

# Instrumentación Inteligente

Belén Calvo

[becalvo@unizar.es](mailto:becalvo@unizar.es)

Nicolás Medrano

[nmedrano@unizar.es](mailto:nmedrano@unizar.es)

Grupo de Electrónica de Potencia y Microelectrónica (GEPM)  
Instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón - I3A  
Universidad de Zaragoza

**GEPM**

Grupo de Electrónica de Potencia y Microelectrónica



Instituto Universitario de Investigación  
en Ingeniería de Aragón  
**Universidad** Zaragoza



Facultad de Ciencias  
**Universidad** Zaragoza

## Contenidos

### ➤ Sistemas de medida y adquisición

Sensores, Acondicionadores, Convertidores de Señal  
Control automático

Ejemplos: Sistemas de Medida de Temperatura

### ➤ Técnicas especiales de medida

Límites de detección

Resistencias pequeñas: 4 hilos,  $R_s$  grandes

*Low-voltage*: Alis de Precisión

Entornos ruidosos: Amplificadores *Lock-in*

### ➤ Instrumentos

Digital Multi-Meter, Source-Measure Unit, Electrómetro

# I. Sistemas de Medida

1.1 INTRODUCCIÓN

1.2 SENsoRES

1.3 ACONDICIONADORES

1.4 CONVERTiDORES DE SEÑALES

1.5 CONTROL Y PROCESADO DIGITALES

## I. Sistemas de Medida

### 1.1 INTRODUCCIÓN

1.2 SENSORES

1.3 ACONDICIONADORES

## SADs: Introducción

### Sistemas de medida, Adquisición y procesado de Datos

Propósito:

Medida de una/varias magnitudes físicas/químicas

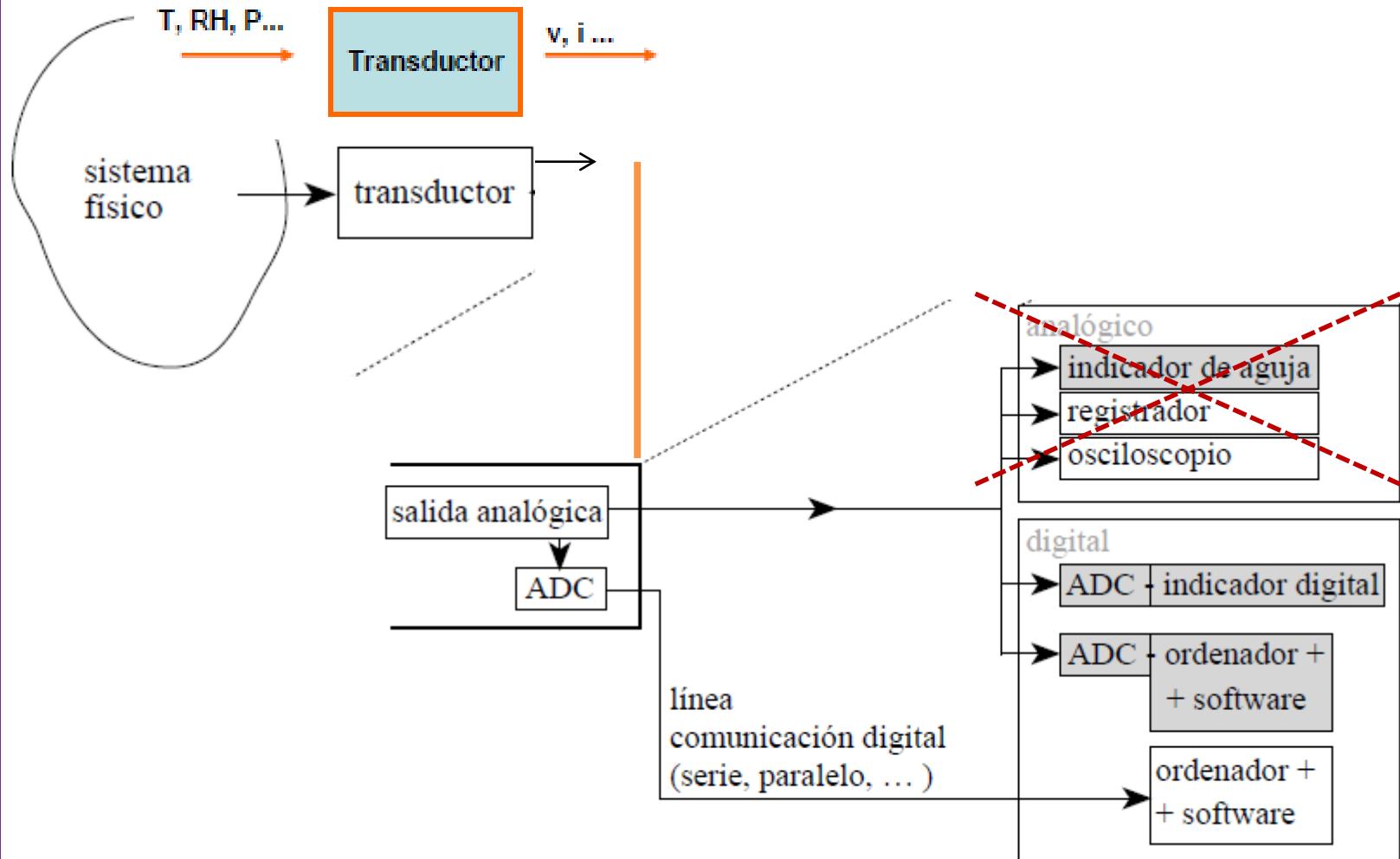
✓ Actualmente → **Tecnología electrónica**



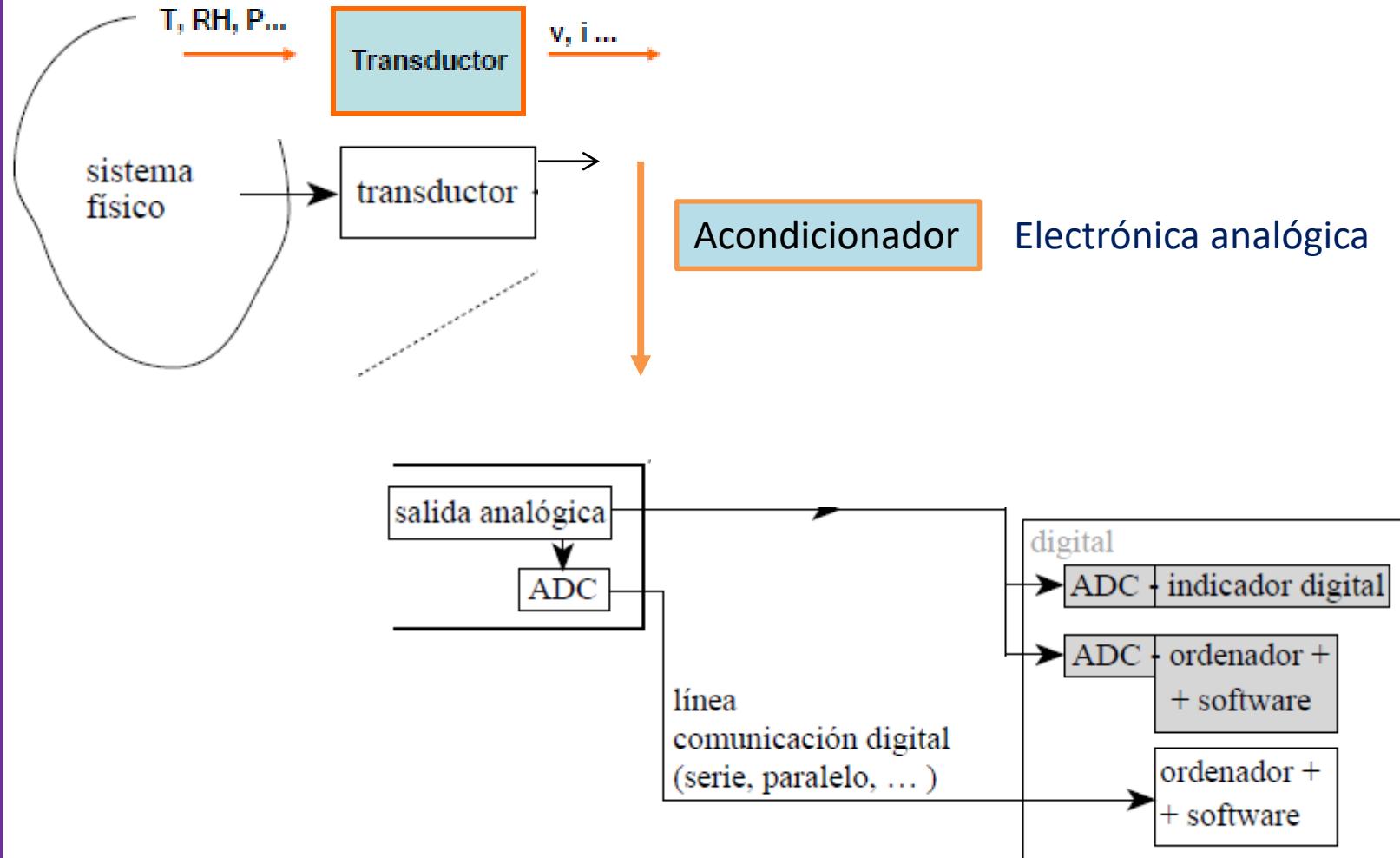
**Sistemas electrónicos de medida**

- |   |                                     |
|---|-------------------------------------|
| ☺ bajo coste aparatos electrónicos  | ☹ Necesidad de alimentación         |
| ☺ complejas transformaciones funcionales  | ☹ Ruido                             |
| ☺ facilidad de transmisión a distancia  | ☹ Deriva por envejecimiento, T, ... |
| ☺ apropiadas para ser introducidas en PC<br>(registro, procesado, representación) |                                     |

# SADs: Introducción



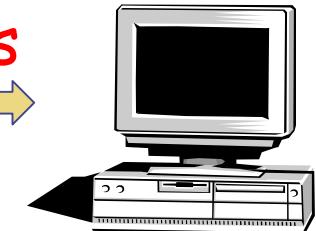
# SADs: Introducción



## SADs: Introducción

### ➤ *Instrumentos de medida independientes*

adquieren, digitalizan, procesan, representan y almacenan las medidas



### ➤ *Tarjetas DAQ*

instrumentos insertables en PC

☺ flexibles, baratas ☹ lentas, menor precisión



### ➤ *Módulos de inserción en racks*

instrumentos conectables entre sí mediante buses específicos

# SADs: Introducción



Sistemas de medida, Adquisición y procesado de Datos

- Convertir variables físico-químicas en eléctricas
  - Acondicionar las variables eléctricas para su conversión en señales digitales
    - Variable: Electrical  
Temperature Signal
    - And
    - Amplified
  - Procesar, analizar, almacenar y representar la información de la medida

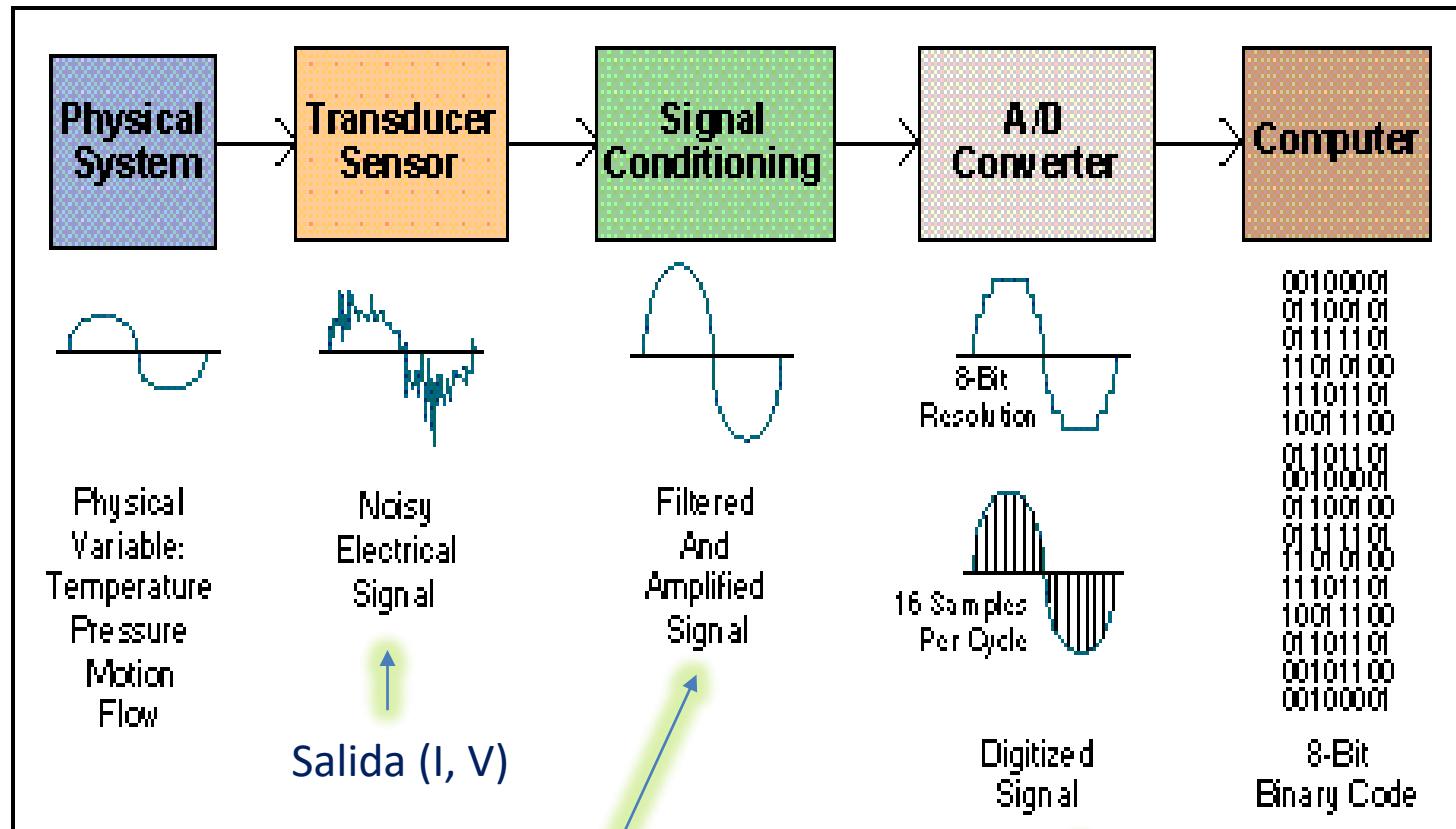


0010001  
01100101  
01111101  
11010100  
11101101  
10011100  
01101101  
00100010  
**ales digi**  
**a medida**

Digitized Signal      8-Bit Binary Code

## SADs: Introducción

## Diagrama de Bloques



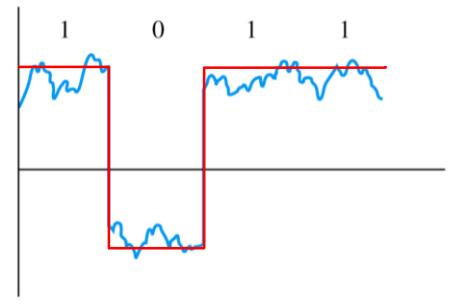
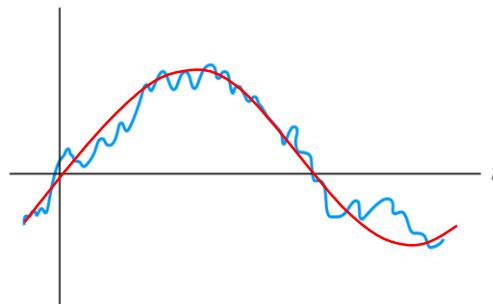
Electrónica analógica

Codificación digital

## SADs: Introducción

# Señales analógicas y digitales con ruido

Reducción de los  
efectos del ruido



### Ventajas de las técnicas digitales:

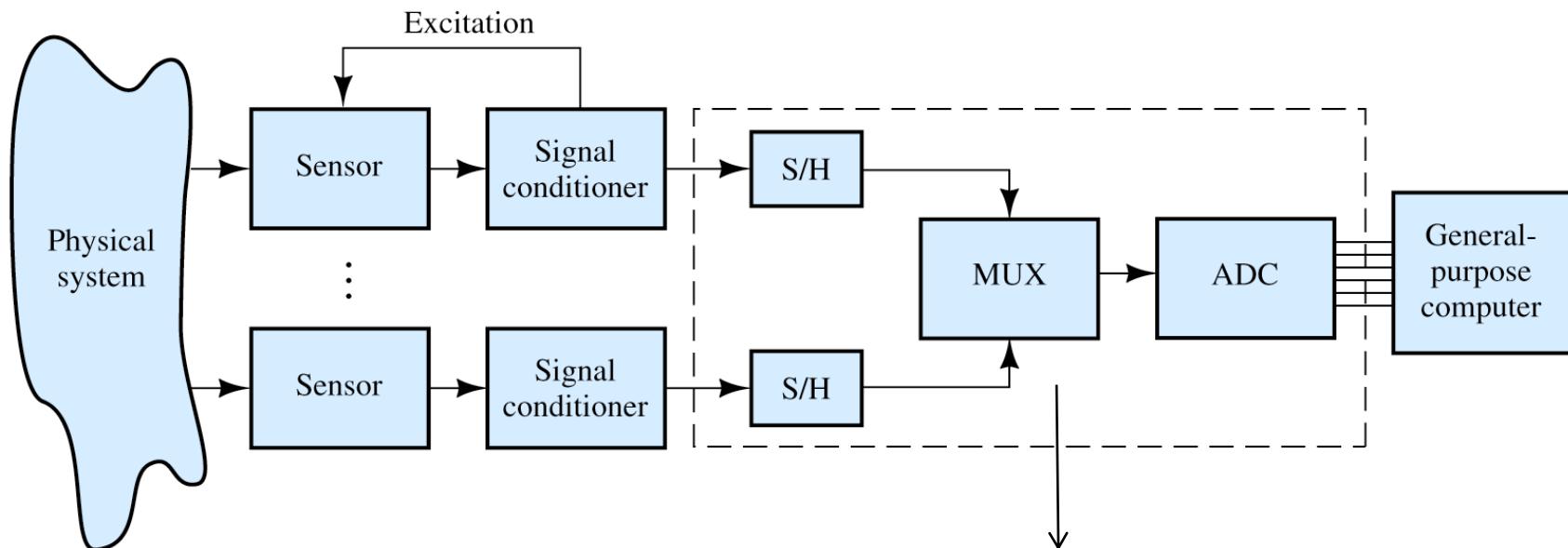
- ⌚ Más fáciles de diseñar.
- ⌚ Facilidad para almacenar información.
- ⌚ Programación de la operación.
- ⌚ Menos vulnerabilidad al ruido.
- ⌚ Mayor capacidad de integración.

### Limitaciones de las técnicas digitales:

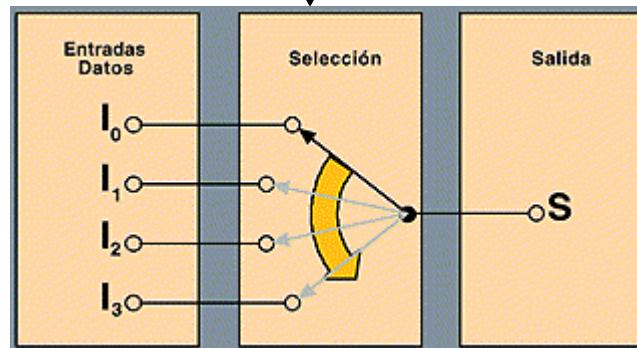
- ⌚ El mundo real es fundamentalmente analógico.

## SADs: Introducción

### SADs con múltiples canales:

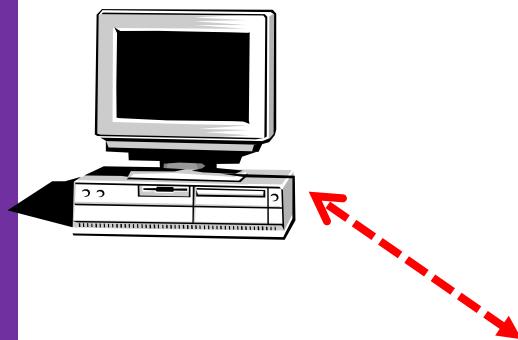


Es necesario **conmutar o multiplexar**



# SADs: Introducción

## Instrumentos remotos



- Combine radio, processor, A/D,SIO, Transducer  
Electronic Data Sheet, software for small unit dedicated to single sensor



INTELLIGENT  
Sensors  
CrossNet  
WIRELESS

## SADs: Introducción

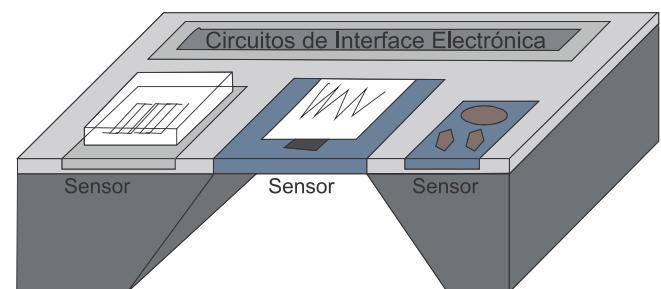
### Sensores inteligentes (smart sensors)

Sensores que incorporan electrónica adicional para acomodar su salida, digitalizarla y transmitirla

MS5540C (presión atmosférica)



SHT11 (humedad ambiente)



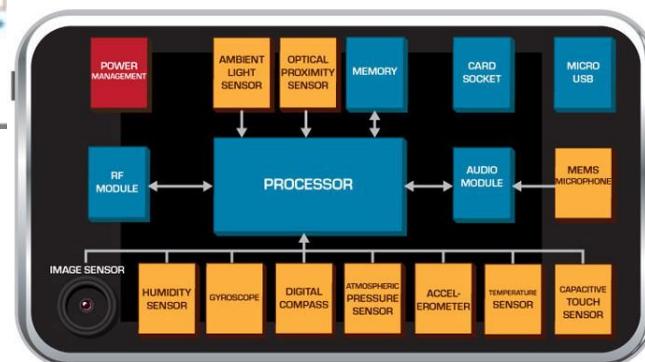
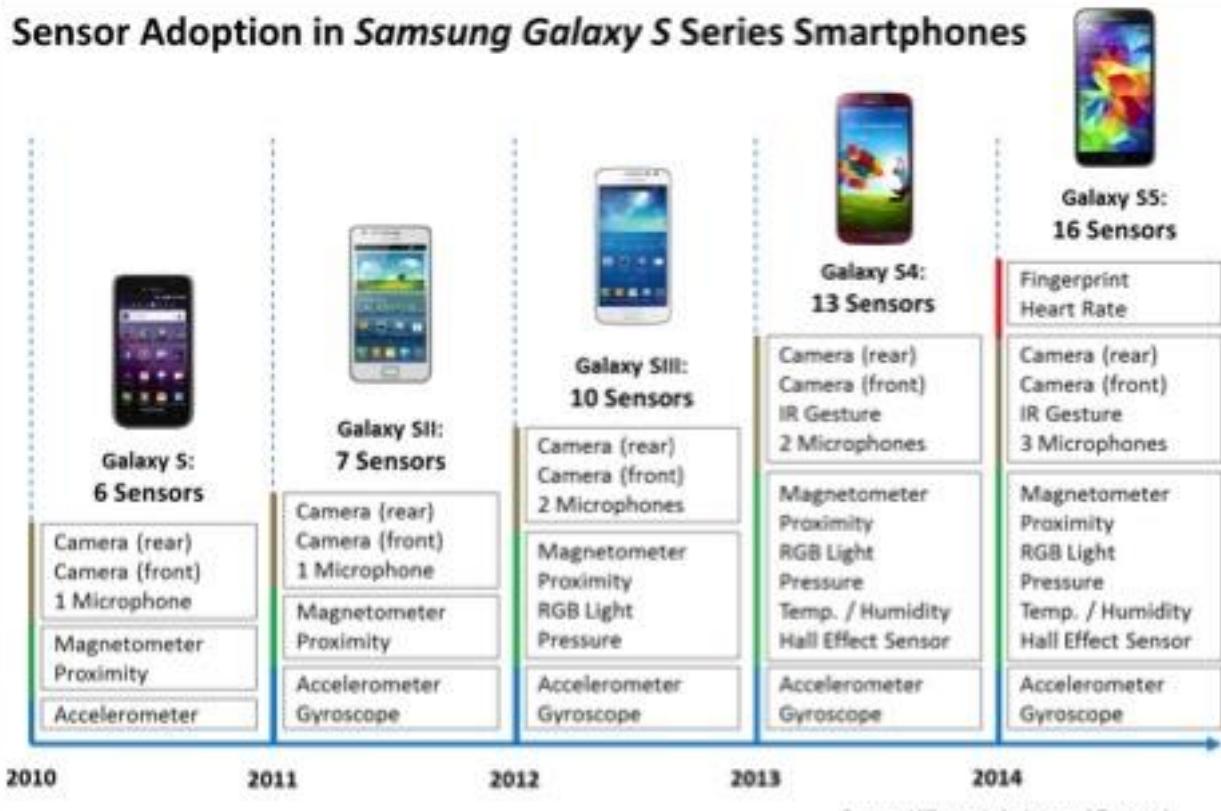
Proporcionan información adicional (medida de T, coeficientes de linealización...) mediante un protocolo de comunicaciones

robustos, fiables y compactos



# SADs: Introducción

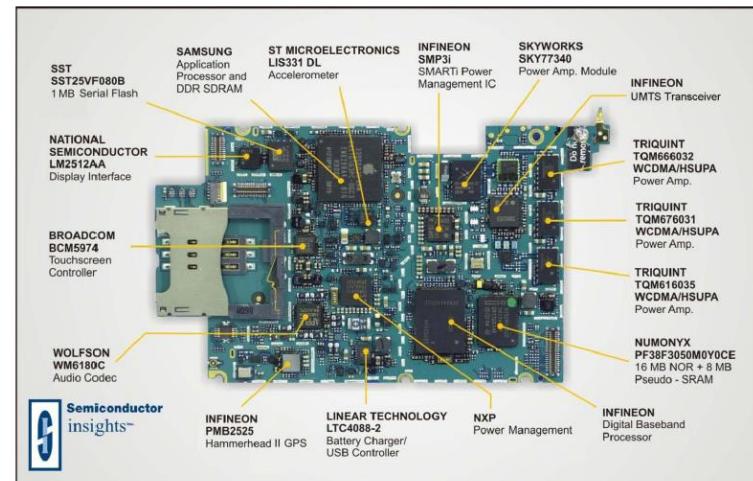
## Sensor Adoption in Samsung Galaxy S Series Smartphones



# Sensors – Before



# Sensors – After

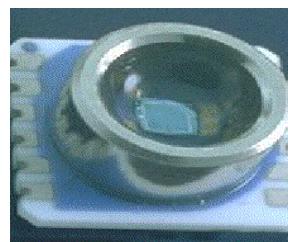
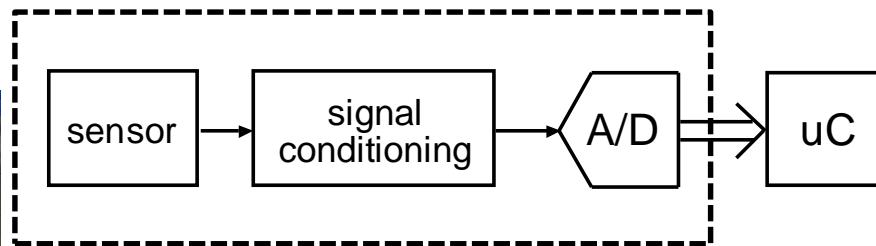


## What changed?

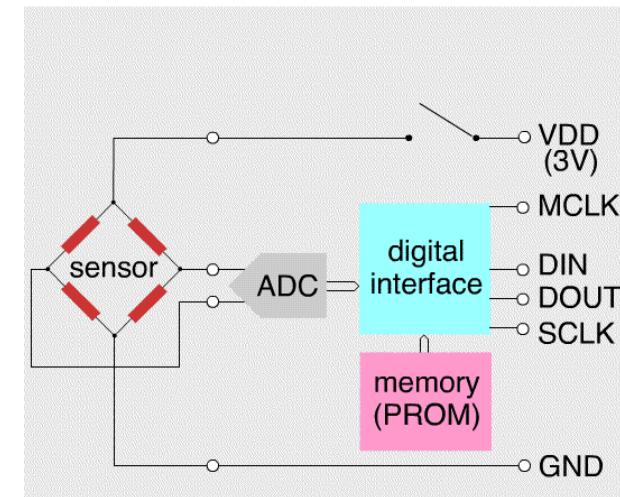
- Smaller
  - Process technology is much better
- Faster
  - Multi-core chips can now process a lot more sensor data simultaneously
- Better
  - Sensors are more accurate (e.g. better cameras in smaller spaces)
- Cheaper
  - Thanks China

## SADs: Introducción

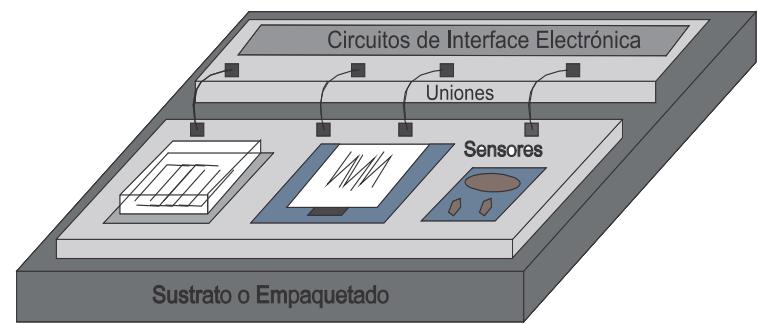
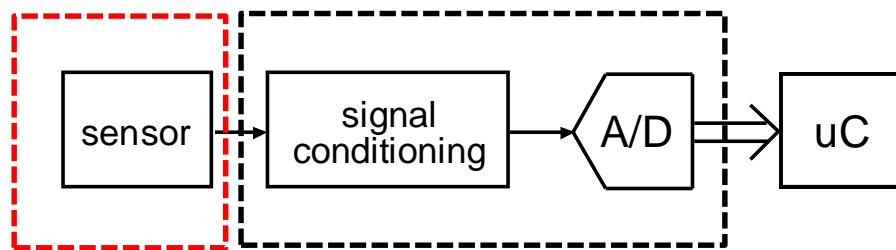
### Sistemas en chip (SoC)



Sensor de presión



### Sistemas in package (SiP)



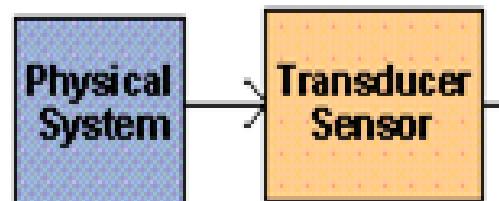
# I. Sistemas de Medida

1.1 INTRODUCCIÓN

**1.2 SENSORES**

1.3 ACONDICIONADORES

# Sensores



**1ª ETAPA**

## Transductor

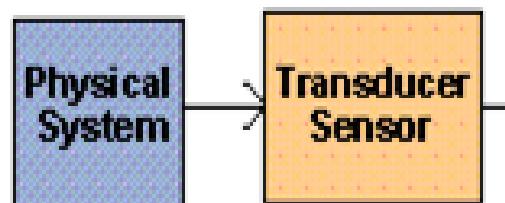
Dispositivo capaz de transformar o convertir un determinado tipo de magnitud física/química de entrada, en otra diferente de salida.

## Sensor

Transductor con salida eléctrica

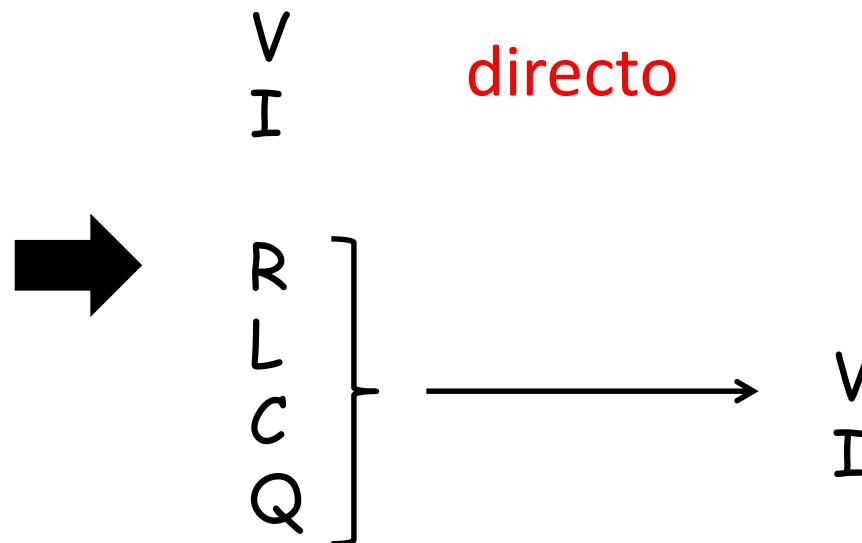
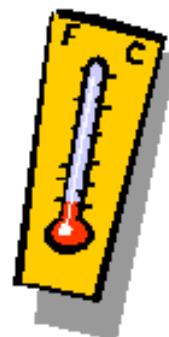
# Sensores

## Sensor/Transductor



convierten un fenómeno físico-químico en una señal eléctrica

- Temperatura
- Presión
- Luz
- Fuerza
- Posición
- Nivel
- pH



elemento de acondicionado intermedio

## Tipos de Sensores

**Activos:** no necesitan fuente de energía para poder operar. Su energía de salida depende sólo de la señal de entrada.

**Pasivos:** necesitan fuente de energía externa para poder operar.

Según la magnitud eléctrica que varía en función de la magnitud física

### Pasivos

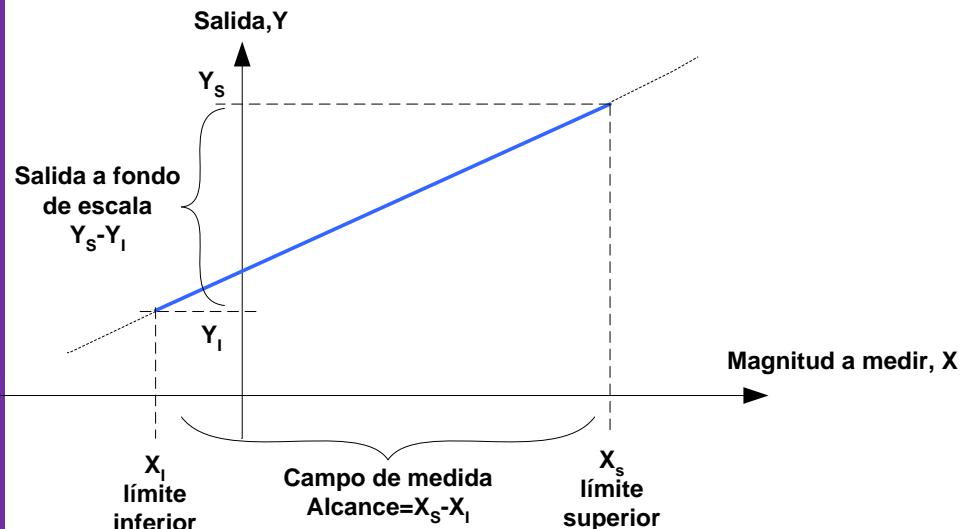
- Resistivos: Poténciometros, RTDs, NTC/PTC, LDR, Magnetoresistivos
- Capacitivos
- Inductivos
- Ópticos (semiconductores): fotodiódos, fototransistores

### Activos

- Termopares
- Efecto Hall
- Piezoelectricos

# Sensores: Características

**Característica estática:** relación entre la respuesta del sensor y la magnitud medida (curvas de calibración).

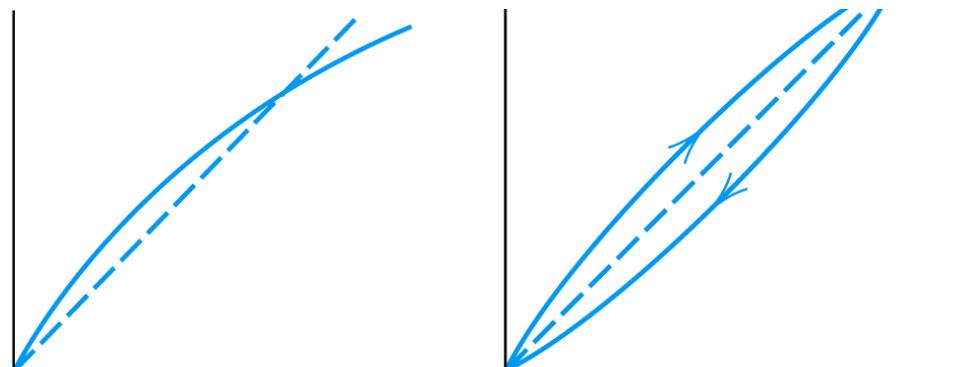
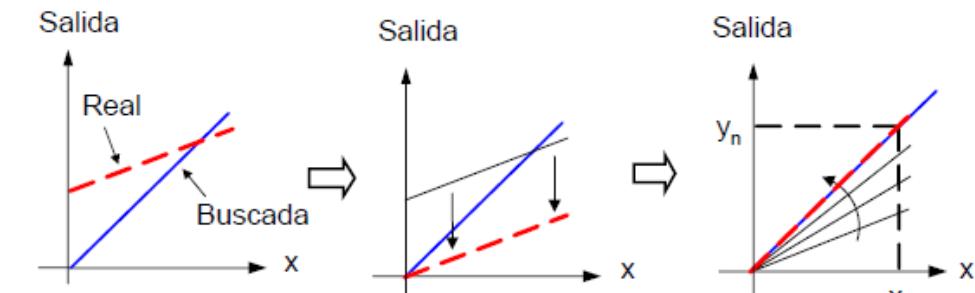
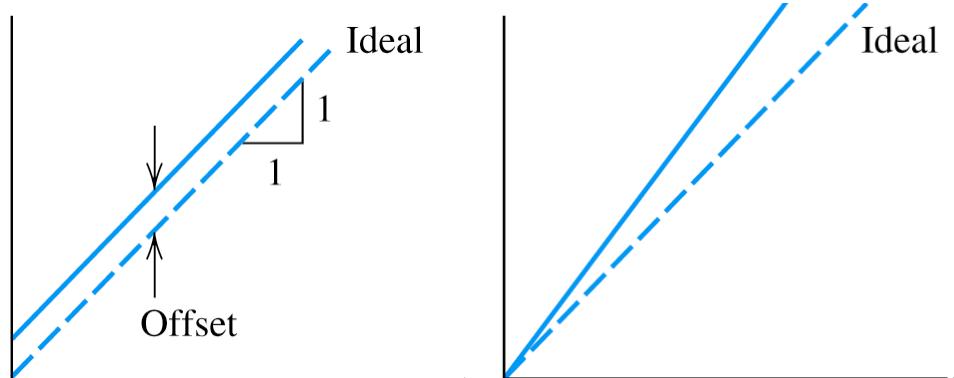


- ❖ Magnitud de entrada
- ❖ Magnitud de salida
- ❖ Rango de entrada, FS
- ❖ Rango de salida, FSO

- ❖ Sensibilidad: variación de la medida respecto a cambios de entrada
- ❖ Exactitud: error en la medida
- ❖ Precisión: repetibilidad
- ❖ Resolución: mínimo incremento discernible

# Sensores: Características

- ❖ Offset, Ganancia
- ❖ No linealidad
- ❖ Histéresis
- ❖ Deriva T de cero
- ❖ Deriva de T sensibilidad
  
- ❖ Respuesta frecuencial
  
- ❖ Tiempo de respuesta
  
- ❖ Consumo, Tamaño,  
Encapsulado, coste,  
salidas procesables, ...



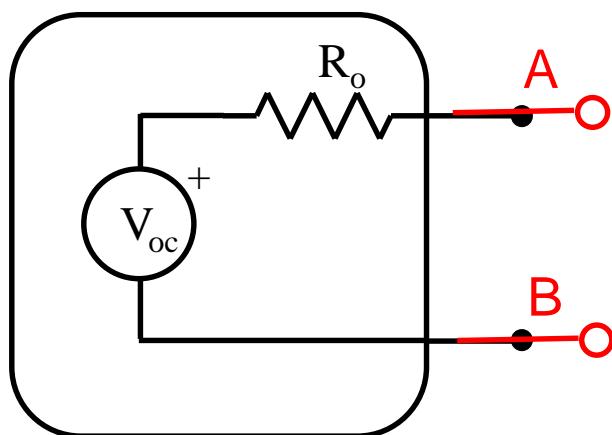
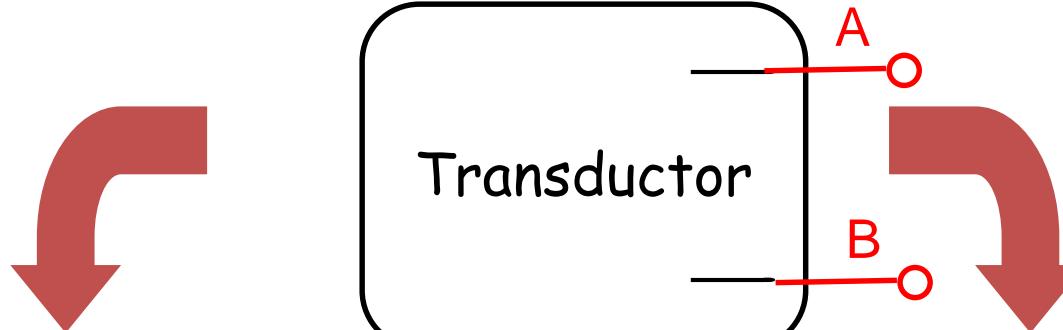
# Sensores

## A Good Sensor

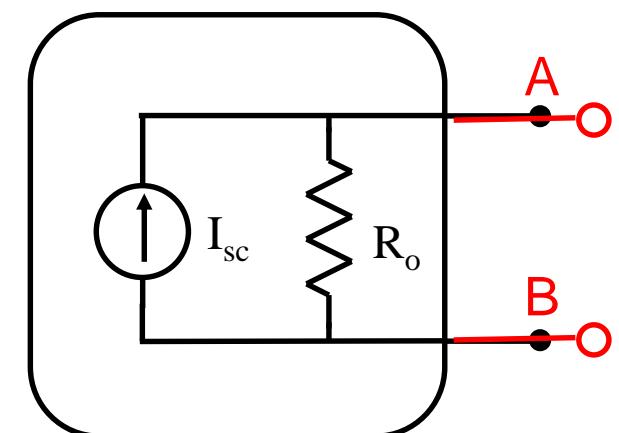
- Sensitive to only the measured property
  - Biggest worry here is temperature
- The sensor itself doesn't influence the measured property
- The output should be linearly proportional to the measured value or a simple function of the measured value

## Sensores: modelado

### Modelado eléctrico del transductor



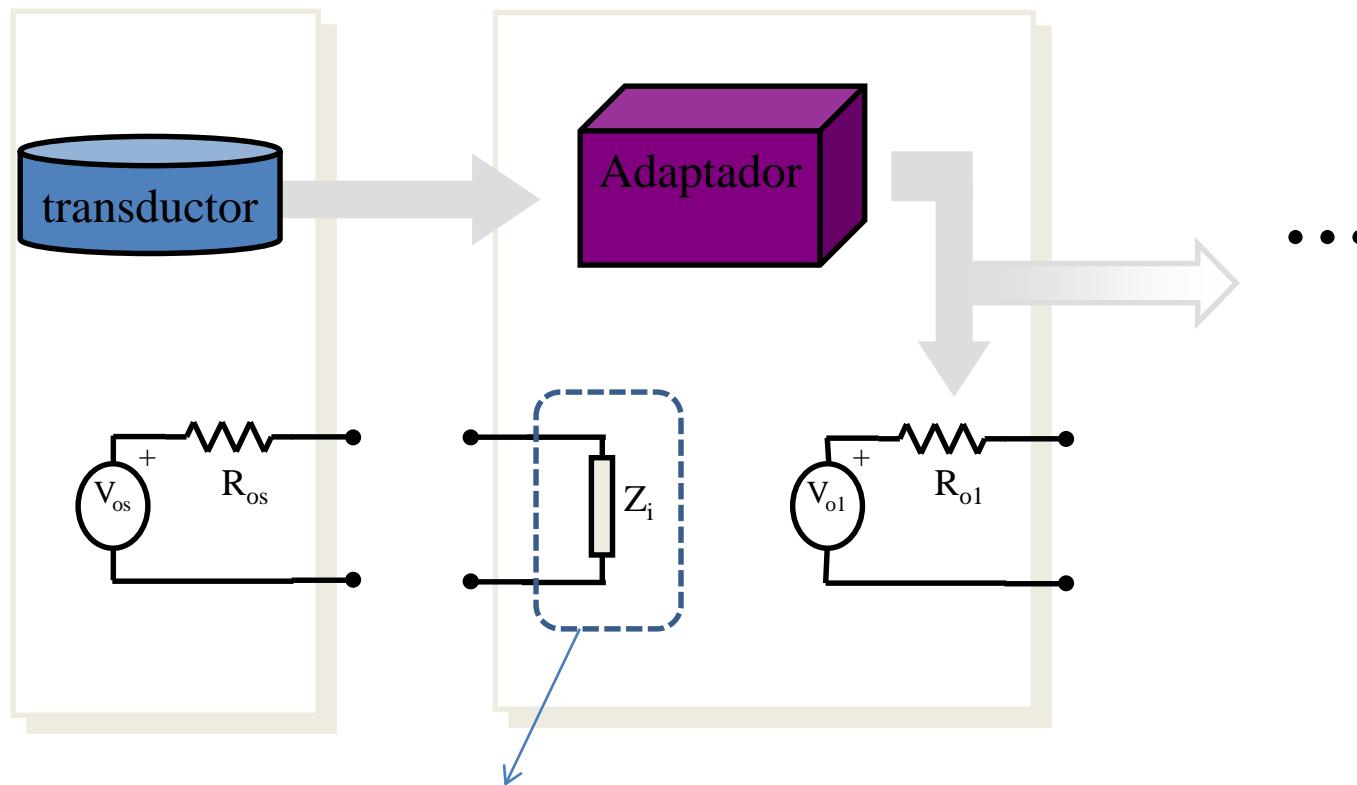
Equivalente Thévenin



Equivalente Norton

## Sensores: acople

### Acople transductor-adaptador



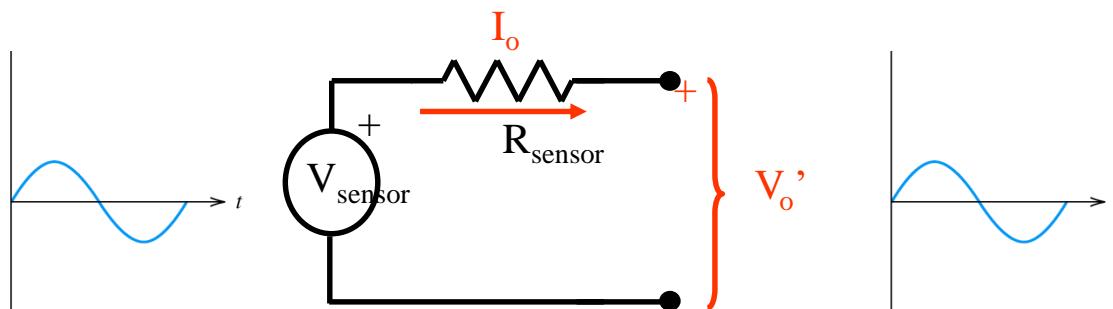
$Z_i$  = Impedancia de entrada  
efectos  $R, C, L$

simplificado  
R<sub>i</sub>

# Sensores: acople

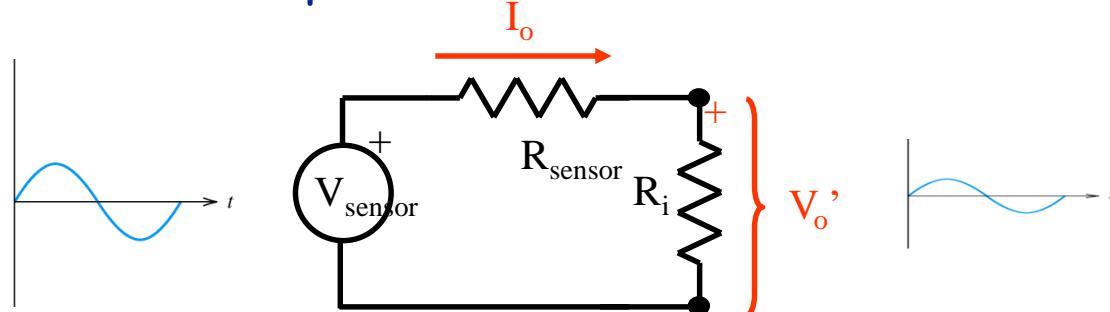
## Pérdidas de señal en acople

Sensor no acoplado:  $I_o=0 \Rightarrow V_o' = V_{sensor}$



$$V_o' = V_{sensor}$$

Sensor acoplado:  $I_o \neq 0 \Rightarrow V_o' < V_{sensor}$



$$V_o' = V_{sensor} \frac{R_i}{R_{sensor} + R_i}$$

- Sensor/acondicionador tienen que tener una impedancias de salida/entrada adecuadas

# I. Sistemas de Medida

1.1 INTRODUCCIÓN

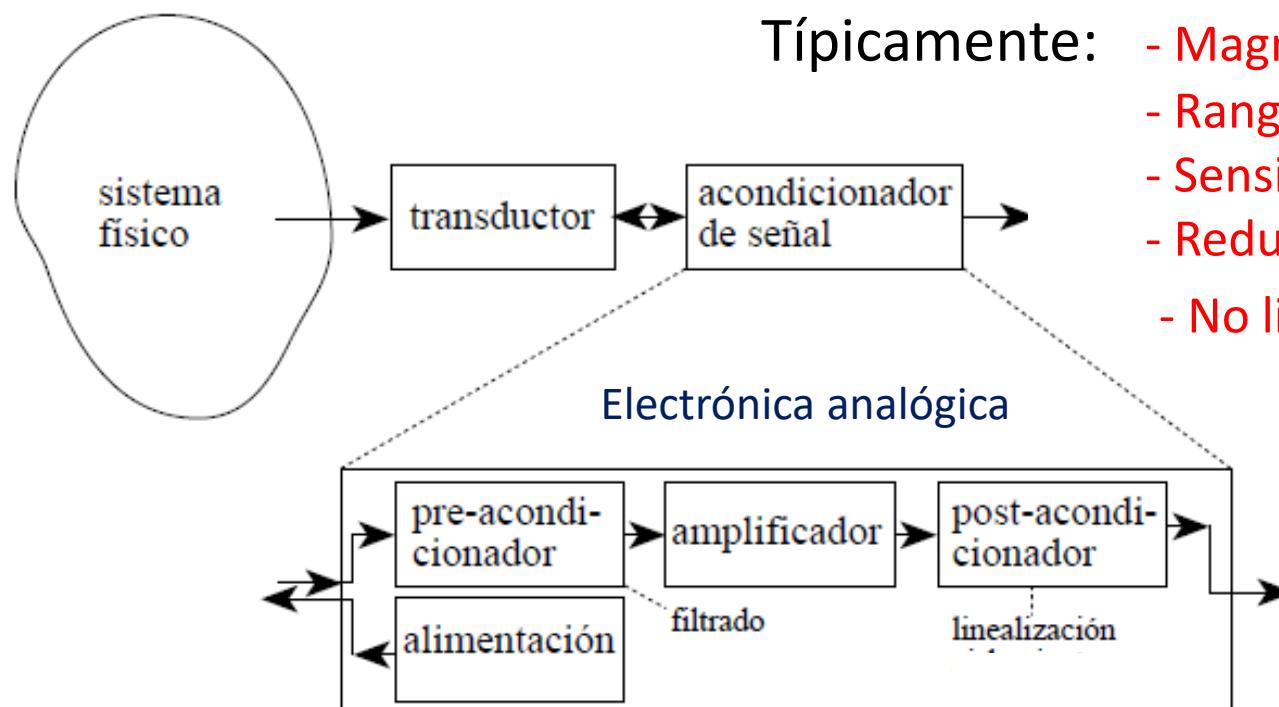
1.2 SENsoRES

**1.3 ACONDICIONADORES**

# Acondicionadores

## 2ª ETAPA

Modifican las características de la salida del sensor adecuándolas a unos requisitos establecidos, para que pueda ser interpretada como señal electrónica y procesada de forma óptima por el ADC.



Típicamente:

- Magnitud de salida
- Rango de salida
- Sensibilidad
- Reducción ruido
- No linealidad

## Acondicionadores

➤ Algunos de los elementos de acondicionado más comunes son:

- Puentes de deflexión: Convierten cambios de R, C, L en variaciones de V
- Amplificadores: Proporcionan como salida la señal de entrada amplificada
- Filtros: Limpian y limitan el espectro de la señal
- Linealizadores: Linealizan la característica transductora del sensor

# Puentes de deflexión

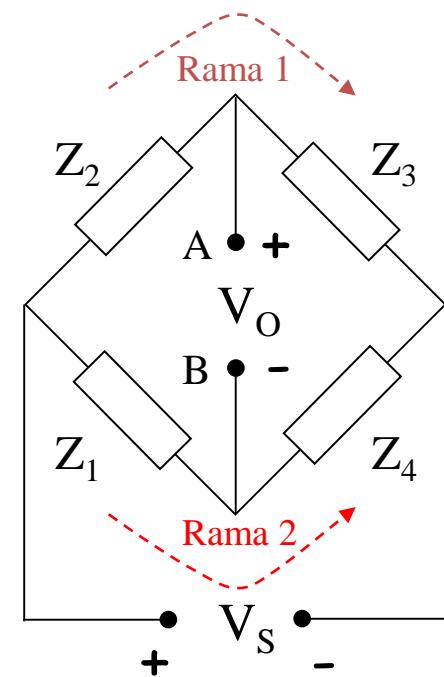
convierten cambios de R, C, L en variaciones de V

Puente alimentado con tensión Vs:

Rama 1:  $V_A = V_s \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3}$

Rama 2:  $V_B = V_s \frac{Z_4}{Z_1 + Z_4}$

En equilibrio,  $V_A = V_B \Rightarrow V_O = 0 \Rightarrow$



$$\frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} = \frac{Z_4}{Z_1 + Z_4} \Rightarrow 1 + \frac{Z_2}{Z_3} = 1 + \frac{Z_1}{Z_4} \Rightarrow$$

$$\frac{Z_2}{Z_3} = \frac{Z_1}{Z_4}$$

# Puente de Wheatstone

- Puente de deflexión resistivo ( $Z_i=R_i$ )

- $R_1 = R_x$  es transductor resistivo

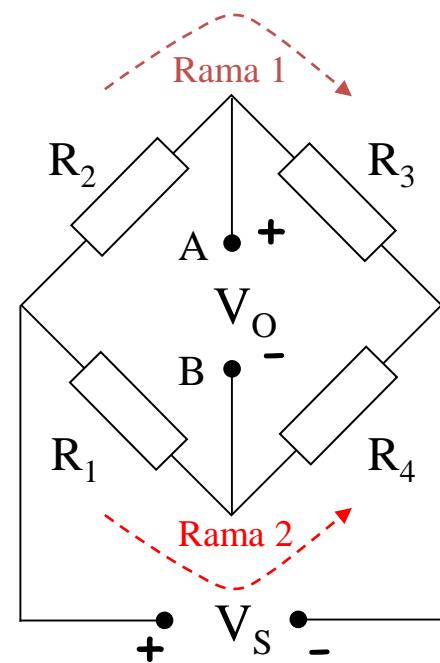
En equilibrio

$$V_A = V_B \Rightarrow V_O = 0$$

$$\frac{Z_2}{Z_3} = \frac{Z_1}{Z_4} \implies \frac{R_2}{R_3} = \frac{R_X}{R_4}$$

- $R_X \rightarrow R_X'$   $\implies V'_A = V_A \quad V'_B = V_S \frac{R_4}{R'_X + R_4}$

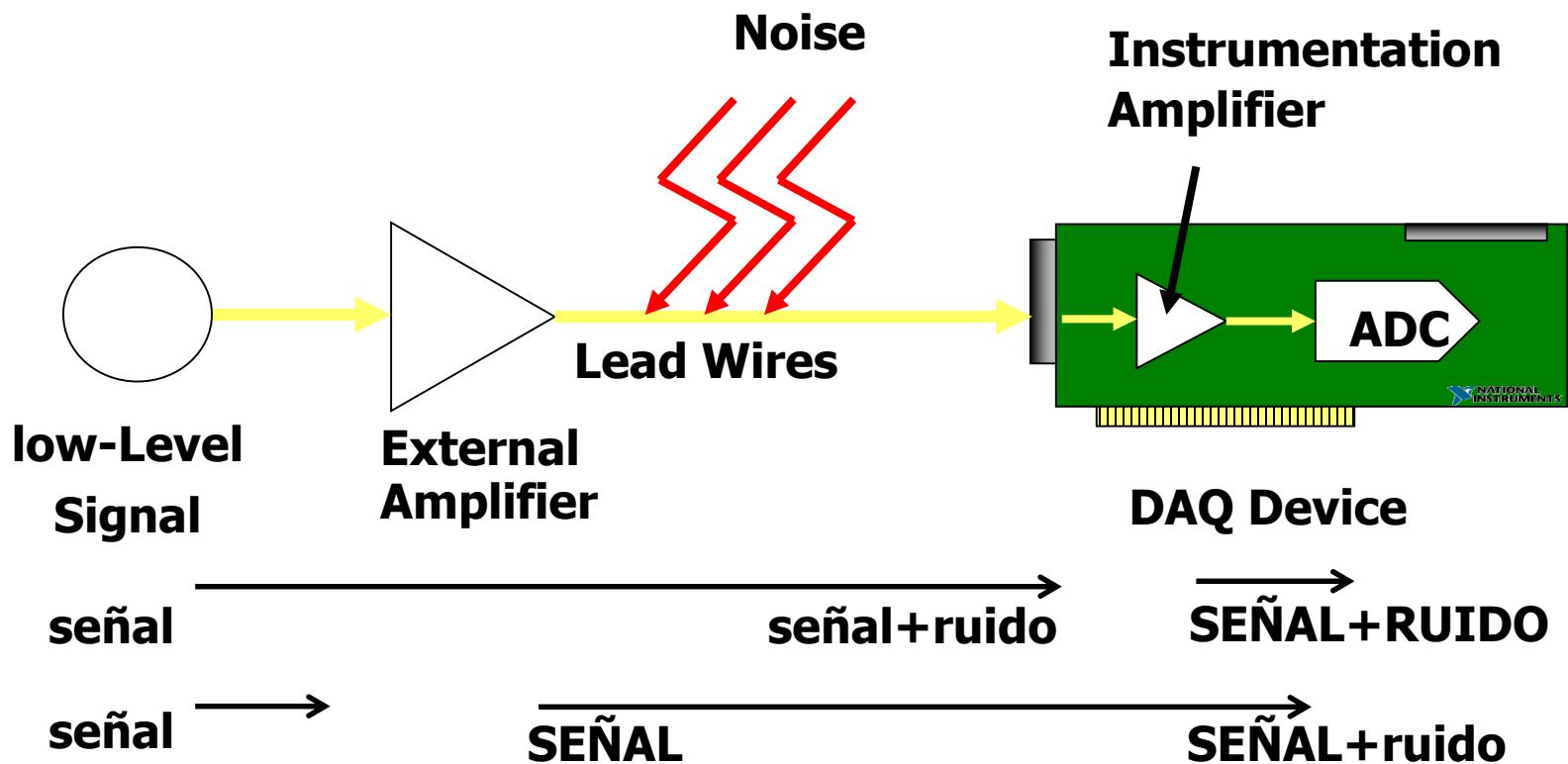
$$V'_O = V_S \left( \frac{R_3}{R_2 + R_3} - \frac{R_4}{R'_X + R_4} \right) = V_B - V'_B = \Delta V_B$$



- Proporciona  $\Delta V$  depende de la variación del transductor, sin nivel de V constante (*la siguiente etapa sólo verá la variación*)
- Se pueden combinar varios transductores en un puente

## Amplificación

- Necesidad de amplificar señales débiles (p. ej. Termopares)
- Aprovechar el máximo rango de entrada del convertidor A/D
- Incrementar la relación señal ruido (SNR)



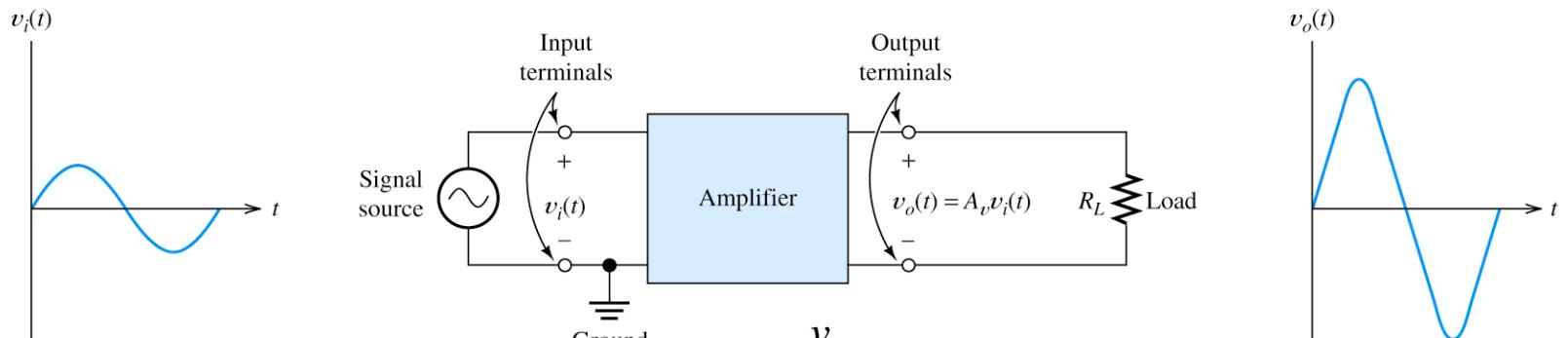
# Amplificación: fundamentos

**AMPLIFICADOR IDEAL:** Sistema electrónico de dos puertos (entrada-salida) cuya respuesta  $y(t)$  es proporcional a la excitación  $x(t)$ . Con factor de amplificación  $A$ .

$$y(t) = Ax(t)$$

V	Tensión	V
I	Corriente	I
V	Transconductancia	I
I	Transimpedancia	V

## EJEMPLO: AMPLIFICADOR IDEAL DE TENSIÓN



$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \text{ ganancia en tensión}$$

$$20 \log |A_v| \text{ ganancia en tensión en dB}$$

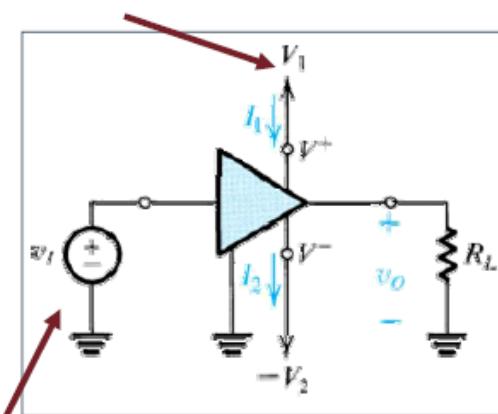
# Amplificación: fundamentos

## ALIMENTACIÓN DEL AMPLIFICADOR (I)

Suministran energía necesaria

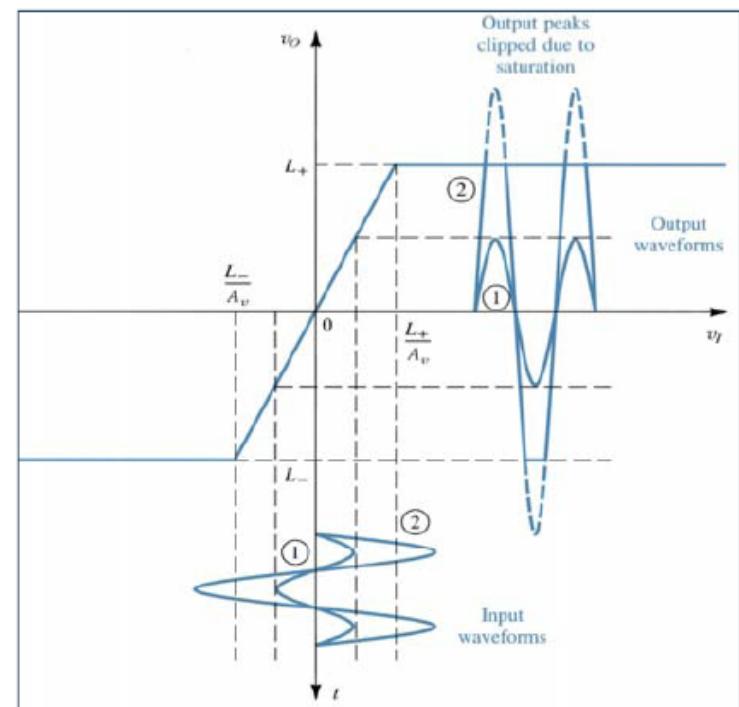
Limitan rango de tensiones out

Con dos fuentes de alimentación:  $V^+$  y  $V^-$



Sin necesidad de polarización

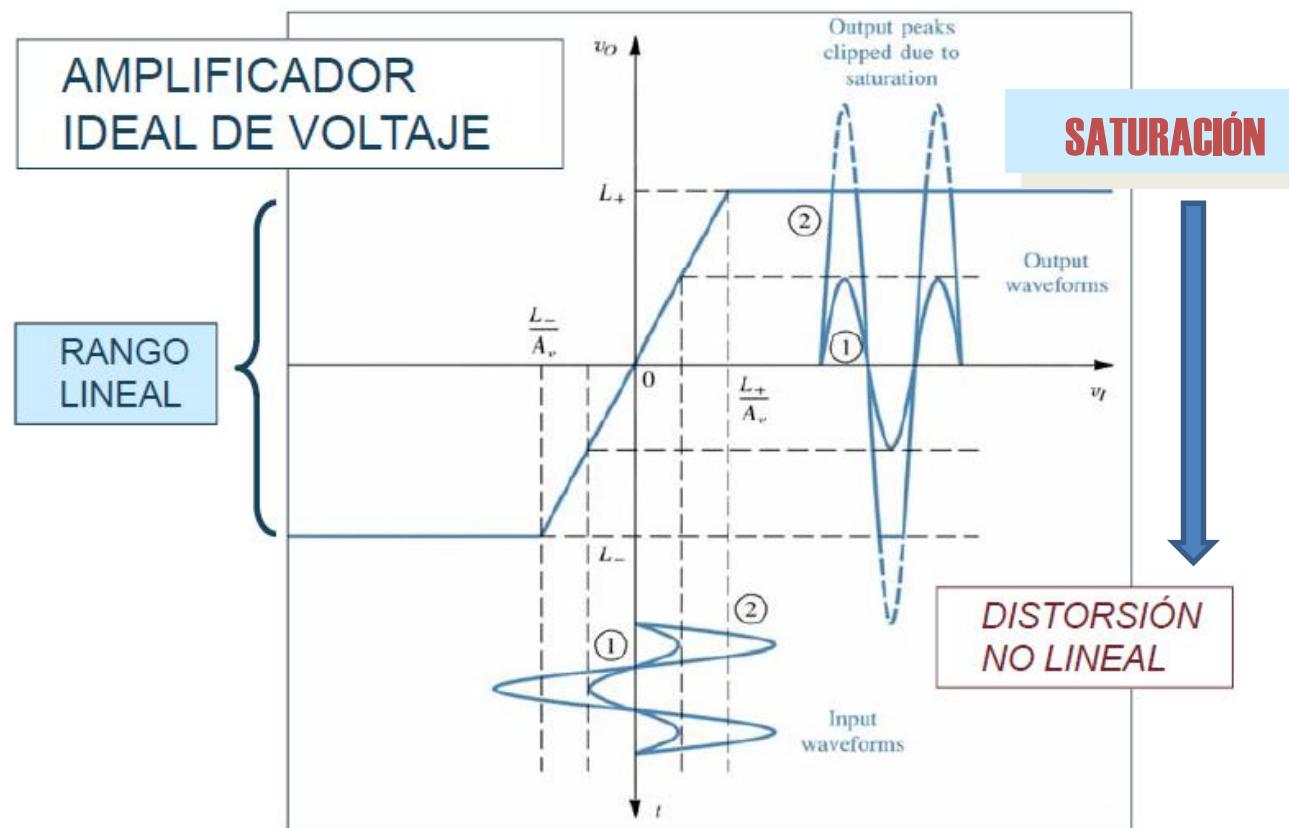
$$v_o(t) = A_v v_i(t)$$



# Amplificación: fundamentos

## CARACTERÍSTICA ENTRADA-SALIDA

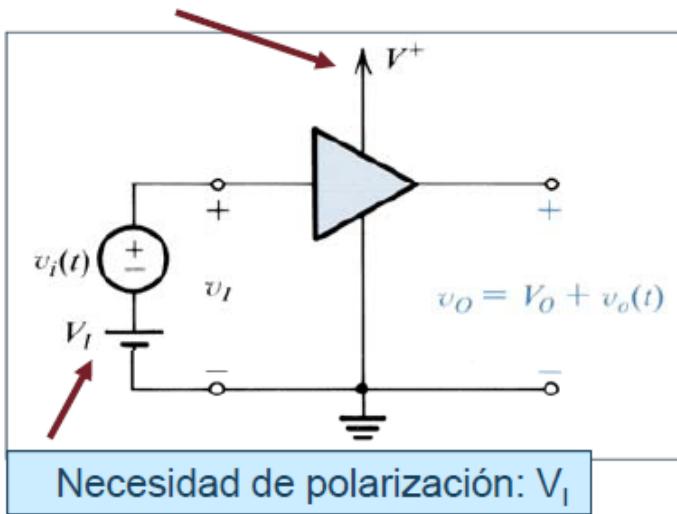
$$v_O(t) = A_v v_I(t)$$



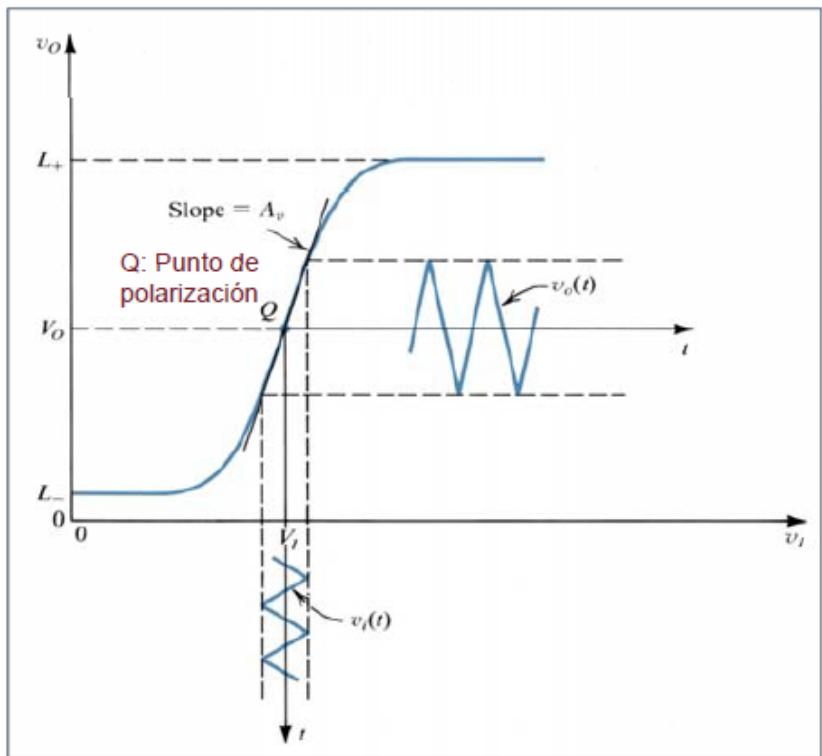
# Amplificación: fundamentos

## ALIMENTACIÓN DEL AMPLIFICADOR (II)

Con única fuente de alimentación:  $V^+$



Necesidad de polarización:  $V_I$

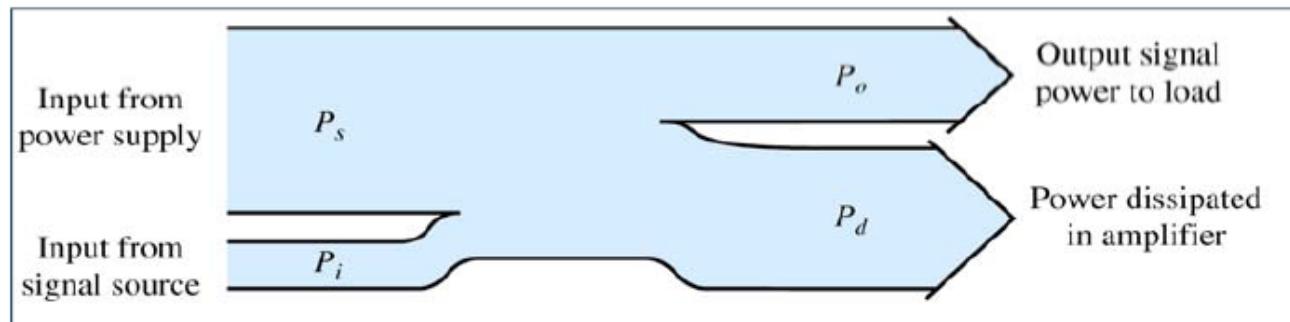


Q punto medio del rango lineal → máximo rango variación de señal de salida

# Amplificación: fundamentos

## EFICIENCIA EN POTENCIA DEL AMPLIFICADOR

### FLUJO DE POTENCIA



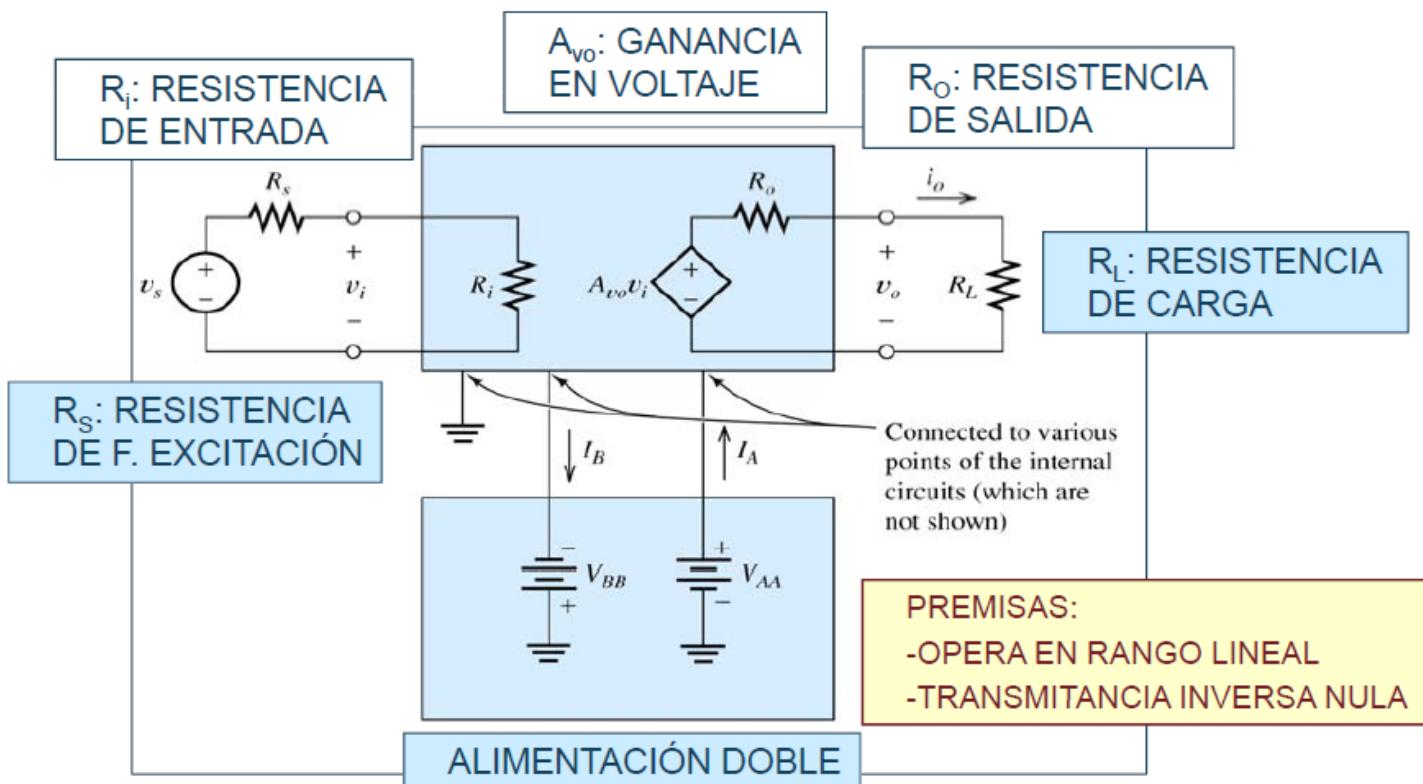
$$P_i + P_s = P_o + P_d$$

### EFICIENCIA EN POTENCIA

$$\eta = \frac{P_o}{P_s} \cdot 100 \%$$

# Amplificación

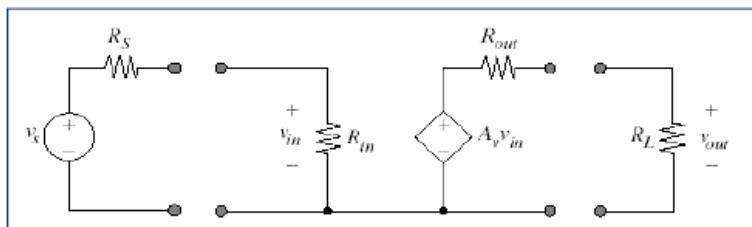
## MODELO LINEAL EQUIVALENTE: FUENTE V $\rightarrow$ V



# Amplificación: fundamentos

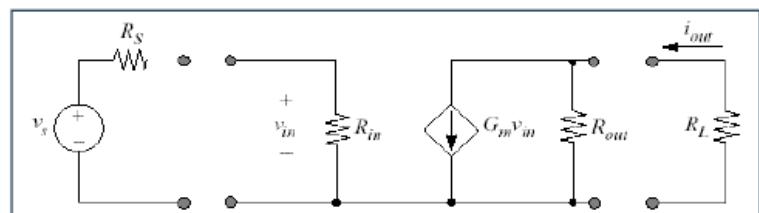
## MODELOS LINEALES EQUIVALENTES DE LOS AMPLIFICADORES

AMPLIFICADOR DE VOLTAJE:  
FUENTE V-V



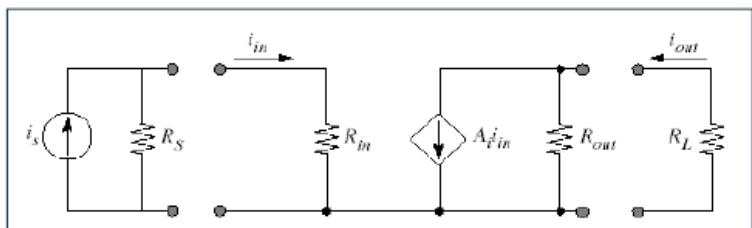
$R_{in}$   $A_v$  = Ganancia en voltaje  $R_{out}$

AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUCTANCIA:  
FUENTE V-I



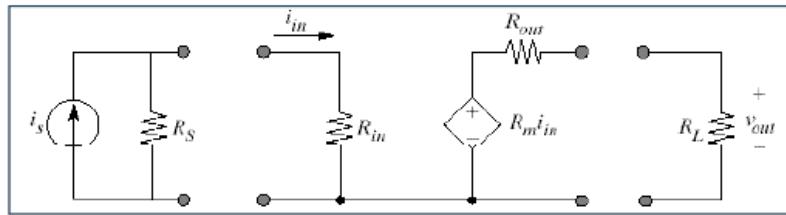
$R_{in}$   $G_m$  = Transconductancia  $R_{out}$

AMPLIFICADOR DE CORRIENTE:  
FUENTE I-I



$R_{in}$   $A_i$  = Ganancia en corriente  $R_{out}$

AMPLIFICADOR DE TRANSRESISTENCIA:  
FUENTE I-V



$R_{in}$   $R_m$  = Transresistencia  $R_{out}$

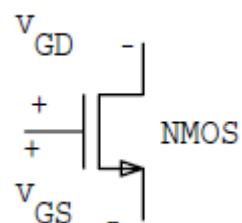
# Amplificación: fundamentos

## AMPLIFICADORES IDEALES

TIPO	RESISTENCIA DE ENTRADA	RESISTENCIA DE SALIDA	GANANCIA
TENSIÓN	$R_i = \infty$ $R_i >> R_s$	$R_o = 0$ $R_o << R_L$	$A_v (V/V)$
CORRIENTE	$R_i = 0$ $R_i << R_s$	$R_o = \infty$ $R_o >> R_L$	$A_I (I/I)$
TRANSCONDUCTANCIA	$R_i = \infty$ $R_i >> R_s$	$R_o = \infty$ $R_o >> R_L$	$G_m (I/V)$
TRANSRESISTENCIA	$R_i = 0$ $R_i << R_s$	$R_o = 0$ $R_o << R_L$	$R_m (V/I)$

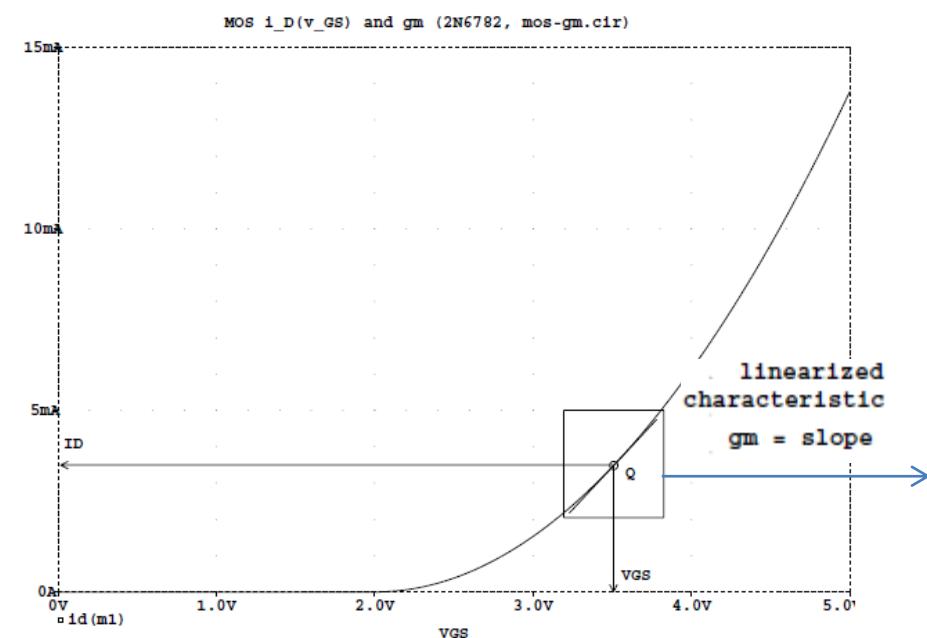
# Amplificación: fundamentos

## Amplificador más sencillo: MOS en saturación



1) DC: Punto de operación Q( $V_{GS}$ ,  $I_D$ )

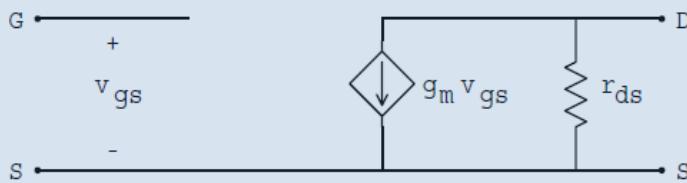
$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda V_{DS})$$



2) AC: Pequeña señal

For small-signal analysis, we “linearize” the response about the DC operating point

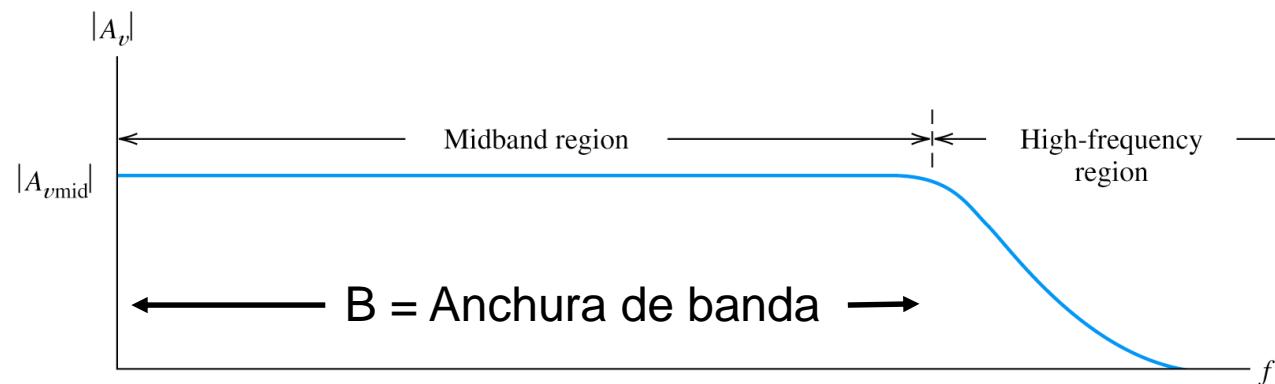
Amplificador de transconductancia



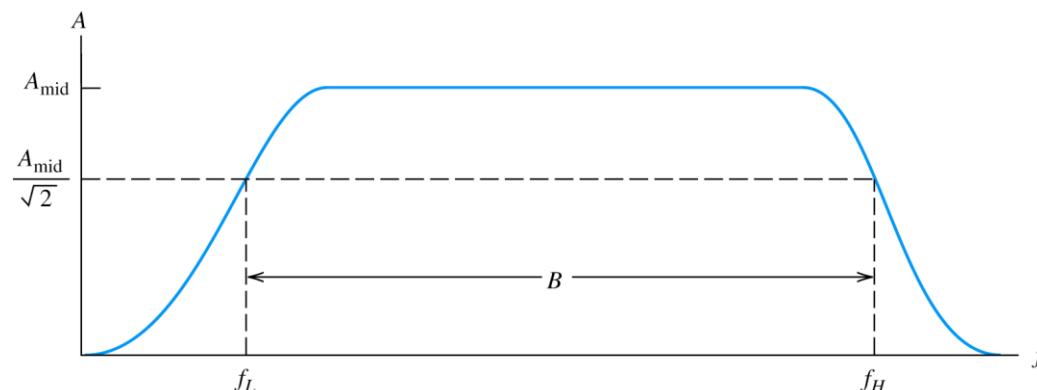
# Amplificación: fundamentos

## Respuesta frecuencial del amplificador

Amplificador de continua o cc



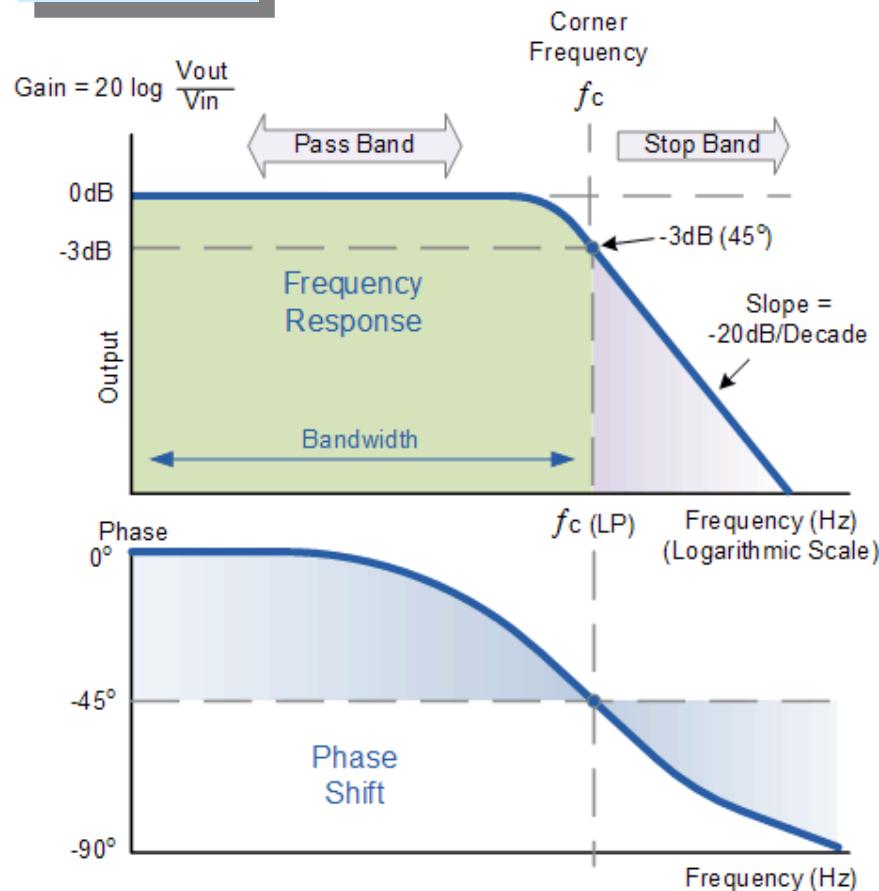
Amplificador de señales o ac



# Amplificación: fundamentos

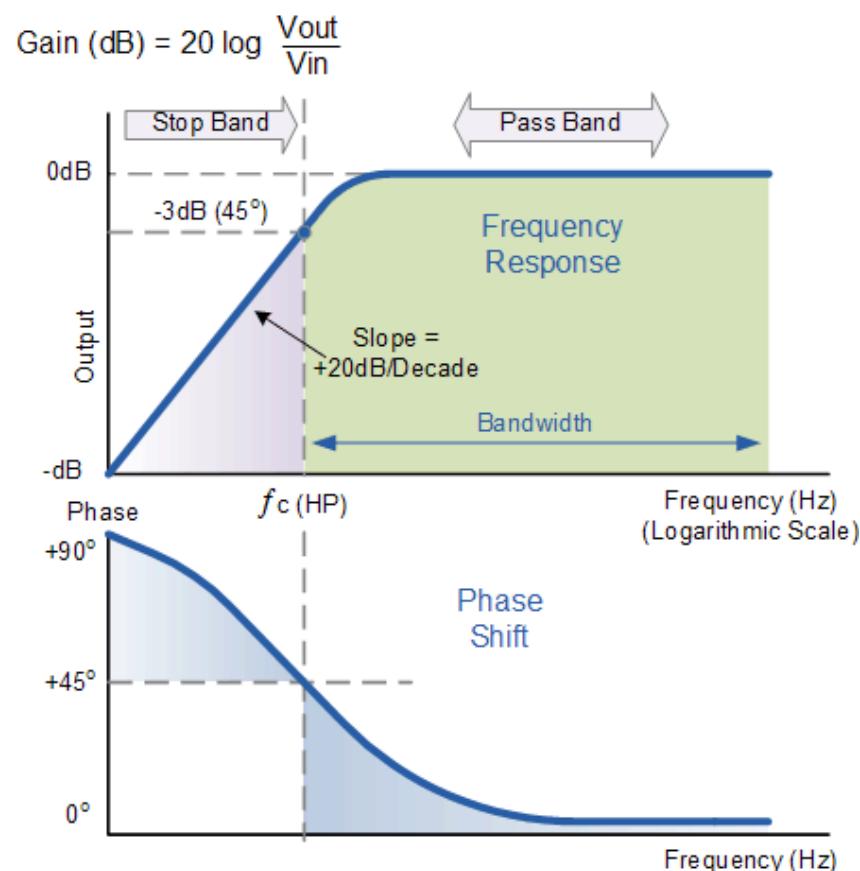
## 1st-order Low Pass

$$H(s) = \frac{a_0}{s + \omega_0}$$



## 1st-order High-Pass

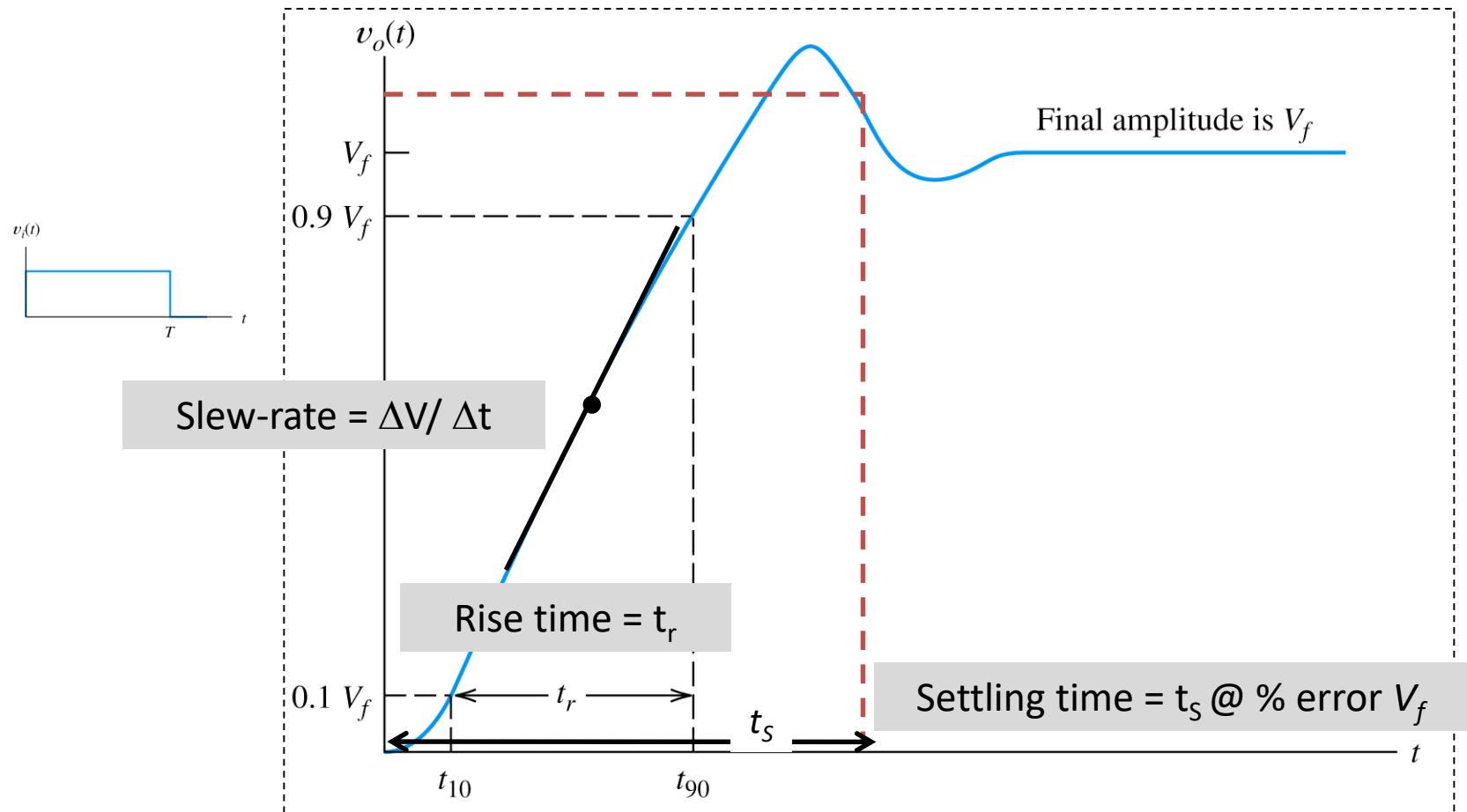
$$H(s) = \frac{a_1 s}{s + \omega_0}$$



# Amplificación: fundamentos

## Respuesta dinámica

respuesta temporal a un pulso o escalón

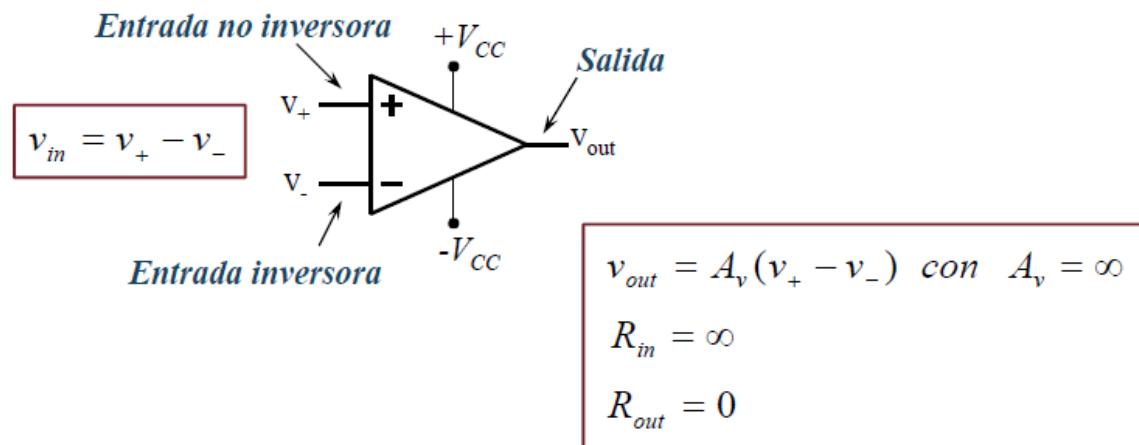


# Amplificador operacional

- dispositivo básico procesado señal analógica

## AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

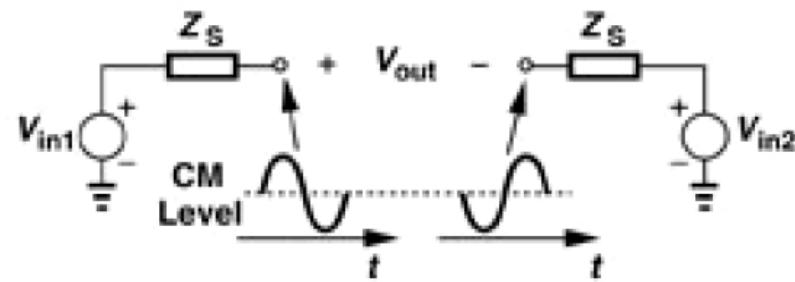
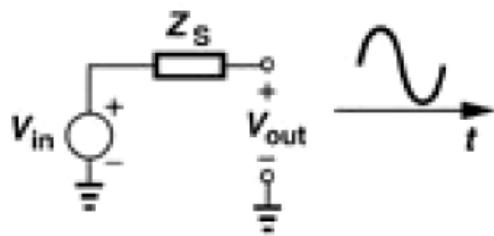
- Un **amplificador operacional ideal** es un amplificador de voltaje ideal ( $R_{in}=\infty$ ,  $R_{out}=0$ ), de entrada diferencial y salida única, y de **ganancia infinita**.



# Amplificador operacional

## Single-ended and Differential Signals

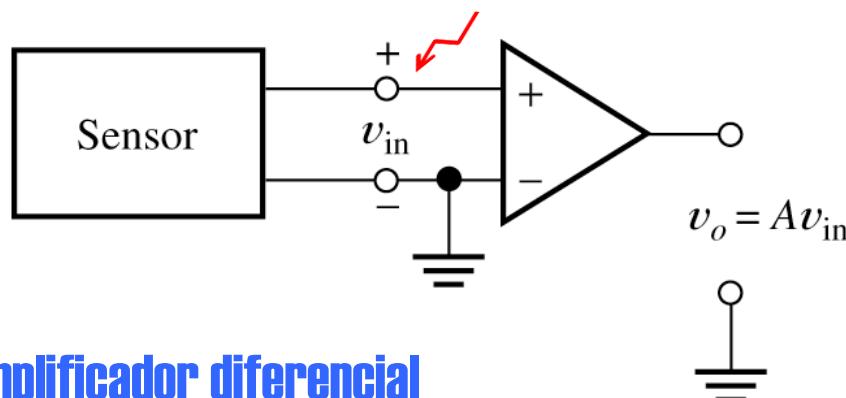
- A “single-ended” signal is a signal that is measured with respect to a fixed potential (typically ground).
- “Differential signal” is generally referred to a signal that is measured as a difference between two nodes that have **equal** but **opposite-phase** signal excursions around a fixed potential (the fixed potential is called common-mode (CM) level).



# Amplificador operacional

## Entrada única vs. diferencial

### Entrada única

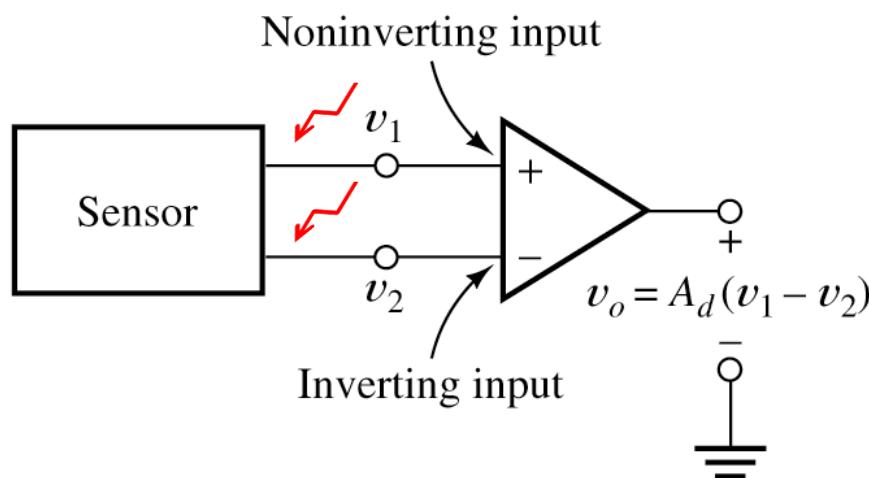


**Señal + Ruido**

$$v_{in} = v_{sensor} + v_{noise}$$

$$v_o = A(v_{sensor} + v_{noise})$$

### Amplificador diferencial



**Señal**

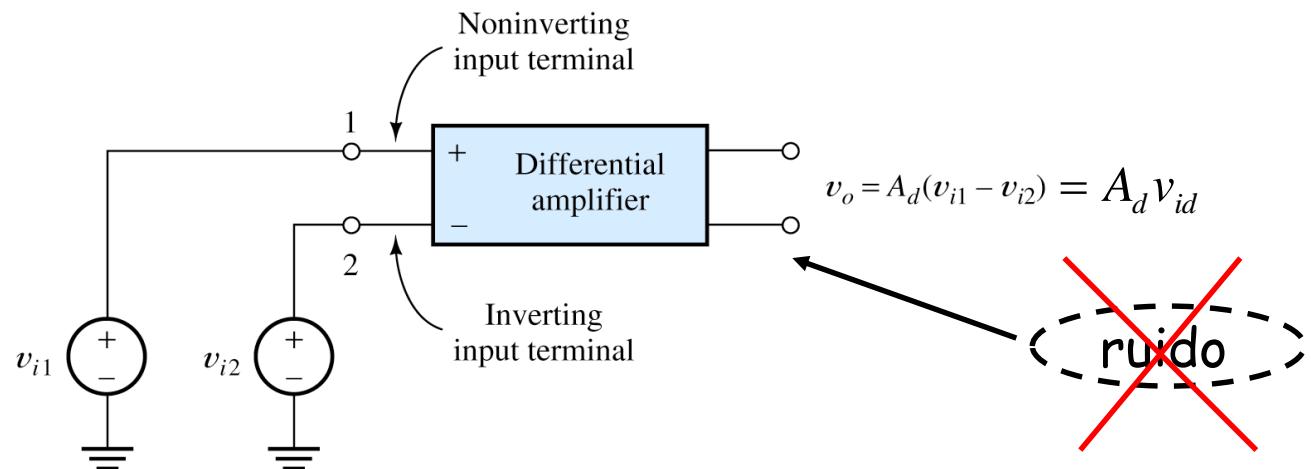
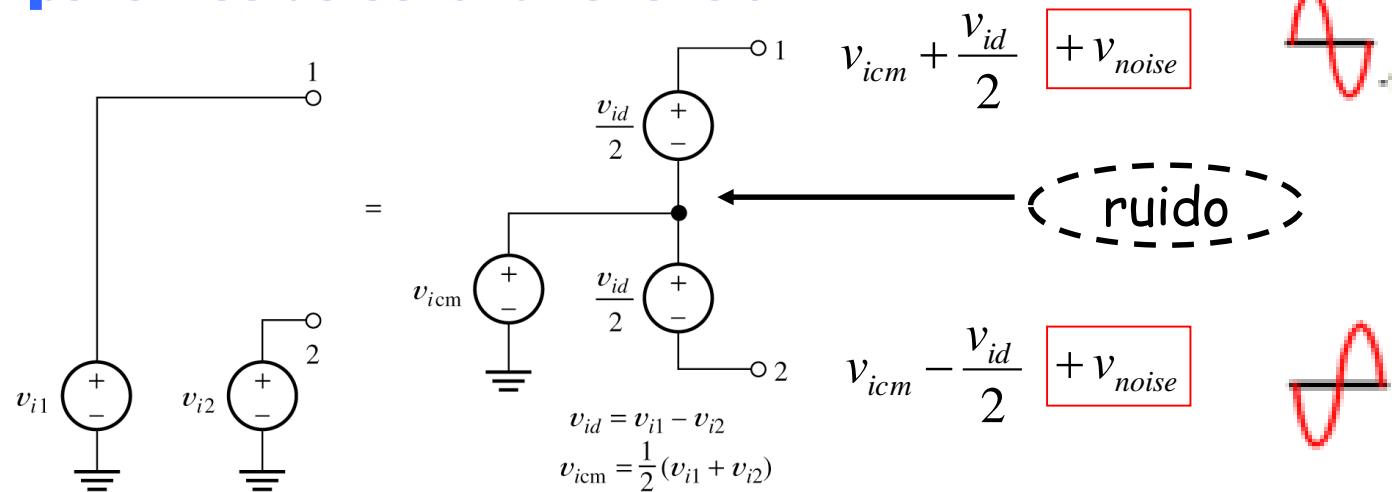
$$v_1 = v_{sensor,+} + v_{noise}$$

$$v_2 = v_{sensor,-} + v_{noise}$$

$$v_o = A_d v_{sensor}$$

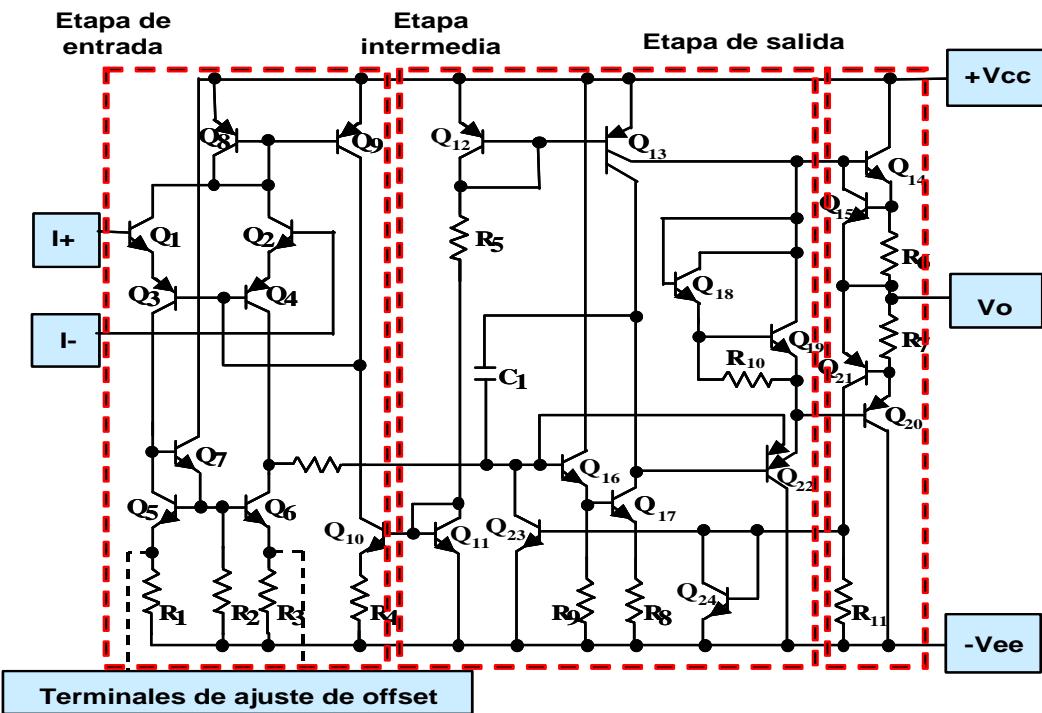
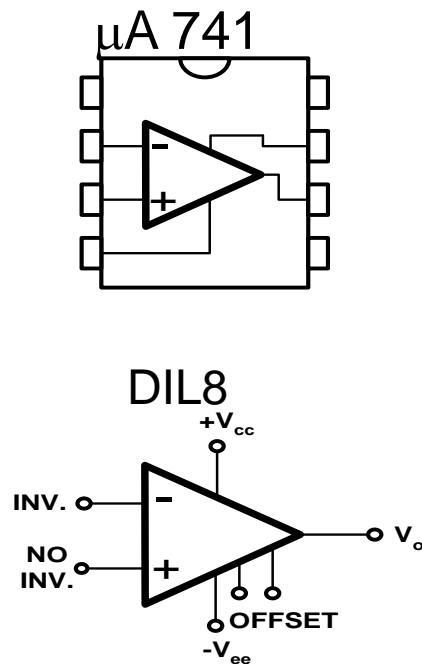
## Amp. de Instrumentación

## Componentes de señal diferencial



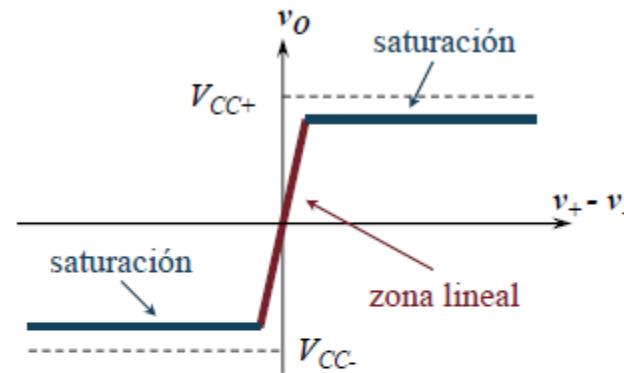
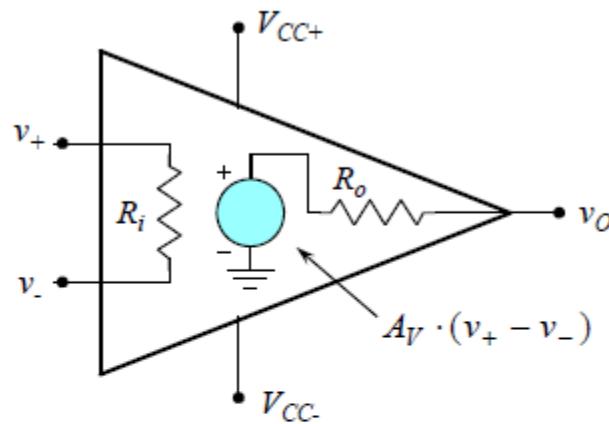
# Amplificador operacional

## Circuito interno



# Amplificador operacional

## Amplificador operacional



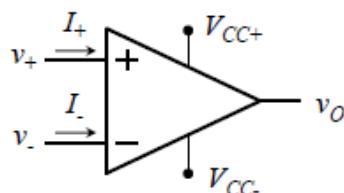
	$A_V$	$R_i$	$R_o$	$BW$	$V_{omáx}$ , $V_{omin}$
A.O. ideal	$\infty$	$\infty$	0	$\infty$	$\pm V_{cc}$
uA741	$2 \cdot 10^5$	$2M\Omega$	$75\Omega$	10Hz	$\approx 2V$ por debajo de alim.

# Amplificador operacional

## ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON A.O. IDEAL

- Si el A.O. es ideal, no circula corriente por sus entradas ( $R_{in} = \infty$ ):

$$I_+ = I_- = 0$$



### Lazo abierto

**Realimentación:** Las funciones a implementar se consiguen con la conexión de elementos externos

- Si el A.O. trabaja en lazo abierto o con realimentación positiva ( $A_v = \infty$ ):

$$v_o = V_{cc+} \text{ ó } v_o = V_{cc-}$$

SISTEMAS NO LINEALES:  
comparadores, osciladores

- Si el A.O. trabaja con realimentación negativa y en la zona lineal:

$$\left. \begin{array}{l} v_o = A_v \cdot (v_+ - v_-) \\ A_v = \infty \\ v_o \text{ finito} \end{array} \right\} \Rightarrow v_+ = v_-$$

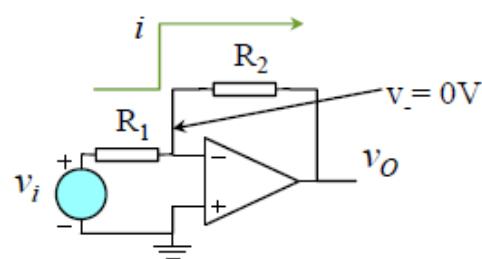
SISTEMAS LINEALES:  
amplificadores, filtros

# Amplificador operacional

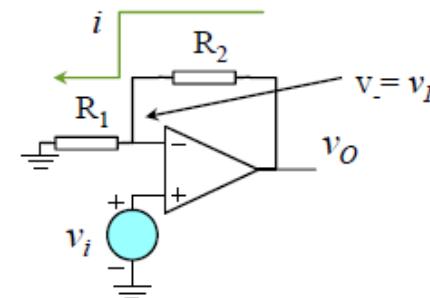
## Etapas básicas con realimentación negativa

- En general, habrá realimentación negativa cuando la salida del A.O. se conecte a la entrada inversora.

*Amplificador inversor*



*Amplificador no inversor*



$$\frac{v_i - 0}{R_1} = \frac{0 - v_o}{R_2} \Rightarrow v_o = -v_i \frac{R_2}{R_1}$$

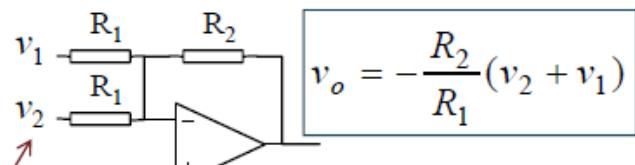
$$\frac{v_i - 0}{R_1} = \frac{v_o - 0}{R_2 + R_1} \Rightarrow v_o = v_i \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$$

Ganancia R- vs. Lazo abierto: menor pero controlable + insensibilidad proceso, T, Vdd

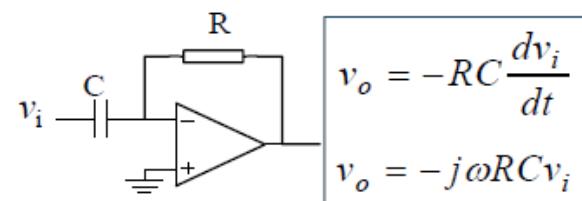
# Amplificador operacional

## Otras etapas lineales

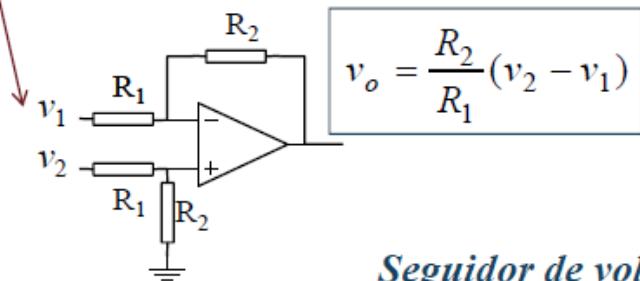
Amplificador sumador



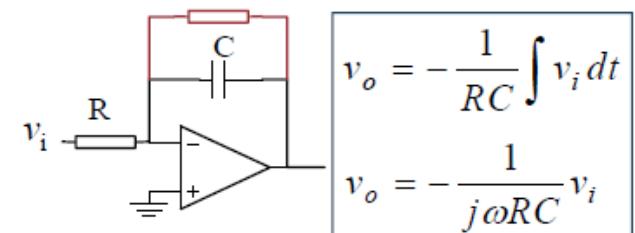
Amplificador derivador



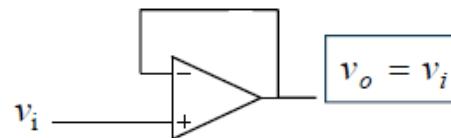
Amplificador restador



Amplificador integrador



Seguidor de voltaje



## Amplificador operacional

AO:

### ESTUDIO DE NO IDEALIDADES

ENTRADA:

Resistencia finita, tensión de offset, corrientes de polarización

GANANCIA:

Ganancia finita, BW finito, ganancia en modo común (CMRR)

SALIDA:

Resistencia finita

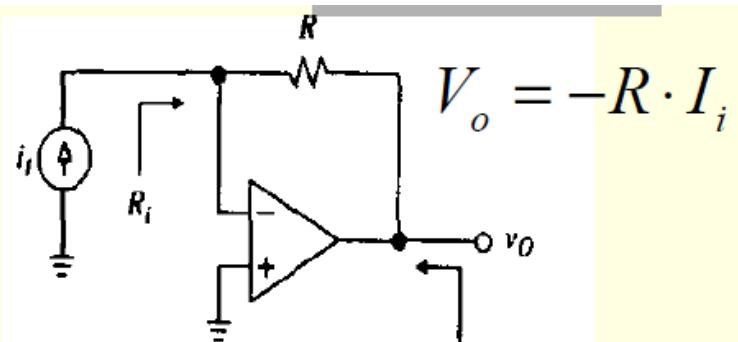
distorsión en la señal de salida: saturación, corriente máxima salida, SR

# Amplificador operacional

## Otras etapas lineales

### Conversor I-V

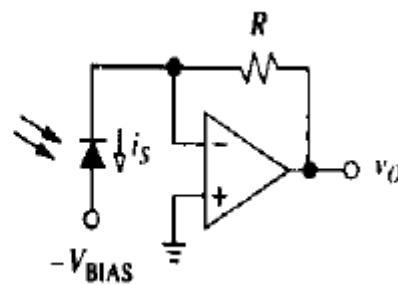
- Amplificadores de transimpedancia
- Basados en la configuración inversora



### ■ Problemas

### ■ Corrientes de polarización

Uso en  
fotodetectores



## AO real

### Tipos de amplificadores operacionales

- Propósito general
- Baja o muy baja corriente de polarización de entrada
- Precisión (tensión offset de entrada y derivas reducidas)
- Alto ancho de banda
- Alta corriente de salida
- Bajo consumo
- Baja tensión de alimentación
- Bajo ruido
- Rail-to-rail en entrada y salida
- ...

# Diseño de AOs integrados

## High-Level Viewpoint of an Op Amp

Block diagram of a general, two-stage op amp:

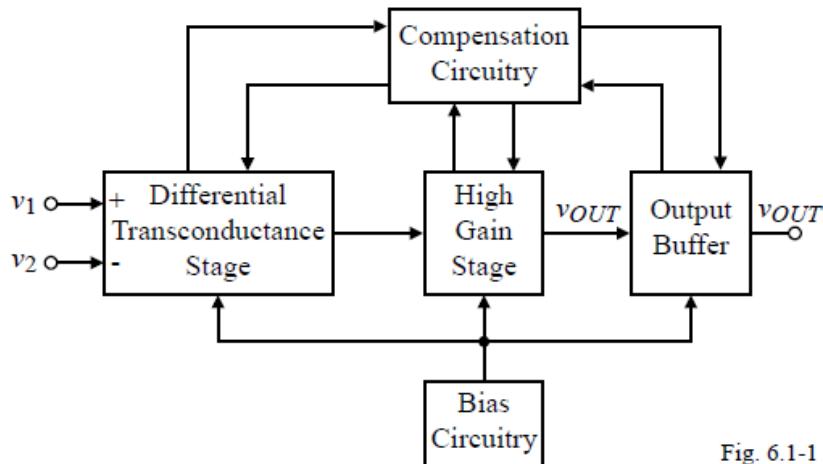


Fig. 6.1-1

- Differential transconductance stage:

Forms the input and sometimes provides the differential-to-single ended conversion.

- High gain stage:

Provides the voltage gain required by the op amp together with the input stage.

- Output buffer:

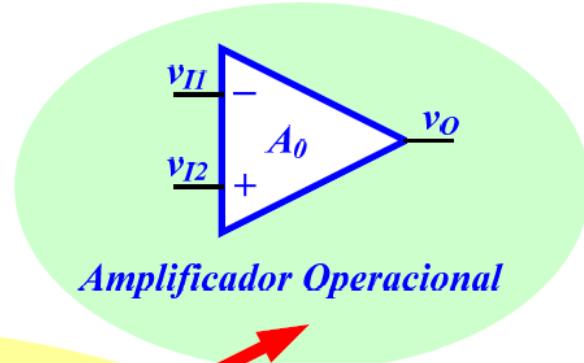
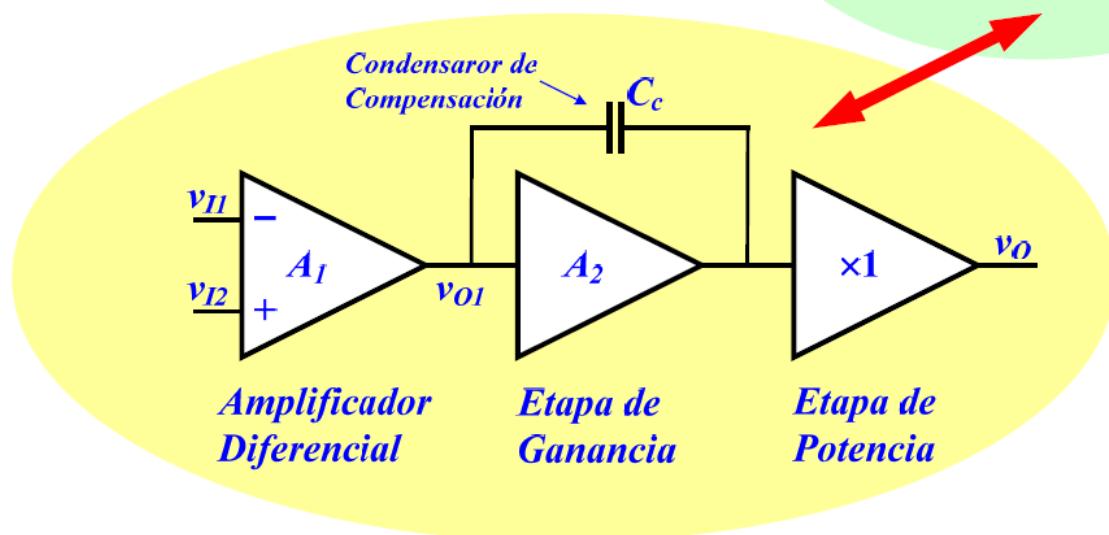
Used if the op amp must drive a low resistance.

- Compensation:

Necessary to keep the op amp stable when resistive negative feedback is applied.

# Diseño de Aos integrados

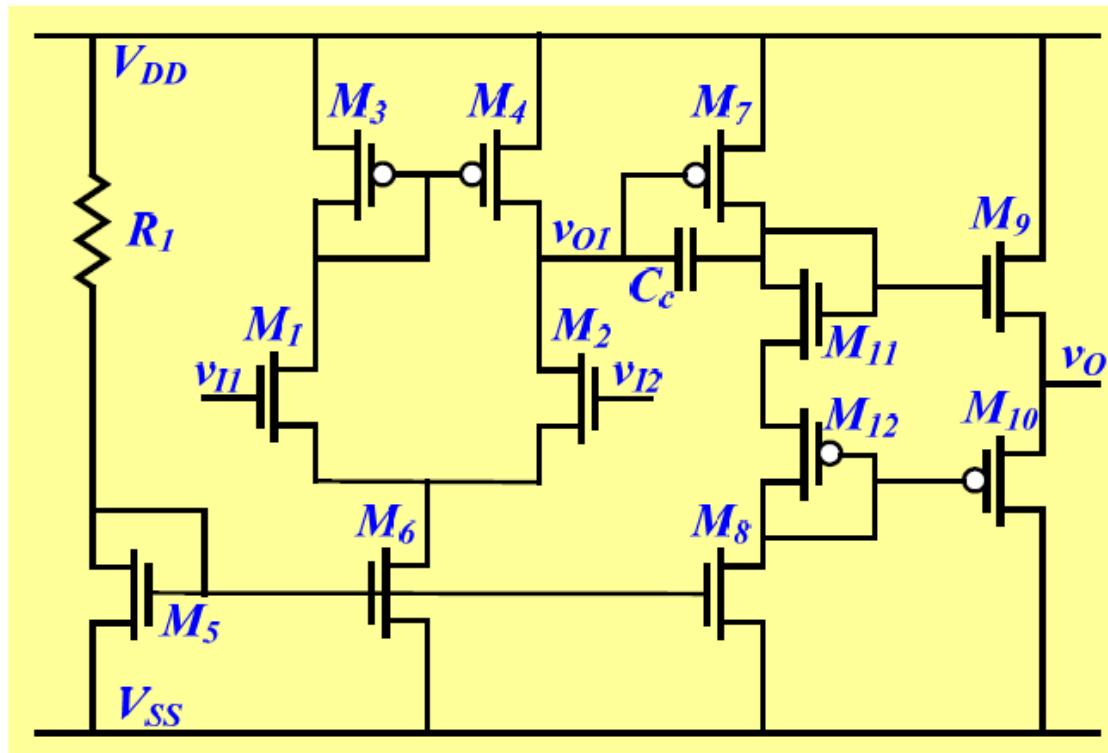
- Diagrama de bloques:



# Diseño de Aos integrados

## Amplificador Operacional CMOS

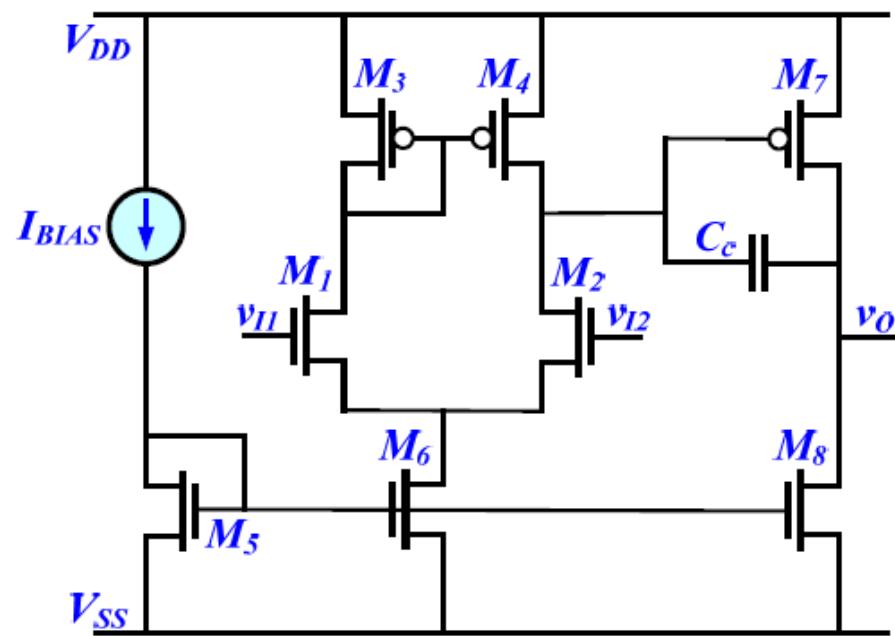
- Esquema de circuito:



# Diseño de Aos integrados

## Amplificador Operacional CMOS

- Amplificador operacional de dos etapas.



# Diseño de AOs integrados

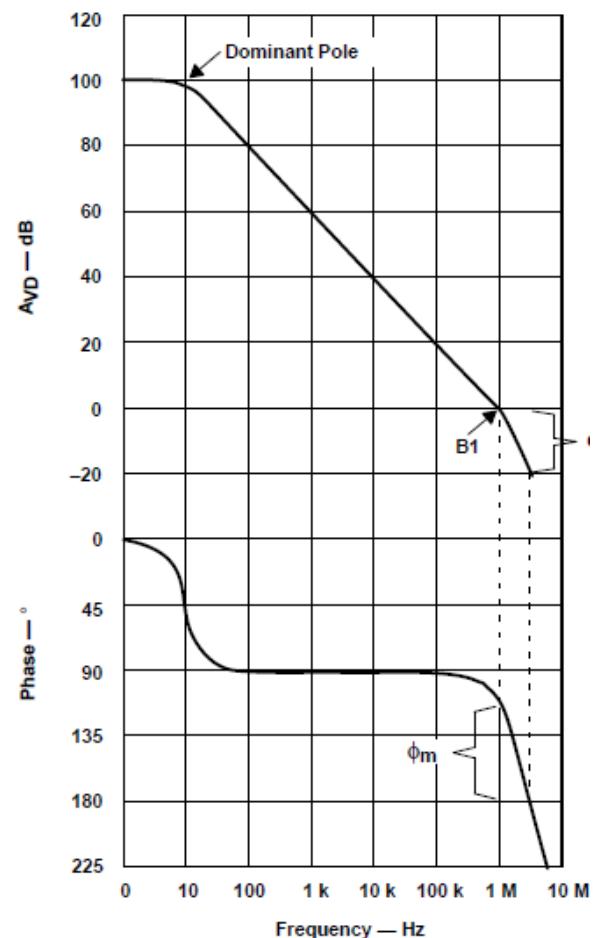
## Boundary Conditions and Requirements for CMOS Op Amps

Boundary conditions:

1. Process specification ( $V_T$ ,  $K$ ,  $C_{ox}$ , etc.)
2. Supply voltage and range
3. Supply current and range
4. Operating temperature and range

Requirements:

1. Gain
2. Gain bandwidth
3. Phase margin
4. Slew rate @load capacitance
5. Common-mode input range,  $ICMR$
6. Common-mode rejection ratio,  $CMRR$
7. Power-supply rejection ratio,  $PSRR$
8. Output-voltage swing
9. Output resistance
10. Offset
11. Noise
12. Layout area



# Diseño de AOs integrados

## ➤ Herramienta de diseño: CADENCE

### Caracterización eléctrica: esquemático, post-layout

2. Supply voltage and range
3. Supply current and range
4. Operating temperature and range

#### Requirements:

1. Gain
2. Gain bandwidth
3. Phase margin
4. Slew rate @load capacitance
5. Common-mode input range,  $ICMR$
6. Common-mode rejection ratio,  $CMRR$
7. Power-supply rejection ratio,  $PSRR$
8. Output-voltage swing
9. Output resistance
10. Offset
11. Noise
12. Layout area

#### Análisis básicos:

- DC
- AC
- TR
- Noise

#### Comportamiento frente a T

#### Test de fiabilidad:

- Worst case
- MonteCarlo  
(process & mismatch)

# Distorsión

## HD

$$HD_i = \frac{V_i}{V_1}$$

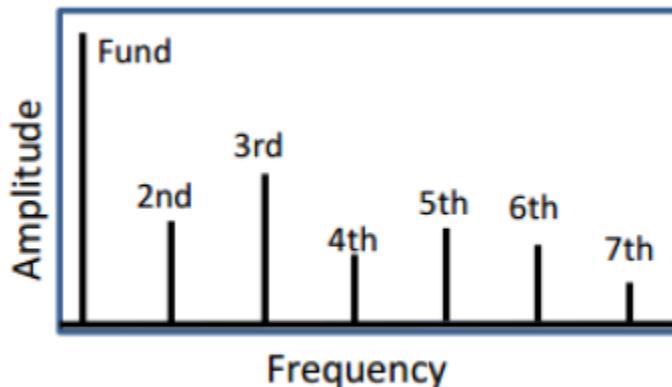


Figure 1. Typical Harmonic Content Of An Amplifier's Output

## THD

$$THD_{\text{voltage}} = \sqrt{\sum_{n=2}^{n=n} \left( \frac{V_n}{V_1} \right)^2} \times 100$$

where  $V_1$  is the fundamental frequency voltage and  $V_n$  is  $n^{\text{th}}$  harmonic voltage component.

## IMD

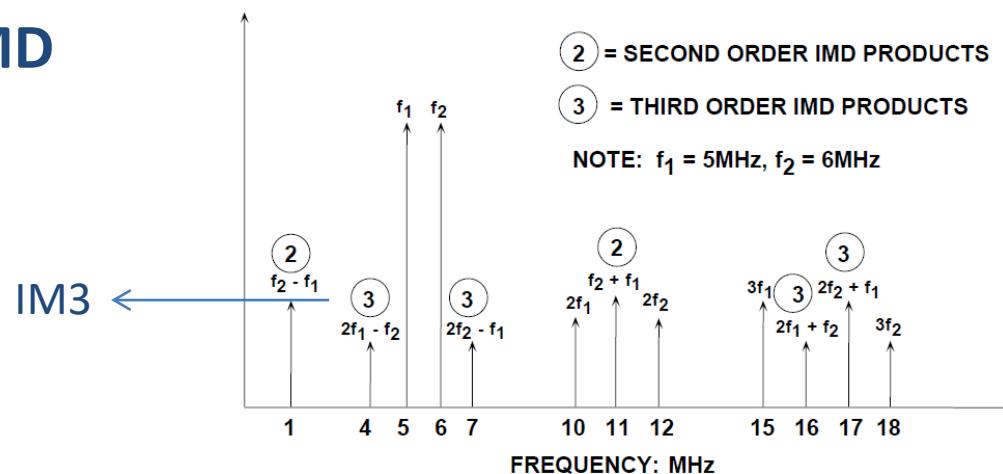
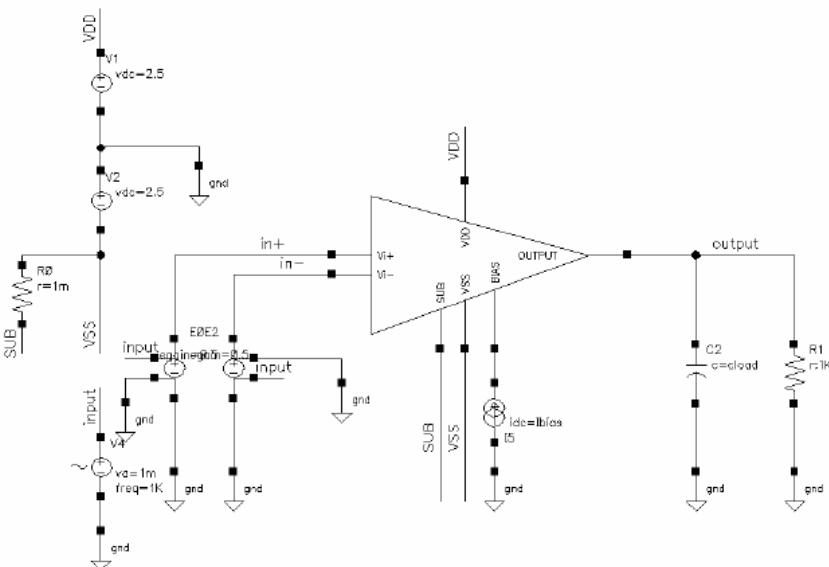


Figure 2: Second and Third Order Intermodulation Distortion Products

# Distorsión

THD Simulations      Transient simulation



Calculator:

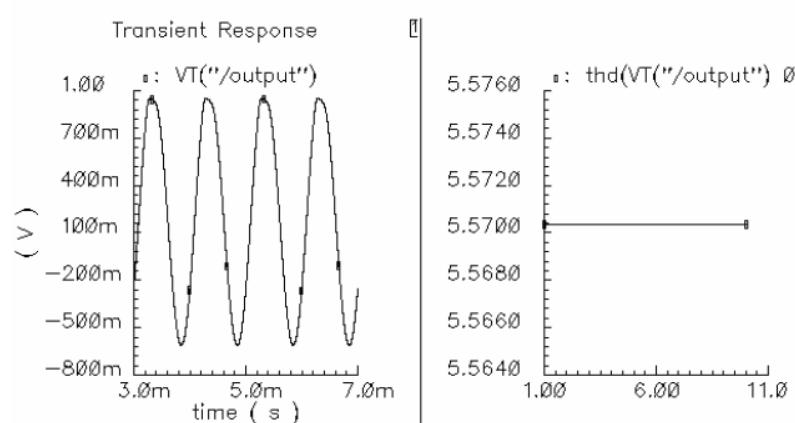
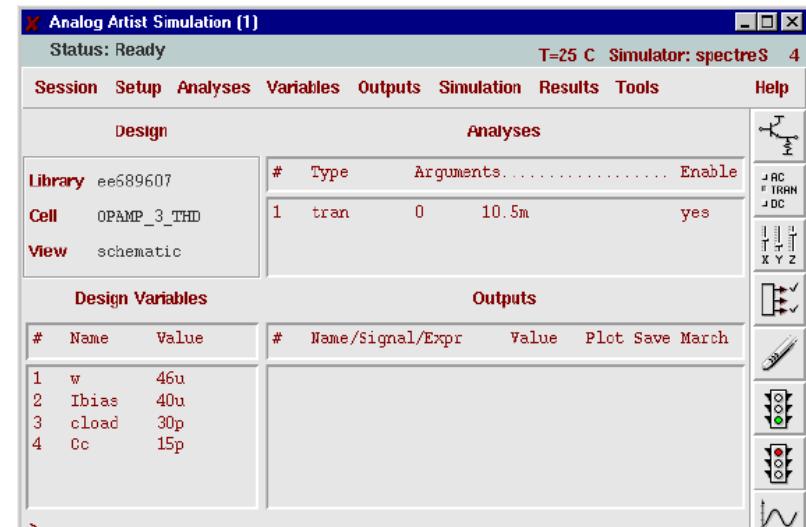
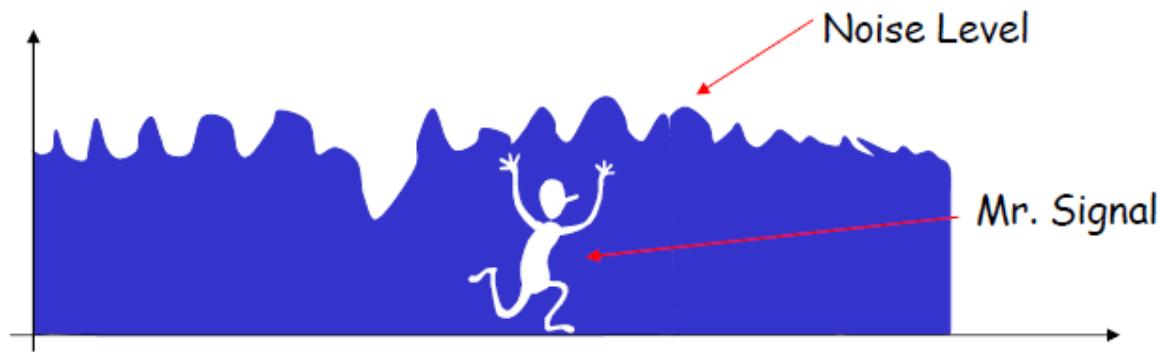


Fig. 2 Output voltage of the opamp and the corresponding THD for  $V_{in}=2mV_{pp}$  at  $f=1kHz$ .

# Ruido

- **NOISE** limits the minimum signal level that a circuit can process with acceptable quality.



can one predict the (exact) noise at any time?

No, because it is a random process

- So, how can we incorporate noise in circuit design?
  - Observe the noise for a long time
  - Construct a "statistical model"

## Ruido: caracterización

- Most sources of noise in circuits exhibit a constant average power
- Average power delivered by a periodic voltage  $v(t)$ , of period  $T$ , to a load resistance  $R_L$  is given by

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \frac{v^2(t)}{R_L} dt = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(t)i(t)dt$$

- For non-periodic signals,  $T$  becomes a large quantity

$$P_{av} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \frac{v_n^2(t)}{R_L} dt \quad \text{Potencia de ruido promedio}$$

- How much power a signal carries at each frequency is defined by the "power spectral density" (PSD) ( $S_x(f)$ )

Densidad espectral de potencia de ruido:

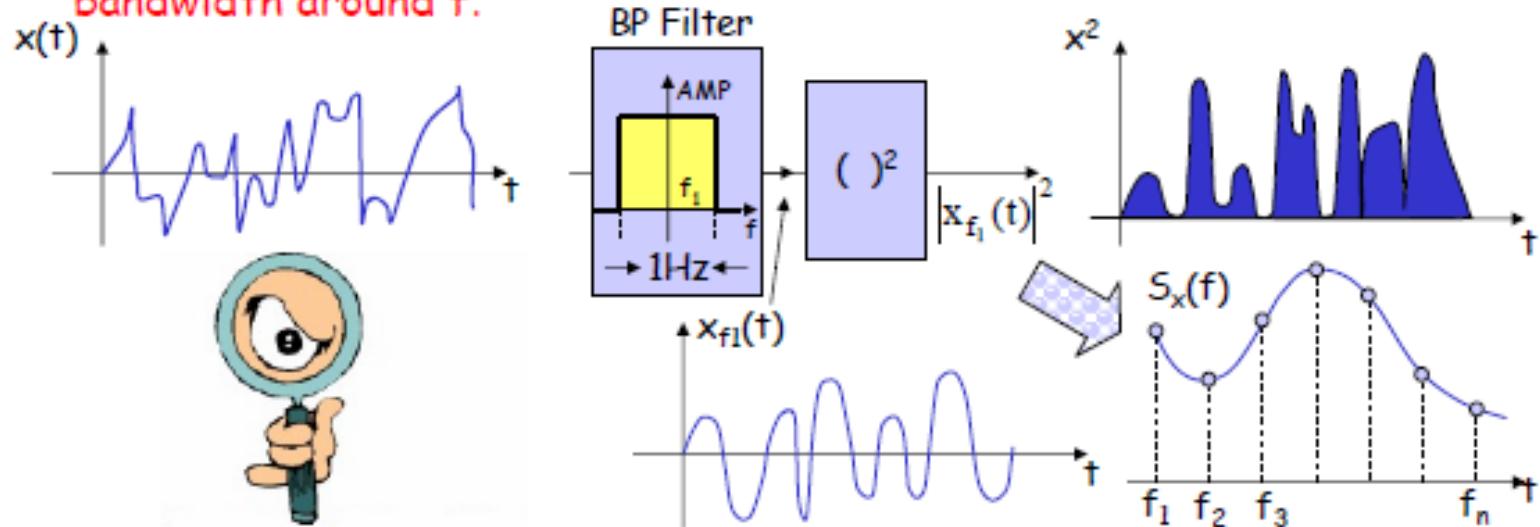
Indica cuánta potencia lleva la señal de ruido para cada frecuencia.

# Ruido: caracterización

Densidad espectral de potencia de ruido:

Indica cuánta potencia lleva la señal de ruido para cada frecuencia.

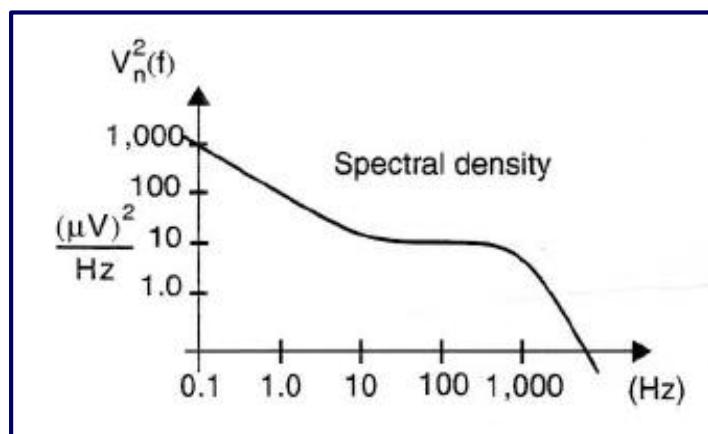
- $S_x(f)$  is defined as the average power carried by  $x(t)$  in a one-hertz bandwidth around  $f$ .



# Ruido: caracterización

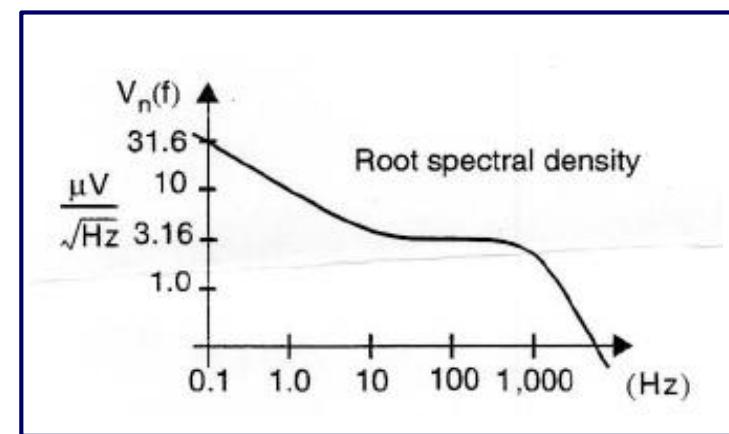
- $S_x(f)$  is defined as the average power carried by  $x(t)$  in a one-hertz bandwidth around  $f$ .
- $S_x(f)$  is expressed in  $V^2/\text{Hz}$

$\{S_x(f)\}^{1/2} = v/\text{Hz}^{-1/2}$  is often used.



Densidad espectral de potencia de ruido  $V_n^2(f)$  [ $\text{V}^2/\text{Hz}$ ]:

Potencia promedio normalizada en un ancho de banda de 1 Hz.



Raíz cuadrada de la densidad espectral:  $V_n(f)$  [ $\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ ]

Densidad espectral de tensión de ruido

# Ruido: caracterización

## Térmico

$$V_t^2(f) = 4kTR$$

$k$  constante de Boltzman,  
 $T$  temperatura en Kelvin

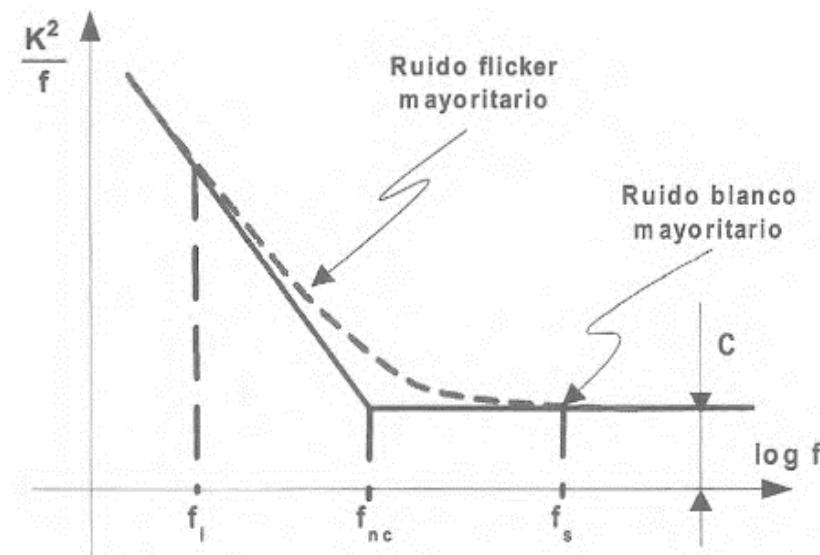
Elemento con comportamiento resistivo  
por agitación térmica de portadores

## Flicker ( $1/f$ )

$$V_f^2(f) = \frac{K^2}{f}$$

$K$  constante

Componentes activos por  
discontinuidades en el medio



## Unidades:

[ $V^2/Hz$ ]

O

[ $V/\sqrt{Hz}$ ]

# Ruido en CMOS

## Noise Models for MOSFETs:

The dominant noise sources for active MOSFET transistors are flicker and thermal noise, as shown in Fig.1 below.

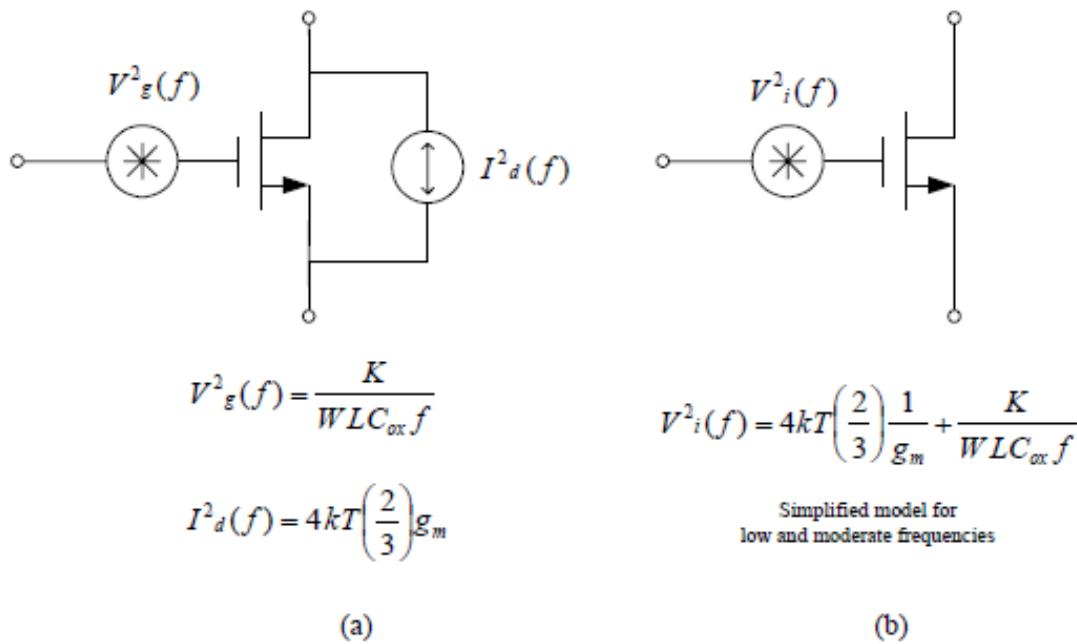
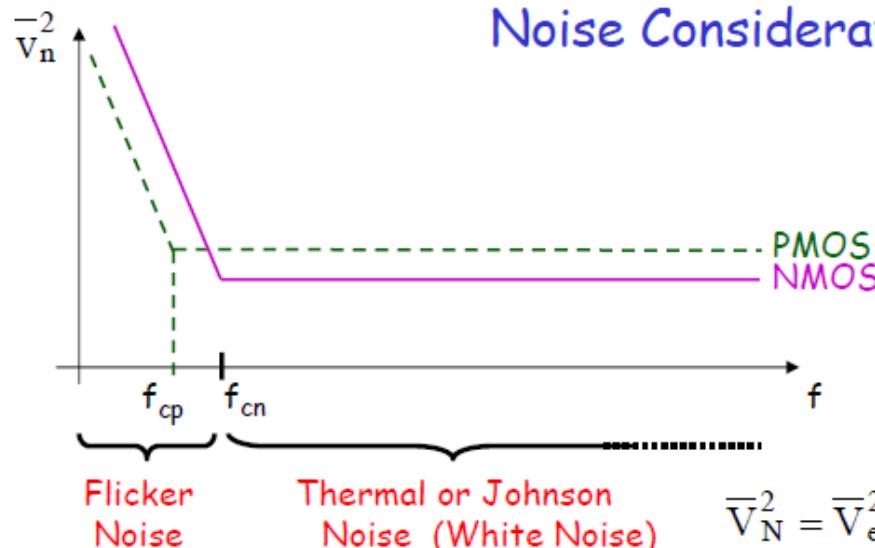
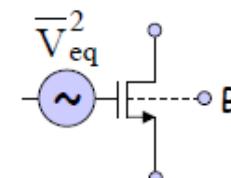


Fig.1 MOSFET noise models

# Ruido en CMOS



## Noise Considerations



$$\eta = \frac{g_{mb}}{g_m}$$

$$\bar{V}_N^2 = \bar{V}_{eq}^2 = \left\{ \frac{KF \cdot \Delta f}{2fC_{ox}K_pWL} \right\} + \underbrace{\frac{8kT(1+\eta)}{3g_m} \Delta f}_{\text{White Noise}}$$

- To reduce Flicker Noise:

i.e.,  
 $KF_p = 2.7 \times 10^{-21} \text{ A}$

Increase  $W * L$  (Area)

$KF_n = 4.3 \times 10^{-21} \text{ A}$

To keep same bias point keep same ( $W/L$ )

Flicker  
Noise

White  
Noise

- To reduce White Noise

Increase  $g_m$ . Since  $g_m \equiv \sqrt{2K_p I_D \left( \frac{W}{L} \right)} = K_p (V_{gs} - V_T) \frac{W}{L}$

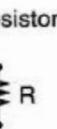
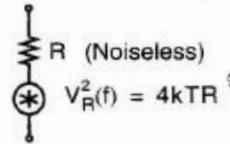
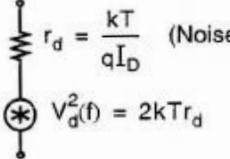
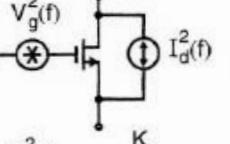
(a)  $(W/L) \uparrow$  and  $(I_D) \uparrow$  will increase  $g_m$ , power consumption ( $I_D$ ), and area

(b)  $(W/L) \uparrow$  and modify the bias to keep  $I_D$  same as before increasing  $g_m$ .

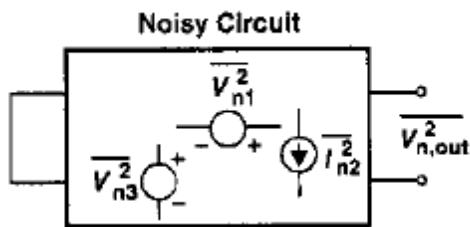
## Ruido

Ruido en  
dispositivos

**C, L no generan ningún ruido, pero acumulan ruido.**

Element	Noise Models	
Resistor	 $R$ (Noiseless)	 $V_R^2(f) = 4kT R$
Diode (Forward biased)	 $r_d = \frac{kT}{qI_D}$ (Noiseless)	 $V_d^2(f) = 2kTr_d$
BJT (Active region)	 $V_i^2(f)$ $I_i^2(f)$ (Noiseless)	$V_i^2(f) = 4kT\left(r_b + \frac{1}{2g_m}\right)$ $I_i^2(f) = 2q\left(I_B + \frac{KI_B}{f} + \frac{I_C}{ \beta(f) ^2}\right)$
MOSFET (Active region)	 $V_g^2(f) = \frac{K}{WLC_{ox}f}$ $I_d^2(f) = 4kT\left(\frac{2}{3}\right)g_m$	 $V_i^2(f) = 4kT\left(\frac{2}{3}\right)\frac{1}{g_m} + \frac{K}{WLC_{ox}f}$ Simplified model for low and moderate frequencies
Opamp	 $I_{n-}^2(f)$ $V_n^2(f)$ (Noiseless)	$V_n(f), I_{n-}(f), I_{n+}(f)$ — Values depend on opamp — Typically, all uncorrelated

How to compute the total output noise due to individual noise sources?



1. Dibujar el equivalente de pequeña señal del circuito.
2. Poner todas las fuentes externas a cero.
3. Tomar la salida  $v_o$  (o  $i_o$ )
4. Para cada fuente de ruido  $v_x$  o  $i_x$ , calcular:

$$H_x(s) = v_o(s)/v_x(s) \quad (H_x(s) = i_o(s)/v_x(s)) \text{ o}$$

$$H_x(s) = v_o(s)/i_x(s) \quad (H_x(s) = i_o(s)/i_x(s))$$

5. El ruido total a la salida será:
$$v_{ntot,out}^2 = \sum_x |H_x(s)|^2 v_x^2 + \sum_x |H_x(s)|^2 i_x^2$$
6. El ruido total referido a la entrada será:

$$v_{ntot,in}^2 = v_{ntot,out}^2 / |A(s)|^2$$

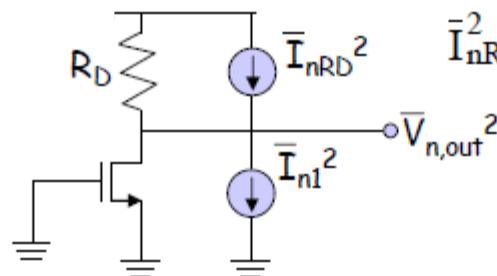
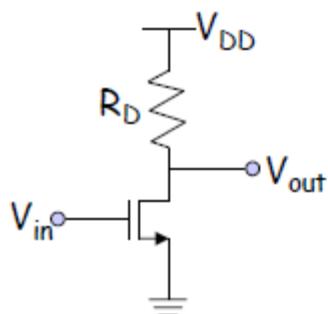
# Ruido en CMOS

How to compute the total output noise due to individual noise sources?

How to compute the input-referred noise?

Example.

$$\bar{I}_{n1}^2 = 4KT \left( \frac{2}{3} g_m + K g_m^2 / (C_{ox} WL f) \right)$$



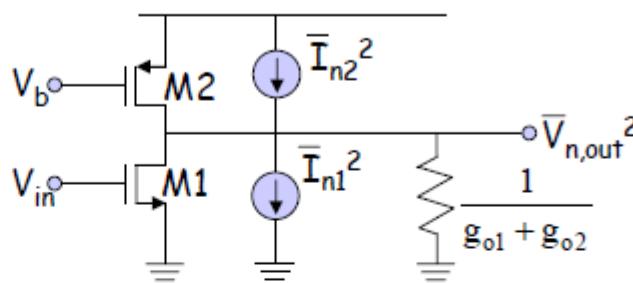
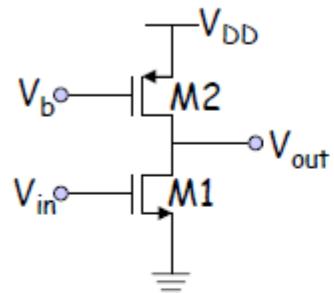
$$\bar{V}_{n,out}^2 = \left( 4KT \frac{2}{3} g_m + \frac{K}{C_{ox} WL f} \frac{1}{R_D} g_m^2 + \frac{4KT}{R_D} \right) R_D^2 \quad \text{in 1Hz at frequency } f$$

$$\bar{V}_{n,in}^2 = \frac{\bar{V}_{n,out}^2}{A_V^2} \cong \frac{1}{g_m^2 R_D^2} \left( \bar{V}_{n,out}^2 \right)$$

$$\bar{V}_{n,in}^2 = 4KT \frac{2}{3 g_m} + \frac{K}{C_{ox} WL f} \frac{1}{g_m^2 R_D} + \frac{4KT}{g_m^2 R_D} \longrightarrow \text{Good performance parameter}$$

# Ruido en CMOS

For the following amplifier and from the point of view, of minimum noise how the values of  $g_{m1}$  and  $g_{m2}$  should be set?



Considering the thermal noise:

$$\overline{V_{n,out}^2} = 4KT \left( \frac{2}{3}g_{m1} + \frac{2}{3}g_{m2} \right) \frac{1}{(g_{o1} + g_{o2})^2}$$

$$A_v = \frac{g_{m1}}{g_{o1} + g_{o2}}$$

$$\overline{V_{n,inp}^2} = \frac{\overline{V_{n,out}^2}}{A_v^2} = 4KT \left( \frac{2}{3g_{m1}} + \frac{2}{3} \frac{g_{m2}}{g_{m1}^2} \right)$$

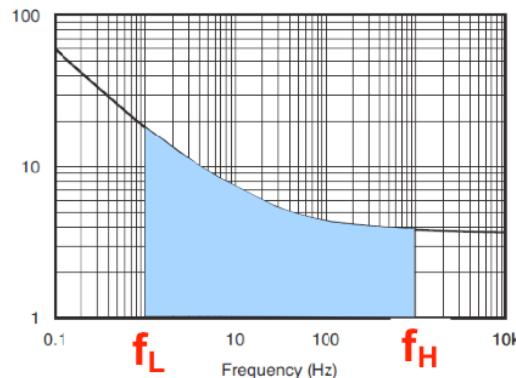
$$\overline{V_{n,inp}^2} \downarrow g_{m1} \uparrow g_{m2} \downarrow (\text{current - source})$$



# Ruido RMS

To compute the rms output noise:

## Convert Spectral Density



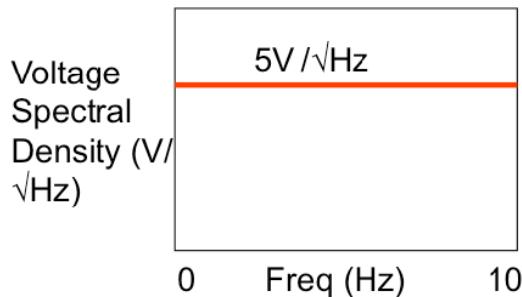
Convert to  
RMS

$$\sqrt{\int_{f_L}^{f_H} e_n^2 df} = E_{rms}$$

By integrating the power spectral density across the desired bandwidth and taking the square root

# Ruido RMS

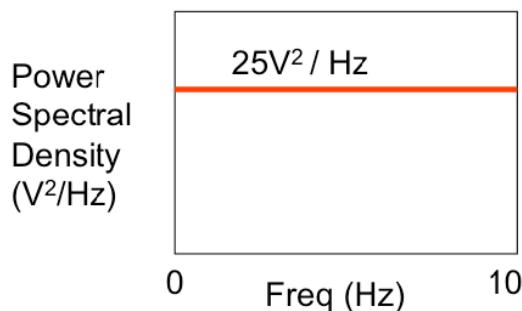
## Convert Noise Spectrum to Noise Voltage



You can't integrate the **Voltage** spectral density curve to get noise

$$\int_0^{10} V_{\text{spec\_dens}} \, df = 5 \cdot \frac{V}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot 10 \cdot \text{Hz} = 50 \frac{V \cdot \text{Hz}}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

**Incorrect**



You must integrate the **Power** spectral density curve to get noise

$$\text{NoisePower} = \int_0^{10} (V_{\text{spec\_dens}})^2 \, df = 25 \cdot \frac{V^2}{\text{Hz}} \cdot 10 \cdot \text{Hz} = 250 \cdot V^2$$

$$\text{NoiseVoltage} = \sqrt{\text{NoisePower}} = \sqrt{250 \cdot V^2} = 15.811V \quad \text{RMS}$$

**Correct**

Para reducir el ruido total, hay que reducir el ruido de la fuente cuya contribución es mayor.

$$\left. \begin{array}{l} V_{n1} = 10 \mu V_{rms} \\ V_{n2} = 5 \mu V_{rms} \end{array} \right\} V_{no} = 11.2 \mu V_{rms}$$

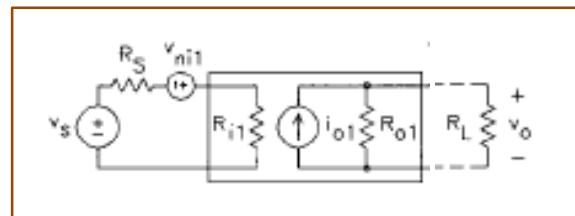
$$\left. \begin{array}{l} V_{n1} = 8.7 \mu V_{rms} \\ V_{n2} = 5 \mu V_{rms} \end{array} \right\} V_{no} = 10 \mu V_{rms}$$

$$\left. \begin{array}{l} V_{n1} = 10 \mu V_{rms} \\ V_{n2} = 0 \mu V_{rms} \end{array} \right\} V_{no} = 10 \mu V_{rms}$$



# Ruido en CMOS

## Amplificadores

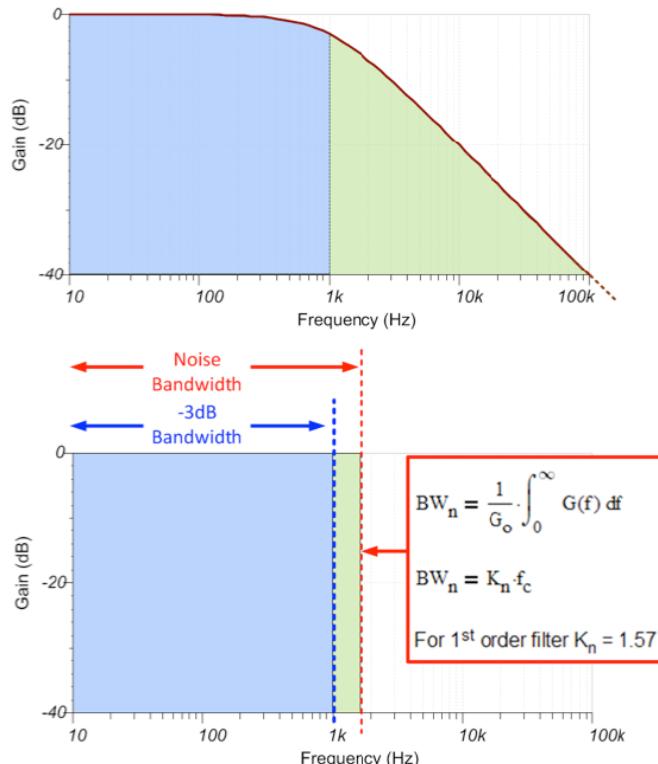


$$A_v = G_{m1}R_{o1}$$

$$v_{n,o} = A_v v_{n,in1}$$

El ruido de un sistema real presenta respuesta LPF debido a su limitación inherente en ancho de banda BW

# Ancho de banda de ruido



**Broadband (white) noise**

**Noise Bandwidth: Brick Wall Filter**

RMS noise (10 – inf)



cte × BWn    BWn ancho de banda de ruido

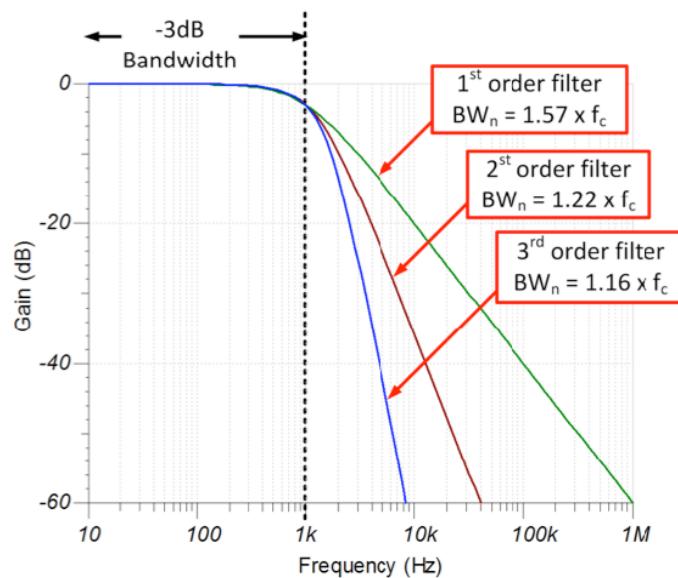
BW LPF ideal que proporciona igual RMS noise

idea

The area under the skirt of the low pass response, shown in green, is added to the flat band response, shown in blue, to create a rectangle-shaped low pass filter. This rectangular filter, called a **brick wall** filter, has the same area as the low pass filter. It is called a brick wall because the stop band drops off vertically like a "brick wall". The point of doing this transformation is that a rectangle is easy to integrate so the noise calculations are greatly simplified.

## BW<sub>n</sub>

### Noise Bandwidth: Brick Wall Factor



Noise Bandwidth

$$BW_n = f_H * K_n$$

Number of Poles	K <sub>n</sub> Brickwall Correction Factor
1	1.57
2	1.22
3	1.16
4	1.13
5	1.12

## Otras definiciones

### Broadband Noise Equations

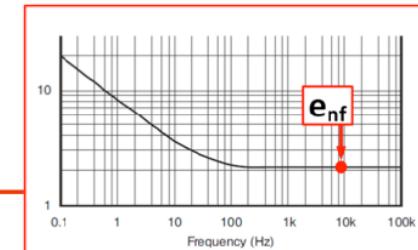
$$BW_n = K_n * f_H$$

Where:

$BW_n$  Noise bandwidth (bandwidth of brick wall filter)

$K_n$  Brick wall correction factor, includes the “skirt” of the low pass filter

$f_H$  -3dB upper cutoff frequency



$$E_{n_{BB}} = e_{BB} \sqrt{BW_n}$$

Where:

$E_{n_{BB}}$  Total RMS broadband noise

$e_{BB}$  Broadband voltage noise spectral density

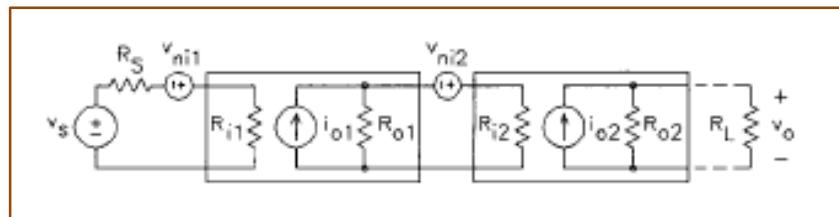
$BW_n$  Noise bandwidth

signal to noise ratio

$$\frac{S}{N} = 20 \log \frac{\text{signal for \% THD (rms)}}{\text{Total Noise (rms)}}$$

# Ruido en CMOS

## Amplificadores multietapa



$$A_v = G_{m1}R_{o1} \cdot G_{m2}R_{o2} \dots G_{mn}(R_{on} // R_L)$$

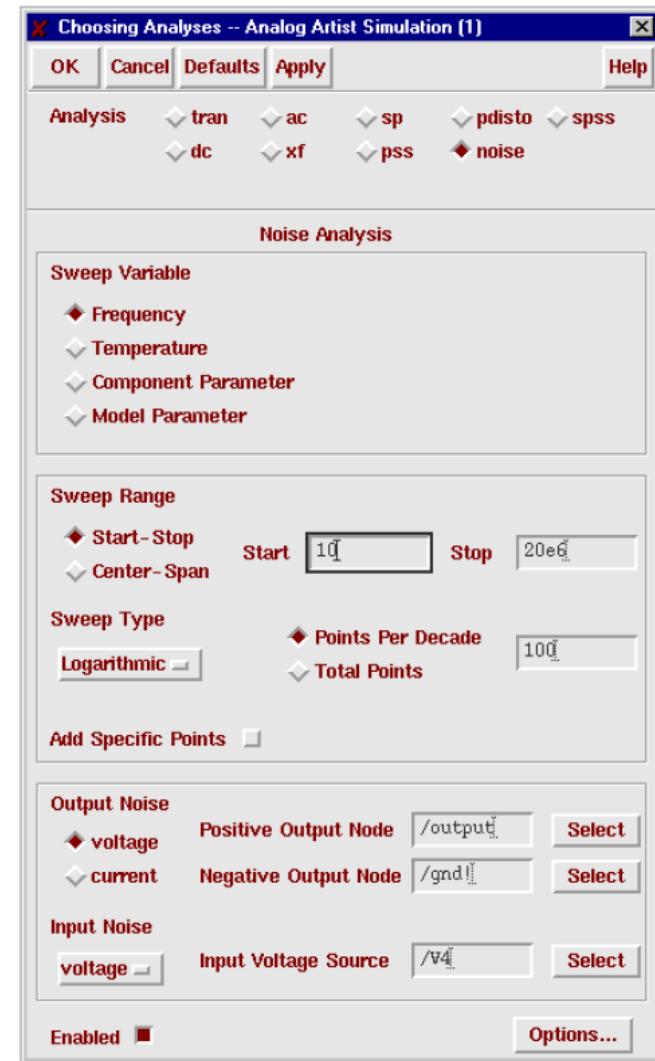
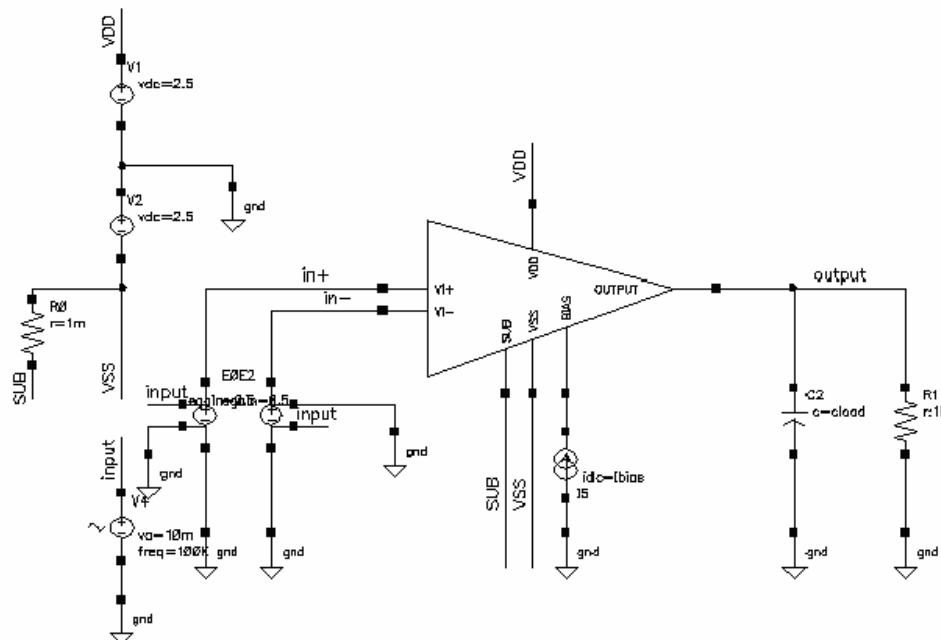
$$v_{n,o} = A_v \left( v_{n,in1} + \frac{v_{n,in2}}{G_{m1}R_{o1}} + \dots + \frac{v_{n,inN}}{G_{m1}R_{o1}G_{m2}R_{o2} \dots G_{m(n-1)}R_{o(n-1)}} \right)$$

Si la ganancia de la primera etapa es lo suficientemente grande, el ruido total está determinado por la contribución de ruido de dicha primera etapa.

# Ruido en Trans. CMOS

How do you simulate noise in SPICE?

- Noise is associated with AC analysis



# Ruido en Trans. CMOS

## Results -> Direct Plot -> Equivalent Output Noise

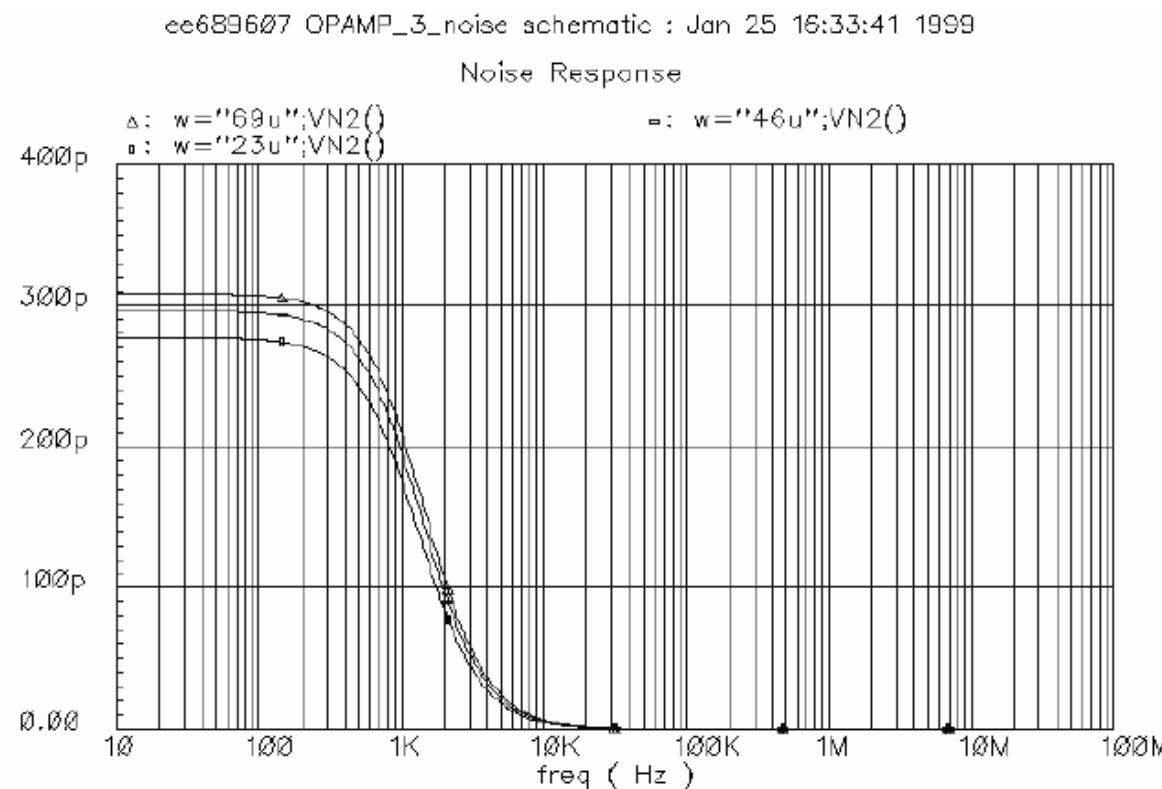


Fig. 2 Equivalent output noise voltage spectral density in  $V^2/Hz$