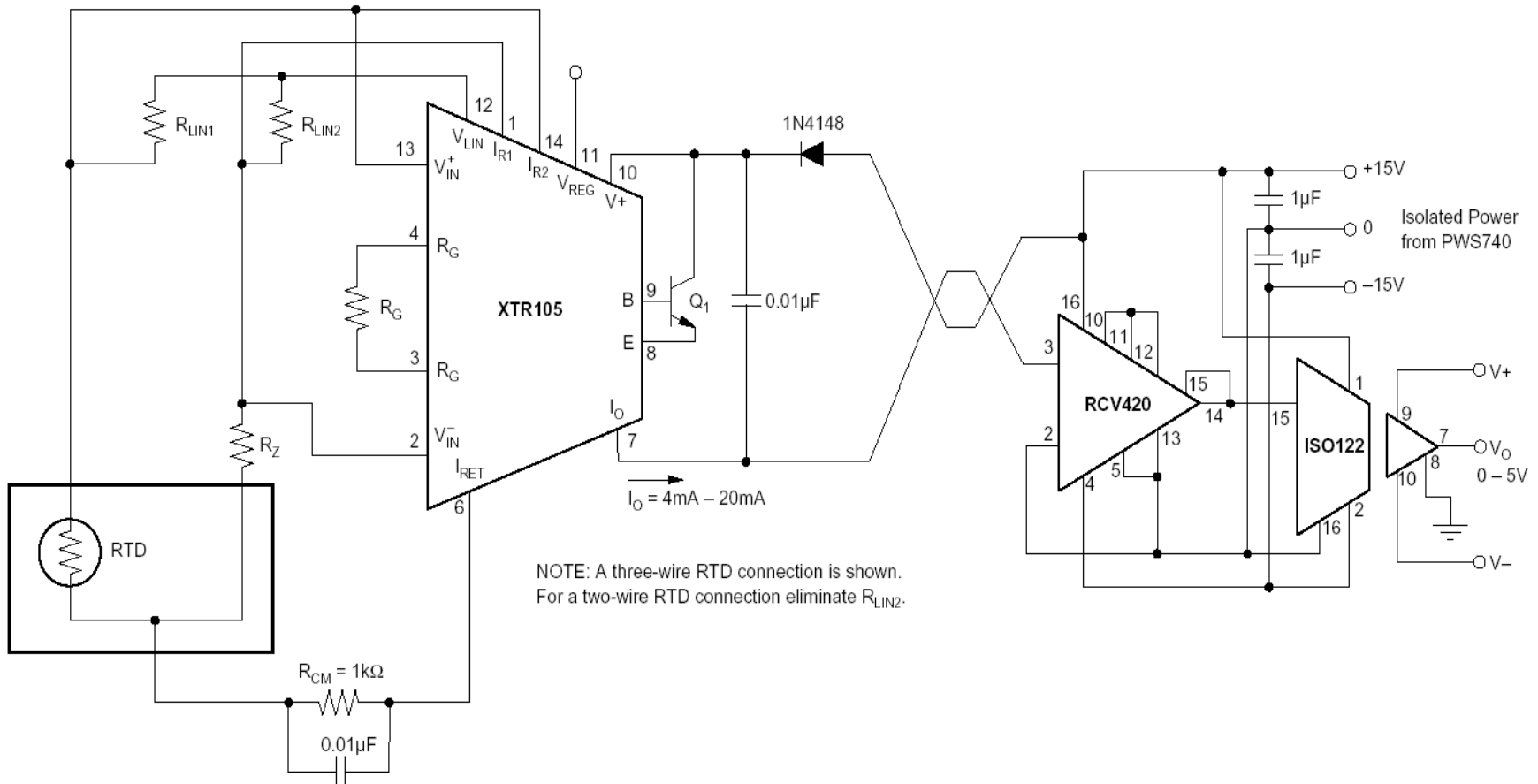
Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 6. Telemida analógica



□ Telemida en corriente.

Aplicación de telemida en bucle 4-20mA con aislamiento para un RTD.

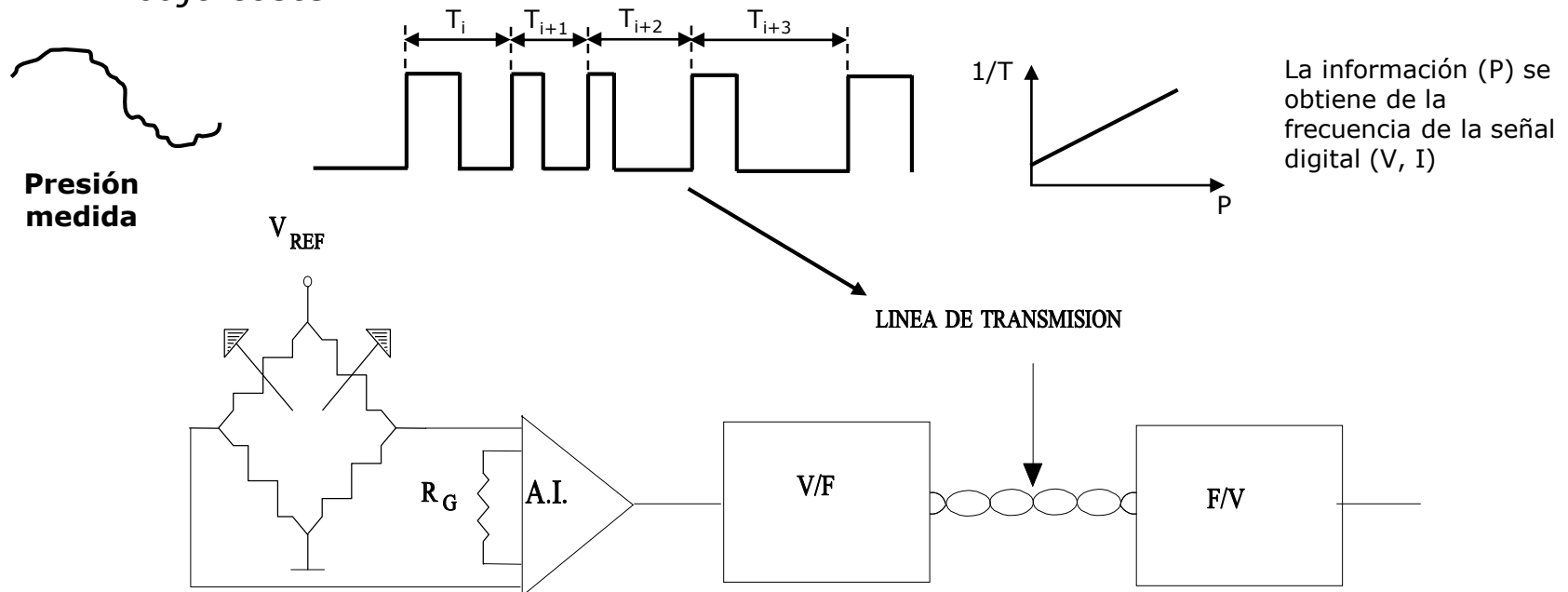




□ Telemedida en frecuencia.

La información se envía mediante un señal digital en cuanto a amplitudes, pero cuya frecuencia es una función continua de la amplitud de la información. Se caracteriza por:

- *Alta inmunidad a interferencias electromagnéticas*: la señal transmitida es digital por lo que presenta un margen intrínseco de tolerancia al ruido.
- *Posibilidad de aislamiento galvánico con bajo coste*: un simple opto-acoplador.
- *Posibilidad de conversión de la información analógica a información digital con bajo coste*.

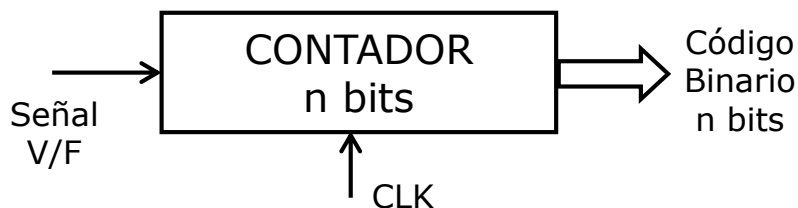




Telemida en frecuencia.

Conversión A/D en recepción con telemida en frecuencia.

- Método por integración: Acumulamos pulsos durante un tiempo prefijado.



Contamos todos los pulsos del V/F durante T_{CLK} .

$$f_{V/F} = K \cdot x$$

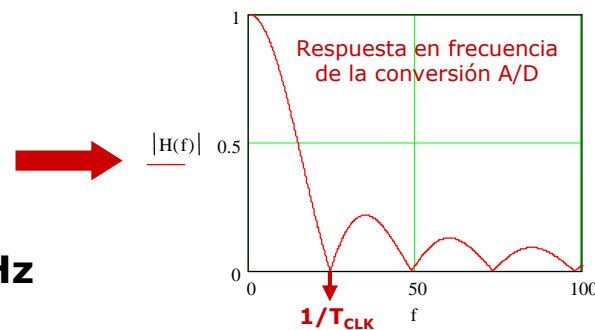
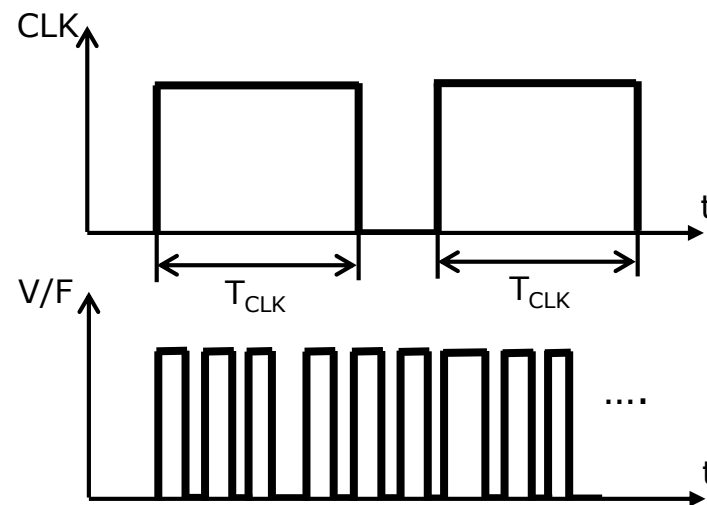
$$[D] = T_{CLK} \cdot f_{V/F} = T_{CLK} \cdot K \cdot x$$

Ejemplo: $f_{V/F}|_{MX} = 100\text{KHz}$ y $n = 12\text{bits}$.

$T_{CLK} = 40.96\text{ms} \Rightarrow$ frecuencia de muestreo, $f_s < 24.4\text{Hz}$

La conversión A/D es de baja velocidad, pero puede ser suficiente para muchas aplicaciones.

$f_s \uparrow$ si $n \downarrow$ y/o $f_{V/F}|_{MX} \uparrow$. Típicamente $f_{V/F}|_{MX} < 1\text{MHz}$

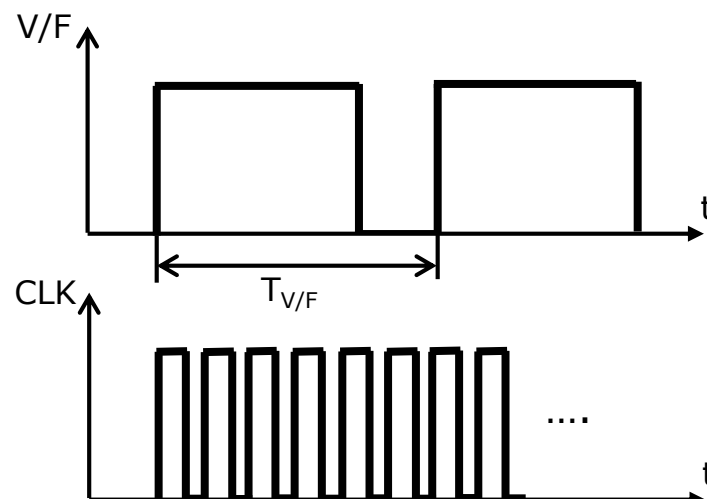
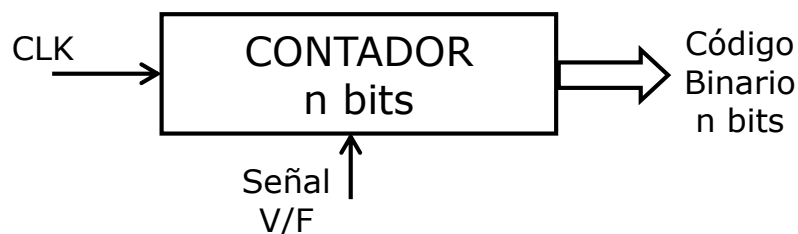




□ Telemedida en frecuencia.

Conversión A/D en recepción con telemedida en frecuencia.

- **Método por medida de frecuencia:** Calculamos la frecuencia en cada período de la señal recibida.



Contamos todos los pulsos de CLK durante $T_{V/F}$.

$$f_{V/F} = 1/T_{V/F} = K \cdot x$$

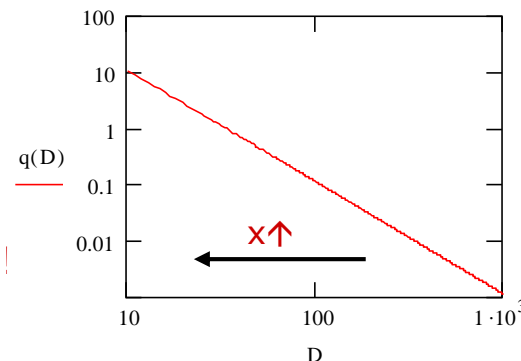
$$[D] = f_{CLK} \cdot T_{V/F} = \frac{f_{CLK}}{K \cdot x}$$

Ejemplo: $f_{V/F}|_{MIN} = 100\text{Hz}$ y $n = 12\text{bits}$.

$f_{CLK} = 409.6\text{KHz}$

¡El escalón de cuantificación "q" y la frecuencia de muestreo son directamente proporcionales al valor de "x"!

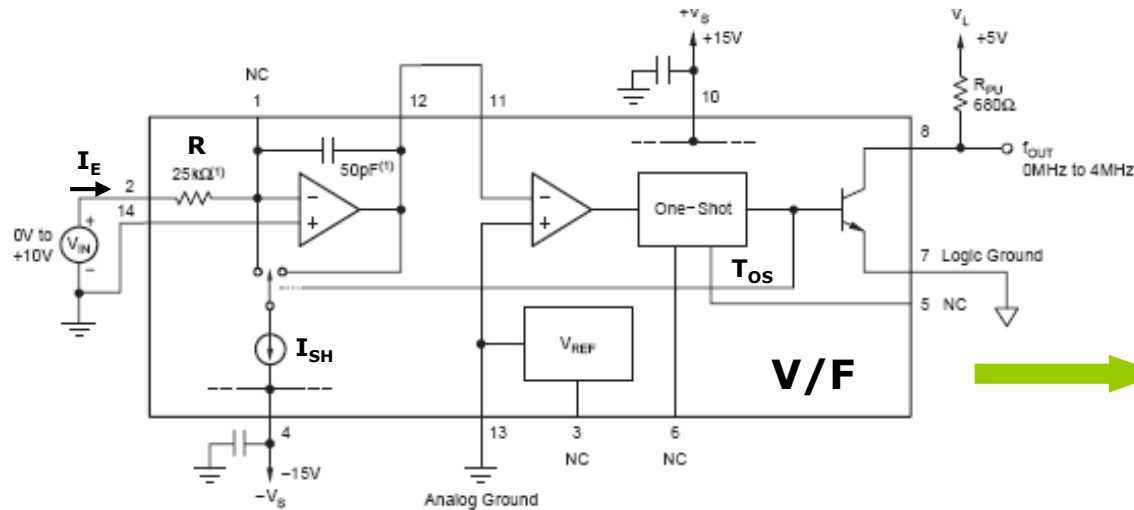
Se pueden usar mediado dinámico posterior.



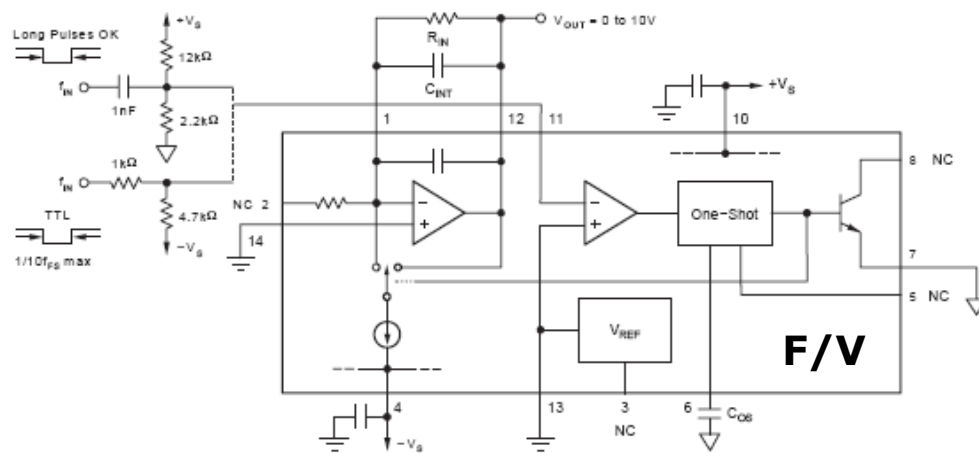
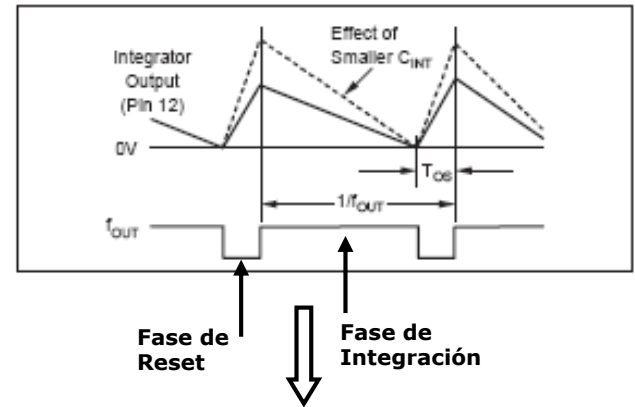


Telemetría en frecuencia.

Convertidor V/F y F/V VFC110 (Texas Instruments)



Están basados en la técnica de balance de carga.



Fase de Integración:
 $Q_I = (T_{OUT} - T_{OS}) \cdot I_E$

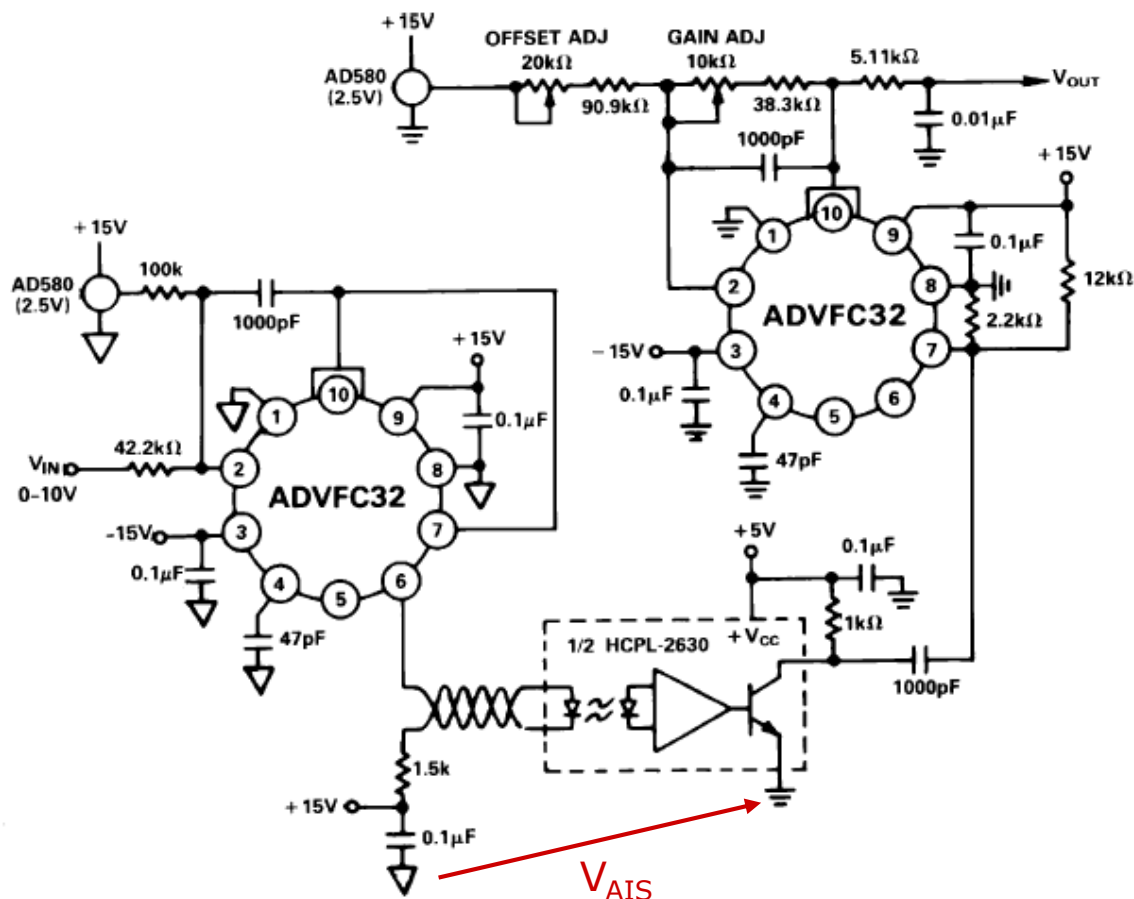
Fase de Reset:
 $Q_R = T_{OS} \cdot (I_{SH} - I_E)$

$$Q_I = Q_R \implies f_{OUT} = \frac{V_{IN} / R}{I_{SH} \cdot T_{OS}}$$



- Telemetría en frecuencia.

Convertidores V/F: Enlace analógico con aislamiento.





- ❑ Lección 0. Objetivos del tema.
- ❑ Lección 1. Tipos de fuentes de señal.
- ❑ Lección 2. Referencias de tensión y corriente.
- ❑ Lección 3. Medida de impedancias.
- ❑ Lección 4. Amplificador diferencial y de instrumentación.
- ❑ Lección 5. Amplificador de aislamiento.
- ❑ Lección 6. Telemedida analógica.
- ❑ Lección 7. Interferencias Electromagnéticas.
 - Introducción.
 - Acoplo conducido o por impedancia común.
 - Acoplo por radiación.
 - Blindajes.
- ❑ Referencias y bibliografía.



Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 7. Interferencias Electromagnéticas



❑ Introducción.

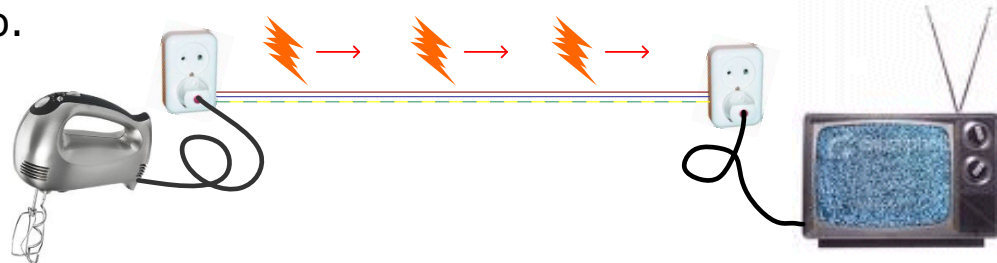
■ Fuentes de EMI según su origen.

- *Fuentes naturales.* Tormentas eléctricas, ESD (descargas electrostáticas).
- *Fuentes artificiales:*
 - Intencionadas. Emisoras de radio, wifi, bluetooth...
 - No intencionadas. Cualquier otro equipo eléctrico o electrónico y la red de suministro eléctrico.



■ Tipos de acoplamiento.

- *Conducido.* Fuente y receptor de interferencias comparten un conductor eléctrico. Las variaciones de corriente por la impedancia de la línea producen variaciones de tensión. Principalmente: Red eléctrica y líneas de alimentación de cualquier circuito.





Acondicionamiento de Señales y Sensores

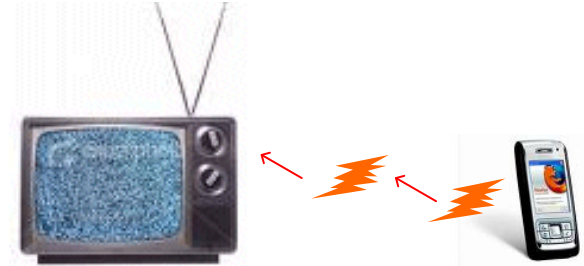
Lección 7. Interferencias Electromagnéticas



Introducción.

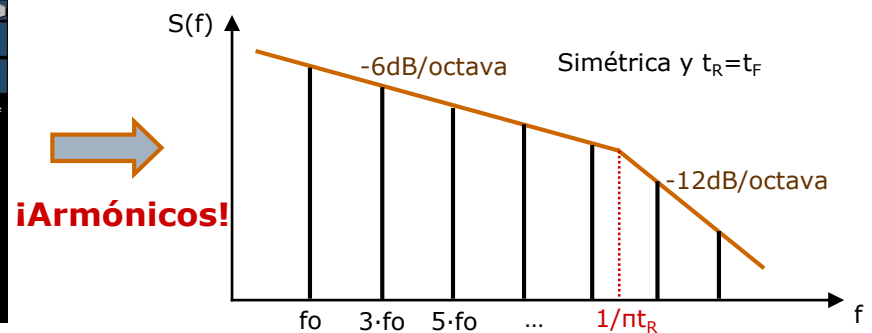
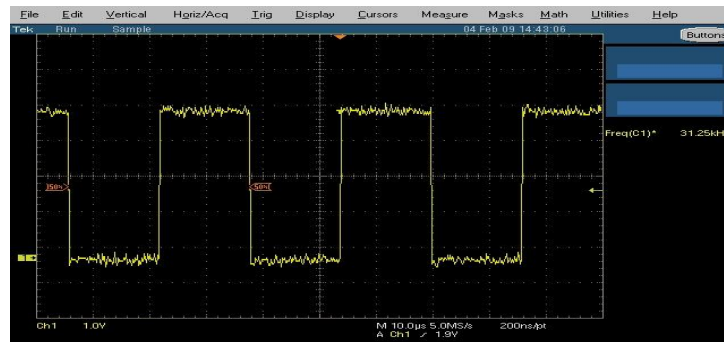
Tipos de acoplamiento.

- *Radiado*. La interferencia llega al receptor a través del aire (radiación electromagnética).
- Conducido + Radiado.



Espectro de las señales. Cuanto mayor es la frecuencia de las señales, mayor es su capacidad para producir problemas de acoplo de interferencias:

- En acoplo conducido, debido a la mayor impedancia de las líneas. El equivalente de una línea es aproximadamente una inductancia.
- En acoplo radiado, como consecuencia de que los conductores son antenas mas eficientes radiando y captando energía electromagnética (relación frecuencia-tamaño antena).





Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 7. Interferencias Electromagnéticas

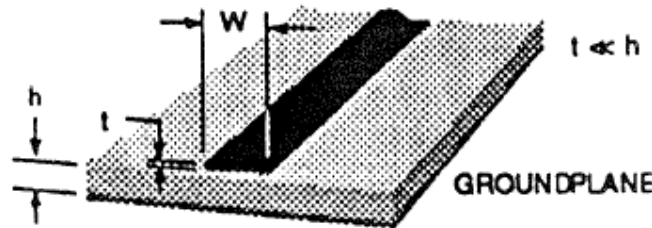
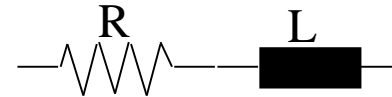


□ Acoplo conducido o por impedancia común.

■ Modelo eléctrico de un conductor.

- *Resistencia*: Función de dimensiones, resistividad y frecuencia (efecto pelicular: en alta frecuencia la corriente circula por la superficie del conductor).
- *Inductancia*: Función de las dimensiones.

■ Ejemplo de impedancia de una pista de CI:



Pista sobre plano de masa:

Longitud pista: 5cm.

$W=0.25\text{mm}$; $t=18\mu\text{m}$; $h=1\text{mm}$.

Inductancia del bucle: 34.6nH

Frecuencia	R (Ω)	$ R+j\omega L $ (Ω)
1 KHz	0.190	0.190
1 MHz	0.218	0.290
10 MHz	0.277	2.178
100 MHz	0.555	21.78
1 GHz	1.624	210.78

La inductancia se reduce si:

Longitud pista \downarrow , $W\uparrow$, $h\downarrow$.

$$L = 0.2 \cdot \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) \left[\frac{\mu H}{m} \right]$$

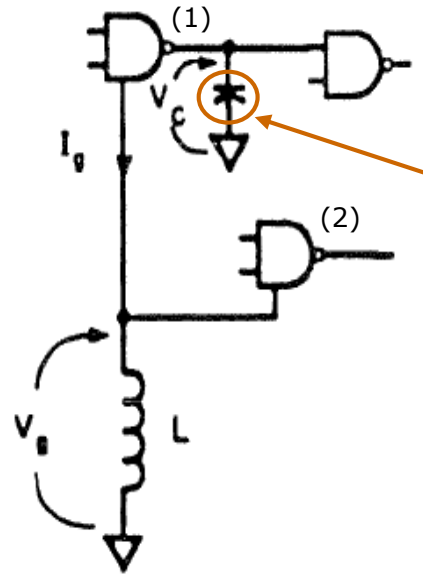
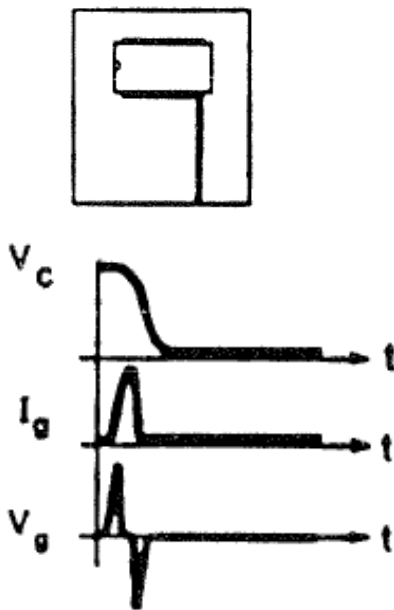


Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 7. Interferencias Electromagnéticas



- ❑ Acoplo conducido o por impedancia común.
 - Ejemplo de acoplo en un circuito digital.



$$I_g = C \frac{dV_c}{dt}$$

$$V_g = L \frac{dI_g}{dt}$$

Equivalente
entrada puerta

La tensión V_g , que es consecuencia de las conmutaciones de la puerta (1), modifica las tensiones proporcionadas por la puerta (2).

Cuanto menor sea C , L y dV_c/dt , menor será la amplitud de la interferencia.

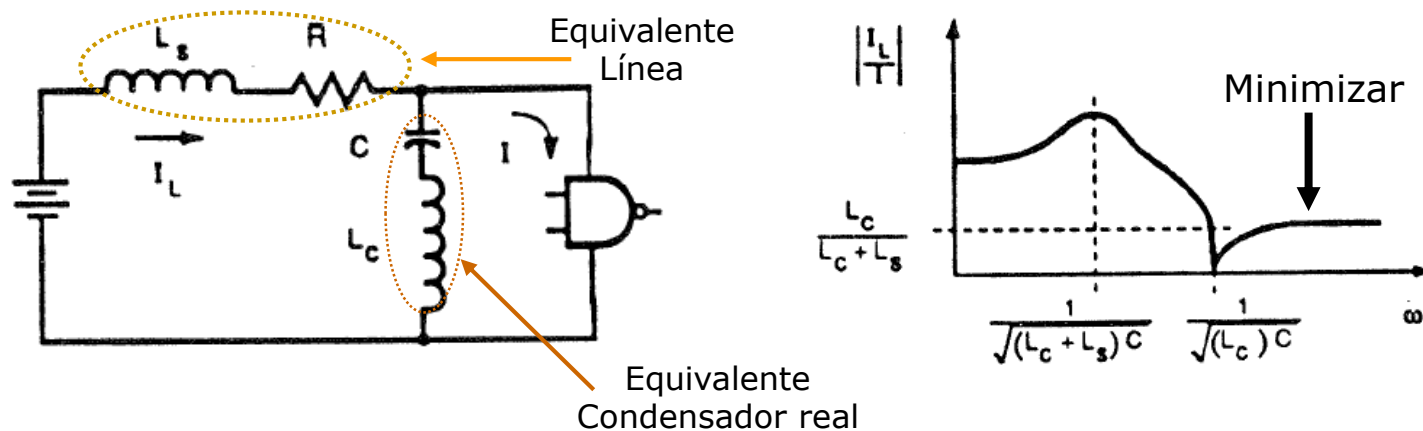
En circuitos digitales, el mismo problema mostrado sucede como consecuencia de la impedancia de la conexión a V_{cc} de los circuitos.

Los circuitos analógicos presentan un cierto rechazo a las variaciones de la alimentación (caracterizado mediante el PSR), por lo que el efecto del ruido en V_{cc} es inferior al del ruido de masa, puesto que este último se suma directamente a la información. En acondicionamiento diferencial, el ruido de masa es visto en modo común por los dispositivos y rechazado por el CMR.



□ Acoplo conducido o por impedancia común.

- Efecto de una capacidad de desacoplo en la alimentación. La energía de alta frecuencia se extrae principalmente del condensador por lo que evitamos que circule por la impedancia común con otros circuitos.



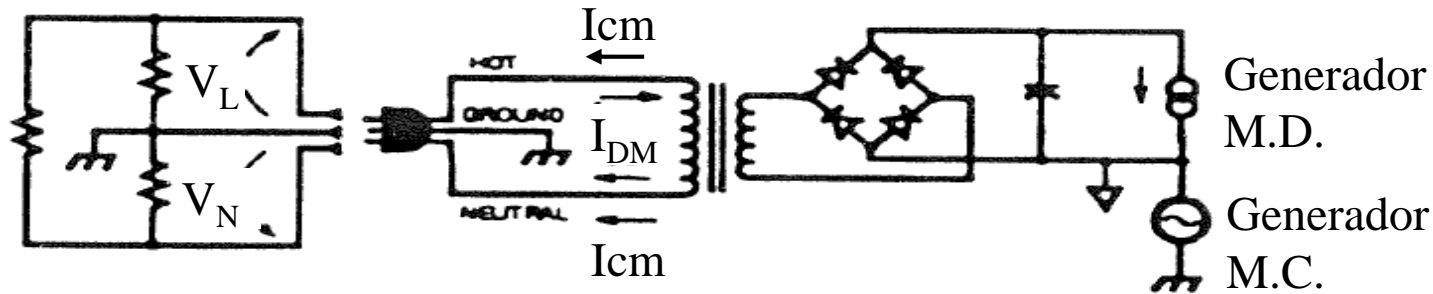
Consideraciones sobre la capacidad de desacoplo:

- Dieléctrico y encapsulado para asegurar baja inductancia (cerámicos multicapa + SMD).
- Situada lo mas próxima posible al circuito que desacopla para reducir inductancia pistas.
- Capacidad suficiente para absorber los picos de corriente sin cambio significativo de tensión.
- Se cumple que si $C \uparrow \Rightarrow L_c \uparrow$, por lo que se reduce la efectividad.

Al reducir las corrientes de alta frecuencia que circulan por las líneas de alimentación, se reducen también las interferencias radiadas.

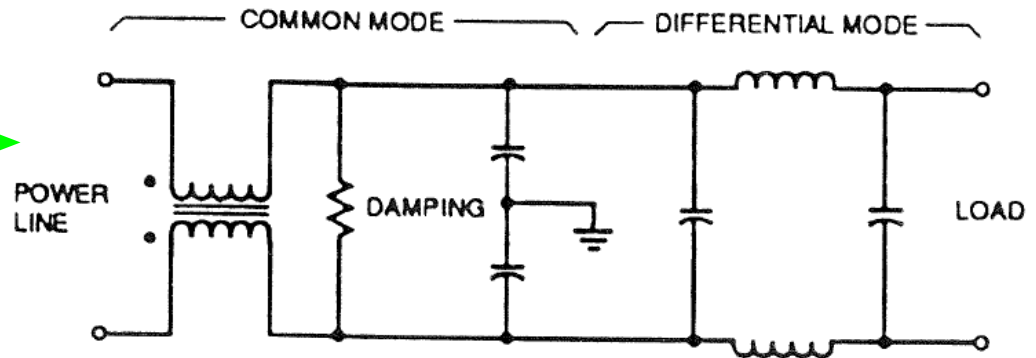


- Acoplo conducido o por impedancia común.
 - **Acoplo en la red de suministro de energía.** Los consumos de los circuitos conectados a la red, al circular por la impedancia de esta, producen variaciones en la tensión de red que son vistas por el resto de circuitos conectados.



¿Cómo reducir el acoplo?

- Buen diseño de los sistemas.
- Uso de filtros de red. →





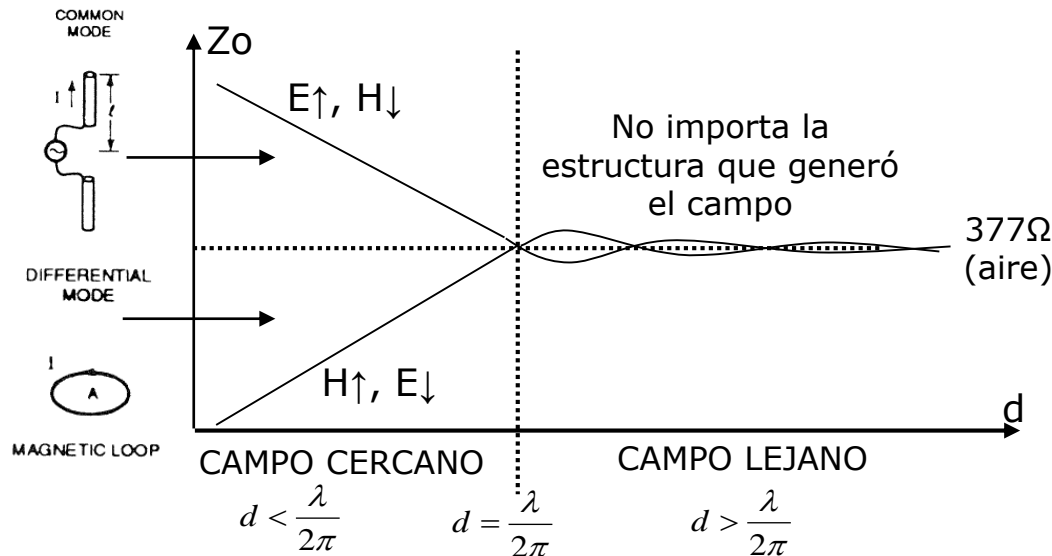
Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 7. Interferencias Electromagnéticas



□ Acoplo por radiación.

- **Impedancia característica de una onda.** Depende de la fuente que la genera, distancia de observación (d), frecuencia y medio de propagación. Representa el cociente entre la intensidad de campo eléctrico (E) y de campo magnético (H).
 - *Campo cercano* ($d < \lambda/2\pi$). La impedancia de onda depende de los factores indicados.
 - *Campo lejano u ondas planas* ($d > \lambda/2\pi$). La impedancia de la onda la marca casi exclusivamente el medio.



f	$d = \lambda/2\pi$
1 MHz	48 m
10 MHz	4.8 m
100 MHz	48 cm
1 GHz	4.8 cm



El acoplo entre circuitos de un mismo sistema suele seguir el modelo de campo cercano



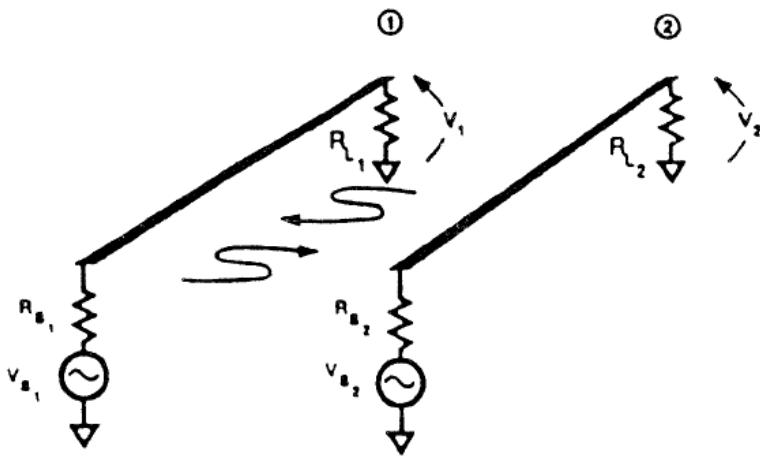
Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 7. Interferencias Electromagnéticas



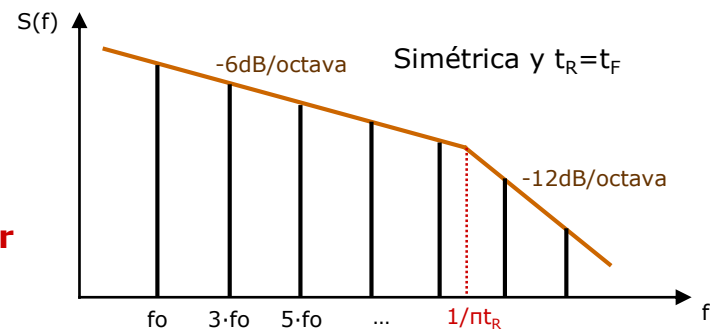
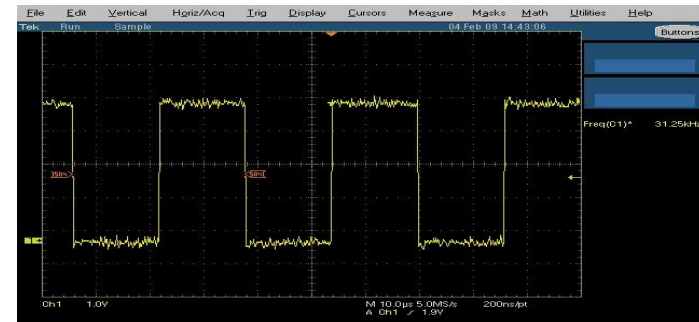
□ Acoplo por radiación.

- **Acoplo por radiación en campo cercano.** Se estudia de forma independiente el acoplo por campo eléctrico y por campo magnético. Los modelos propuestos sirven cuando el tamaño de los circuitos y la distancia entre ellos es mucho menor que λ ($< \lambda/10$ el error es despreciable). Por ejemplo: $f=100\text{MHz} \Rightarrow \lambda=3\text{m}$.
 - *Acoplo por campo eléctrico o acoplo capacitivo o acoplo en modo común.*
 - *Acoplo por campo magnético o acoplo inductivo o acoplo en modo diferencial.*



¡Armónicos!

Tiempos de subida y bajada altos para reducir problemas de interferencias



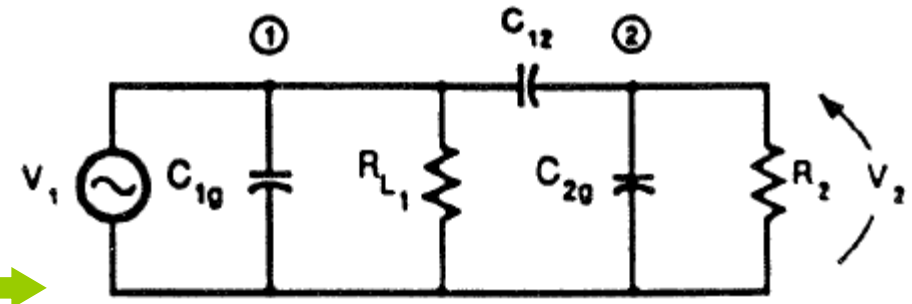
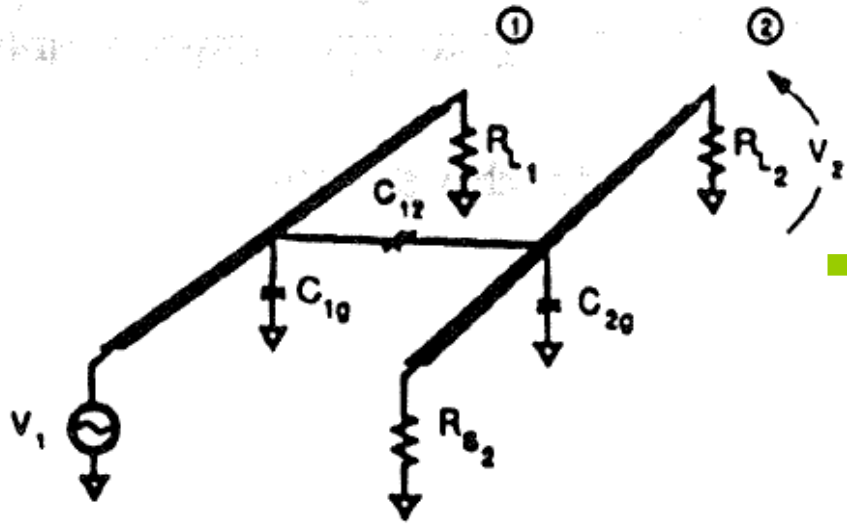


Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 7. Interferencias Electromagnéticas



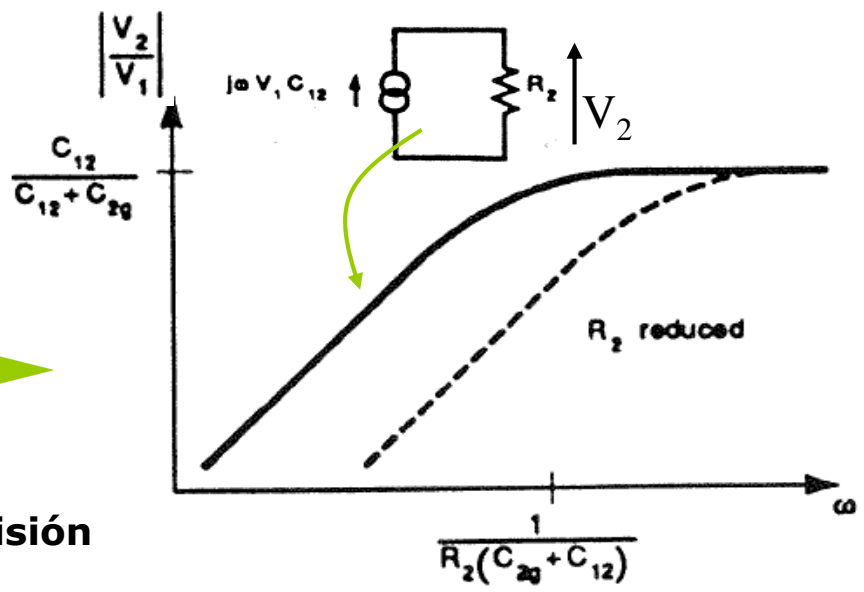
- Acoplo por radiación.
 - Acoplo por campo eléctrico.



$$R_2 = R_{S2} // R_{L2}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{s \cdot R_2 \cdot C_{12}}{1 + s \cdot R_2 (C_{12} + C_{2g})}$$

Interesa: $C_{12} \downarrow \downarrow$ (separación entre líneas, blindaje, líneas cortas...) y $R_2 \downarrow \downarrow$ (transmisión en baja impedancia equivalente).





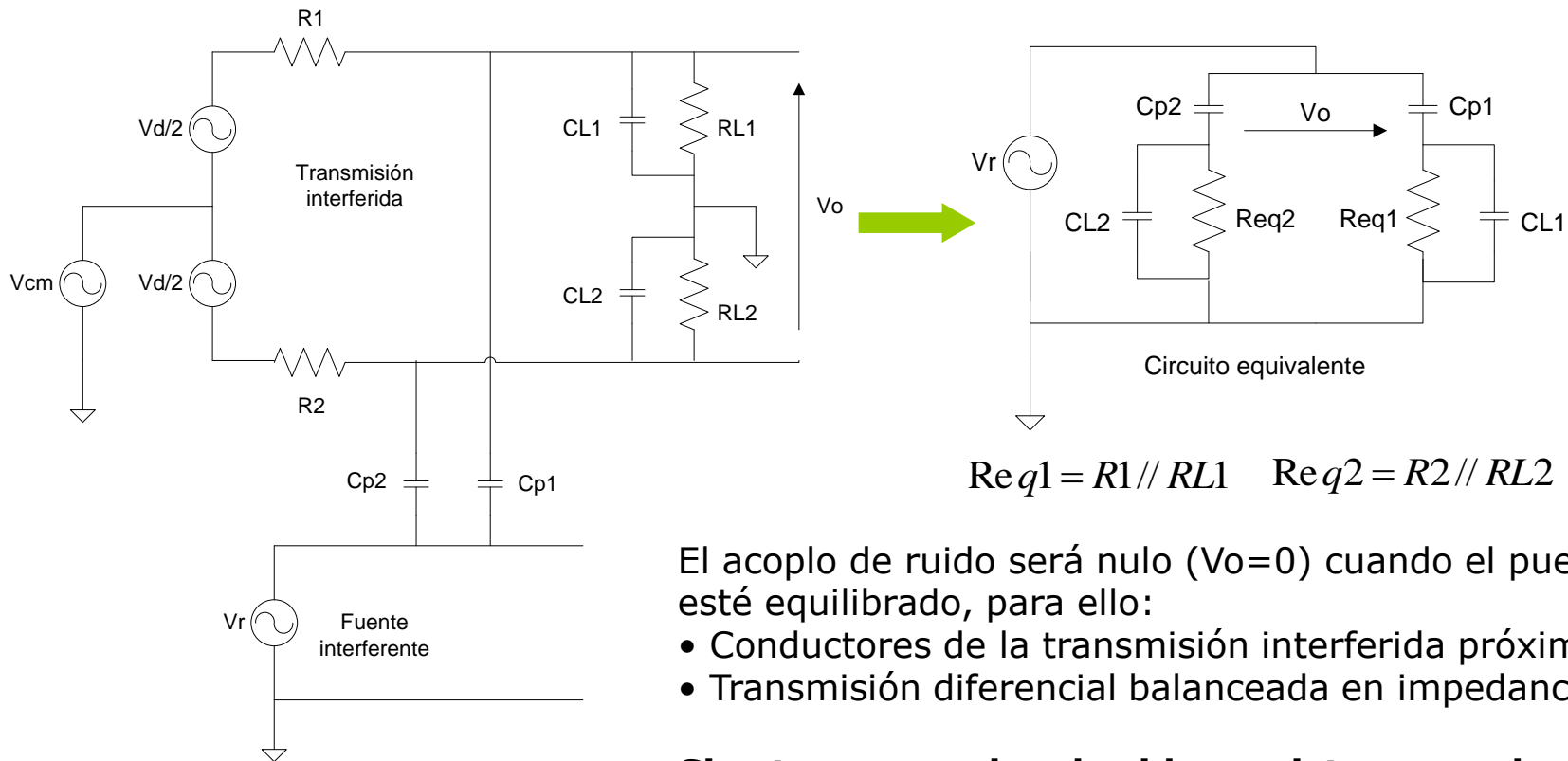
Acondicionamiento de Señales y Sensores

Lección 7. Interferencias Electromagnéticas



□ Acoplo por radiación.

■ Acoplo por campo eléctrico: transmisión diferencial.



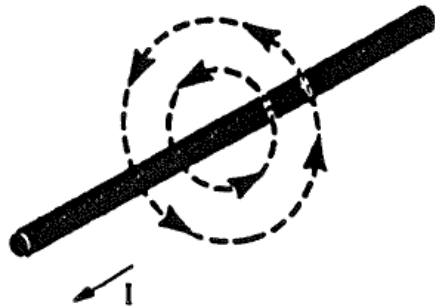
El acoplo de ruido será nulo ($V_o=0$) cuando el puente esté equilibrado, para ello:

- Conductores de la transmisión interferida próximos.
- Transmisión diferencial balanceada en impedancias.

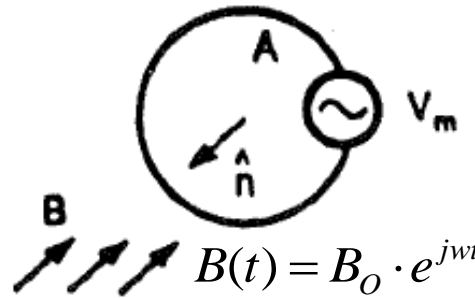
Si esto se cumple, el ruido es visto en modo común.



- Acoplo por radiación.
 - Acoplo por campo magnético.



Transmisión interferente



Transmisión interferida

El campo $B(t)$ generado por la transmisión interferente se incrementa con:

- Corriente "I".
- Área encerrada por la corriente.
- Frecuencia de la corriente.

$$\Phi = \int_A B(t) \cdot \hat{n} \cdot dA = B_0 \cdot e^{j\omega t} \cdot A \cdot \cos \theta \quad \theta = \hat{B} - \hat{n}$$

$$V_m = -\frac{d}{dt} \Phi = -\frac{d}{dt} [B_0 \cdot e^{j\omega t} \cdot A \cdot \cos \theta] = -j\omega \cdot B_0 \cdot e^{j\omega t} \cdot A \cdot \cos \theta$$

Para reducir la tensión acoplada debida al campo $B(t)$:

- Reducir el área de la transmisión interferida. (CLAVE)
- Si la fuente de campo está localizada: orientar para conseguir $\cos \theta = 0$.
- Utilizar blindaje de fuente y/o receptor de interferencia.



□ Blindajes.

- **Blindaje o pantalla:** Barrera al paso de la energía electromagnética. Realizado con material conductor eléctrico.
- **Efectividad de un blindaje:** Relación en dB entre el campo incidente y el que atraviesa el blindaje. La efectividad de un blindaje depende de las características del campo y del material con el que es construido.

$$S_E = 20 \log \left| \frac{E_{Sin_Blindaje}}{E_{Con_Blindaje}} \right| \quad S_H = 20 \log \left| \frac{H_{Sin_Blindaje}}{H_{Con_Blindaje}} \right|$$

E: Intensidad del campo eléctrico.
H: Intensidad del campo magnético.

La efectividad de un blindaje se calcula: $S = A + R + B(dB)$

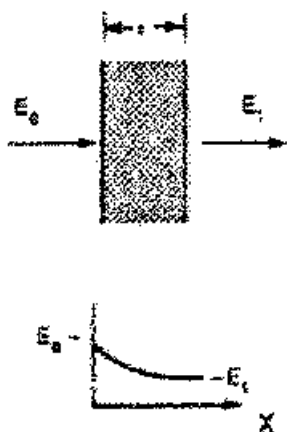
- A: Pérdidas por absorción (>0). Energía que se transforma en calor.
- R: Pérdidas por reflexión (>0).
- B: Corrección por multi-reflexiones (<0). Despreciable si A>10dB.

Un buen diseño del sistema electrónico evita, en muchos casos, el uso de blindaje para el sistema completo. Habitualmente el blindaje se utiliza en ciertos subsistemas problemáticos y en cables de señal.



□ Blindajes.

- **Pérdidas por absorción.** No dependen de las características del campo (salvo de su frecuencia).



$$E_1 = E_0 \cdot e^{-\frac{t}{\delta}}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}}$$

δ : profundidad de penetración (skin depth).

t : espesor del blindaje.

ω : frecuencia del campo en radianes/s.

μ : permeabilidad del material.

σ : conductividad del material.

$$A = 20 \cdot \log(e^{\frac{t}{\delta}}) = 8.69 \left(\frac{t}{\delta}\right) dB$$

En baja frecuencia para conseguir elevadas pérdidas por absorción es necesario utilizar materiales en los que $\mu \cdot \sigma \uparrow \uparrow$. Estos son materiales de alta permeabilidad y resultan caros y problemáticos.

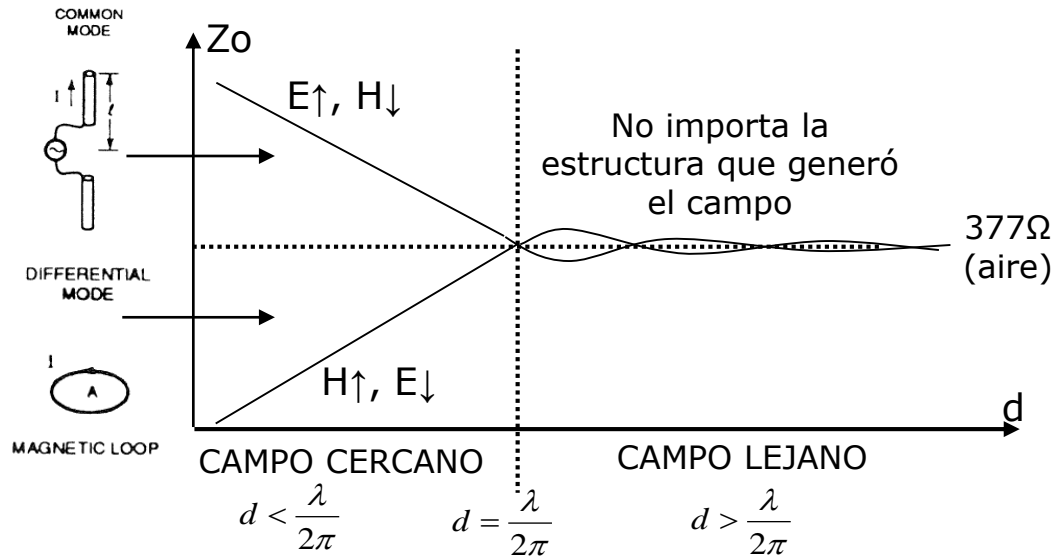
Pérdidas por absorción para t=1mm en aluminio.

Frecuencia	δ	A
60 Hz	11mm	0.8dB
1KHz	2.7mm	3.2dB
1MHz	83 μ m	105dB
100MHz	8.3 μ m	1047dB



Blindajes.

- **Pérdidas por reflexión.** Dependen de la impedancia del campo. La reflexión se produce por el cambio de impedancia de la onda en el aire respecto al blindaje. Cuanta mayor diferencia de impedancias, mayor reflexión.



Impedancia de la onda en el aire.

Impedancia de la onda en un blindaje conductor Z_b :

$$|Z_b| = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{\sigma}}$$

Z_b : presenta un valor reducido

Si $Z_b \ll Z_o$

$$R \cong 20 \log\left(\frac{Z_o}{4Z_b}\right)$$

**Interesa $Z_b \ll Z_o$: $\mu \downarrow$ y $\sigma \uparrow$
Buenos conductores eléctricos**

Las pérdidas por reflexión para campos magnéticos de baja frecuencia son bajas, así como lo son las pérdidas por absorción.

Los campos magnéticos de BF son muy difíciles de apantallar.



Acondicionamiento de Señales y Sensores

Referencias y Bibliografía



- ❑ Introducción a los sistemas de medida I. J. Díaz, J.A. Jiménez, F.J. Meca. Editorial: Servicio de Publicaciones de la Universidad de Alcalá, 1994.
- ❑ Introducción a los sistemas de medida II. J. Díaz, J.A. Jiménez, F.J. Meca. Editorial: Servicio de Publicaciones de la Universidad de Alcalá, 1995.
- ❑ Analog Signal Processing. R. Pallás-Areny y J.G. Webster. Editorial: John Wiley & Sons, 1999.
- ❑ Instrumentación Electrónica. M.A. Pérez y otros. Editorial: Thomson, 2004.
- ❑ Introduction to Electromagnetic Compatibility. Clayton R. Paul. Editorial: John Wiley & Sons, 1992.
- ❑ Documentos en página web de la asignatura.
- ❑ <http://www.ti.com>
- ❑ <http://www.analog.com>
- ❑ <http://www.linear.com>
- ❑ <http://www.maximintegrated.com>
- ❑ <http://www.microchip.com>