

Instrumentación Inteligente

Belén Calvo

becalvo@unizar.es

Nicolás Medrano

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

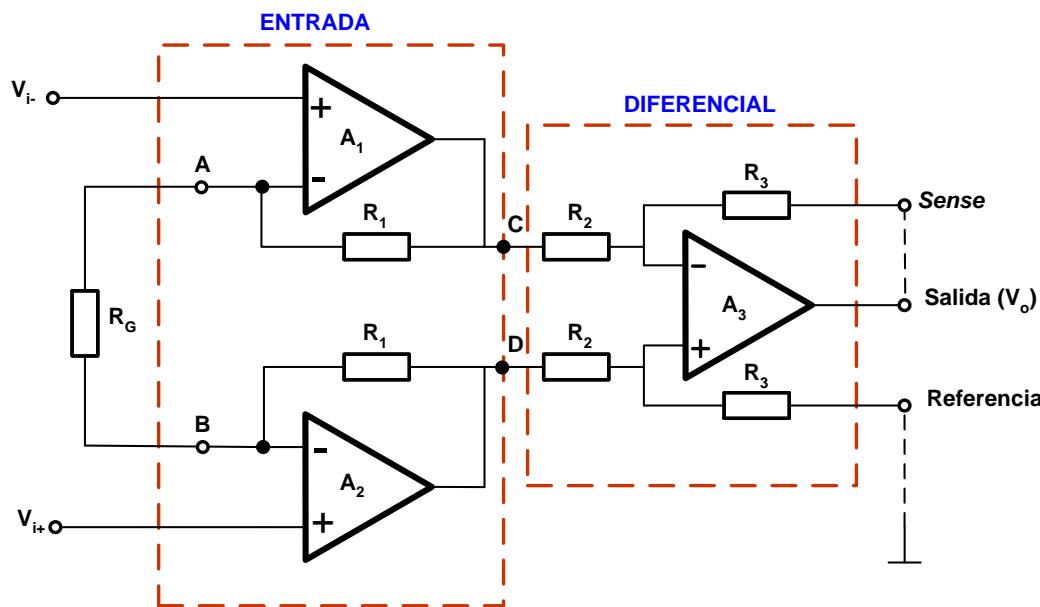
Ampl. de Instrumentación

Amplificador de Instrumentación

- Amplificador diferencial con una ganancia diferencial precisa y variable ($1 \div 1000$) y con un factor de rechazo al modo común ($CMRR = 20\log(A_d/A_{cm})$) elevado en todo el rango de frecuencias de operación (es decir, $A_{cm} \ll A_d$).
- Se caracterizan también por tener una impedancia de entrada muy elevada e impedancia de salida muy baja.
- Su ganancia es fácil de ajustar.
- Presenta voltajes de *offset* pequeños y baja deriva en el tiempo y con la temperatura, así como una razón de rechazo al rizado de la fuente de alimentación (PSRR) muy elevada.

Ampl. de Instrumentación

Amplificador de instrumentación



$$v_o = \frac{R_3}{R_2} \cdot \left(1 + \frac{2R_1}{R_G} \right) (v_{i+} - v_{i-})$$

$$A_d = 1 + \frac{2R_1}{R_G}$$

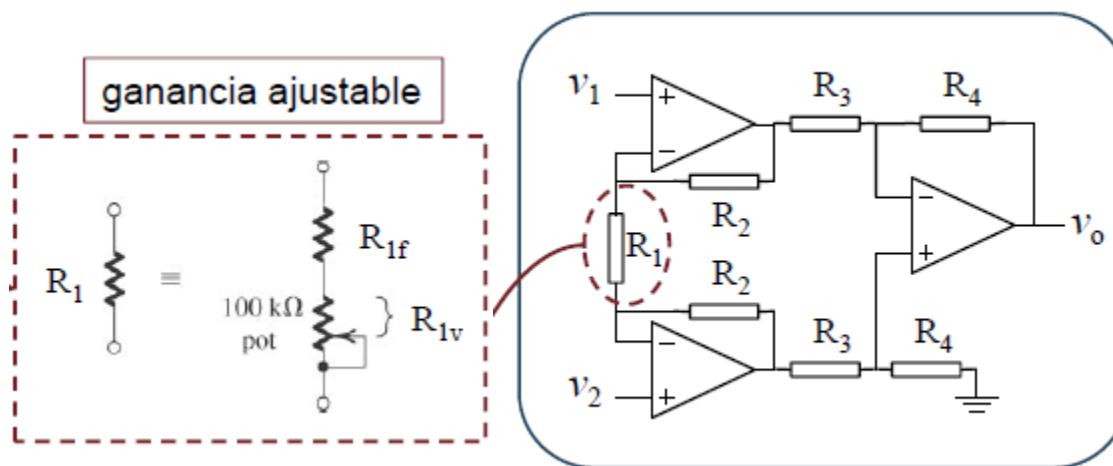
$$A_{cm} = 0$$

$R_{in}=\infty$ independiente de $R_{S1,2}$ no despreciables y/o desequilibradas

Ganancia ajustable mediante única resistencia R_G

Ampl. de Instrumentación

Ajuste de ganancia



R_{lf} asegura que la máxima
ganancia disponible sea limitada

➤ **Amplificador de instrumentación programables**

Ampl. de Instrumentación

❑ Programabilidad

- Compensación de errores de los componentes discretos (tolerancias) e integrados (variaciones de proceso)
- Mayor flexibilidad

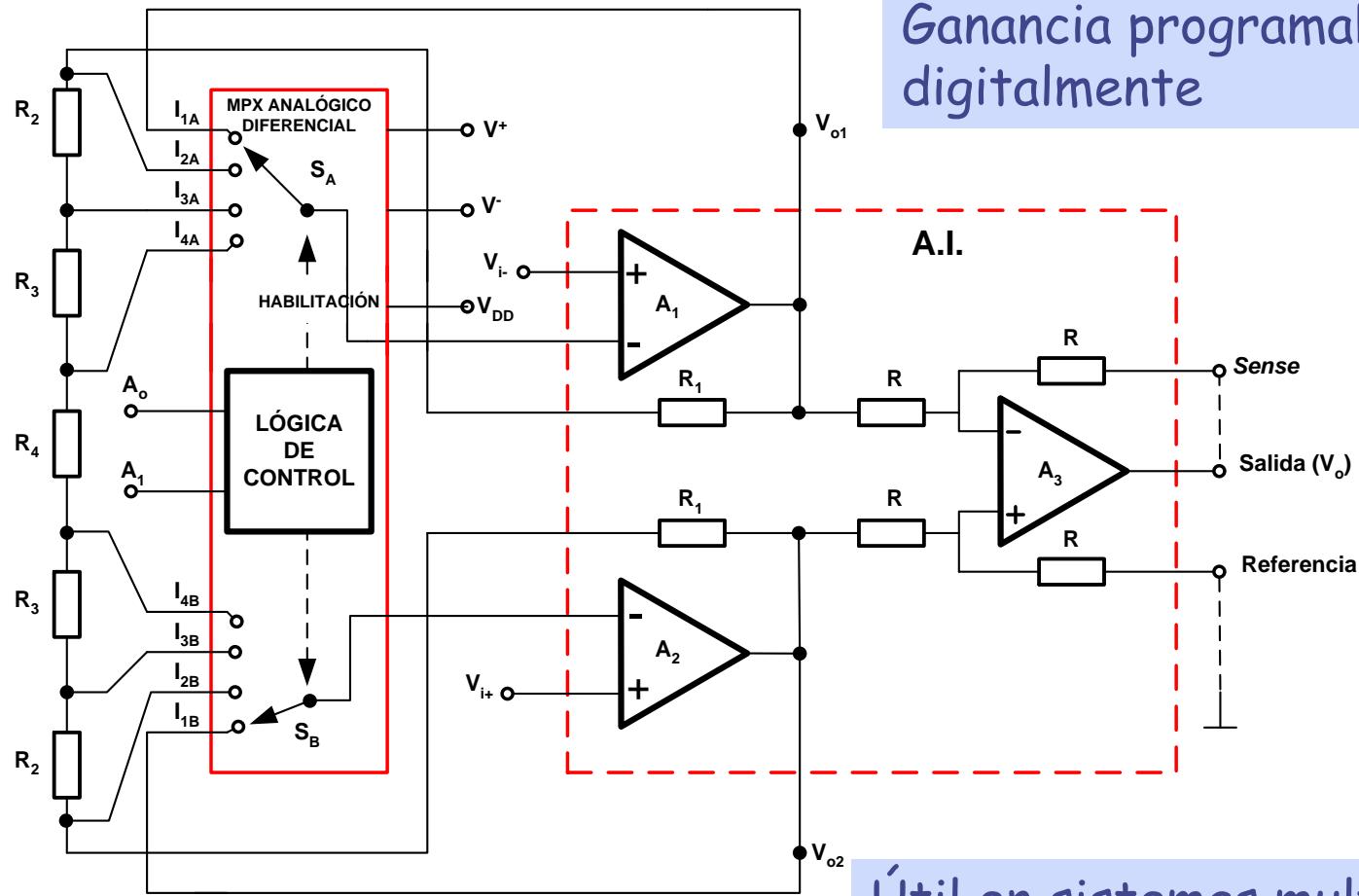
Adecuación al tipo de sensor

- Optimización de la señal de salida
- Reducción de consumo

Activación/desactivación de componentes

Ampl. de Instrumentación

➤ Amplificador de instrumentación programables



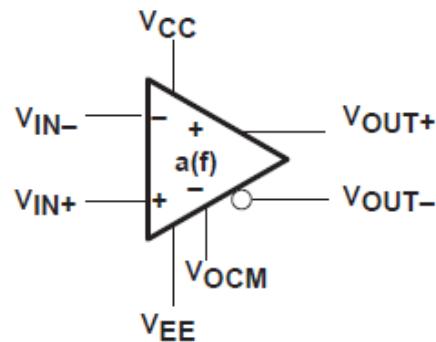
Ampl. de Instrumentación

□ Caracterización:

- CMOS process
- Vdd nominal y rango
- Rango de Temperatura
- Consumo de potencia, area
- Ganancia: rango y error
- BW
- CMRR
- PSRR
- Rango de entrada, rango de salida
- Zin, Zout
- Ruido (en banda)
- Tensión de Offset, Corrientes de offset, derivas con T
- Setting time (to 0.1%@gain)
- Slew-rate
- Linealidad: THD

Amp. Fully-Differential

FULLY-DIFFERENTIAL AMPLIFIER



Input voltage definition

$$V_{id} = (V_{in+}) - (V_{in-})$$

$$V_{ic} = \frac{(V_{in+}) + (V_{in-})}{2}$$

Output voltage definition

$$V_{od} = (V_{out+}) - (V_{out-})$$

$$V_{oc} = \frac{(V_{out+}) + (V_{out-})}{2}$$

Transfer function

$$V_{od} = V_{id} \times a(f)$$

Output common-mode voltage

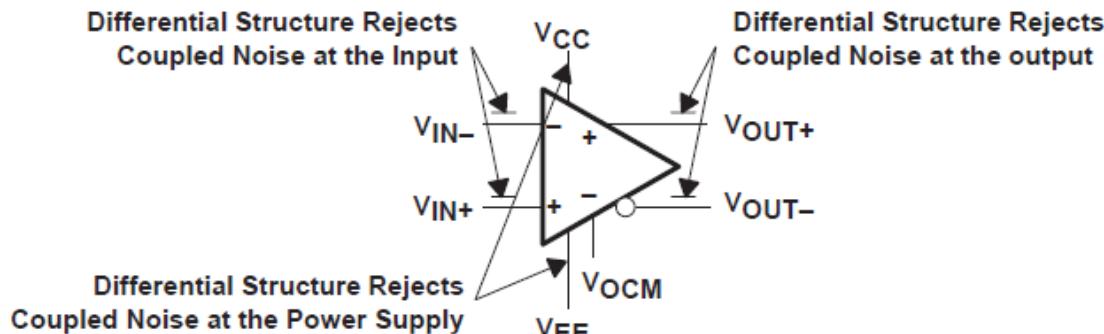
$$V_{oc} = V_{ocm}$$

Why use integrated fully-differential amplifiers?

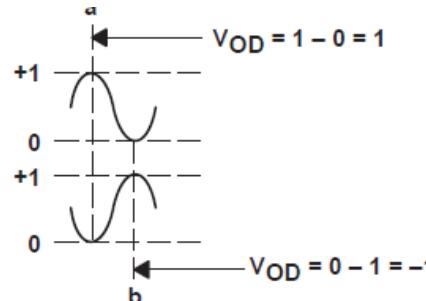
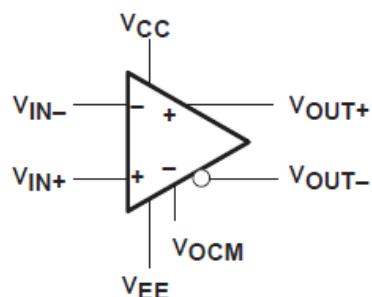
- Increasesd immunity to external noise
- Increased output voltage swing for a given voltage rail
- Ideal for low-voltage systems
- Integrated circuit is easier to use
- Reduced even-order harmonics

Amp. Fully-Differential

Noise Immunity



Differential Output Voltage Swing



Differential Output Results in V_{OD} p-p = $1 - (-1) = 2 \times$ SE Output



Integrated Circuits
Low-voltage

Amp. Fully-Differential

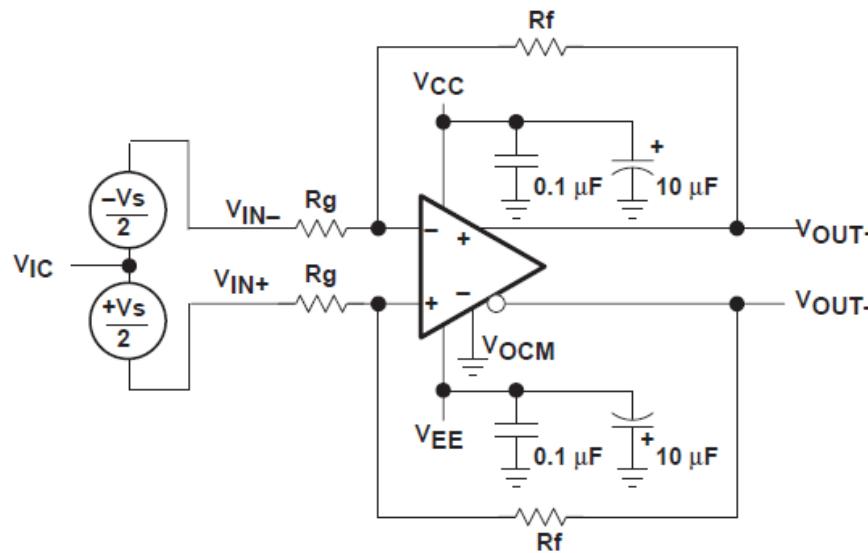
Reduced Even-Order Harmonic Distortion

$$V_{out+} = k_1 V_{in} + k_2 V_{in}^2 + k_3 V_{in}^3 + \dots, \text{ and}$$

$$V_{out-} = k_1(-V_{in}) + k_2(-V_{in})^2 + k_3(-V_{in})^3 + \dots. \text{ Taking the differential output}$$

$$V_{od} = 2k_1 V_{in} + 2k_3 V_{in}^3 + \dots, \text{ where } k_1, k_2 \text{ and } k_3 \text{ are constants.}$$

Basic Circuits



simetría!

$$\begin{aligned}V_{OD} &= A \times Vs \\V_{OC} &= 0 \\A &= \frac{R_f}{R_g}\end{aligned}$$

Amp. Fully-Differential

A Differential-Output, Differential-Input Amplifier

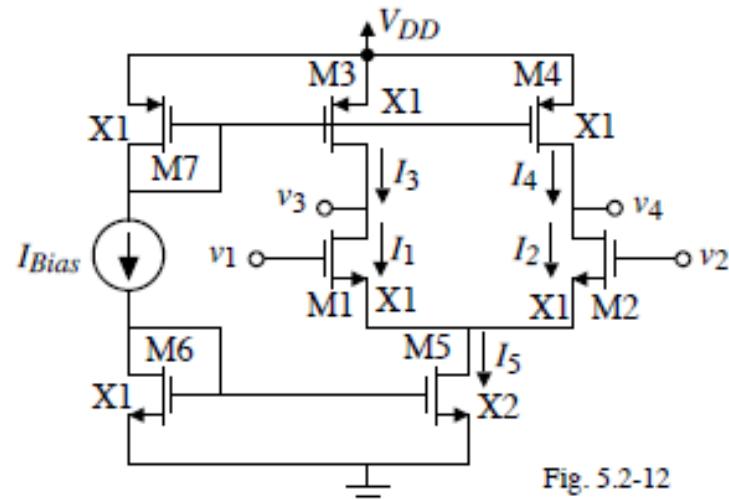


Fig. 5.2-12

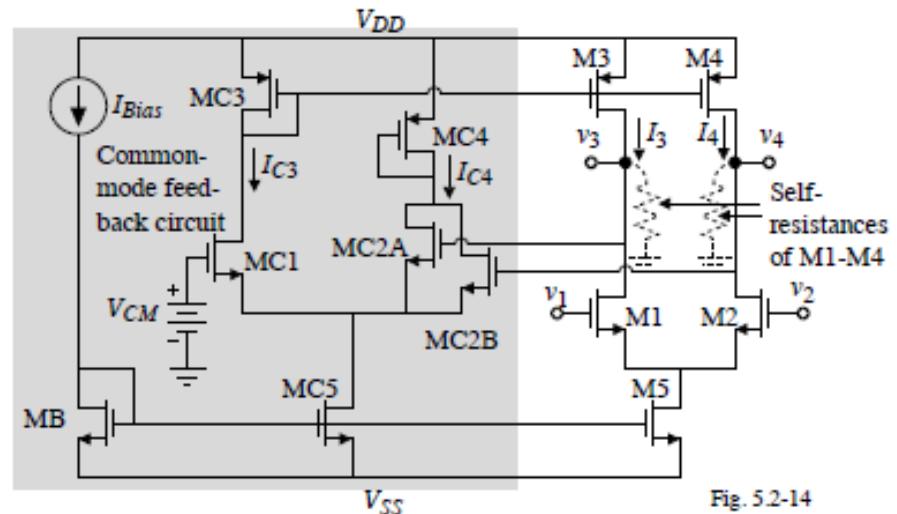


Fig. 5.2-14

a problem occurs if $I_1 \neq I_3$ or if $I_2 \neq I_4$.

Current

Curr current mismatch problem



common-mode feedback

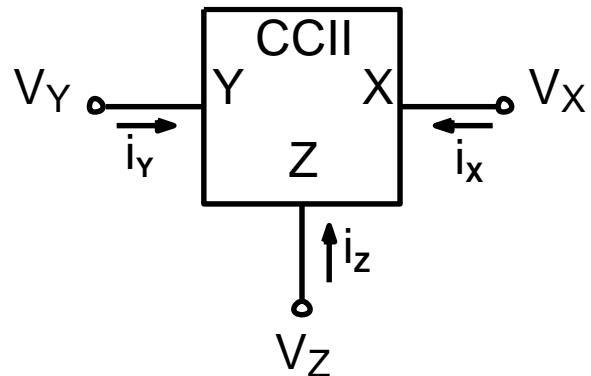
Operation:

- Common mode output voltages are sensed at the gates of MC2A and MC2B and compared to V_{CM} .
- The current in MC3 provides the negative feedback to drive the common mode output voltage to the desired level.

Otros Bloques Activos

□ Conveatores de Corriente de segunda generación (CCII)

Elemento híbrido
tensión-intensidad

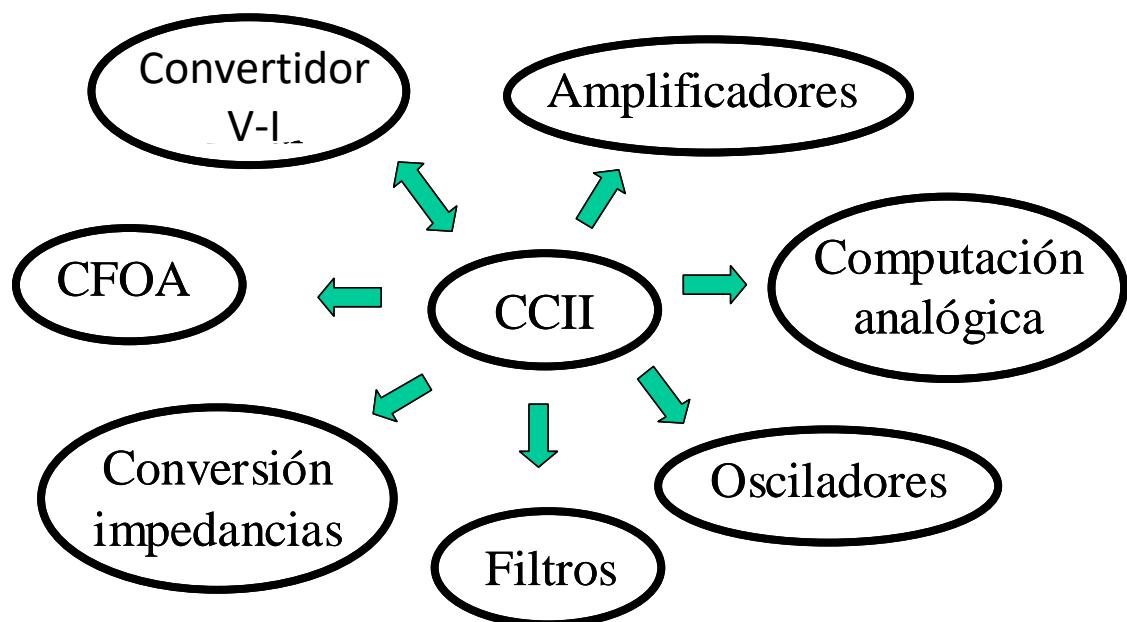


$$\begin{array}{rcl} V_X & = & V_Y \\ i_Z & = & \pm i_X \\ i_Y & = & 0 \end{array} \quad \begin{array}{l} \xrightarrow{\hspace{1cm}} i_Z = + i_X \quad \text{CCII+} \\ \xrightarrow{\hspace{1cm}} i_Z = - i_X \quad \text{CCII-} \end{array}$$

Otros Bloques Activos

- ❑ **Convectores de Corriente de segunda generación (CCII)**
- ✓ gran versatilidad como celda activa básica

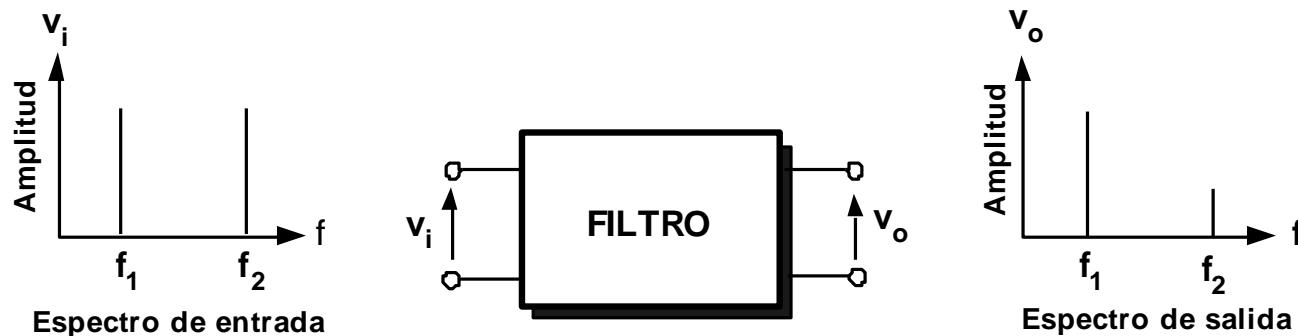
Áreas de aplicación:



- ✗ no implementaciones robustas IC

Filtros

Un filtro eléctrico es un sistema entrada-salida con una respuesta frecuencial selectiva



$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \quad s = j\omega \longrightarrow H(j\omega) = |H(j\omega)| \angle \phi(\omega)$$

$$H(s) = \frac{a_m \cdot s^m + a_{m-1} \cdot s^{m-1} + \dots + a_1 \cdot s + a_0}{s^n + b_{n-1} \cdot s^{n-1} + \dots + b_1 \cdot s + b_0}$$

polos: raíces del denominador
ceros: raíces del numerador

Orden del Filtro: n
 $n \geq m$

Filtros: clasificación

Según el tipo de señal procesada

a.-Filtros Analógicos

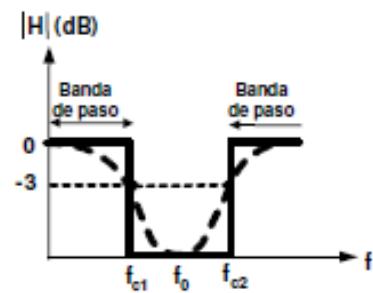
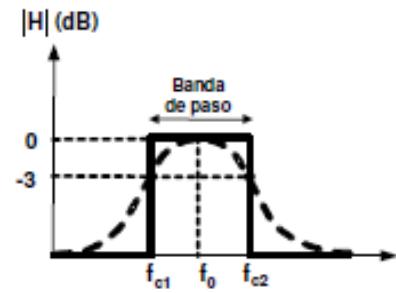
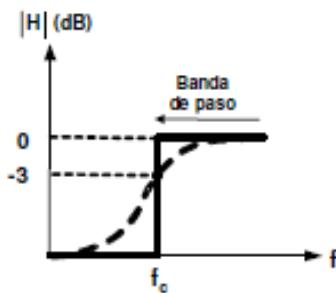
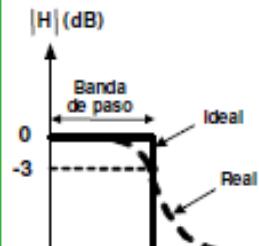
- Filtros pasivos
- Filtros activos
- Filtros de Capacidad Comutada

b.-Filtros Digitales

Según la aproximación matemática

- 1.- Filtros de Butterworth
- 2.- Filtros de Chebyshev
- 3.- Filtros de Bessel

Según la función que lleve a cabo



Filtros: clasificación

según la señal procesada

1. Filtros analógicos: Procesan señales analógicas

Filtros pasivos: solo elementos pasivos RLC. Aplicaciones en muy baja ($<1\text{Hz}$)-muy alta frecuencia ($>1\text{ GHz}$) y/o muy alta linealidad. Procesado en tiempo continuo.

Filtros activos: RC y AO. Aplicaciones BF y AF. Procesado en tiempo continuo.

Filtros de capacidad conmutada: C y AO. Se muestrea la señal de entrada y se procesa en tiempo discreto. Solo para BF. Alta Programabilidad.

2. Filtros digitales: Procesan señales digitales

La señal analógica es muestreada y cuantificada por un convertidor analógico-digital y posteriormente es procesada por algoritmos. Solo para BF. Elevada configurabilidad.

Filtros: clasificación

Funciones de aproximación matemática

1. Filtros de Butterworth:

Respuesta de ganancia plana en la banda pasante. Transición suave y fase no lineal en torno a frecuencia de corte.

2. Filtros de Chebyschev:

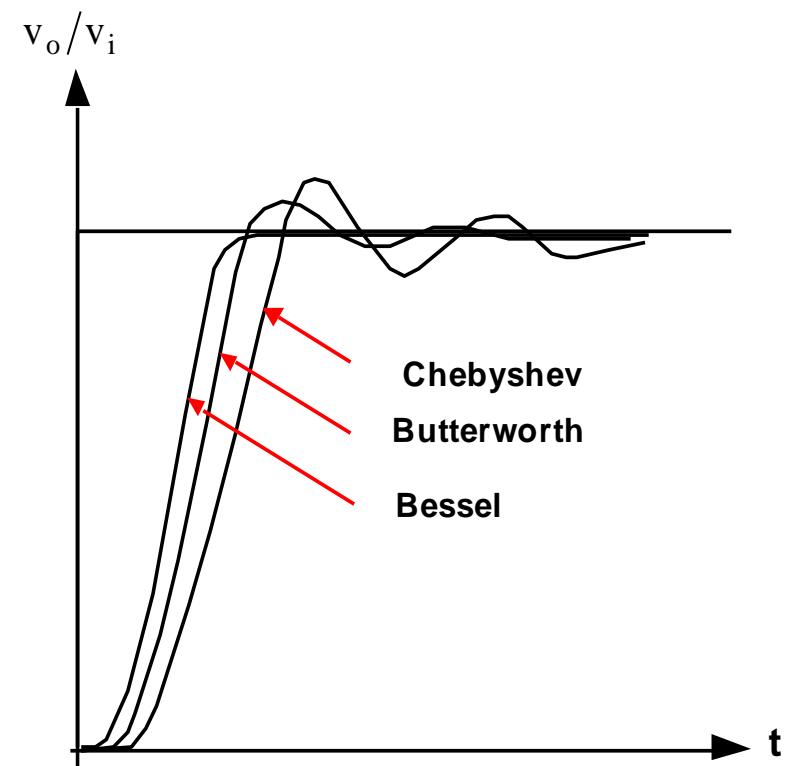
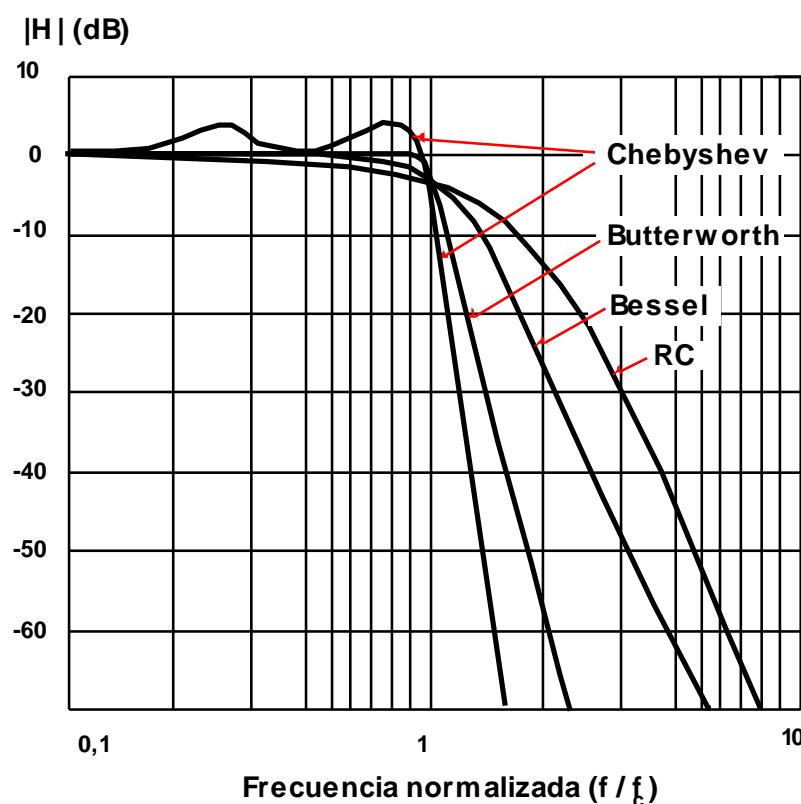
Respuesta con máxima pendiente de transición. Rizado en la banda de paso y/o rechazada y fase no lineal.

3. Filtros de Bessel:

Respuesta de fase lineal en torno a la frecuencia de corte. Rizado y transición moderados

Filtros: clasificación

Funciones de aproximación matemática



Filtros Activos

Instrumentación electrónica: Filtros activos

Ventajas:

Utilizan sólo R, C y AO

Sencillez de diseño: El AO facilita la realización de filtros de orden elevado mediante conexión en cascada.

Flexibilidad de diseño: permiten la realización de cualquier aproximación matemática para el filtro.

Desventajas:

Necesidad de fuentes de alimentación (consumo)

BW limitado por el AO

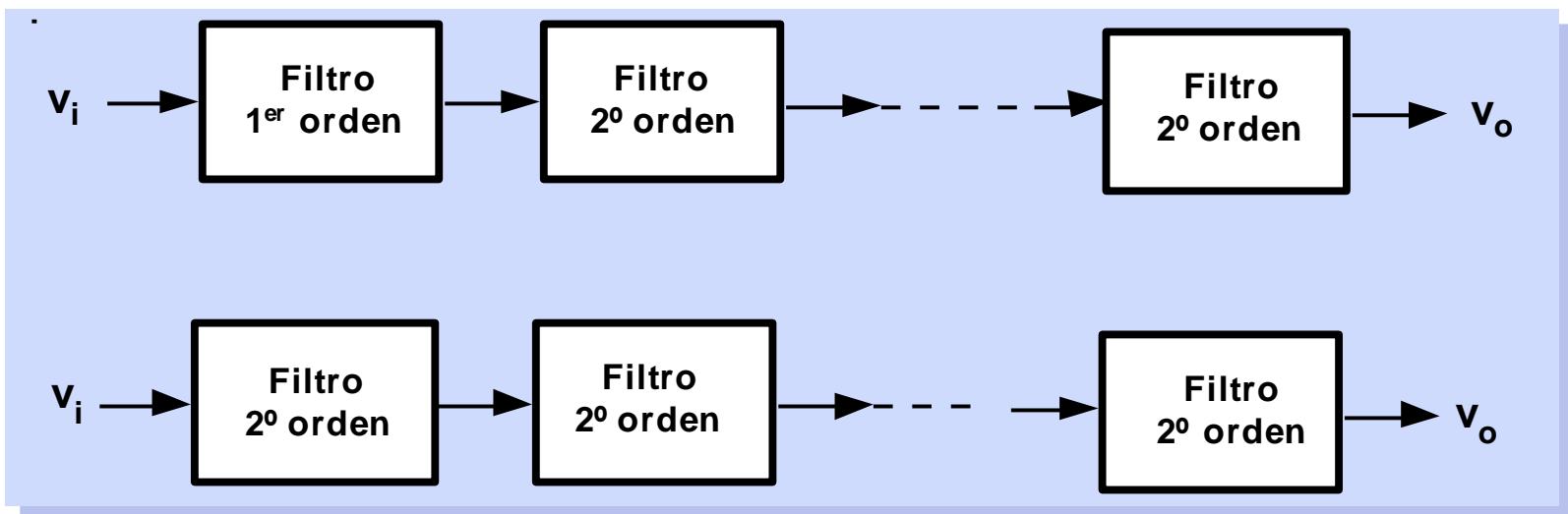
Limitación de los valores de C y R por el AO

Ruido y distorsión generado por el AO

Filtros Activos

Filtros de orden superior

n: orden impar



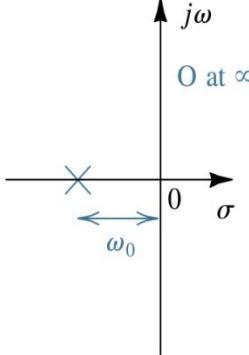
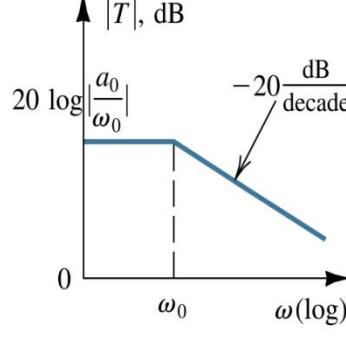
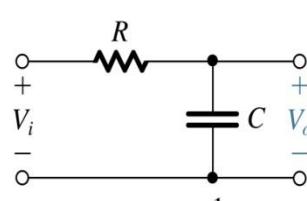
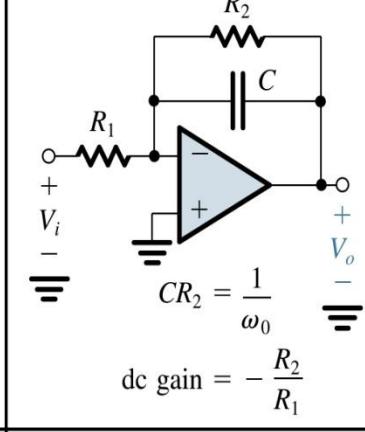
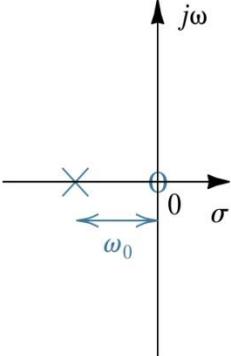
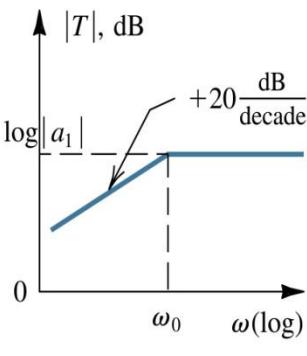
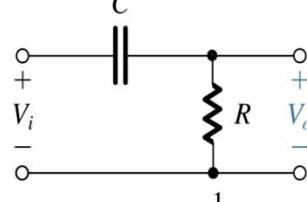
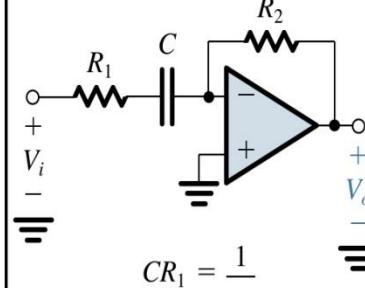
n: orden par

➤ Acople directo

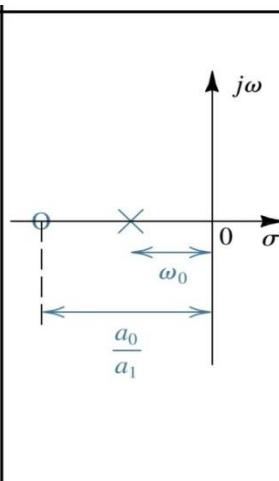
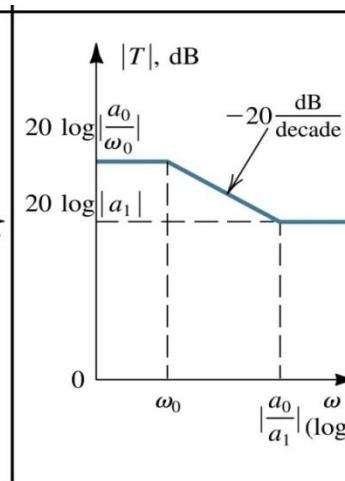
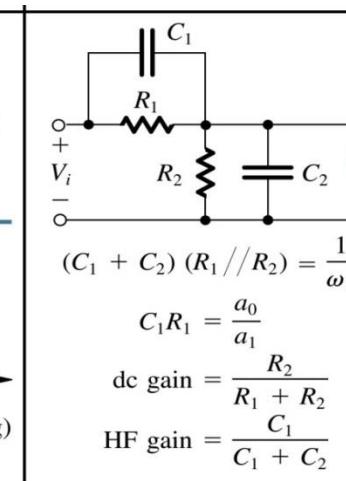
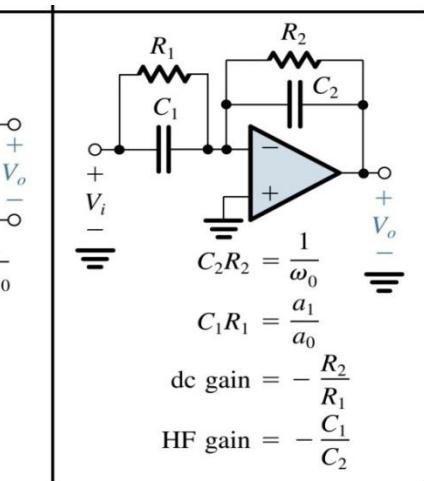
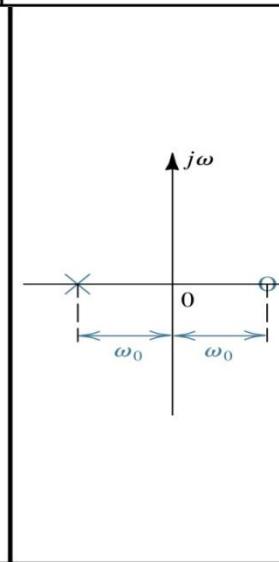
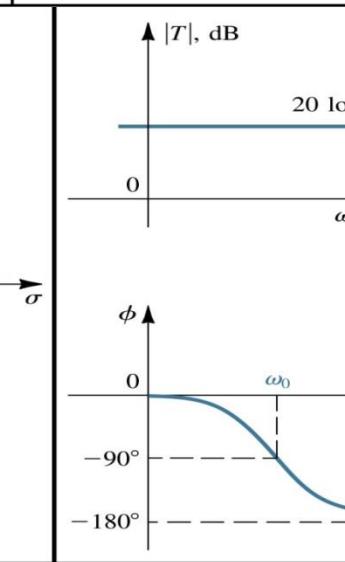
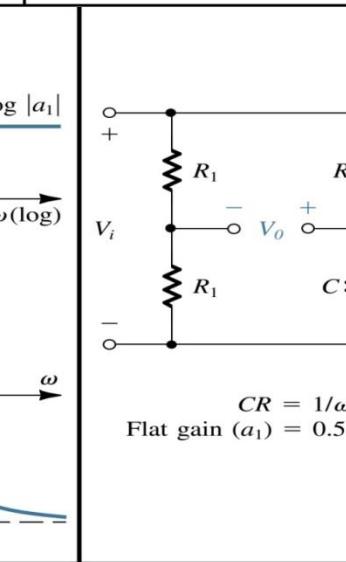
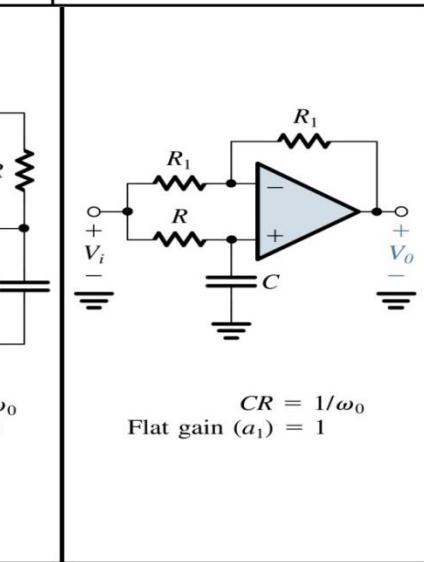
➤ Acople capacitivo

Filtros Activos

Topologías de filtros RC-Activos (orden 1)

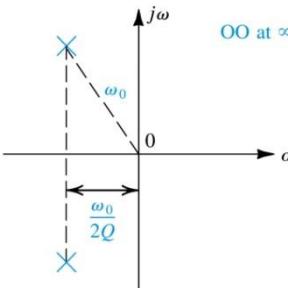
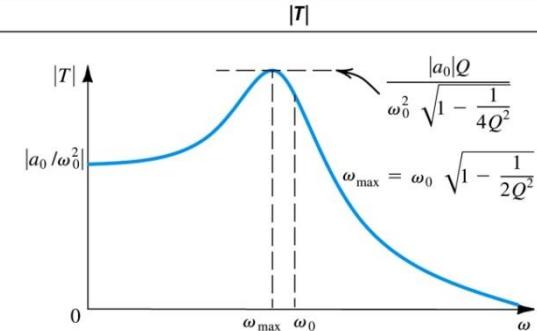
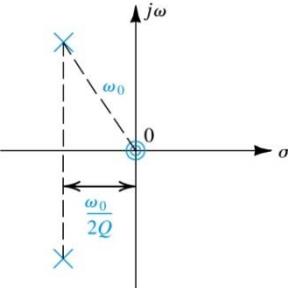
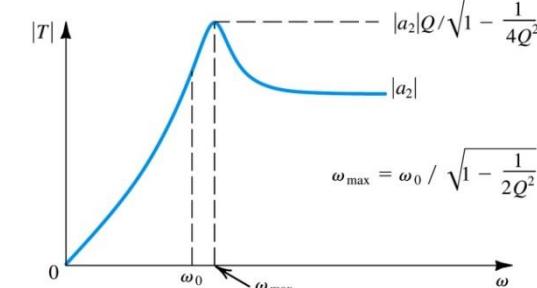
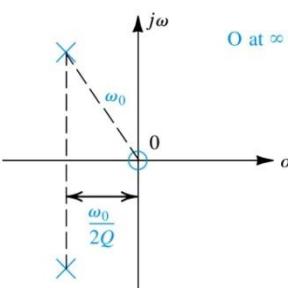
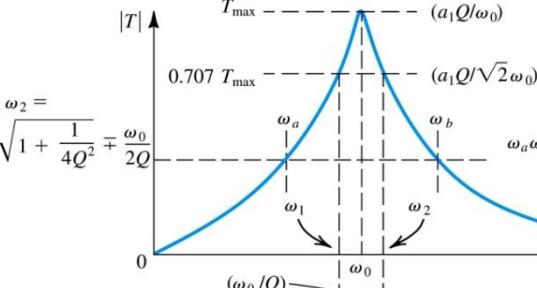
Filter Type and $T(s)$	s-Plane Singularities	Bode Plot for $ T $	Passive Realization	Op Amp-RC Realization
(a) Low-Pass (LP) $T(s) = \frac{a_0}{s + \omega_0}$			 <p>$CR = \frac{1}{\omega_0}$ dc gain = 1</p>	 <p>$CR_2 = \frac{1}{\omega_0}$ dc gain = $-\frac{R_2}{R_1}$</p>
(b) High-Pass (HP) $T(s) = \frac{a_1 s}{s + \omega_0}$			 <p>$CR = \frac{1}{\omega_0}$ High-frequency gain = 1</p>	 <p>$CR_1 = \frac{1}{\omega_0}$ High-frequency gain = $-\frac{R_2}{R_1}$</p>

Filtros Activos

<p>(c) General</p> $T(s) = \frac{a_1 s + a_0}{s + \omega_0}$ 		 $(C_1 + C_2)(R_1 // R_2) = \frac{1}{\omega_0}$ $C_1 R_1 = \frac{a_0}{a_1}$ $\text{dc gain} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ $\text{HF gain} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$	 $C_2 R_2 = \frac{1}{\omega_0}$ $C_1 R_1 = \frac{a_1}{a_0}$ $\text{dc gain} = -\frac{R_2}{R_1}$ $\text{HF gain} = -\frac{C_1}{C_2}$
$T(s) = -a_1 \frac{s - \omega_0}{s + \omega_0}$ $a_1 > 0$ 		 $CR = 1/\omega_0$ $\text{Flat gain } (a_1) = 0.5$	 $CR = 1/\omega_0$ $\text{Flat gain } (a_1) = 1$

Filtros Activos

Second-order filtering functions

Filter Type and $T(s)$	s-Plane Singularities	$ T $
(a) Low pass (LP) $T(s) = \frac{a_0}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$ $\text{DC gain} = \frac{a_0}{\omega_0^2}$		
(b) High pass (HP) $T(s) = \frac{a_2 s^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$ $\text{High-frequency gain} = a_2$		
(c) Bandpass (BP) $T(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$ $\text{Center-frequency gain} = \frac{a_1 Q}{\omega_0}$		

Filtros Activos

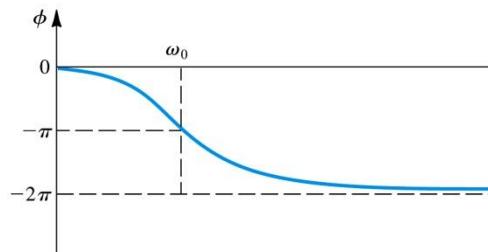
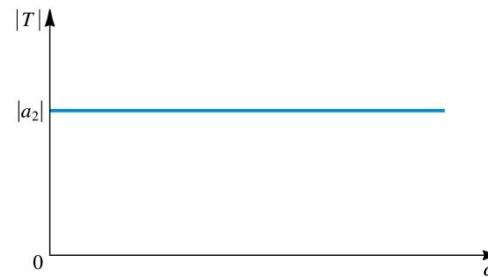
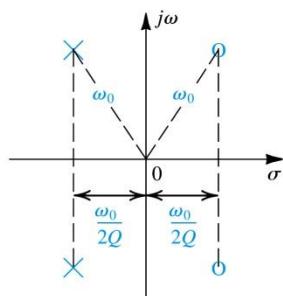
Filter Type and $T(s)$	s-Plane Singularities	$ T $
(d) Notch	$T(s) = a_2 \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$ <p>DC gain = a_2 High-frequency gain = a_2</p>	
(e) Low-pass notch (LPN)	$T(s) = a_2 \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$ $\omega_n \geq \omega_0$ <p>DC gain = $a_2 \frac{\omega_n^2}{\omega_0^2}$ High-frequency gain = a_2</p>	<p>$\omega_{\max} = \omega_0 \sqrt{\frac{(\omega_n^2)(1 - \frac{1}{2Q^2}) - 1}{\frac{\omega_n^2}{\omega_0^2} + \frac{1}{2Q^2} - 1}}$</p>
(f) High-pass notch (HPN)	$T(s) = a_2 \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$ $\omega_n \leq \omega_0$ <p>DC gain = $a_2 \frac{\omega_n^2}{\omega_0^2}$ High-frequency gain = a_2</p>	<p>$T_{\max} = \frac{ a_2 \omega_n^2 - \omega_{\max}^2 }{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega_{\max}^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2 \omega_{\max}^2}}$</p>

Filtros Activos

(g) All pass (AP)

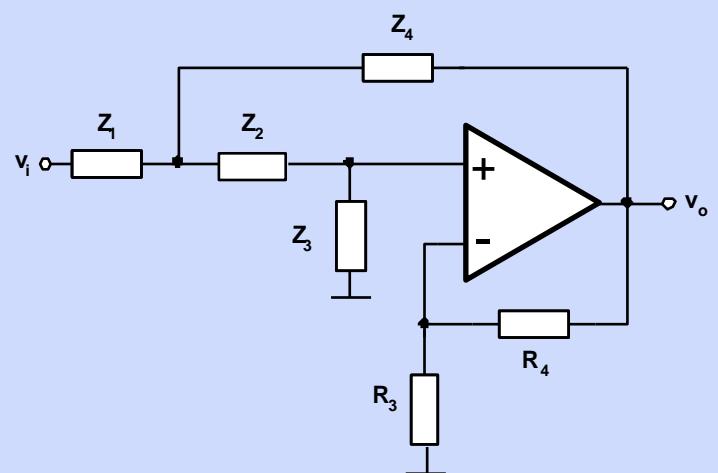
$$T(s) = a_2 \frac{s^2 - s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

Flat gain = a_2



Filtros Activos

Topologías de filtros RC-Activos [orden 2]



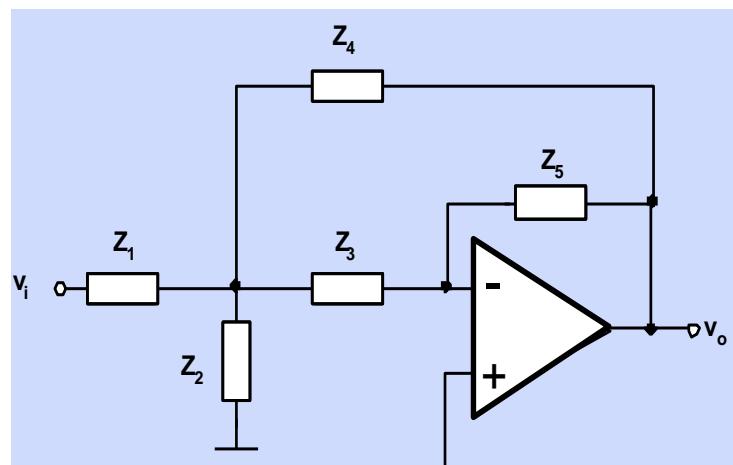
Filtro Sallen-Key

No invierte la fase

LPF: $Z_1=R_1$, $Z_2=R_2$, $Z_3=C_3$, $Z_4=C_4$

HPF: $Z_1=C_1$, $Z_2=C_2$, $Z_3=R_5$, $Z_4=R_6$

Ajuste de ganancia



Filtro de realimentación múltiple (MFB)

Invierte la fase

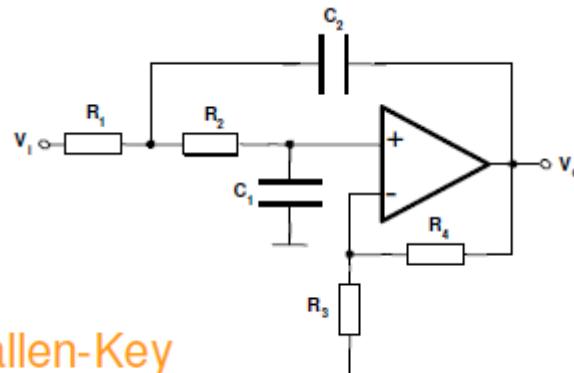
LPF: $Z_1=R_1$, $Z_3=R_3$, $Z_4=R_4$, $Z_2 =C_2$, $Z_5=C_5$

HPF: $Z_1=C_1$, $Z_3=C_2$, $Z_4=C_5$, $Z_2=R_2$, $Z_5=R_5$

No ajuste de ganancia

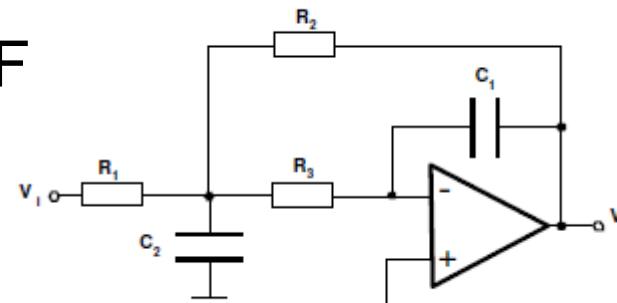
Ejemplos

Filtros Activos

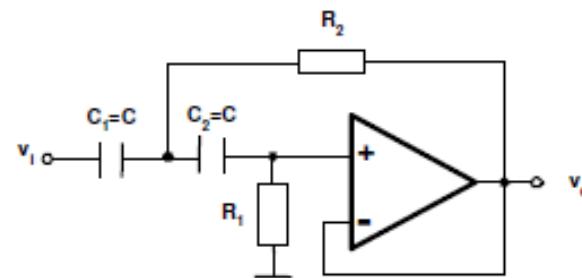


Sallen-Key

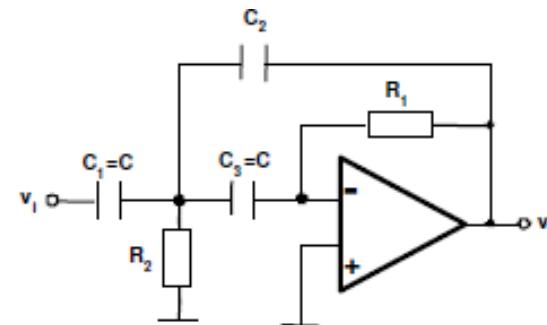
LPF



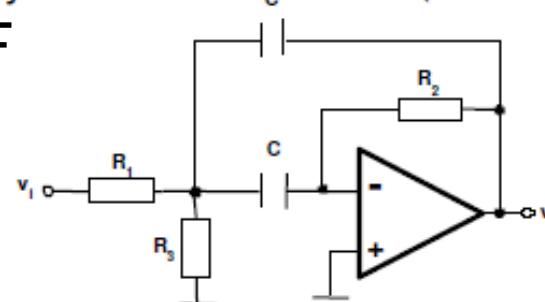
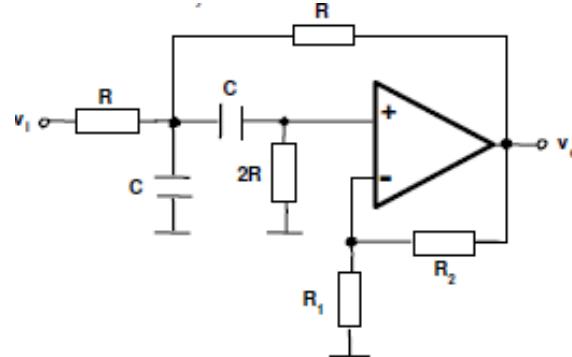
MFB



HPF



BPF



Filtros Activos

Estructuras Sallen-Key y MFB

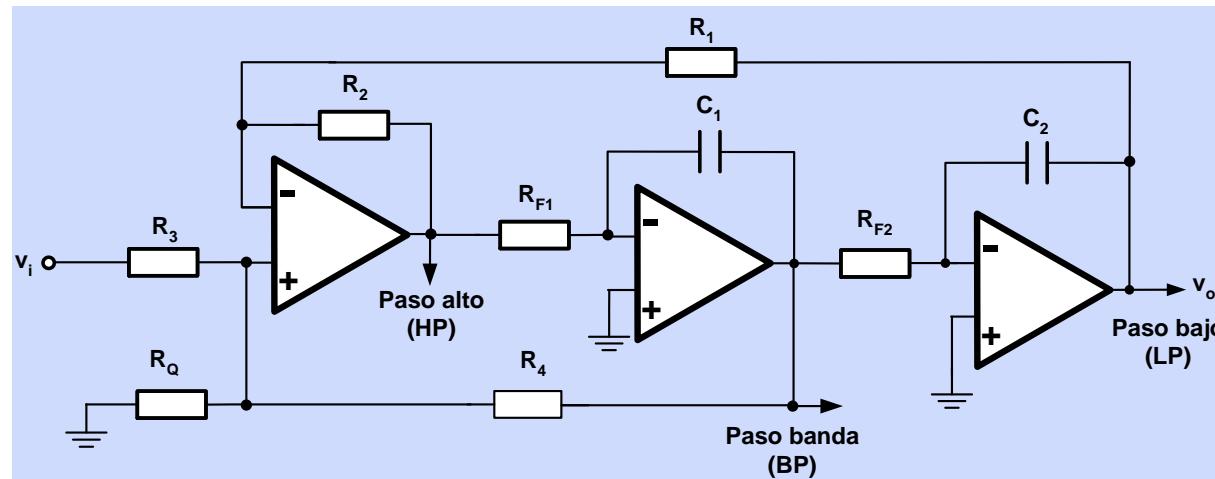
- ✗ Sensibles a las tolerancias de los componentes y de la temperatura
- ✗ NO permiten valores de Q elevados
- ✗ En general No permiten ajustes independientes de la ganancia y del factor de calidad

Filtro de variables de estado

Mayor precisión con mayor número de componentes

Ajuste independiente de los parámetros del filtro

Funciones LP, BP y HP simultáneas, Diseño para Q altas $Q > 10$



Filtros Activos

Diseño asistido por computador:

FilterPro (www.ti.com/tool/filterpro)

Simulación ICs comerciales:

TINA TI

Filtros Activos CMOS

Filtros integrados continuos en el tiempo: MOSFET-C y Gm-C

Técnica MOSFET-C

sustituyendo la resistencia de un filtro activo RC por un MOSFET en zona lineal,

$$R_{on} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})}$$

Resistencia controlada
por tensión

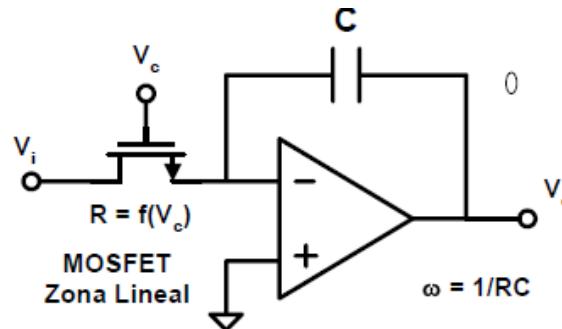
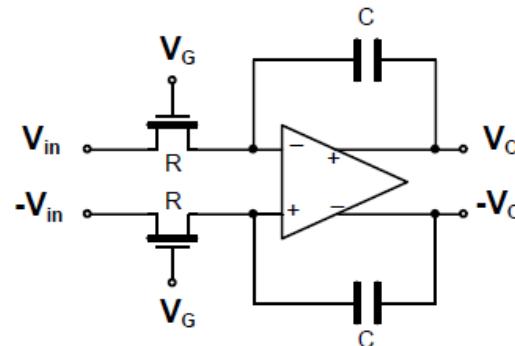


Figura 1. Integrador MOSFET-C



$$H(s) = -\frac{1}{sRC}$$

Filtros Activos CMOS

Técnica MOSFET-C

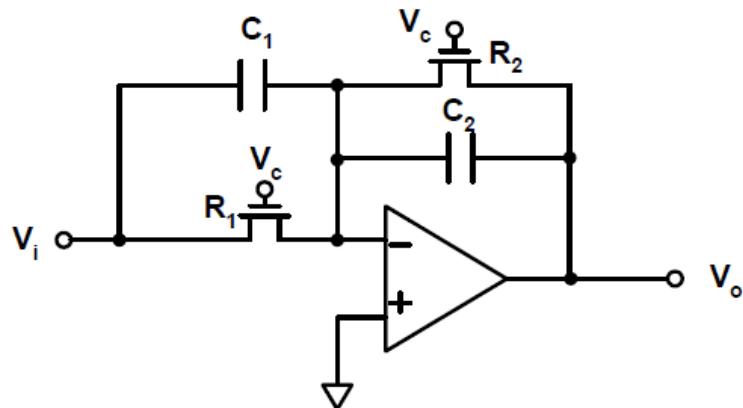
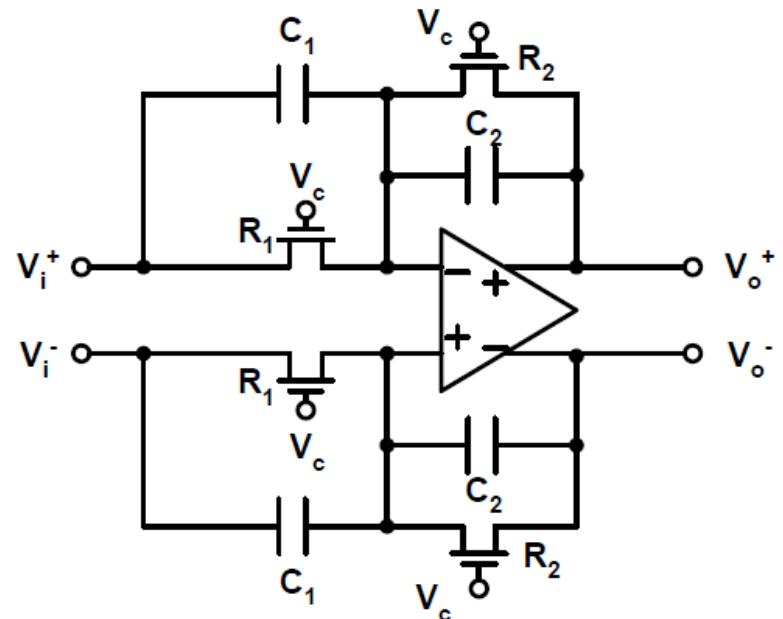


Figura 1. Sección genérica de primer orden *MOSFET-C*, versión unipolar.

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{sC_1 + \frac{1}{R_1}}{sC_2 + \frac{1}{R_2}}$$



Filtros Activos CMOS

Resistencias MOS

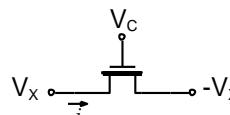
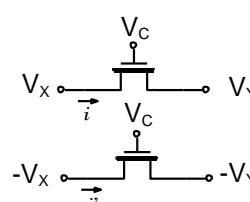
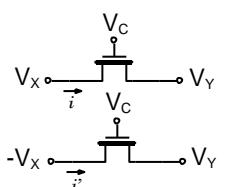
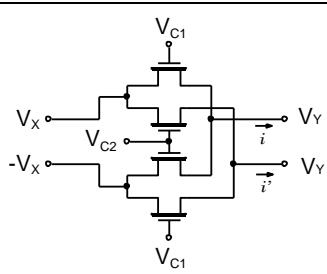
Configuración	Esquema	Característica
1-MOSFET		$i = \frac{2V_x}{R}$
2-MOSFET		$i - i' = \frac{2(V_x - V_y)}{R}$
		$i - i' = \frac{2V_x}{R}$
-MRC- <i>MOS Resistive Circuit</i>		$i - i' = 2V_x \left(\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} \right)$

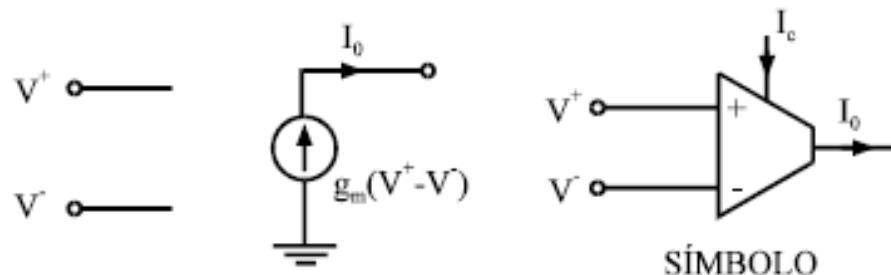
Tabla 1.1 Resumen de técnicas de linealización de resistencias activas MOS para señales balanceadas

Filtros Activos CMOS

Aunque la mayoría de los filtros activos están construidos en base a fuentes de tensión controladas por tensión (A.O.), su uso está restringido a determinadas aplicaciones debido sobre todo a su ganancia dependiente de la frecuencia (hasta audio-frecuencia).

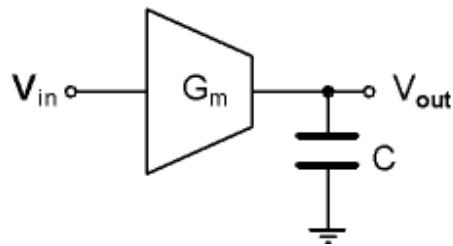


Trabajo a alta frecuencia: HF/VHF
Bloque activo: amplificador de transconductancia



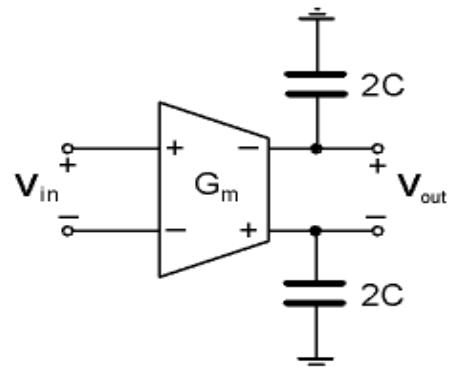
Filtros Activos CMOS

Técnica gm-C



$$H(s) = \frac{G_m}{sC}$$

- ✓ simplicidad
- ✓ lazo abierto
- ✓ condensadores MOS a tierra
- ✓ sintonizabilidad → G_m variable



✗ linealidad

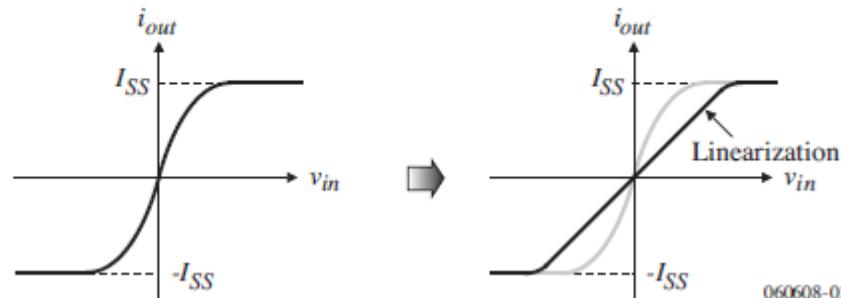
Transconductor
CMOS básico:
par diferencial

Filtros Activos CMOS

Técnica gm-C: técnicas de linealización

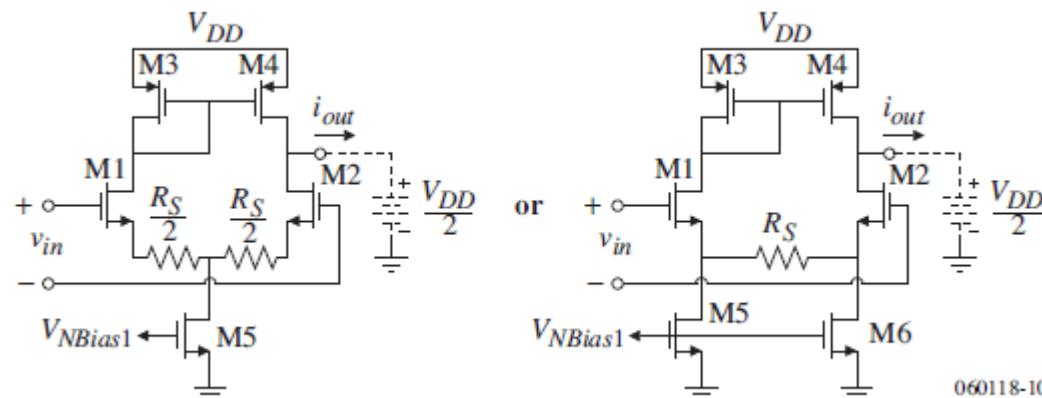
Linearization of the Transconductance

Goal:



060608-03

- degeneración de fuente



060118-10

- polarización adaptativa, ...

Filtros Activos CMOS

Técnica gm-C

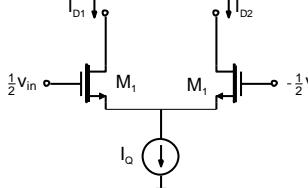
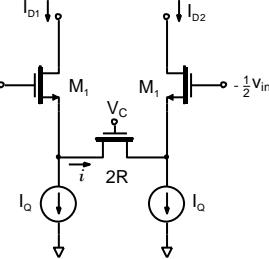
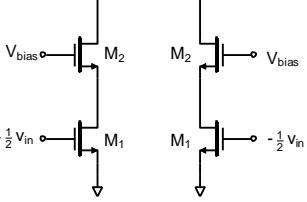
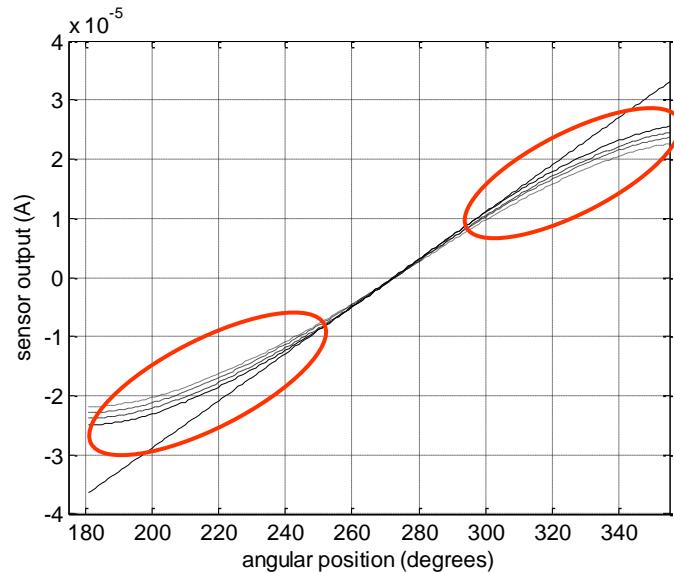
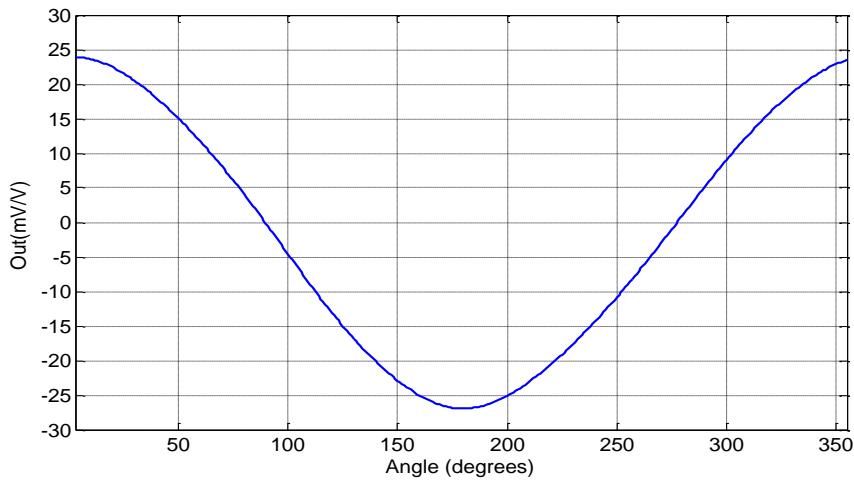
Tipo	Transductor en saturación	Par diferencial degenerado	Transductor en triodo
Esquema representativo			
Característica	$G_m \approx \sqrt{KI_Q}$	$G_m \approx \frac{g_m}{1 + g_m R}$	$G_m \approx KV_{ds}$
Rango frecuencial	Bueno	Moderado	Moderado
Linealidad	Moderada	Buena	Buena
Sintonizabilidad	Moderada	Buena	Moderada

Tabla 1.2 Resumen de las estrategias principales en la implementación de transductores

Linealizadores

Sensor de Magnetorresistencia Gigante

- resistors whose resistive value varies depending on their angular position inside a magnetic field
- allowable error: 1 degree in the estimation of the angular pos.



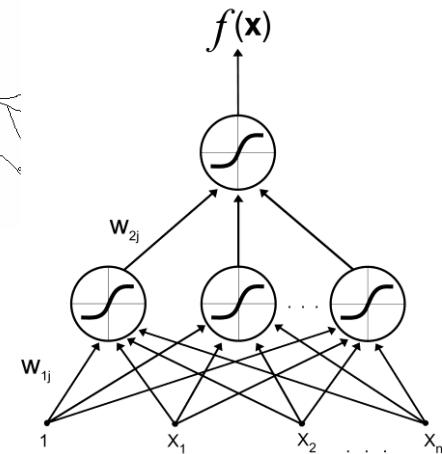
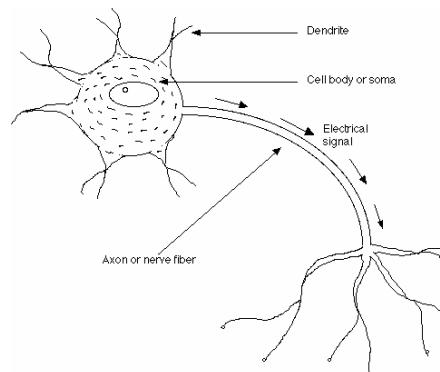
Linealizadores: GMR

Prolongación del rango lineal con Red Neuronal Artificial (ANN)

Una ANN es un sistema de procesamiento inspirado en el modo en que el cerebro realiza el aprendizaje de tareas

Componentes básicos

- Procesador elemental (neurona)
- Patrón de conexiones
 - Unidireccional/realimentado
 - Capas
- Tipo de aprendizaje
 - Conocimiento del problema a partir de ejemplos
 - El proceso de aprendizaje modifica la información de la red de forma que ésta pueda modelar el problema adecuadamente



Linealizadores: GMR

Aplicaciones ANNs

- Modelización/Predicción
- Clasificación
- Control industrial
- Reconocimiento de habla/OCR
- Compresión de datos
- Implementaciones biológicas
-



Linealizadores: GMR

Implementaciones

- Simulación
- FPGAs
- ASICs



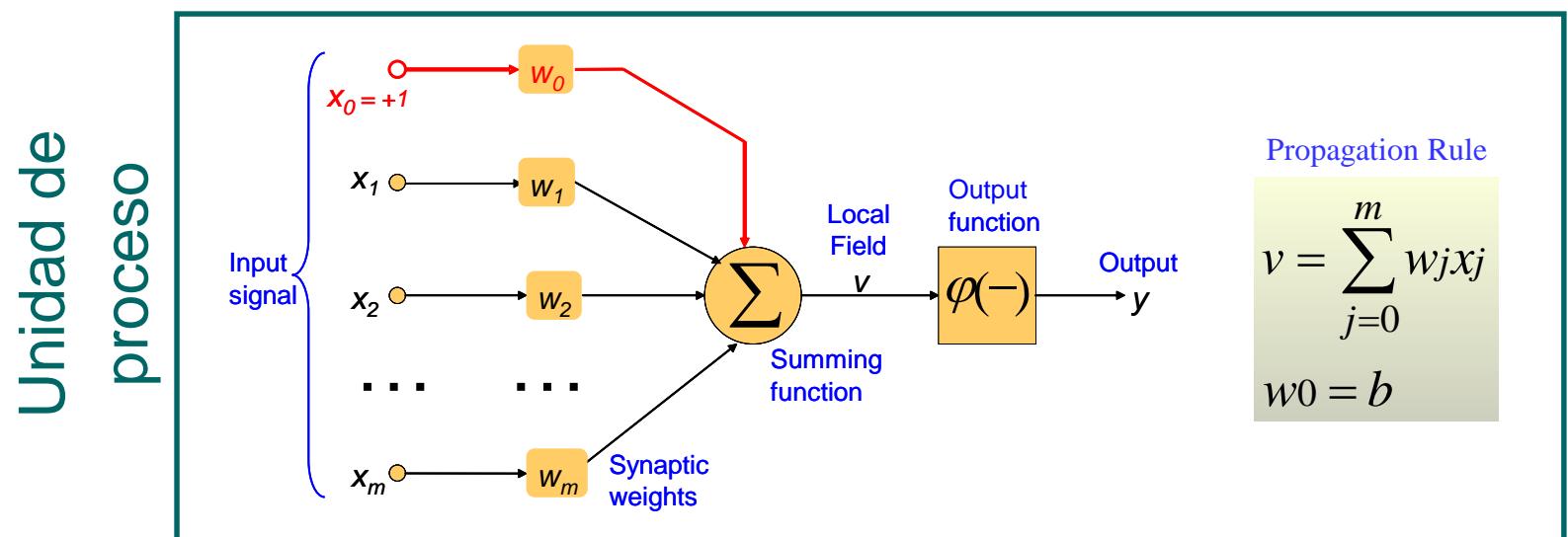
Linealización de sensores:

- ✓ Número relativamente pequeño de unidades de proceso o neuronas
- ✓ Solución flexible con bajo coste en términos de area, consumo y complejidad computacional

Sensor GMR de bajo coste y altas prestaciones en aplicaciones embebidas

Linealizadores: GMR

¿Qué hay que implementar?



Bloques aritméticos:

- Multiplicador
- Sumador
- Función de salida

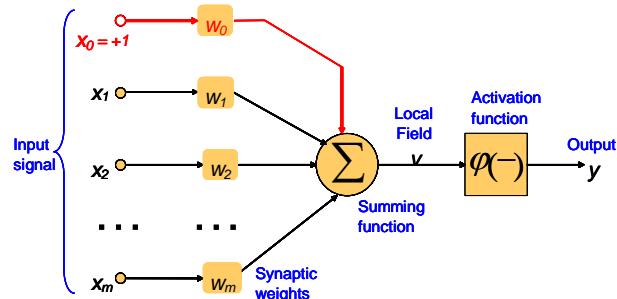
Unidad almacenamiento:

- Pesos
- Valores intermedios
- Errores

Linealizadores: GMR

Consideraciones de diseño

- ¿Tecnología? CMOS → bajo coste, alta densidad de integración



compatibilidad LV

- ¿Analógico vs. digital?

Bloques aritméticos
 X, Σ, φ

Unidad almacenamiento
Pesos, val, inter., errores

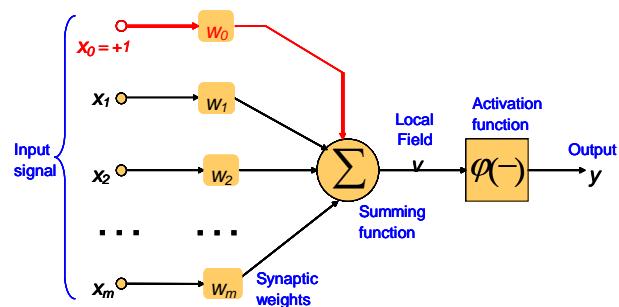
Analógico
con programabilidad digital

Registros digitales

Linealizadores: GMR

Consideraciones de diseño

- Unidad de procesado: CMOS analógico con programabilidad digital



↓area, ↓ consumo, ↑velocidad
pesos programables en registros digitales

↑ flexibilidad, ↑ robustez
💣 mismatching

- ¿Modo tensión o modo corriente?

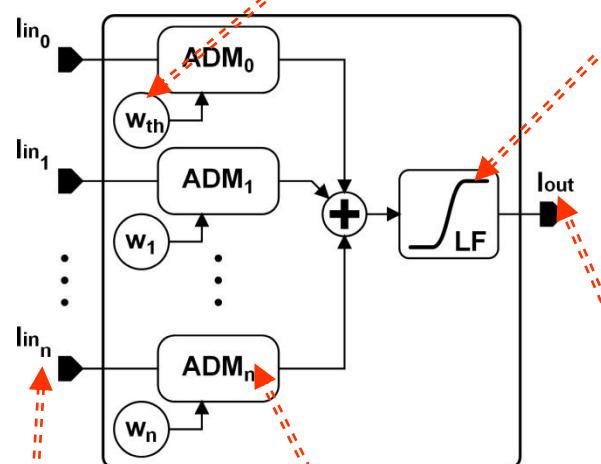
optimización diseño LV

Linealizadores: GMR

ANN: Perceptrón multicapa

- Arquitectura del procesador

Parámetros digitales (8 bits)



Función no lineal: sigmoide

estructura más común

flexibilidad ajuste funcional

8 bits

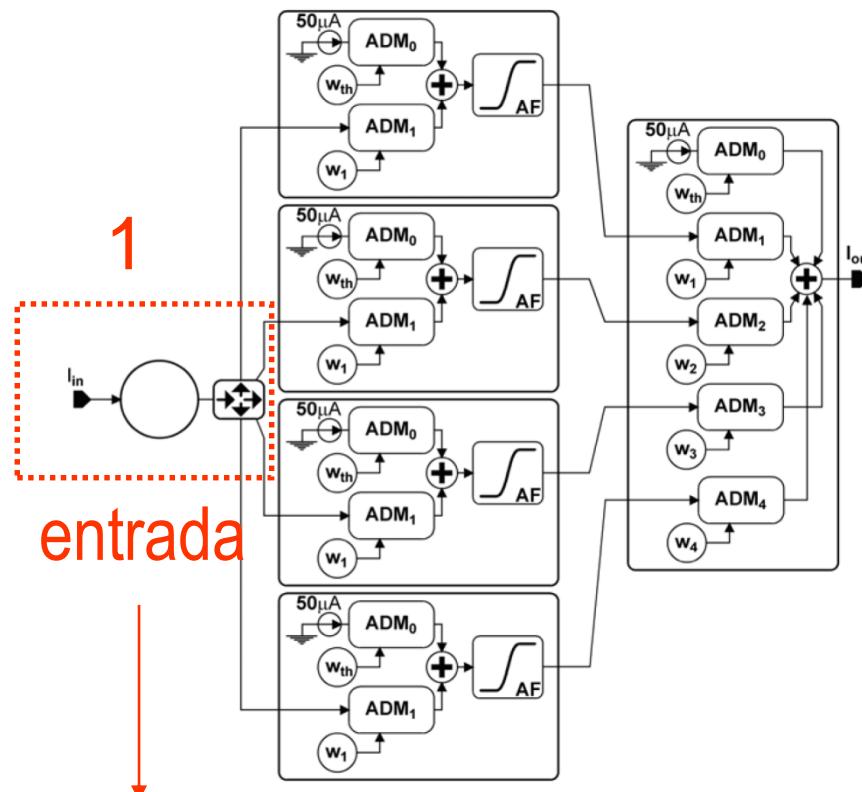
compromiso tamaño-precisión

Multiplicador A/D

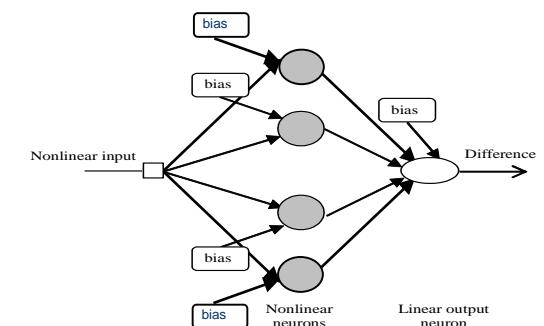
Entradas y salidas analógicas

Linealizadores: GMR

MLP: Arquitectura 1:4:1

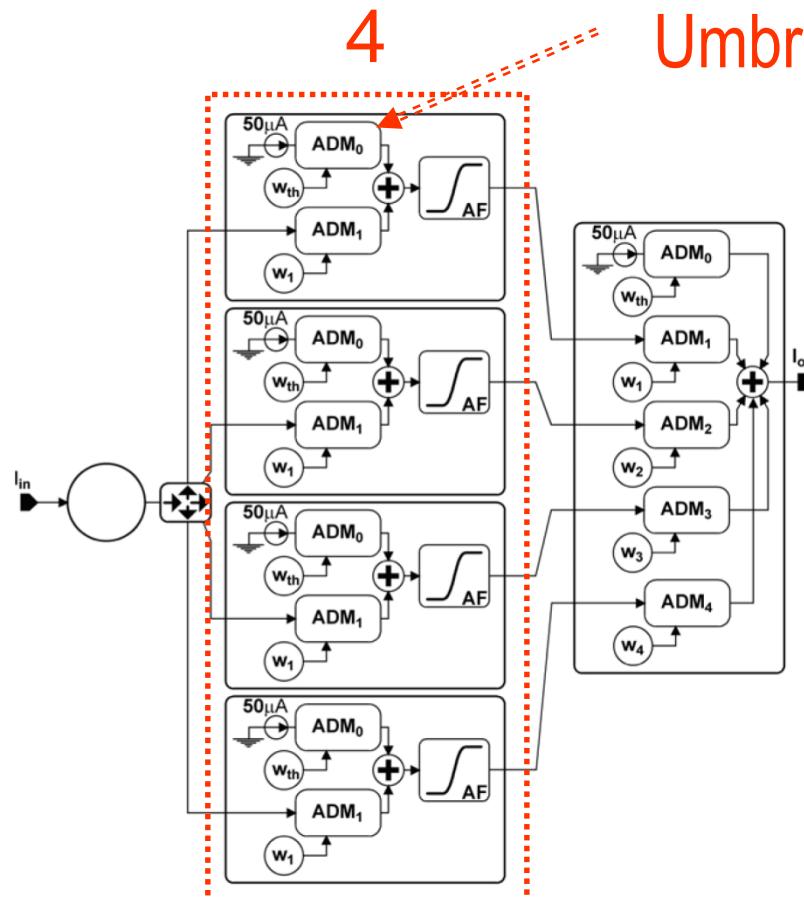


1 dato de entrada: señal en corriente



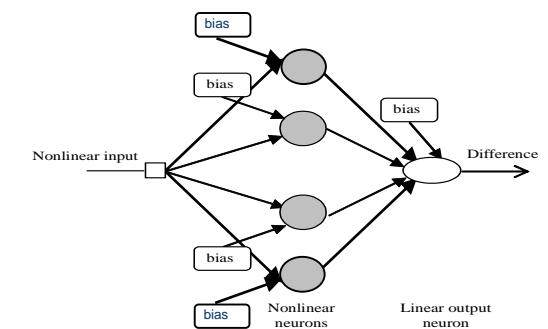
Linealizadores: GMR

MLP: Arquitectura 1:4:1



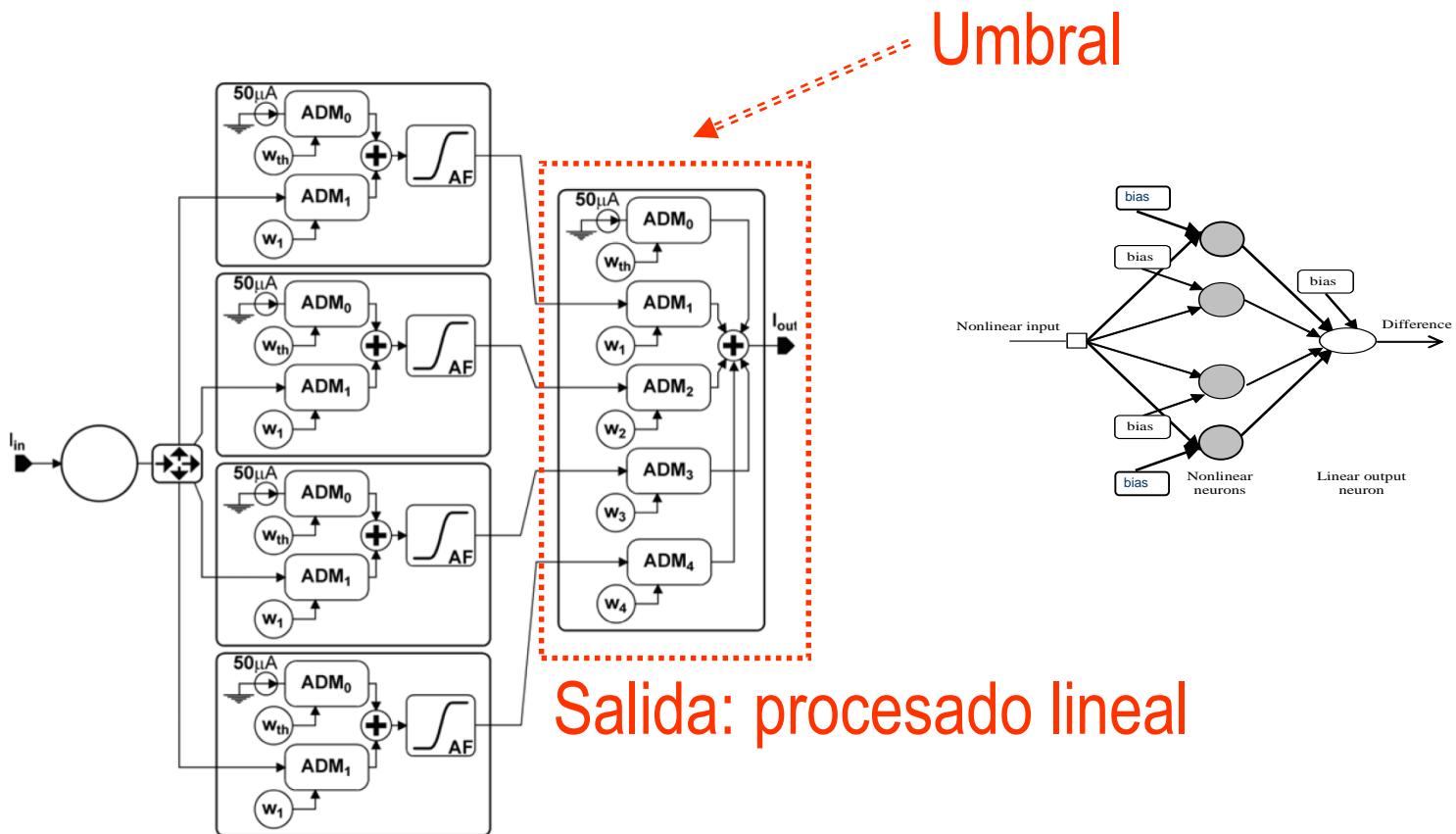
Umbral: entrada Ibias fija,
peso programable

capa oculta: procesado no lineal



Linealizadores: GMR

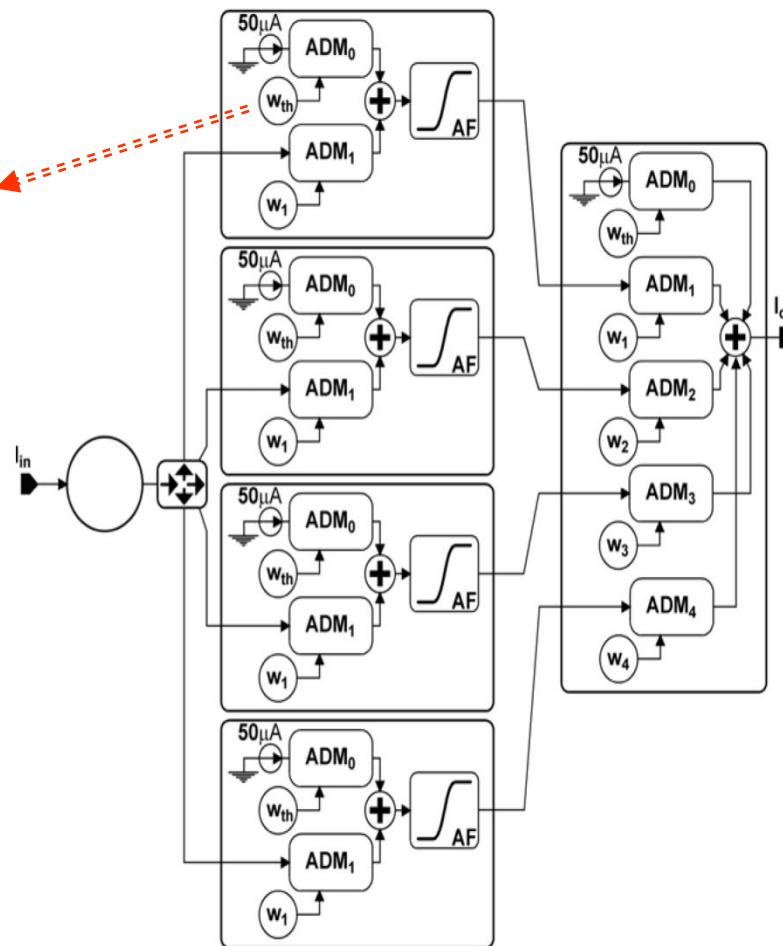
MLP: Arquitectura 1:4:1



Linealizadores: GMR

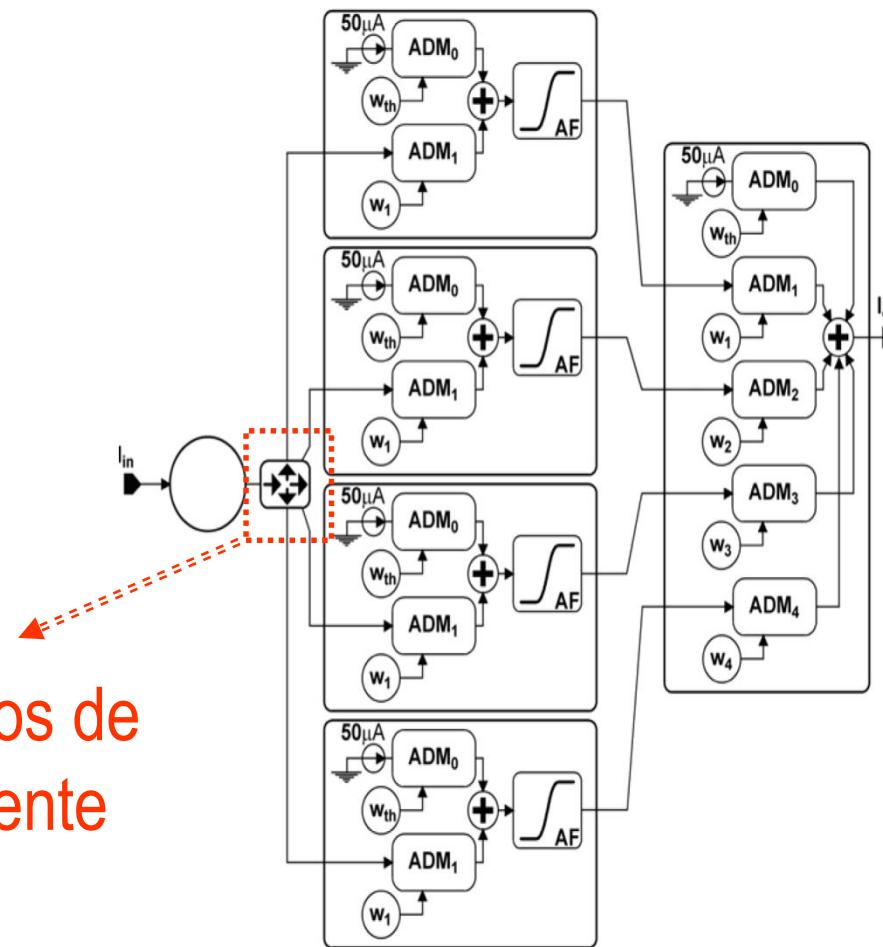
Unidad de almacenamiento

Pesos:
registros 8 bits
tipo D



Linealizadores: GMR

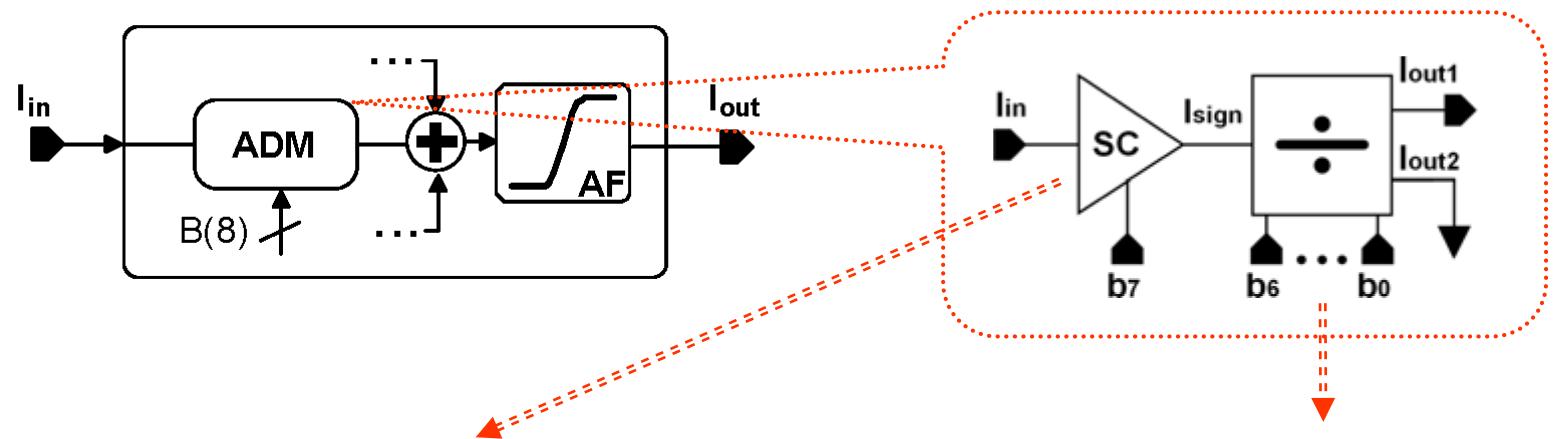
Bloques aritméticos



Linealizadores: GMR

Bloques aritméticos

- Multiplicador analógico-digital (ADM) de 8 bits

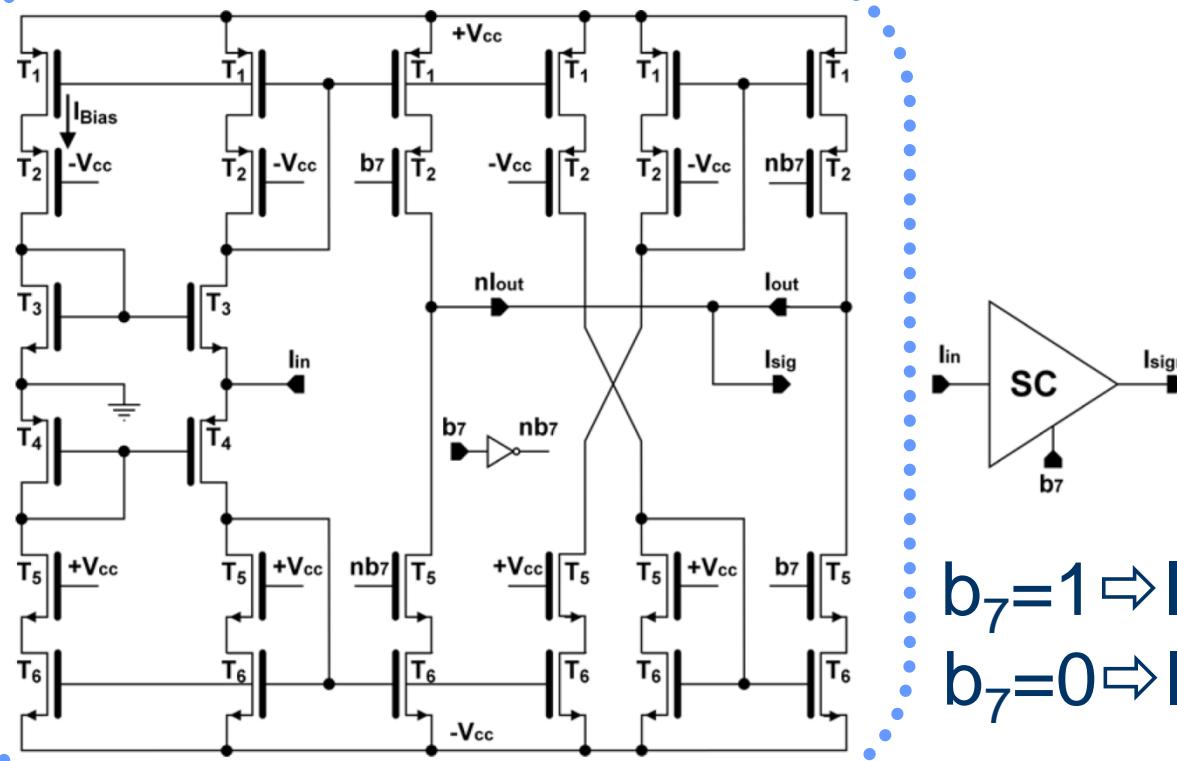


Sign Circuit (SC)
Selecciona el signo de la
operación en función de b_7

Multiplicador 7 bits
Multiplica la corriente de
entrada por un factor 0-1

Linealizadores: GMR

ADM (8)

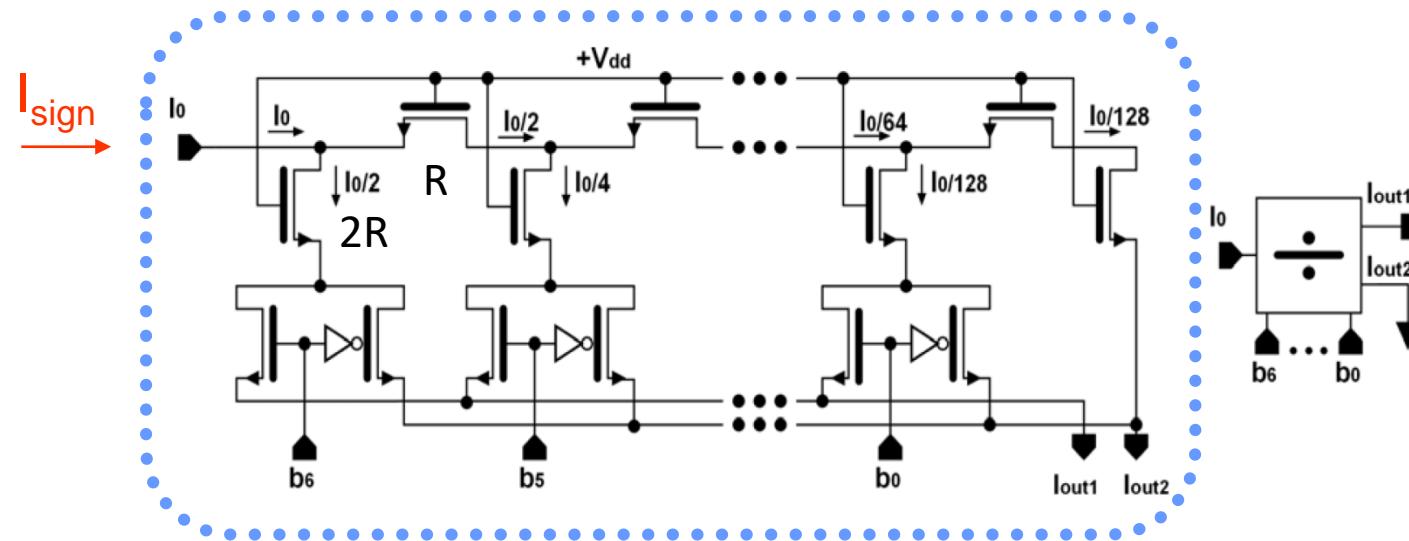


$$\begin{aligned}b_7 = 1 &\Rightarrow I_{sign} = I_{out} = I_{in} \\b_7 = 0 &\Rightarrow I_{sign} = nI_{out} = -I_{in}\end{aligned}$$

Linealizadores: GMR

ADM (8)

7-bit programmable MOS-based R-2R current ladder

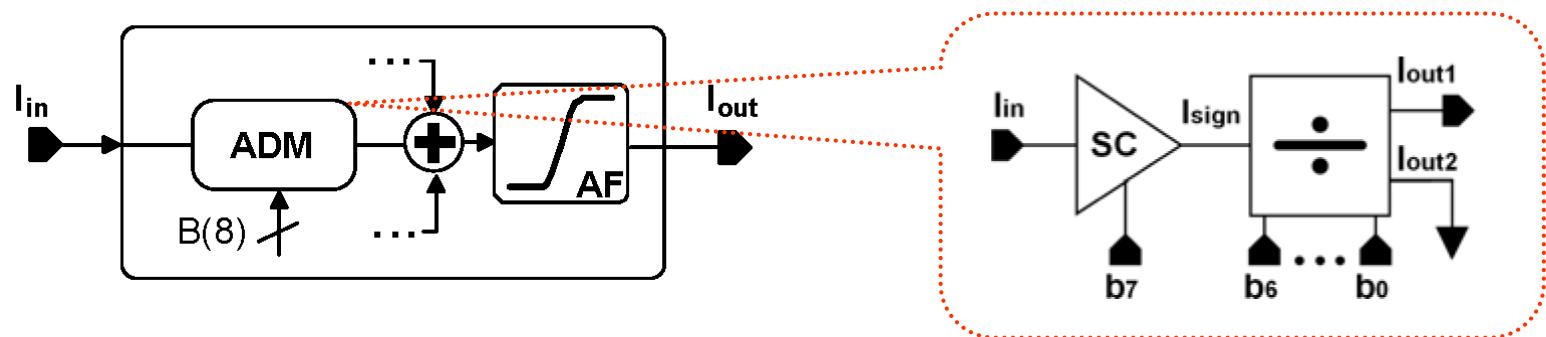


$$I_{out1} = \Delta I_o \quad \Delta = \frac{1}{2^n} \left(\sum_{j=0}^{n-1} b_j 2^j \right) \text{ with } n = 7$$
$$I_{out2} = (1 - \Delta) I_o$$

Linealizadores: GMR

ADM(8)

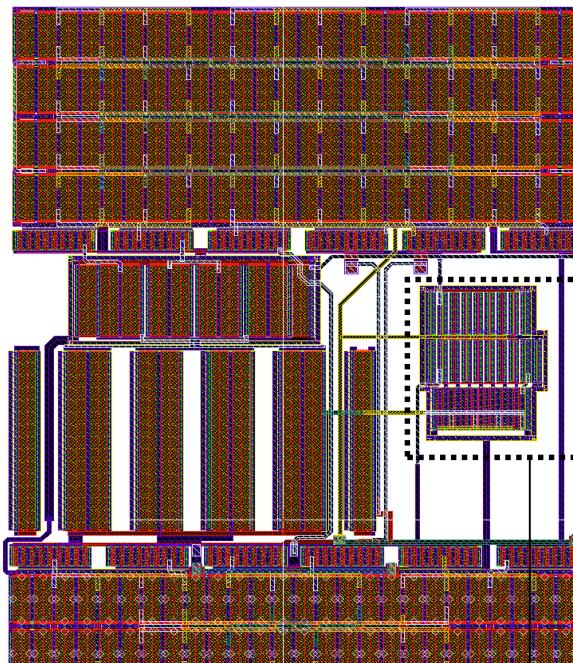
- Multiplicador analógico-digital (ADM) de 8 bits



$$I_{out1} = wI_{in} \quad \wedge \quad w = (-1)^{b_7} \frac{1}{2^7} \left(\sum_{j=0}^6 b_j 2^j \right)$$

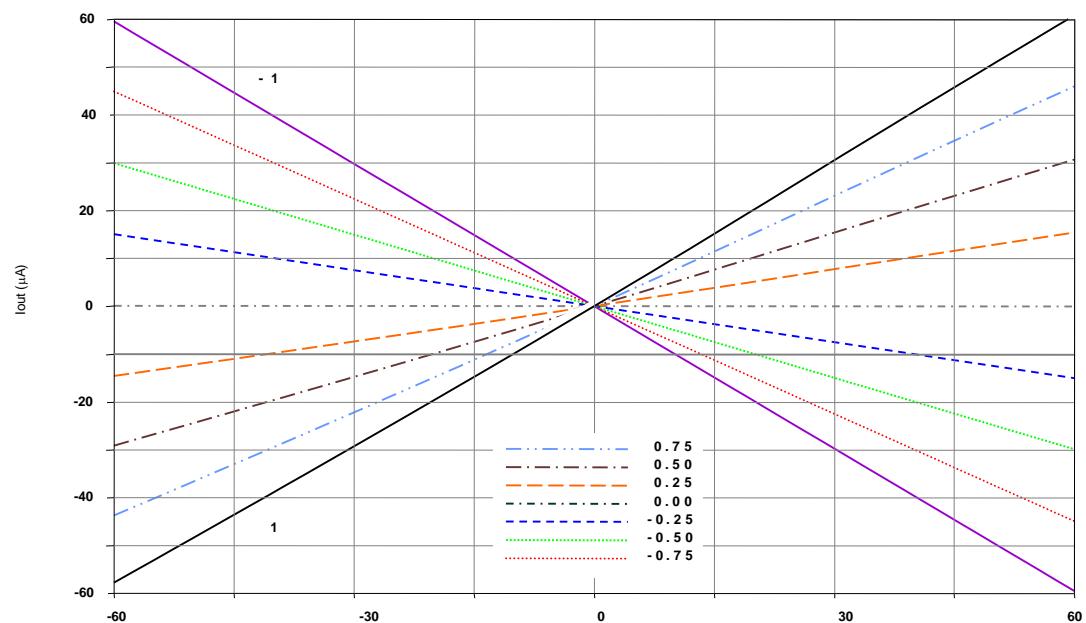
Linealizadores: GMR

Layout AMS
3.3 V- 0.35 μm



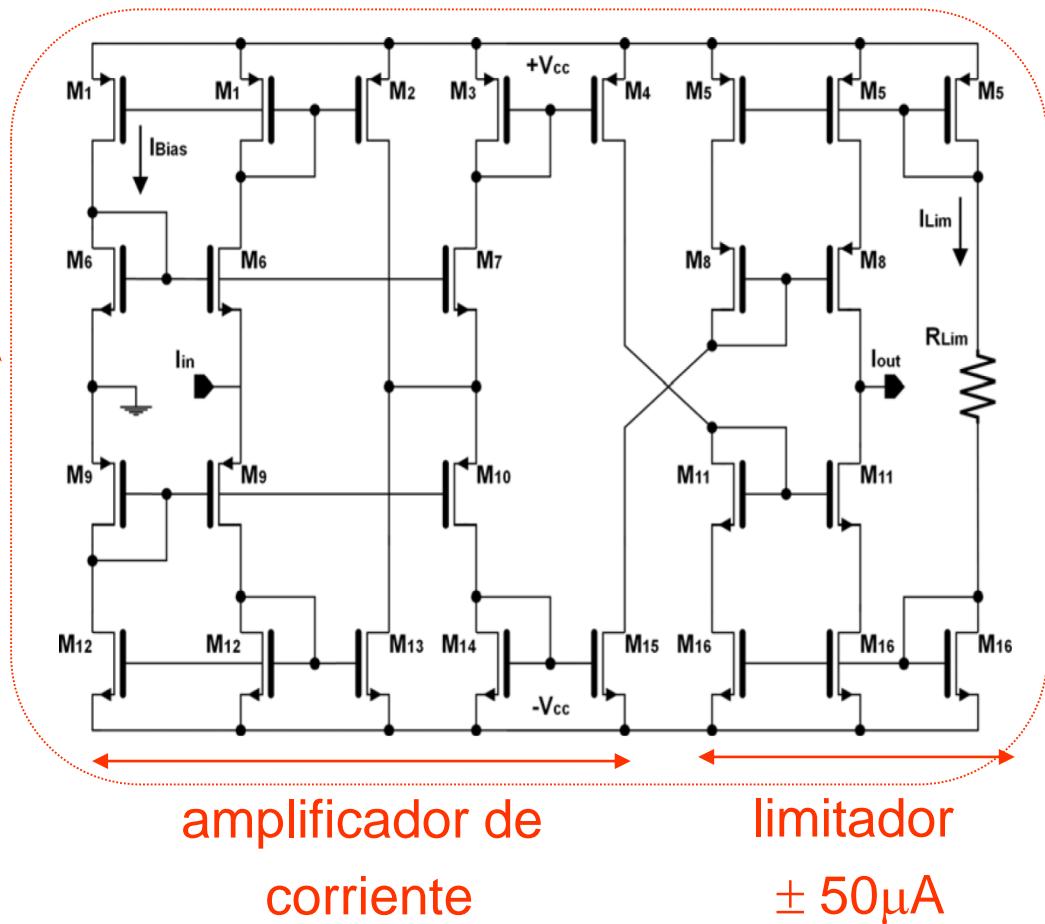
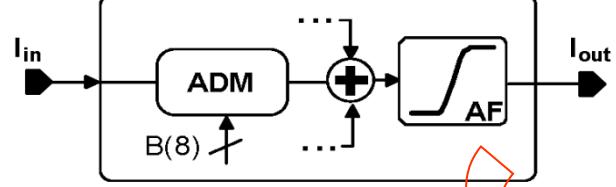
MOS R-2R

Resultados



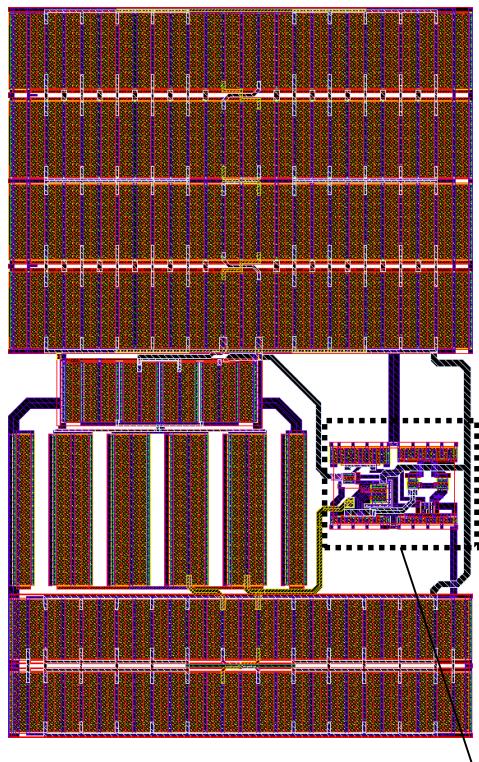
Linealizadores: GMR

Función Sigmoidal



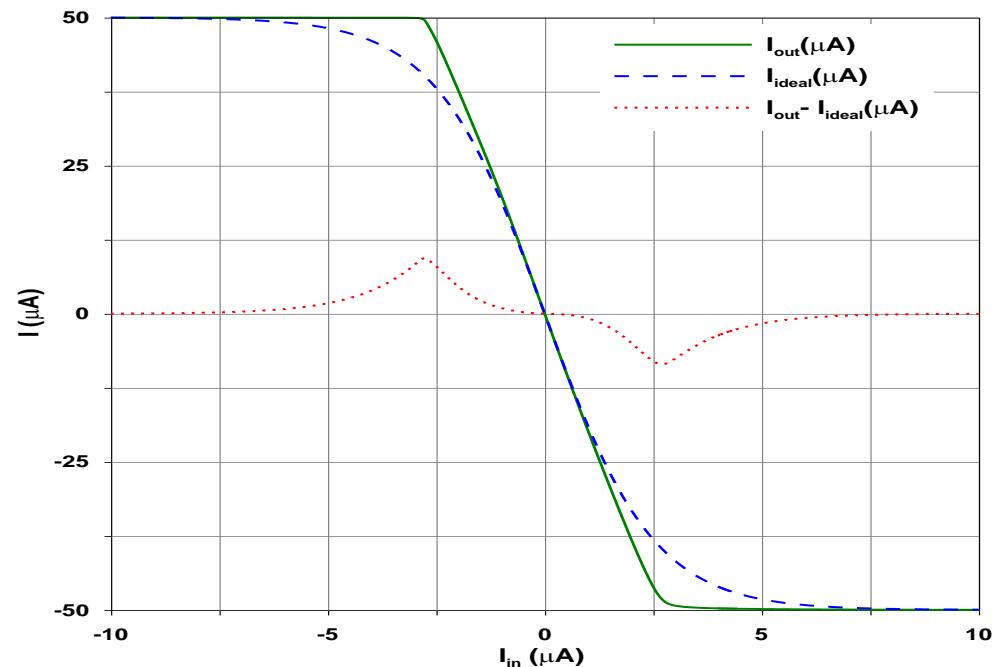
Linealizadores: GMR

Layout AMS
3.3 V- 0.35 μm



limitador

Resultados



Linealizadores: GMR

Sign Circuit

Active area	$13 \times 10^{-3} \text{ mm}^2$
Max. input resistance	13Ω
Mean input resistance	9Ω
Min. output resistance	$31 \text{ k}\Omega$
Mean output resistance	$149 \text{ k}\Omega$
Maximum power	$541 \mu\text{W}$
Mean power	$457 \mu\text{W}$
$\pm V_{cc}$	$\pm 1.65 \text{ V}$
b_7, nb_7	$\pm 1.65 \text{ V}$
$I_{Bias} (I_{in}=0)$	$30 \mu\text{A}$

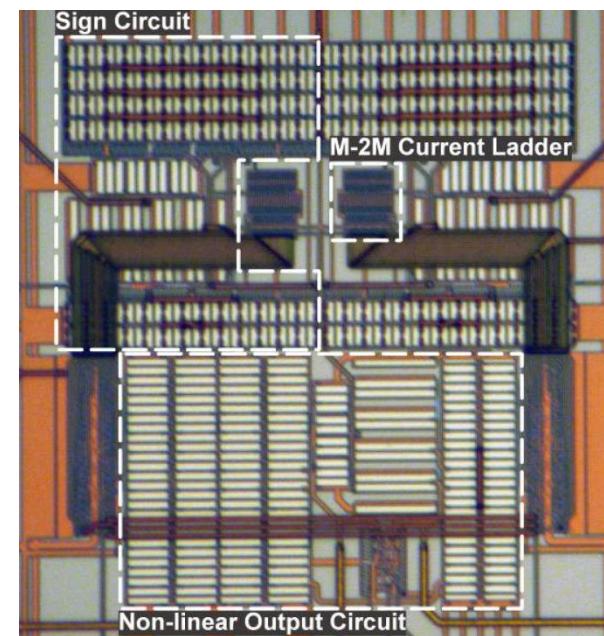
M-2M ladder

Active area	$165.4 \mu\text{m}^2$
Input resistance	325Ω
Min. output resistance	410Ω
Mean output resistance	615Ω
Quiescent power	79 pW
$+V_{dd}$	1.65 V
b_n	$\pm 1.65 \text{ V}$

Non-linear circuit

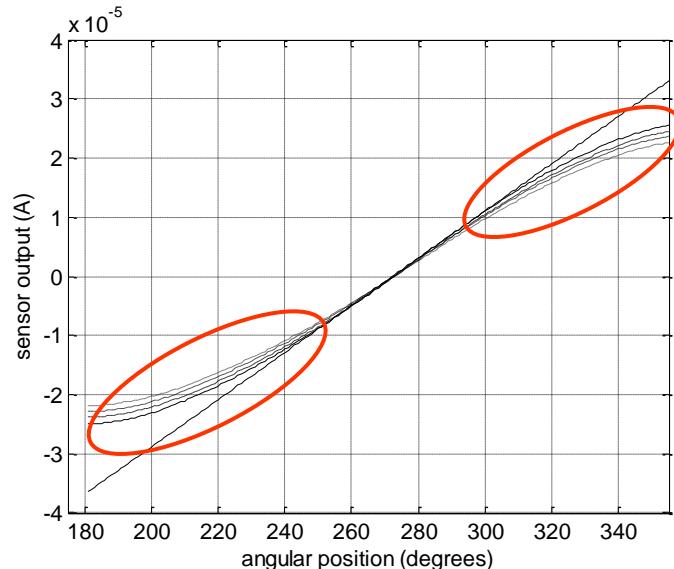
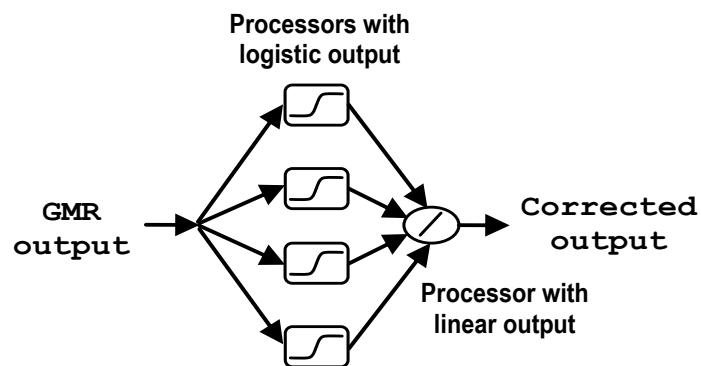
Active area	$4.73 \times 10^{-3} \text{ mm}^2$
Max. input resistance	13Ω
Mean input resistance	9Ω
Min. output resistance	$12 \text{ k}\Omega$
Mean output resistance	$15 \text{ k}\Omega$
Maximum power	2.0 mW
Mean power	1.8 mW

MLP 1:4:1



Linealizadores: GMR

- Estructura: MPL 1:4:1



- Aplicación: linealización de un sensor GMR
allowable error: 1 degree in the estimation of the angular pos.

Programabilidad: procesado adaptativo



compensar errores reajustando pesos

Linealizadores: GMR

Aprendizaje: perturbativo

❖ Ajuste de los pesos:

✓ Robusto ante variaciones en el comportamiento de los circuitos (hasta 30%)

✓ Rápido 1 . $W' = W + [pert_{ij}]$

$$2 . E = rms(\sum_k(o_k - f(W')))$$

Disminuye el error → Actualiza pesos

Linealizadores: GMR

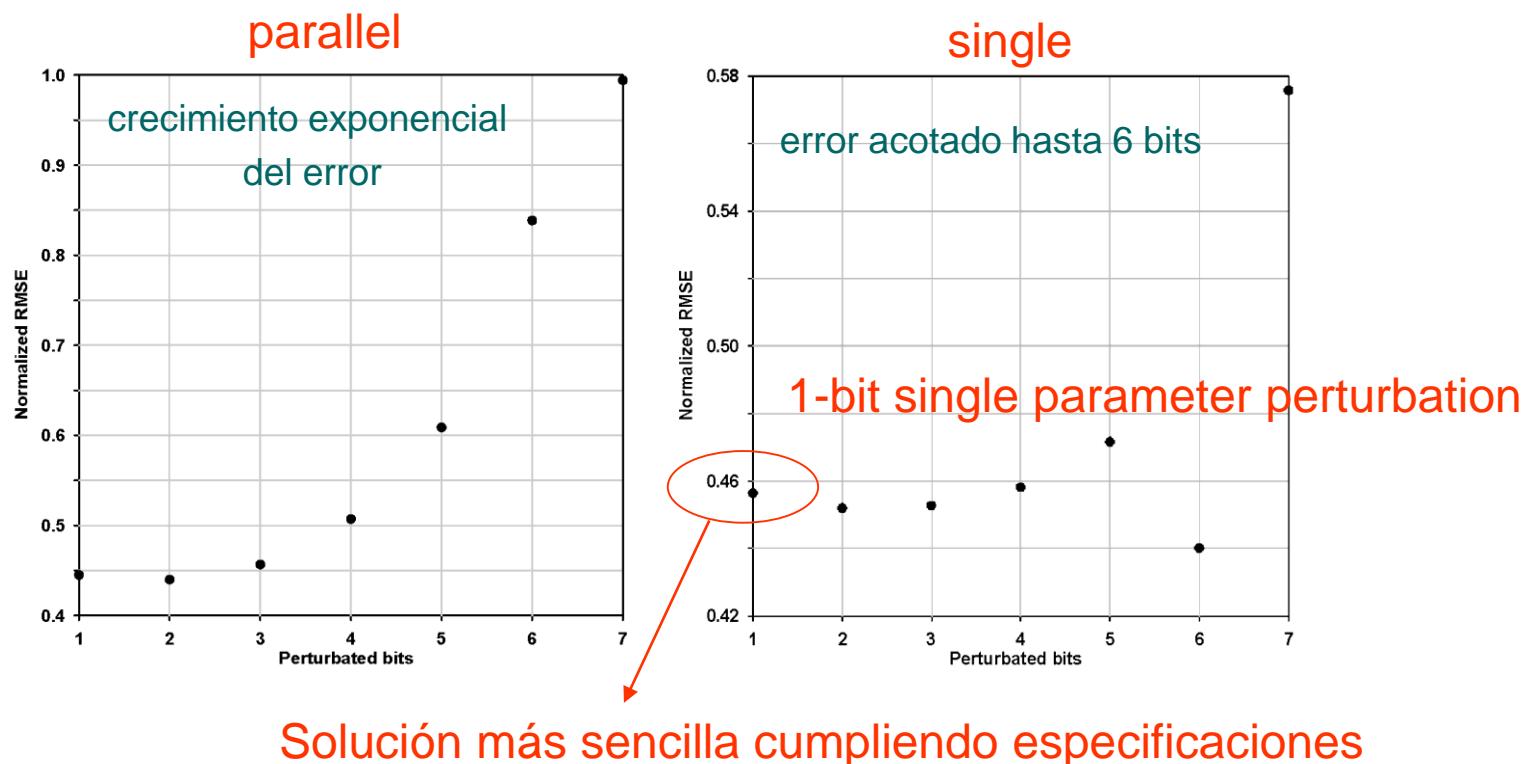
Aprendizaje perturbativo

- Dos métodos
 - Parallel perturbation: modificación de todos los pesos en la red, cada uno con una perturbación aleatoria
 - Single parameter perturbation: modificación de un solo peso en la red, con una perturbación aleatoria
- Condiciones de test:
 - 10 entrenamientos, limitados a 400 iteraciones
 - Calculamos el error promedio RMS de estos 10 entrenamientos

Linealizadores: GMR

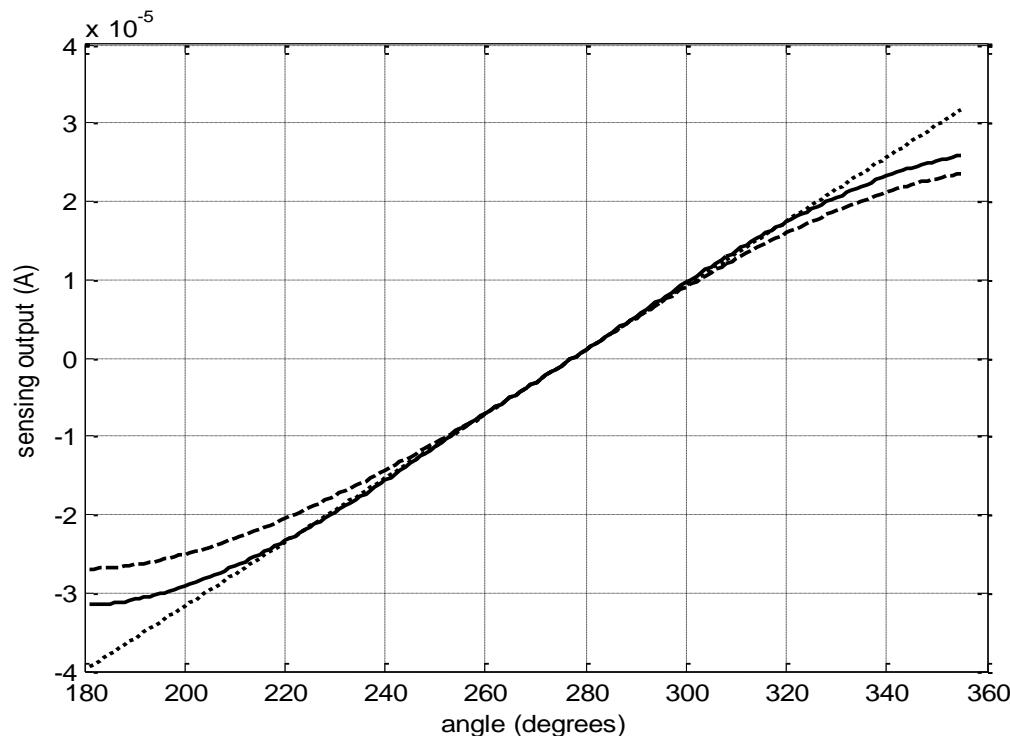
Aprendizaje perturbativo

- Resultados



Linealizadores: GMR

Resultado



Incremento global
del rango
en un 125%

Linealizadores: GMR

Efectos de mismatch

Linearization results for a GMR sensor for the complete conditioning circuit affected by mismatching

Simulation #	Angle (min)	Angle (max)	Improvement
Basic sensor	252	305	-----
Mismatch Case #1	215	331	119%
Mismatch Case #2	215	331	119%
Mismatch Case #3	216	323	102%
Mismatch Case #4	214	323	106%
Mismatch Case #5	214	329	117%
Mismatch Case #6	214	323	106%
Mismatch Case #7	211	323	111%
Mismatch Case #8	206	324	122%
Mismatch Case #9	214	323	106%
Mismatch Case #10	214	322	104%
Mean Results	216	322	100%



Incremento global
del rango
en un 100% incluso
con mismatch



El procesador adaptativo
trabaja adecuadamente
compensando los efectos
de mismatch

Linealizadores: GMR

¿Siguiente paso?

Compensación en Temperatura

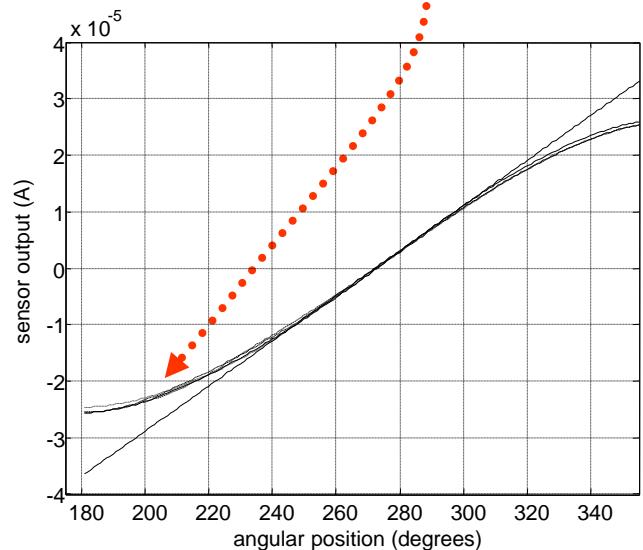
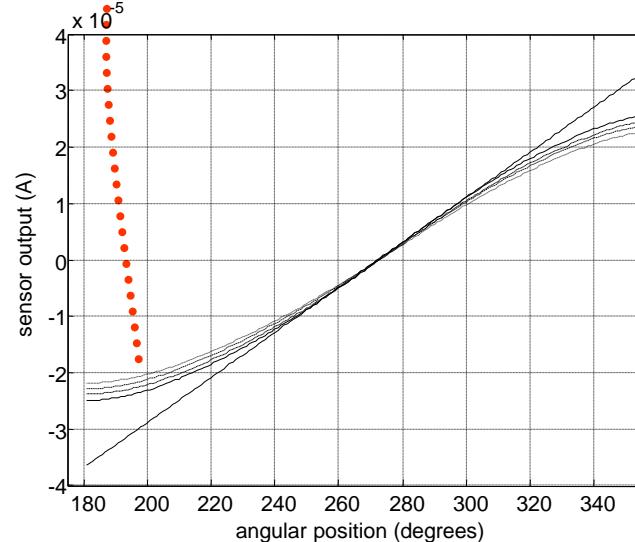
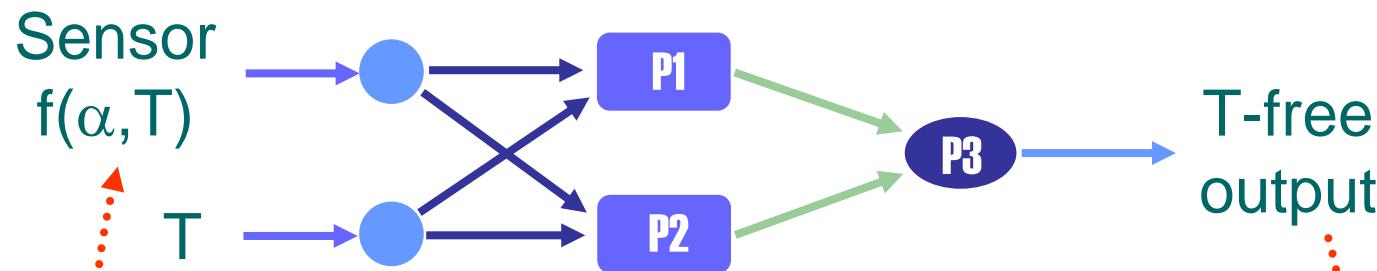
+

Linealización de la salida del GMR

Linealizadores: GMR

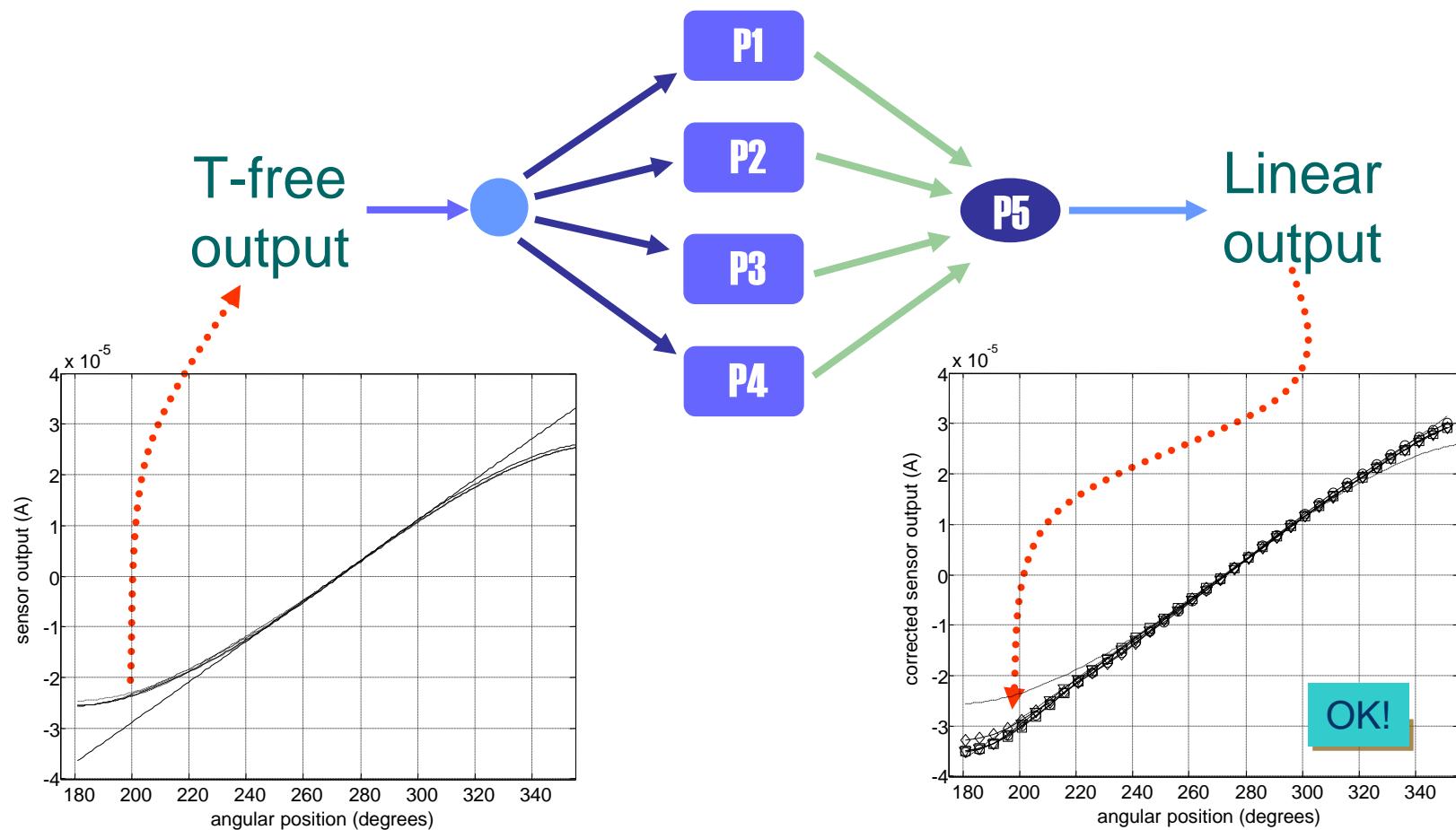
Primer paso: compensación de T

MPL 2:2:1



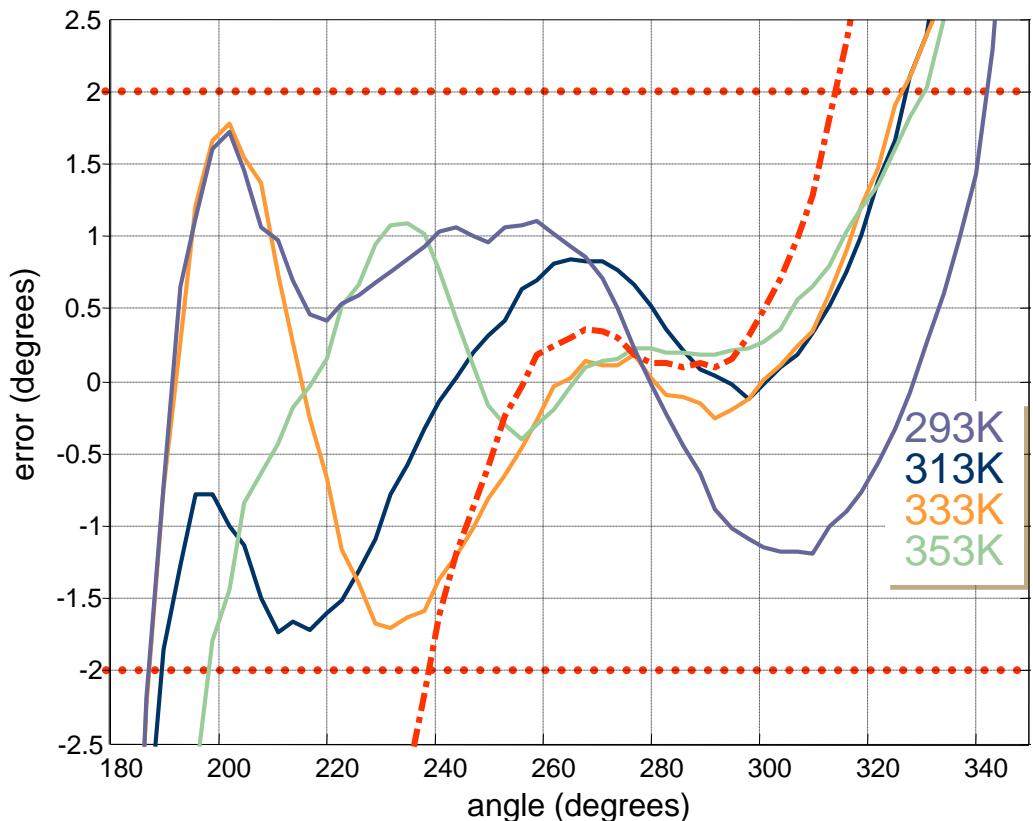
Linealizadores: GMR

Segundo paso: linealizar la salida



Linealizadores: GMR

Resultados



- Incremento global del rango en un 72%
- Sistema robusto ante efectos no deseados