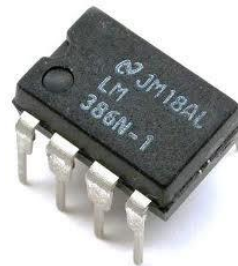




Electrónica Analógica

Capítulo 3: Amplificadores Operacionales: el A.O. Ideal.





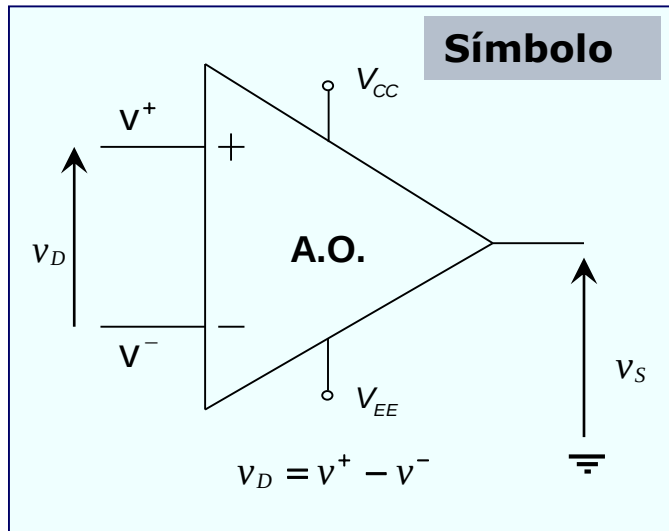
- ❑ Material de estudio:
 - Malik, capítulo 2, secciones:
 - *De 2.2 a 2.3.4; de 2.5.1 a 2.5.10; y 2.6*
 - Sedra-Smith, capítulo 2, secciones:
 - *De 2.1 a 2.6; y 2.9*
 - Hambley, capítulo 2.
 - En todos los casos:
 - *excluidas las dependencias internas con la frecuencia y el trabajo en "gran señal".*
- ❑ Gráficas extraídas de los textos y secciones detallados.



1. Amplificadores Operacionales
 - El A.O. ideal: símbolo, propiedades y zonas de funcionamiento
2. Configuraciones básicas del AO en Zona Lineal
 - Seguidor de tensión
 - Amplificador de tensión Inversor
 - Amplificador de tensión No-Inversor
 - Convertidores I-V, V-I
 - Sumador inversor
 - Amplificador diferencial
 - Amplificador de instrumentación
 - ...
3. Circuitos simples con elementos reactivos (C o L)
 - Configuraciones de interés: Derivador e Integrador
 - Filtros paso-bajo y paso-alto de orden uno.



1.-A.O. Ideal: símbolo, modelo y F. de T.

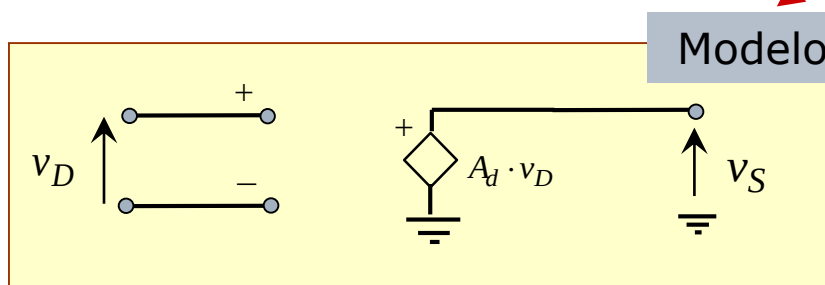


Amplificador integrado (C.I.).

Gran versatilidad:

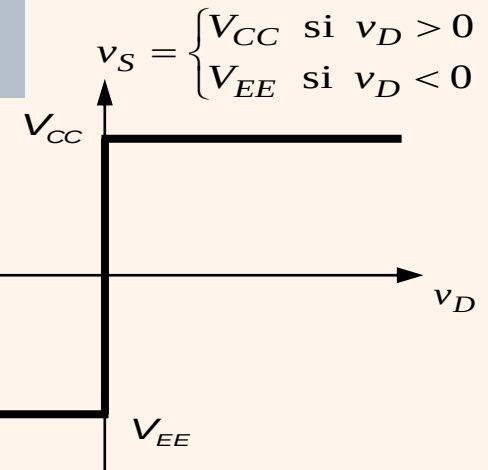
- Muchos tipos y aplicaciones
- Configuraciones típicas sencillas de analizar y diseñar

1ª aproximación: el A.O. ideal



+

Función de Transferencia

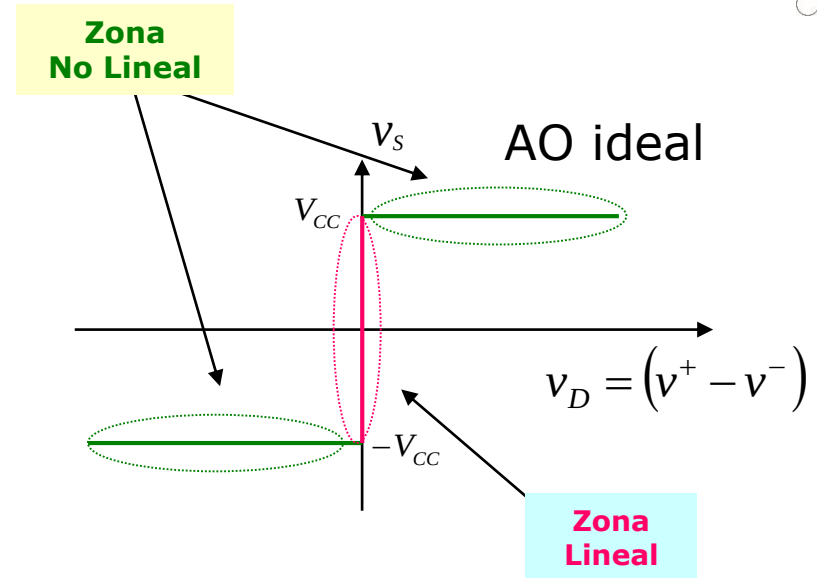
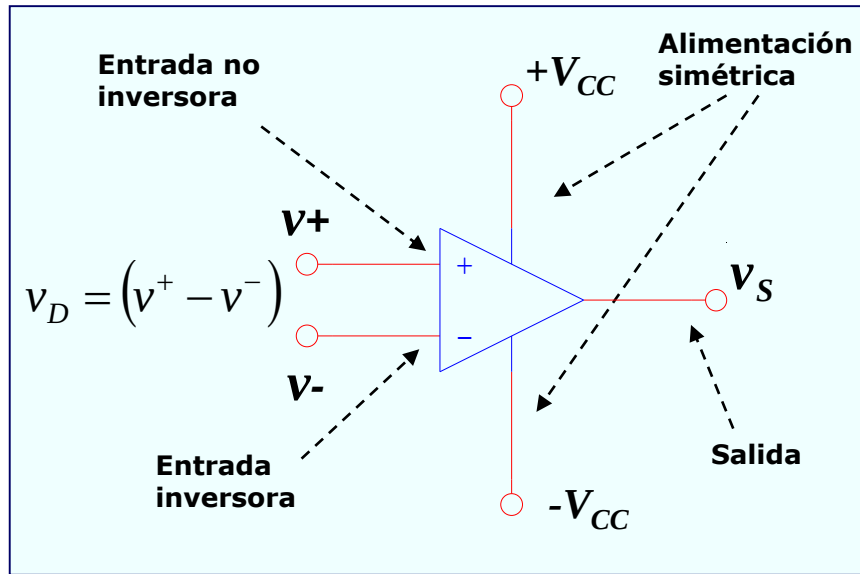


Es un amplificador diferencial ideal:

$$\begin{cases} A_d \rightarrow \infty \\ Z_e \rightarrow \infty, Z_s \rightarrow 0 \\ CMRR \rightarrow \infty \end{cases}$$



1.-A.O. Ideal: símbolo, modelo y F. de T. (ii)



Zona lineal: v_S proporcional a $v_D = (v^+ - v^-)$

Para estar en la zona lineal: $v_D = (v^+ - v^-) = 0$

$$v_S = A_d \cdot v_D = A_d \cdot (v^+ - v^-)$$
$$-V_{CC} < v_S < +V_{CC}$$

En ambas: Corrientes de entrada nulas

$$i^+ = i^- = 0$$

Zona no lineal: saturación

La salida es cte. (alta o baja):

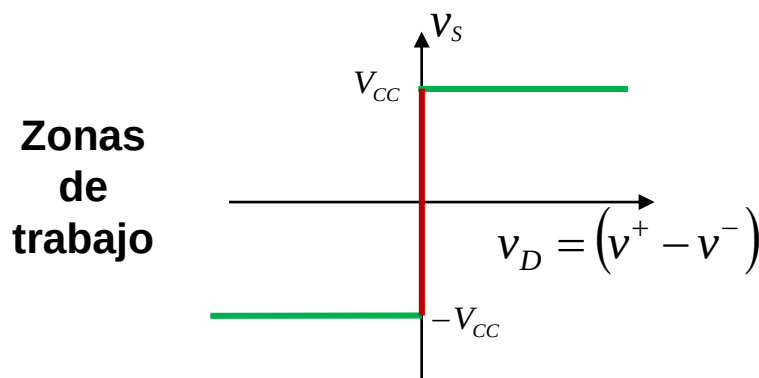
- 1) $v_S = +V_{CC}$ (si $v_D > 0$)
y
- 2) $v_S = -V_{CC}$ (si $v_D < 0$)



1.-A.O. Ideal: fijando la zona de trabajo



- ❑ ¿Cómo se logra fijar la zona de trabajo del A.O.?
 - Mediante el uso (o no) de redes externas que devuelven parte de la señal en la salida de vuelta a la entrada → **Realimentación (Re)**
 - Es un tema fundamental y será estudiado con detalle en su momento.
 - Para mantener al AO en **Z. Lineal**, se necesita **Re** negativa (**Re⁻**)
 - Si no hay **Re** o es contraria (positiva) el AO pasa a **Z. No Lineal**.



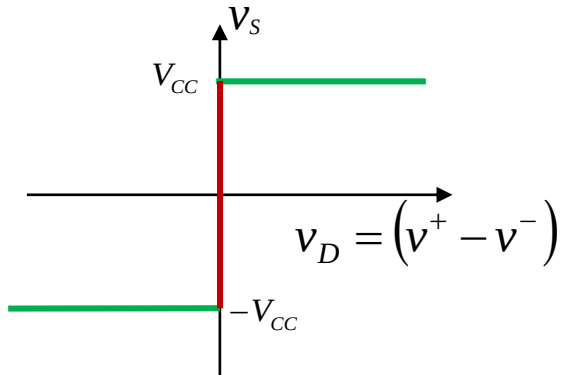
$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Zona } \underline{\text{LINEAL}} \Rightarrow v_s = A_d \cdot v_D = \infty \cdot v_D \rightarrow \text{¿solución?} \Rightarrow v_D = 0 \\ \text{Zona } \underline{\text{NO LINEAL}} \Rightarrow \text{Saturado, } v_D > 0 \rightarrow v_s = +V_{CC} \Leftrightarrow v_D < 0 \rightarrow v_s = -V_{CC} \end{array} \right.$$

Con **Re⁻**

Sin **Re**, o
con **Re⁺**



1.-A.O. Ideal: fijando la zona de trabajo

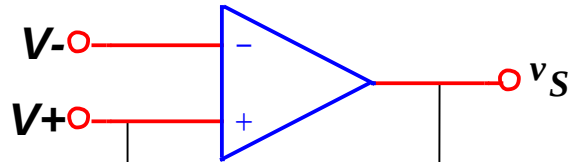
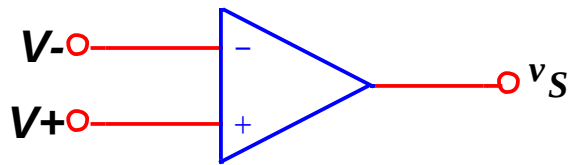


❑ ¿Cómo sabemos el tipo(*) de **Re**?

■ Observando la existencia o no de redes pasivas conectando salida con entrada:

- Si se derivan al terminal (v^-) será **Re⁻**
- Si se derivan al terminal (v^+) será **Re⁺**

A.O. en Zona No Lineal



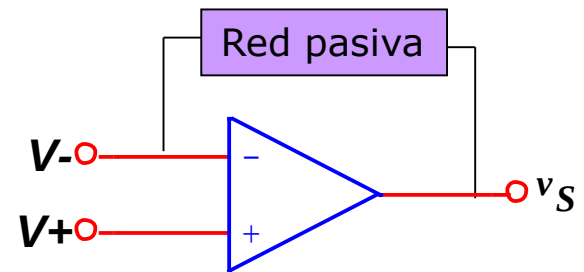
Red pasiva

Si $v_s \uparrow \Rightarrow V^+ \uparrow \Rightarrow v_s = A_d(V^+ - V^-) \uparrow$

Sin **Re**, o
con **Re⁺**

A.O. en Zona Lineal

Con **Re⁻**



Si $v_s \uparrow \Rightarrow V^- \uparrow \Rightarrow v_s = A_d(V^+ - V^-) \downarrow$

(*) **Ojo:** si la red de **realimentación** fuese activa, más complicada o dependiente con la frecuencia (L, C,...) es necesario estudiar en detalle el sentido de la **Re**.



2.-Aplicaciones en Zona Lineal

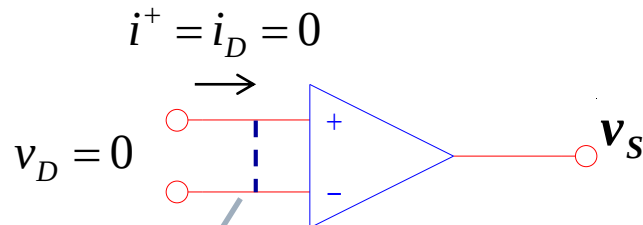


A.O. en Zona Lineal

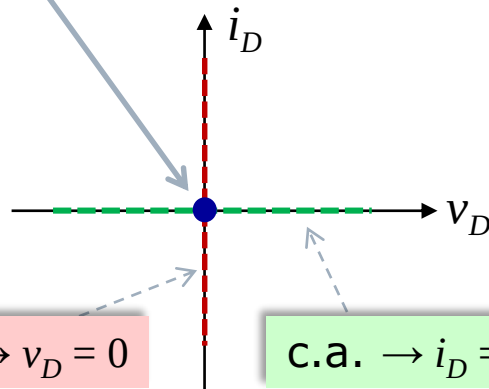
Condición necesaria **Re-**

■ En estas condiciones

- La v de entrada al AO es nula: $v_D = (v^+ - v^-) = 0$
- Además, en el AO ideal las corrientes en las entradas son nulas: $i^+ = i^- = 0$



Corto. virtual



C.C. $\rightarrow v_D = 0$

c.a. $\rightarrow i_D = 0$

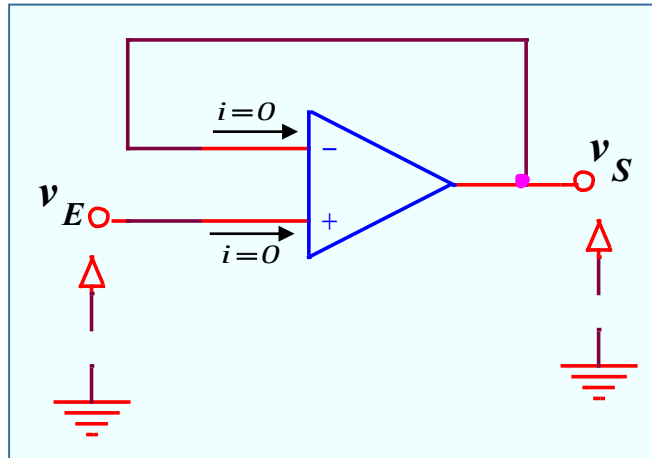
■ Se tiene que la entrada del AO en Z.L. se comporta como un **cortocircuito virtual**:

- Al **mismo tiempo** es cortocircuito ($v=0$)...
- ...y circuito abierto ($i=0$).
- Esta característica es exclusiva del AO ideal
- Si trazamos su curva ($i-v$) de entrada, se tiene **un punto** (la intersección de un c.c. con un c.a.): $(i_D, v_D) = (0,0)$

■ Esto simplifica **mucho** el trabajo con AO's



2.1.-Amplificador seguidor: $v_S = v_E$



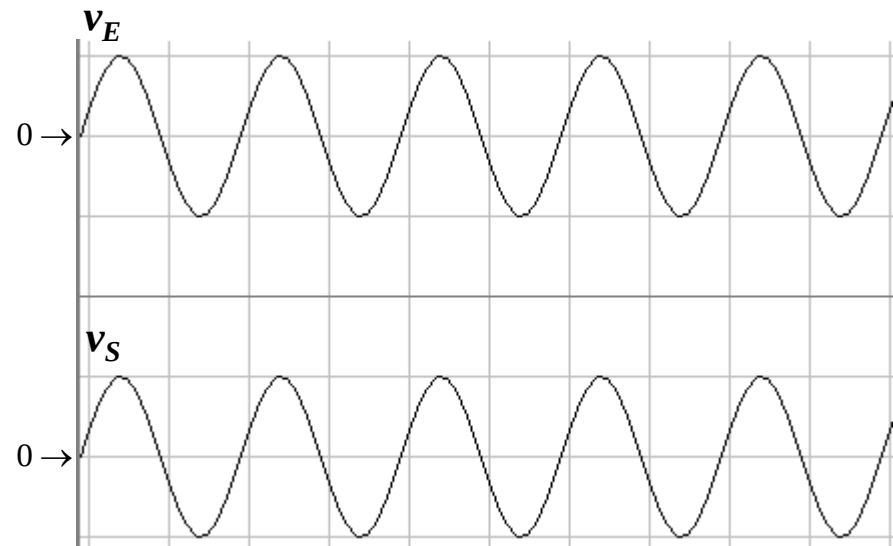
Amplificador de tensión ideal ($A_V = 1$)

Señal de salida igual a la de entrada

Permite adaptar impedancias entre dos circuitos, ya que la impedancia de entrada es muy grande y la de salida muy pequeña.

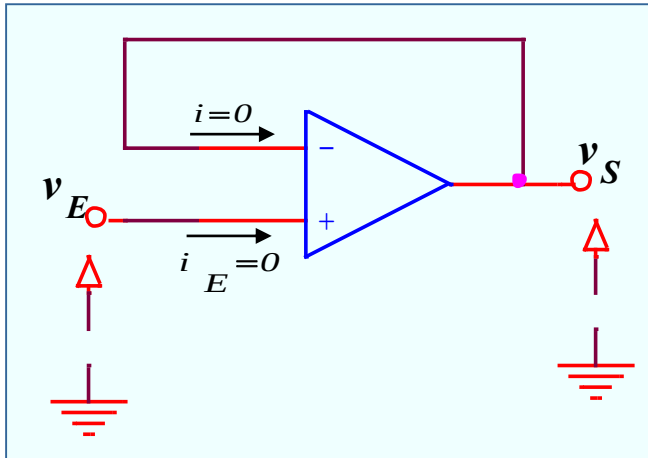
$$\left. \begin{array}{l} \mathbf{Re}^- \rightarrow v^- = v^+ \\ v^+ = v_E \\ v_S = v^- \end{array} \right\} v_S = v_E$$

$$\text{Impedancias} \left\{ \begin{array}{l} Z_e = \left. \frac{v_E}{i_E} \right|_{i_E=0} = \frac{v_E}{0} \rightarrow \infty \\ Z_s = \left. \frac{v_S}{i_S} \right|_{v_E=0} = \frac{0}{i_S} = 0 \end{array} \right.$$





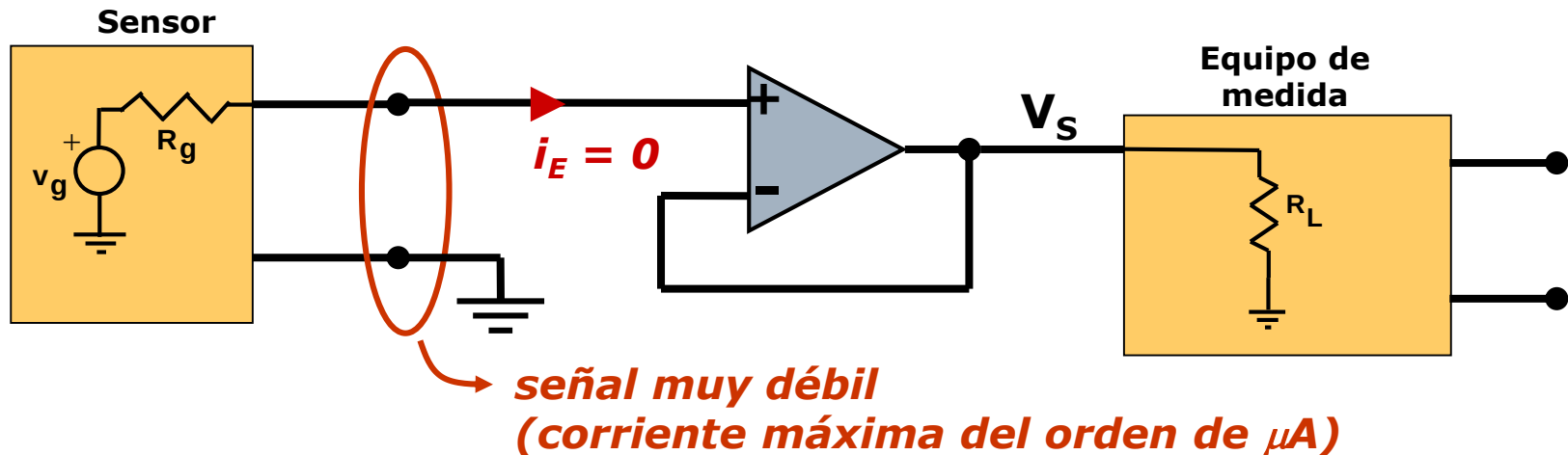
2.1.-Amplificador seguidor: aplicación típica



Adaptación entre un sensor y el circuito de medida: permite que la señal del sensor no se vea afectada por el equipo de medida.

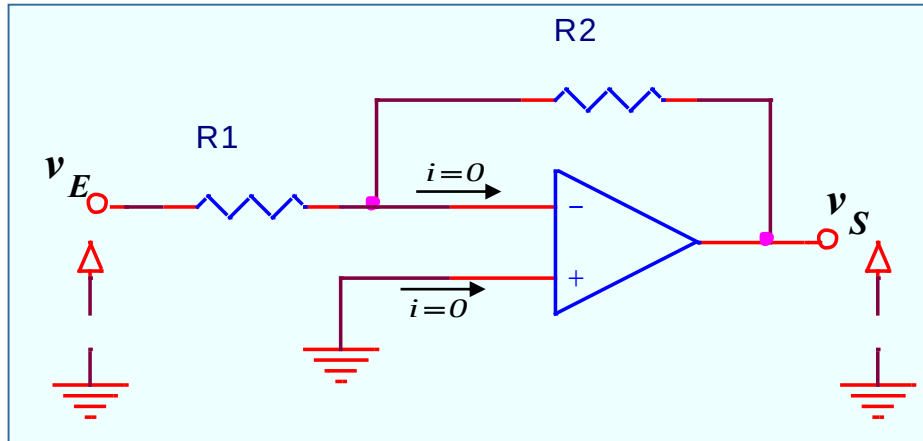
Como la impedancia de entrada del seguidor es muy alta (∞), la corriente suministrada por el sensor es cero (no depende de R_g).

Además v_s tampoco depende de R_L ya que la Z_s del operacional es cero.

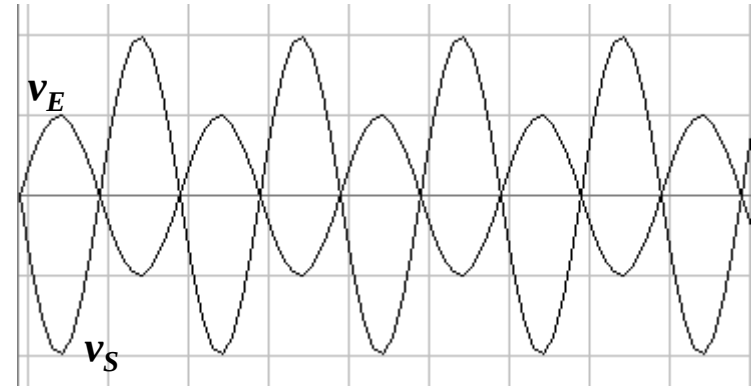




2.2.-Amplificador inversor: $v_S = -k \cdot v_E$



Amplificador de tensión inversor



3 ecuaciones y 3 incógnitas(v_S , V^+ , V^-)

$$\left. \begin{aligned} v^- &\rightarrow v^+ = v^- \\ v^+ &= 0 \rightarrow v^- = 0 \\ \frac{v_E - v^-}{R_1} &= \frac{v^- - v_S}{R_2} \end{aligned} \right\} v_S = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_E$$

$$R_1 = 1 \text{ K}\Omega, R_2 = 5 \text{ K}\Omega$$

$$t \rightarrow 0,5 \text{ ms} / \text{div}$$

$$v_E \rightarrow 2 \text{ V} / \text{div}$$

$$v_S \rightarrow 5 \text{ V} / \text{div}$$

- El módulo de la ganancia de este amplificador es igual a la relación R_2/R_1 .
- La señal de salida está invertida con respecto a la entrada

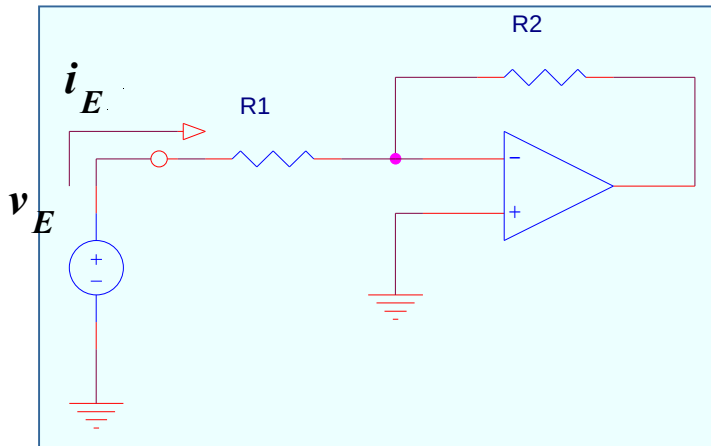


2.2.-Amp. inversor: impedancias terminales.

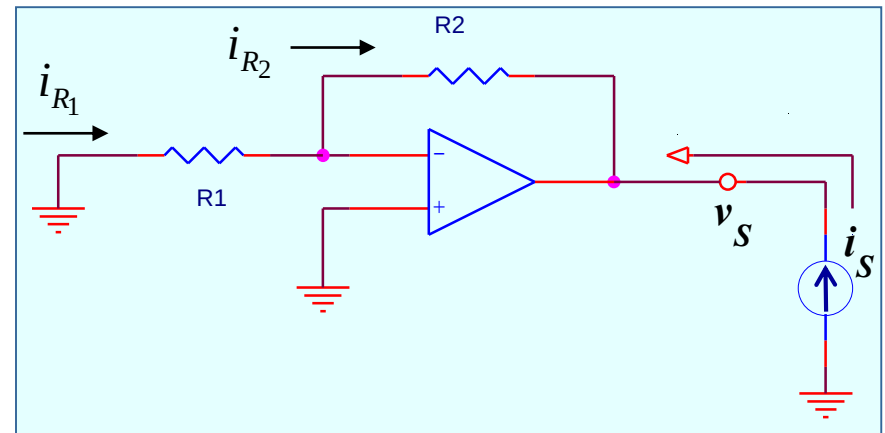


Para la estimación de las impedancias, aplicamos las técnicas ya estudiadas en Análisis de Circuitos:

Impedancia de entrada



Impedancia de salida

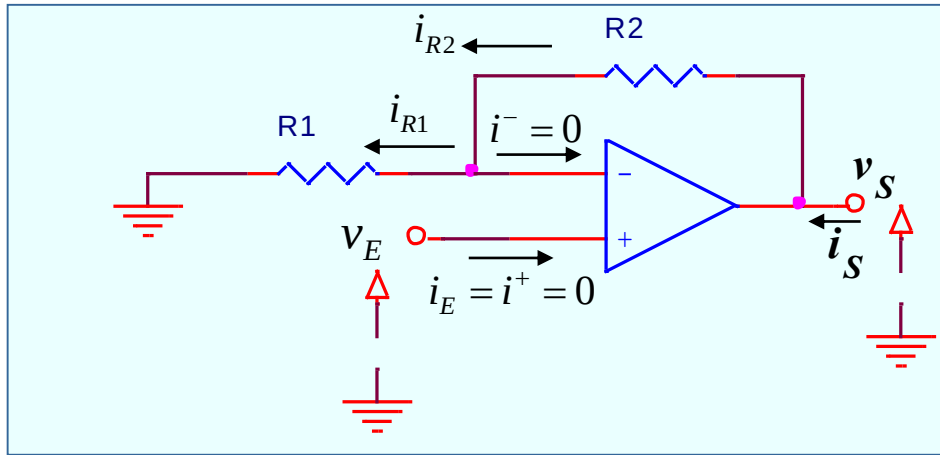


$$\left. \begin{array}{l} \mathbf{Re}^- \rightarrow v^- = v^+ \\ v^+ = 0 \end{array} \right\} Z_e = \frac{v_E}{i_E} = \frac{v_E}{\frac{v_E - v^-}{R_1}} = \frac{v_E}{v_E / R_1} = R_1$$

$$\left. \begin{array}{l} \mathbf{Re}^- \rightarrow v^- = v^+ = 0 \\ i_{R_1} = i_{R_2} = \frac{v_E}{R_1} = 0 \\ v_S = -R_2 \cdot i_{R_2} = 0 \end{array} \right\} Z_s = \frac{v_S}{i_S} = \frac{0}{i_S} = 0$$



2.3.-Amplificador no-inversor: $v_S = +k \cdot v_E$

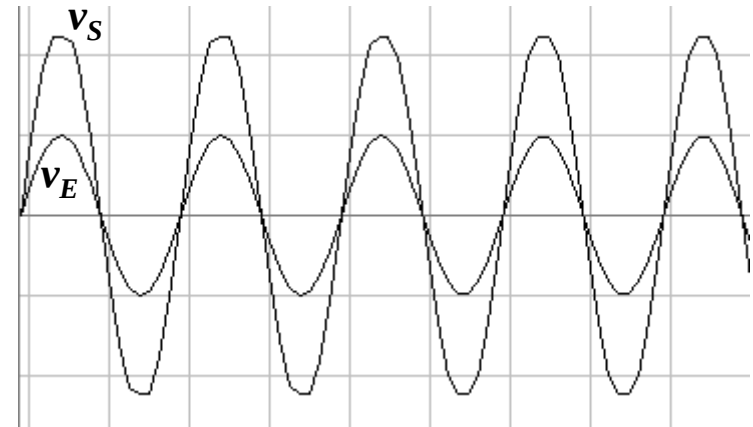


Analizamos el cto., usando las propiedades del A.O.

$$\left. \begin{aligned} v_E &= i_{R1} \cdot R_1 \\ i_{R2} &= i_{R1} = i \\ v_S &= i \cdot (R_1 + R_2) \end{aligned} \right\} \rightarrow G_V = \frac{v_S}{v_E} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$\left\{ \begin{aligned} Z_e &= \left. \frac{v_E}{i_E} \right|_{i_E=0} = \frac{v_E}{0} = \infty \\ Z_s &= \left. \frac{v_S}{i_S} \right|_{v_E=0} = \frac{0}{i_S} = 0 \end{aligned} \right.$$

Amplificador de tensión no inversor ideal



$$R_1 = 1 \text{ K}\Omega, R_2 = 5 \text{ K}\Omega$$

$$t \rightarrow 0,5 \text{ ms/div}, V_e \rightarrow 2 \text{ V/div}, V_S \rightarrow 5 \text{ V/div}$$

- El módulo de la ganancia de este amplificador es igual a $(1 + R_2/R_1)$
- Señal de salida no invertida respecto a la entrada.

Inconveniente (leve): **k** sólo puede ser **>1**.



2.4.-Convertidor corriente-tensión: $v_s = k_Z \cdot i_E$



Amplificador de transimpedancia: v_s es proporcional a i_G

Analizamos el circuito usando las propiedades del A.O. ideal en z. lineal:

$$\Rightarrow \begin{cases} \text{AO ideal} \rightarrow i^+ = i^- = 0 \\ \text{AO con Re}^- \rightarrow v^+ = v^- \end{cases}$$

Aplicamos tales relaciones y se obtiene:

$$\left. \begin{aligned} v^- = 0 &\Rightarrow i_{Rg} = 0 \Rightarrow i_2 = i_G \\ v_s &= -i_2 \cdot R_2 + v^- = -i_2 \cdot R_2 \\ &\Rightarrow \underline{v_s = -i_G \cdot R_2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow G_Z = \frac{v_s}{i_E} = -R_2 \text{ (}\Omega\text{)}$$

Ejercicio:

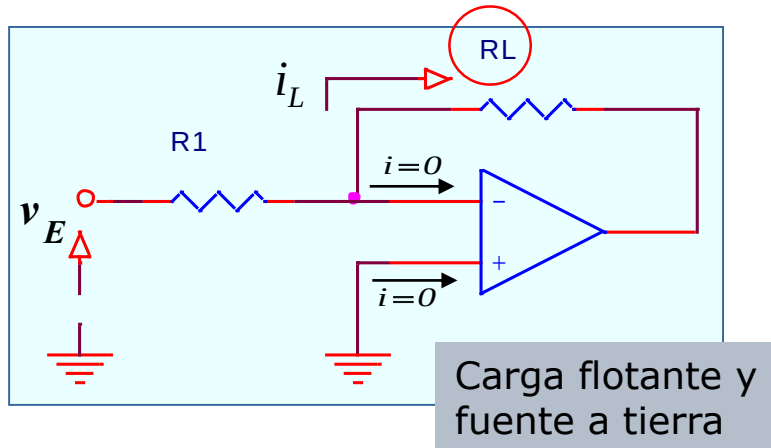
- **Demuestre** que los valores de las impedancias terminales de este amplificador son: $Z_E = 0$, $Z_s = 0$



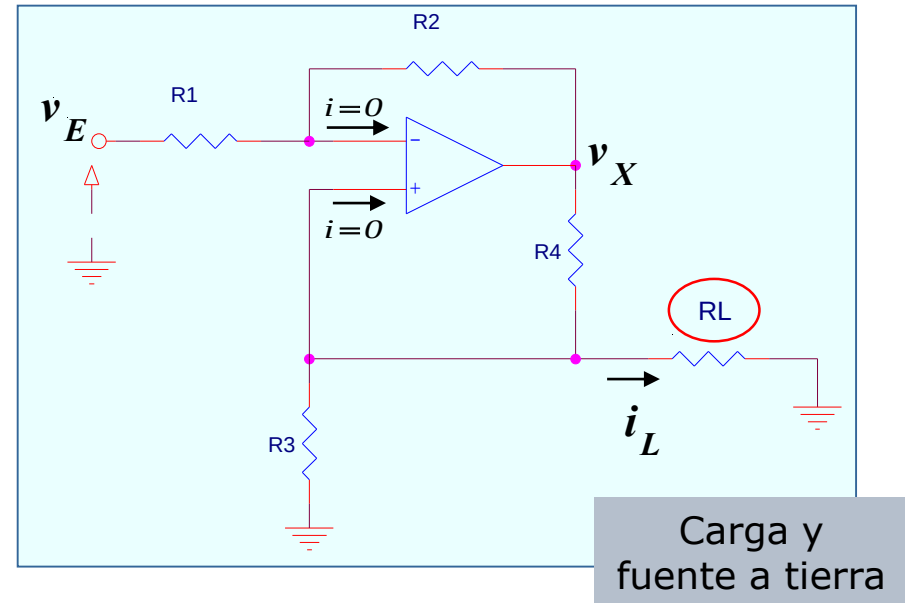
2.5.-Convertidor tensión-corriente: $i_s = k_Y \cdot v_E$

Amplificador de transadmitancia:

i_L es proporcional a v_E , y no depende la resistencia de **carga** R_L .



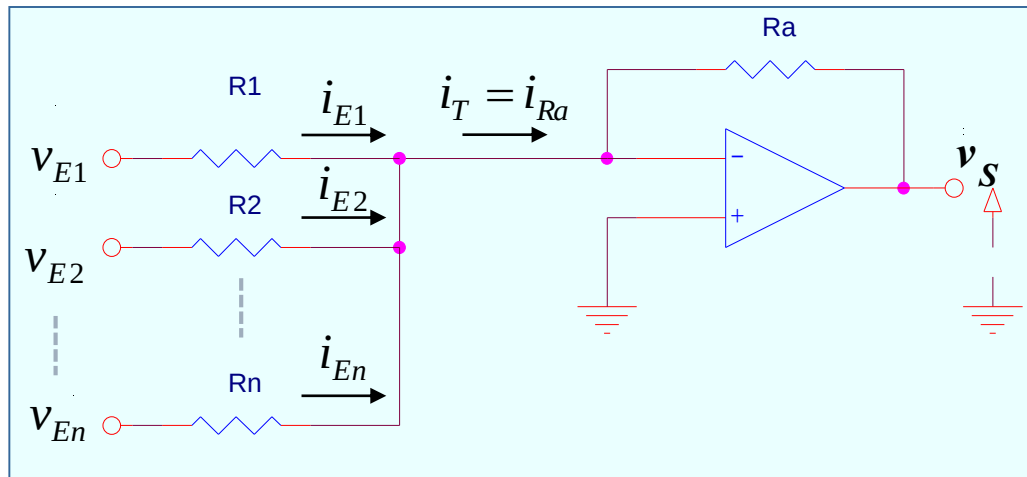
$$\left. \begin{array}{l} R^- \\ V^- = V^+ \\ V^+ = 0 \\ \frac{v_E - V^-}{R_1} - i_L = 0 \end{array} \right\} i_L = \frac{v_E}{R_1}$$



$$\left. \begin{array}{l} R^- > R^+ \\ V^- = V^+ \\ \frac{v_E - i_L R_L}{R_1} + \frac{v_X - i_L R_L}{R_2} = 0 \\ \frac{v_X - i_L R_L}{R_4} - \frac{i_L R_L}{R_3} - i_L = 0 \end{array} \right\} \text{Si } R_1 R_4 = R_3 R_2 \Rightarrow i_L = -\frac{v_E}{R_3}$$



2.6.-Sumador (*inversor*): $v_S = -k_i \cdot \sum v_{Ei}$



Se obtiene una señal de salida que es proporcional a la **suma ponderada**, en la relación R_a/R_i , de las diferentes tensiones de entrada.

El resultado de dicha suma está **invertida**.

La impedancia de entrada es diferente para cada entrada del sumador, si las diferentes R_i lo son.

$$\left. \begin{array}{l} \text{AO ideal} \rightarrow i^+ = i^- = 0 \\ \text{AO con Re}^- \rightarrow v^+ = v^- \end{array} \right\} \Rightarrow$$

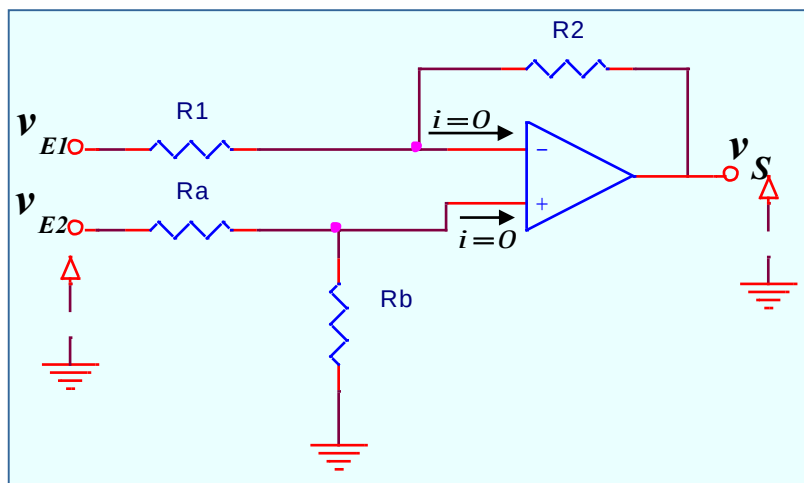
$$\Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} i_{E1} = \frac{v_{E1}}{R_1}; \quad i_{E2} = \frac{v_{E2}}{R_2} \quad \dots \quad i_{En} = \frac{v_{En}}{R_n} \\ i_T = i_{E1} + i_{E2} + \dots + i_{En} = \sum_1^n i_{Ei} \quad v_S = -i_T \cdot R_a \end{array} \right\} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow v_S = - \left(\frac{R_a}{R_1} \cdot v_{E1} + \frac{R_a}{R_2} \cdot v_{E2} + \dots + \frac{R_a}{R_n} \cdot v_{En} \right) = - \sum_1^n k_n \cdot v_{En}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{ei} = R_i \\ Z_S = 0 \end{array} \right.$$



2.7.-Amp. Diferencial: $v_S = k \cdot (v_{E2} - v_{E1}) = k \cdot v_D$



v_S es proporcional a la diferencia entre las dos señales de entrada $v_{E2} - v_{E1}$.

La impedancia de salida es nula.

Problemas de este cto.:

- La impedancia de entrada es diferente para cada entrada del amplificador (y distinta de ∞).
- Para ajustar la ganancia hay que variar **pares** de resistencias

$$\left. \begin{array}{l} R^- \\ V^- = V^+ \\ \frac{v_{E1} - V^-}{R_1} + \frac{v_S - V^-}{R_2} = 0 \\ \frac{v_{E2} - V^+}{R_a} + \frac{-V^+}{R_b} = 0 \end{array} \right\}$$

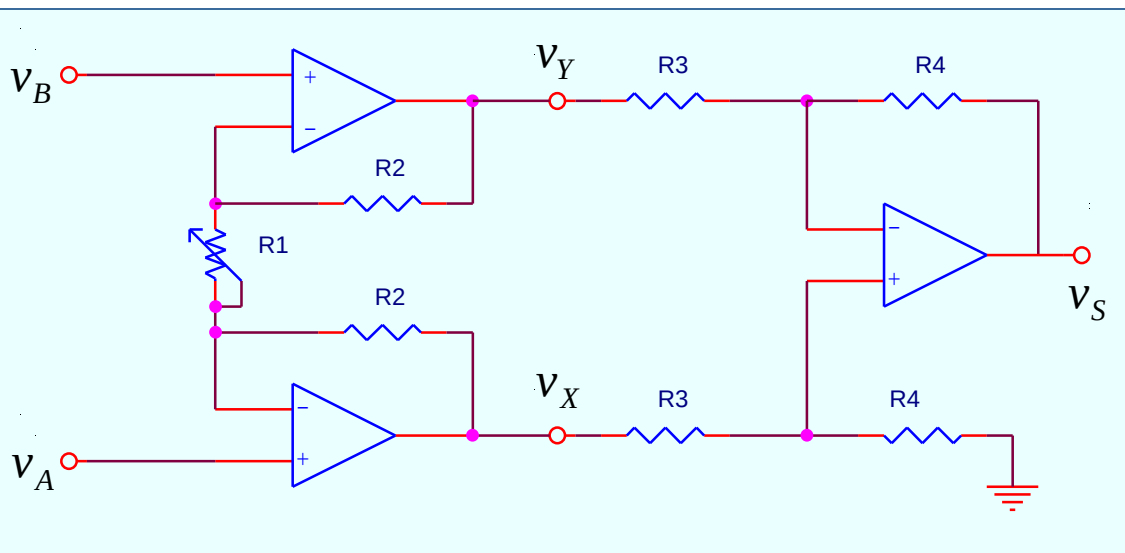
$$v_S = R_2 \left[\frac{-v_{E1}}{R_1} + \frac{v_{E2}}{R_a} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right]$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Si } R_1 = R_a \\ R_2 = R_b \end{array} \right\} \Rightarrow v_S = \frac{R_2}{R_1} \cdot (v_{E2} - v_{E1})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{e1} = R_1 \\ Z_{e2} = R_a + R_b \\ Z_{ed} = R_1 + R_a \\ Z_S = 0 \end{array} \right.$$



2.8.-Amp. de Instrumentación: $v_S = k \cdot (v_{E2} - v_{E1})$



La salida v_S es proporcional a la diferencia entre las dos señales de entrada $v_{E2} - v_{E1}$.

Puede analizarse como un amplificador de DOS etapas:

- Etapa 1: Dif(AB) $\rightarrow$ Dif(XY)
- Etapa 2: Dif(XY) $\rightarrow$ Asim.(S)

$$\left. \begin{aligned} v_S &= \frac{R_4}{R_3} (v_X - v_Y) \\ \frac{v_A - v_B}{R_1} &= \frac{v_X - v_Y}{R_1 + 2R_2} \end{aligned} \right\} \rightarrow v_S = \frac{R_4}{R_3} \cdot \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot (v_A - v_B) = A_d v_D \leftrightarrow \begin{cases} Z_{EA} = \infty \\ Z_{EB} = \infty \\ Z_S = 0 \end{cases}$$

Ventajas:

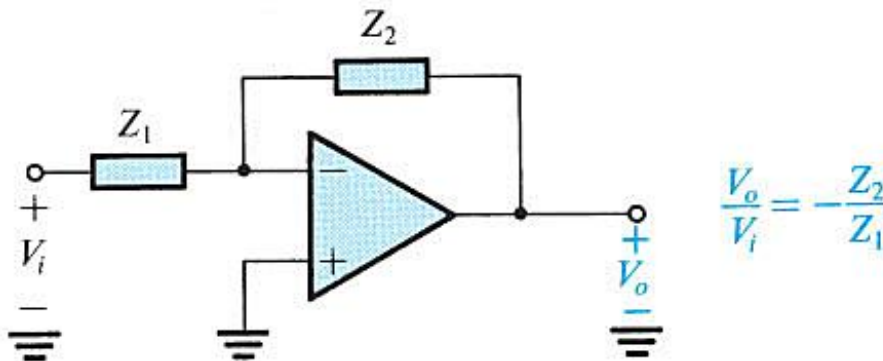
- Se puede ajustar la ganancia diferencial, A_d , variando sólo la R_1
- Las impedancias terminales son ideales: entradas (∞), salida (0).



3.-Amplificadores con elementos reactivos



- ❑ Formados por AO's ideales y **redes RLC**.
 - El AO ideal tiene BW infinito: desde DC (amp. de continua)
 - Las redes RLC introducen ceros y polos en la f. de ganancia
- ❑ Amplificador generalizado
 - Todas las configuraciones ya conocidas (p.e.: el inversor) pueden generalizarse en la frecuencia usando **impedancias**
- ❑ Ejemplo: amplificador inversor, *generalizado*.



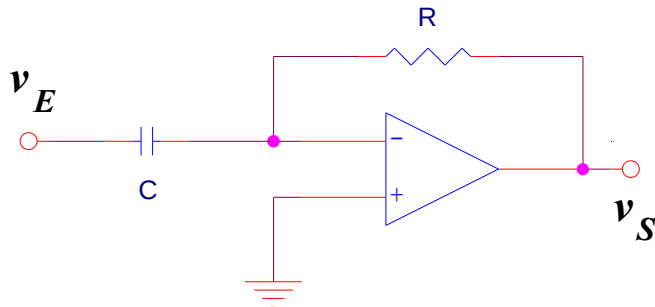
- Según sea la naturaleza de las impedancias **Z_2** y **Z_1** resultará un tipo distinto de respuesta.
- En consecuencia, la función del circuito podrá ser muy diferente.



3.1.-Derivadores e integradores



- ❑ Veremos ahora dos configuraciones de gran interés teórico
 - Su estructura es muy simple: un AO, una R y una C .
 - Con su estudio extraeremos relaciones y conclusiones interesantes.
- ❑ Circuito "**derivador**": la R , realimenta; la C , en la entrada.
 - Probemos primero a analizarlo como un *circuito inversor*
 - Trabajemos tanto en Laplace (en s), como en Fourier (r.p.s $\rightarrow j\omega$)



En *Laplace* (señales cualesquiera):

$$A(s) = \frac{V_s(s)}{V_E(s)} = \frac{-Z_2}{Z_1}(s) = \frac{-R}{1/Cs} = -RCs$$

En *Fourier* (fasores, sólo para r.p.s. - régimen permanente senoidal) :

$$A(j\omega) = \frac{V_s(\omega)}{V_e(\omega)} = \frac{-Z_2}{Z_1}(\omega) = \frac{-R}{1/j\omega C} = -RCj\omega$$

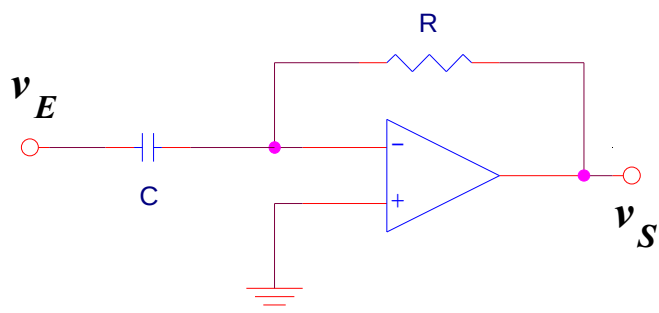


3.1.-Circuito Derivador, en r.p.s.



- Con las ganancias, podemos hallar la señal de salida, una vez conocida la señal de entrada.

■ Para r.p.s. → trabajamos con la ganancia en (ω) y con *fasores*:



Señal de entrada:

$$v_E(t) = M \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \Rightarrow V_e(\omega) = M \angle 0^\circ$$

Ganancia → relación entrada-salida:

$$A(j\omega) = -RCj\omega \Rightarrow V_s(\omega) = -RCj\omega \cdot V_e(\omega)$$

Señal de salida:

$$V_s = -RCj\omega_0 \cdot V_e = M' \angle -90^\circ \Rightarrow v_s(t) = (MRC\omega_0) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t - \frac{\pi}{2})$$

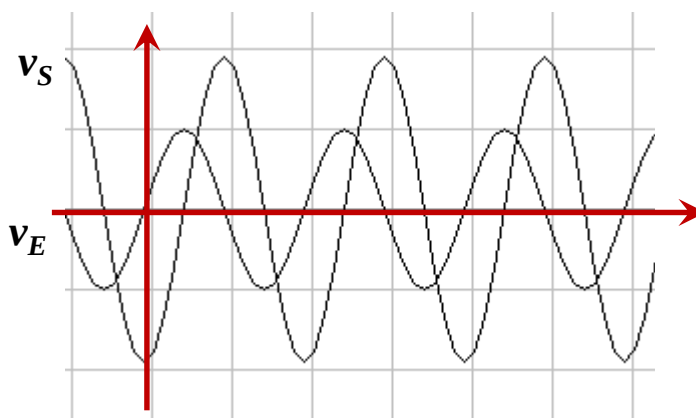
Ejemplo:

$$R = 2 \text{ k}\Omega, C = 150 \text{ nF}$$

$$f \rightarrow 1 \text{ kHz} \quad (\omega_0 = 6,28 \cdot 10^3 \frac{\text{rad}}{\text{s}})$$

$$v_E \rightarrow M = 2 \text{ V}$$

$$v_s \rightarrow M' = RC\omega_0 \cdot M \approx 3,8 \text{ V}$$



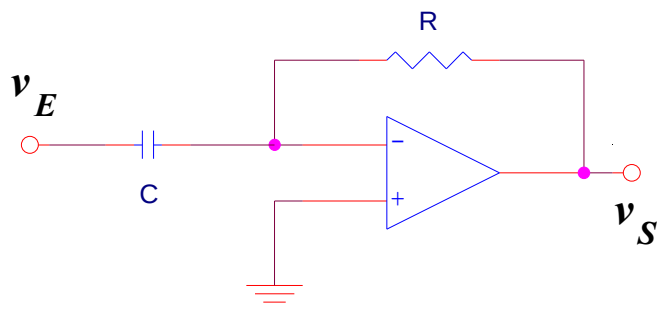
Nótese que la salida está desfasada 90° en atraso.



3.1.-Circuito Derivador, en *Laplace*

❑ ¿Por qué se llama derivador?.

■ Es más *evidente* si generalizamos en *Laplace* (cualquier señal):



Señal de entrada:

$$v_E(t) = f(t)|_{t \geq 0} \Rightarrow V_E(s)$$

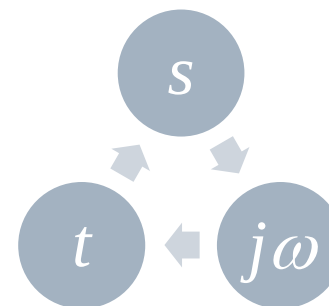
Ganancia $\rightarrow$ relación entrada-salida:

$$A(s) = -RCs \Rightarrow V_S(s) = -RC \cdot s \cdot V_E(s)$$

- La salida es la entrada multiplicada por una cte. y por 's' (i!)
- En *Laplace*, multiplicar una variable por 's' equivale a '**derivarla**'
 - Por ejemplo (ver el caso r.p.s.) la derivada de un **seno** es un **coseno**!

❑ Recordemos que...:

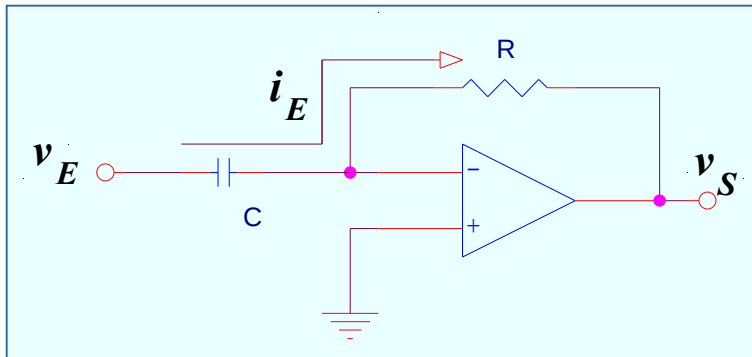
- Según las **condiciones** del problema podemos trabajar en '**s**', '**j ω** ' o en '**t**'
- ¡Utilicemos el entorno más conveniente!





3.1.-Circuito derivador, en t : $v_S = k \cdot d(v_E)/dt$

- ❑ El análisis en ' t ' puede hacerse buscando relaciones **v - i** .
 - Pero al haber elementos reactivos (C o L) hemos de usar las **propiedades físicas** definidas por sus **ecuaciones diferenciales**:



La ecuación diferencial (v , i) en un C es:

$$\left. \begin{array}{l} v_S(t) = -R \cdot i_E(t) \\ i_E(t) = i_C(t) \\ i_C(t) = C \cdot \frac{dv_E(t)}{dt} \end{array} \right\} \rightarrow \begin{array}{l} \text{Por tanto, en la salida:} \\ v_S(t) = -RC \frac{dv_E(t)}{dt} \end{array}$$

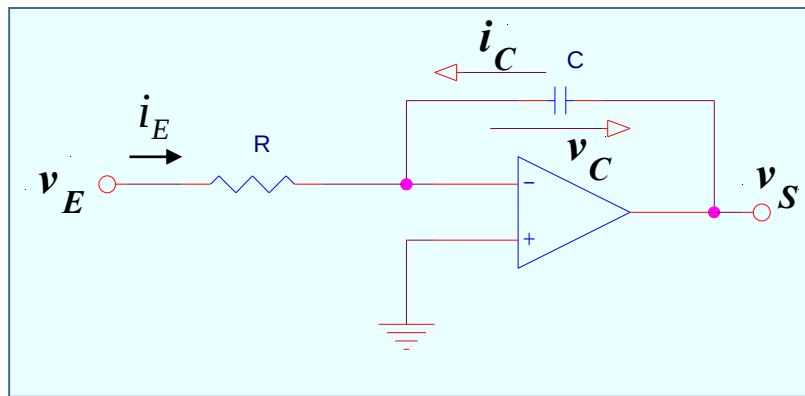
- Comprobamos que la señal de salida v_S es proporcional a la **variación** de la señal de entrada, o sea, a su **derivada temporal**
 - de ahí viene su **aplicación** (y su nombre) como **circuito derivador**.
- Si la entrada es complicada en t (p.e. una señal triangular) el análisis en t suele ser más fácil que su alternativa en *Laplace*.



3.1.-Circuito integrador, en t : $v_s = k \cdot \int(v_E)dt$

□ Permutando R y C , obtenemos el circuito **integrador**:

- La salida (v_s) es proporcional a la integral de la señal de entrada. Para resolverlo en t usamos de nuevo la ec. diferencial del C :



$$\hookrightarrow i_C(t) = C \frac{dv_C(t)}{dt} \Leftrightarrow v_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_C(t) dt + V_C(0)$$

$$\left. \begin{aligned} v_s(t) &= v_C(t) \\ i_C(t) &= -i_E(t) \\ i_E(t) &= \frac{v_E(t)}{R} \end{aligned} \right\} \rightarrow$$

Por tanto, en la salida:

$$v_s(t) = -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^t v_E dt + v_C(t_0)$$

- Recuerde: si la forma de onda de entrada es complicada en t (p.e. una señal cuadrada) el análisis en t suele ser el más fácil.
- Trabajando en r.p.s. o en *Laplace* podremos usar sus ganancias
 - Recuerde que, en Laplace, dividir por ' s ' una variable es 'integrarla'

$$A(j\omega) = \frac{V_s(\omega)}{V_e(\omega)} = \frac{-1}{RCj\omega}$$

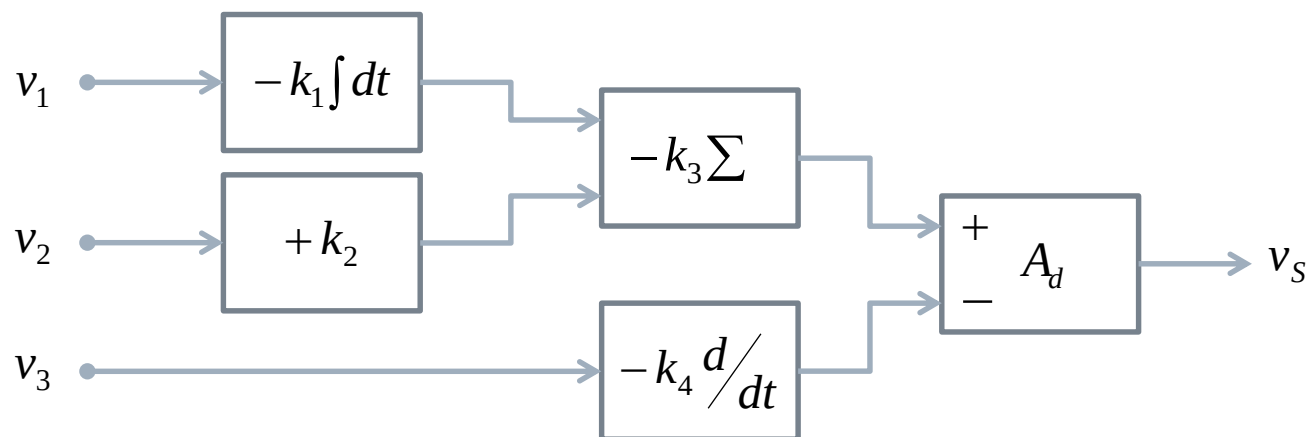
$$A(s) = \frac{V_s(s)}{V_E(s)} = \frac{-1}{RCs} \Rightarrow V_s(s) = \frac{-1}{RCs} \cdot V_E(s)$$



Ejemplos (ejercicios para estudio personal)



1. Estime la relación existente entre la v_s y las diversas entradas del siguiente cto., dado por su esquema de bloques. ¿Qué subcircuito usaría para cada bloque? ¿Qué valores daría a sus componentes?



Solución para la v de salida:

$$v_s = A_d \left(k_1 k_3 \int v_1 dt - k_2 k_3 v_2 + k_4 \frac{dv_3}{dt} \right)$$

2. Usando bloques como los ya estudiados y solo con una alimentación de $\pm 12V$ ¿Cómo podría realizar la siguiente función de transferencia?

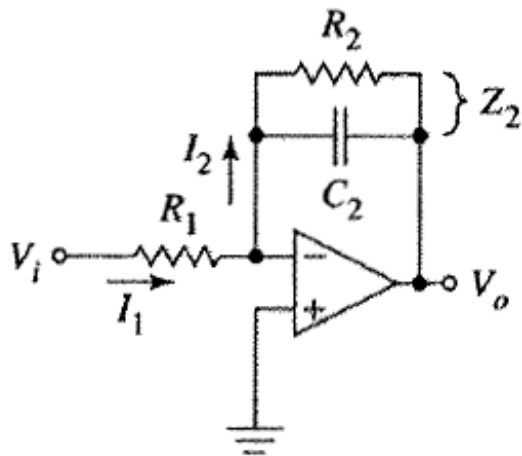
$$v_s = 3,5v_1 - 6v_2 + 4,5 \quad (V)$$



3.2.-Filtros de orden uno: paso-bajo

❑ 1.-Filtro paso bajo, de orden 1 (un solo polo)

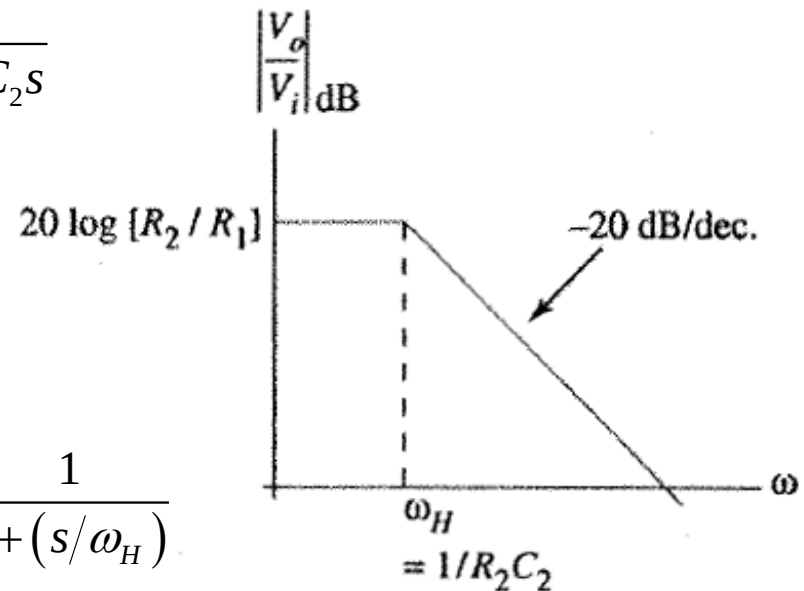
- Hallar la ganancia en función de 's' (o de $j\omega$) es sencillo.
- El **objetivo del análisis** es identificar los parámetros de su respuesta en frecuencia: A_m , los **polos** y **ceros** de $A(\omega)$, y los componentes del circuito que afectan a cada parámetro.



$$\begin{cases} Z_2 = R_2 \parallel Z_{C2} = \frac{R_2}{1 + R_2 C_2 s} \\ Z_1 = R_1 \end{cases}$$



$$G_V(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-Z_2}{Z_1} = \frac{-R_2}{R_1(1 + R_2 C_2 s)} = \frac{-R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + (s/\omega_H)}$$

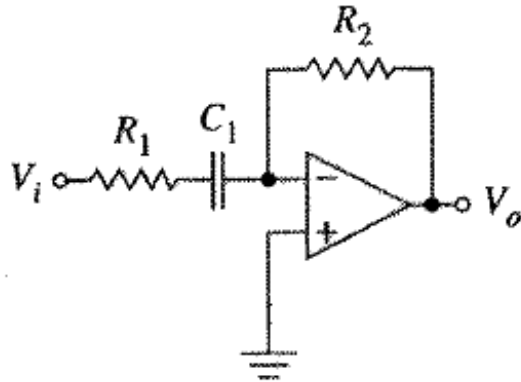


→ **Ejemplo:** ¿**Cómo** podría **cambiarse** la ω_H del filtro sin cambiar A_m ?



3.3.-Filtros de orden uno: paso-alto

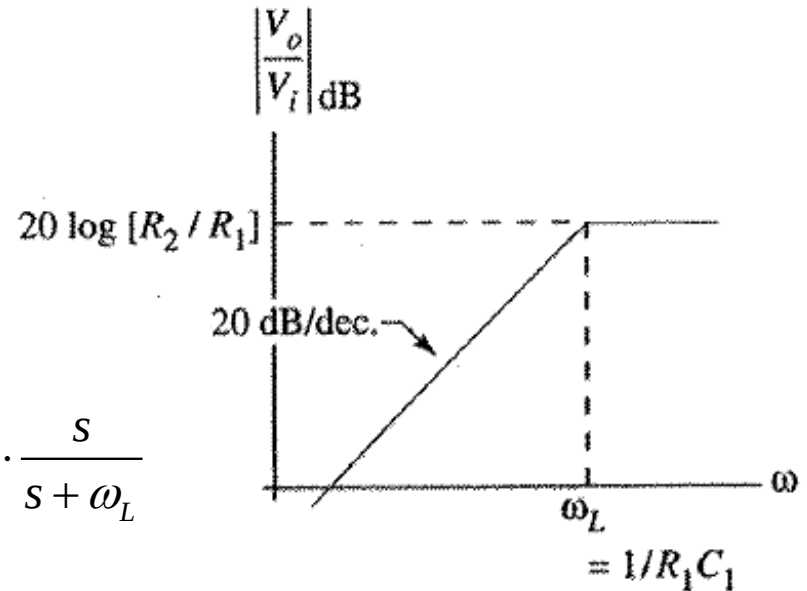
❑ 2.-Filtro paso alto, de orden 1 (un solo polo)



$$\begin{cases} Z_1 = R_1 + \frac{1}{sC_1} \\ Z_2 = R_2 \end{cases}$$



$$G_v(s) = \frac{-Z_2}{Z_1} = \frac{-R_2}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = \frac{-R_2}{R_1} \cdot \frac{s}{s + \frac{1}{R_1C_1}} = \frac{-R_2}{R_1} \cdot \frac{s}{s + \omega_L}$$



❑ Una comprobación útil

- Observar el valor de la función de ganancia en los límites (0 e ∞) y compararlo con lo que sucedería en el circuito.

- Para $s \rightarrow 0$ ($\omega \rightarrow 0$) los condensadores son circuitos abiertos

- Para $s \rightarrow \infty$ ($\omega \rightarrow \infty$) los condensadores son corto-circuitos

- ☑ Acostúmbrese a realizar esto de **forma sistemática**



Conclusiones



- ❑ Existen múltiples aplicaciones de amplificación más que usan AO's trabajando en su Zona Lineal.
 - Usando uno o más AO's, o combinando bloques de los ya vistos.
 - El análisis de un nuevo cto. con AO's pasa por:
 - *Si es posible, identificar bloques ya conocidos → función conocida.*
 - *En cualquier caso, se analizan de forma similar a lo estudiado aquí.*
- ❑ Ventajas del uso de configuraciones con AO's
 - Bloques funcionales de sencilla configuración
 - Si la salida del bloque es la del AO...
 - *...la impedancia de salida es cero, por lo tanto...*
 - *...al interconectar bloques (etapas) entre sí → **no hay efectos de carga***
 - En ausencia de *efectos de carga*...
 - *La ganancia (función) de cada bloque es constante, por lo tanto...*
 - ***...pueden diseñarse circuitos muy complejos usando bloques elementales de comportamiento conocido.***



Control de revisiones



- 2015-09-21: versión inicial