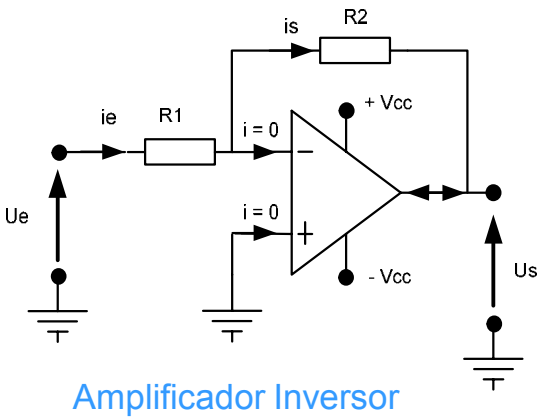
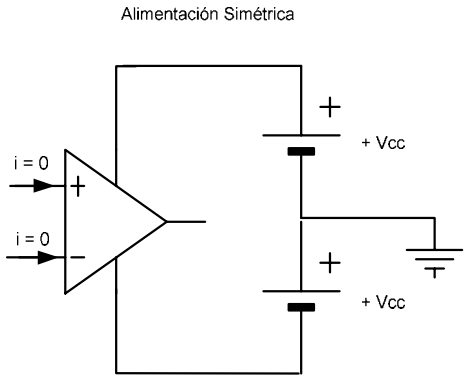
Electrónica Analógica I

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Aplicaciones del amplificadores operacionales

Aplicaciones Lineales:





Amplificador Inversor

$$Us = f(Ue)$$

$$U+ = U- \qquad Us = -is\,R_2$$

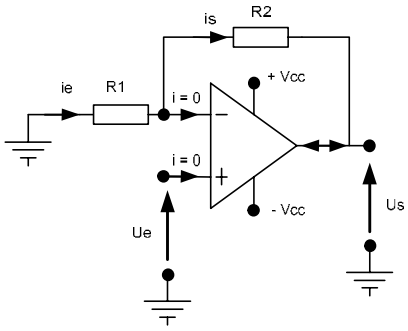
$$Us = -Ue\frac{R_2}{R_1}$$

$$Ze = \frac{Ue}{ie}$$

$$ie = \frac{Ue}{R_1} \qquad is = ie$$

Aplicaciones del amplificadores operacionales

Aplicaciones Lineales:

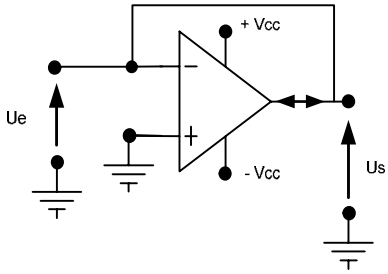


Amplificador no Inversor

$Us = f(Ue)$ $\quad U+ = U-$

$ie = \frac{Ue}{R_1}$ $\quad Us = is\,R_2 + Ue$

$Us = Ue\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ $\quad Ze = \infty$



Seguidor

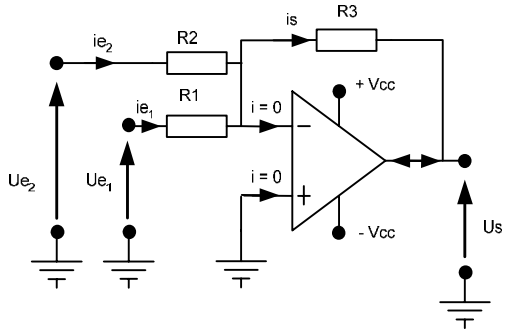
$Us = f(Ue)$

$Us = Ue$

$Ze = \infty$

Aplicaciones del amplificadores operacionales

Aplicaciones Lineales:

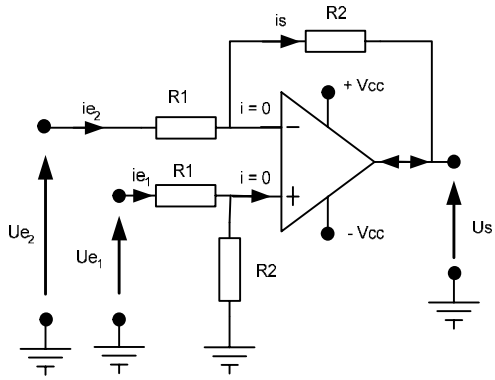


Sumador Inversor

$Us = f(Ue)$

$ie = ie_1 + ie_2$

$Us = -\left(Ue1\frac{R3}{R1} + Ue2\frac{R3}{R2}\right)$



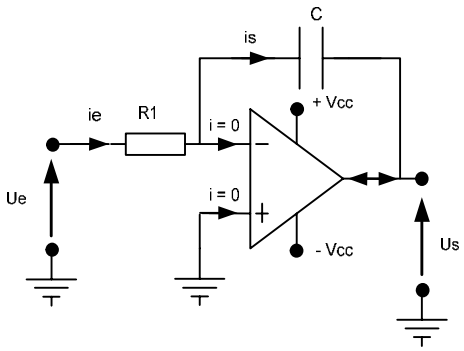
Amplificador diferencial

$Ue = f(Us)$

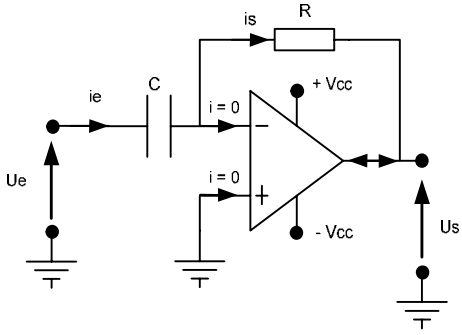
$Us = (U2 - U1)\frac{R2}{R1}$

Aplicaciones del amplificadores operacionales

Aplicaciones Lineales:



Integrador



Diferenciador

$$Us(t) = -Uc(t) \qquad Uc = \frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} ic(t)dt$$

$$ie(t) = \frac{Ue(t)}{R} \qquad ic(t) = ie(t)$$

$$U(s) = -\frac{1}{RC}\int_{-\infty}^{t} Ue(t)dt$$

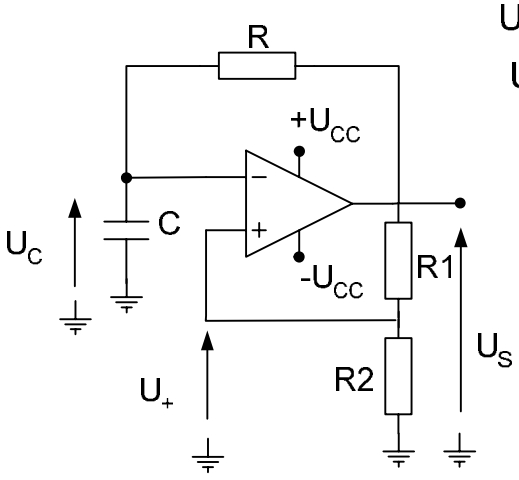
$$Us(t) = -is\,R \qquad is(t) = ie(t)$$

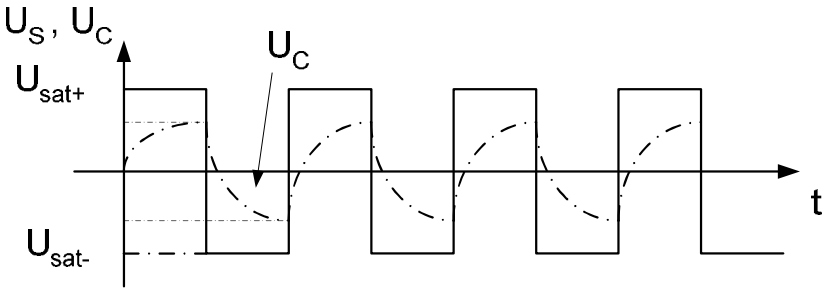
$$ie(t) = C\frac{dUc}{dt} \qquad Uc(t) = Ue(t)$$

$$Us(t) = -RC\frac{dUe(t)}{dt}$$

Aplicaciones del amplificadores operacionales

Aplicaciones NO Lineales:





$$f = \frac{1}{2\,RC\,ln\left(1+\frac{2\,R_2}{R_1}\right)}$$

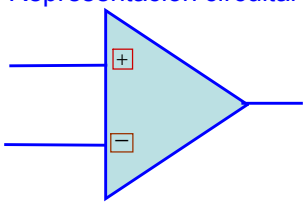
Multivibrador Astable

El Amplificador Operacional Ideal / Real

El A.O. ideal se define como un amplificador con :

Entrada diferencial y un solo terminal de salida
Ganancia infinita (a = ∞)
Impedancia de entrada infinita (R_i = ∞)
Impedancia de salida nula (R_0 = 0)
Ancho de banda infinito
CMRR = infinito
Velocidad de respuesta SR = infinito
Salida nula a entrada nula (offset nulo)

Representación circuital



El A.O. real difiere del ideal principalmente en estos parámetros :

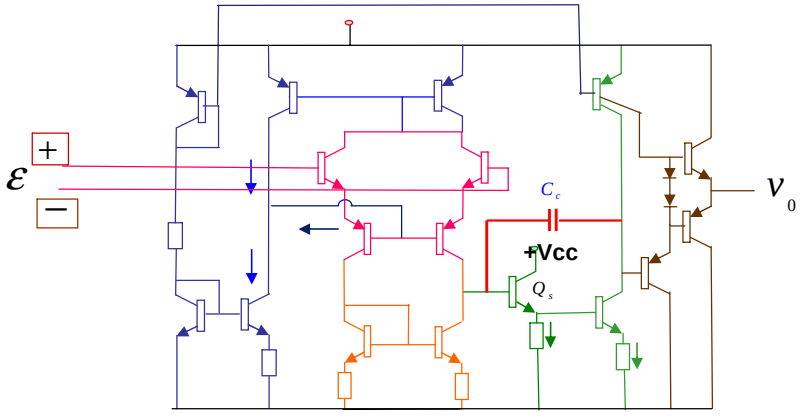
Ganancia finita
Impedancias de entrada de modos diferencial y común finitas
Corrientes de polarización no nulas
Impedancia de salida no nula
Ancho de banda finito
CMRR finito
Velocidad de respuesta SR = finito
Offset no nulo
No linealidades

El Amplificador Operacional Real

El A.O. real difiere del ideal principalmente en estos parámetros
Ganancia finita
Impedancias de entrada de modos diferencial y común finitas
Impedancia de salida no nula
Ancho de banda finito
CMRR finito
PSRR finito
Corrientes de polarización no nulas y distintas
Offset no nulo
No linealidades: saturación y slew rate

A.O. 741
a=200.000
2MΩ
50Ω
ABW=1,5MHz
90dB
96dB
80nA+0,5nA/ºC, Δ=20nA
1mV+15μV/ºC
Vcc-1V; 0,5V/μs

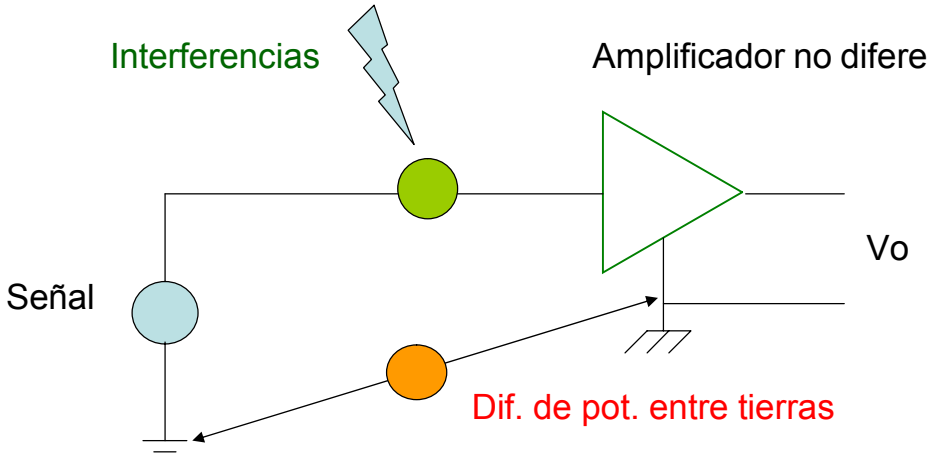
Circuito simplificado del A.O. 741



Electrónica Analógica I

AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

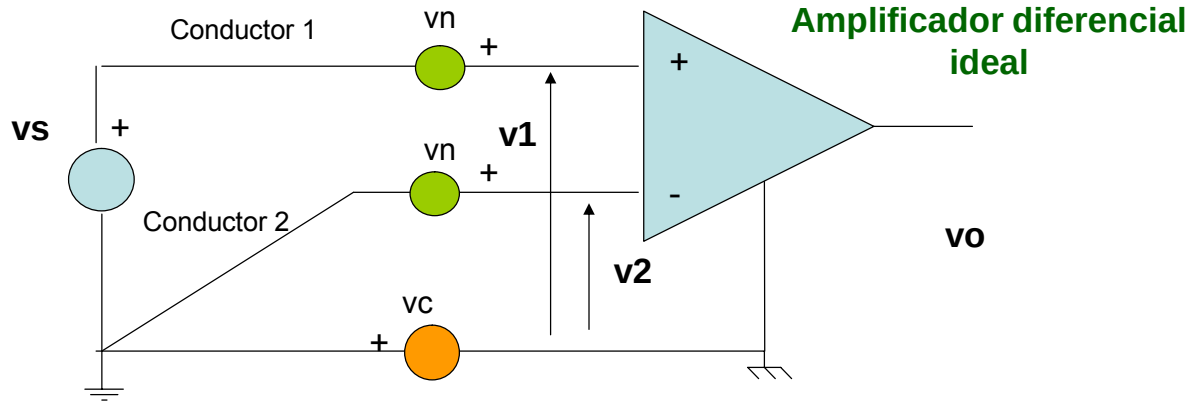
AMPLIFICADORES DIFERENCIALES



Una fuente de señal alejada del amplificador sufre **interferencias** por el campo electromagnético circundante que induce tensiones y corrientes en los conductores.

Además puede haber diferencias de potencial entre las tierras de la señal y del amplificador.

Con un montaje diferencial podremos reducir el efecto de las señales parásitas



Si los conductores 1 y 2 tienen la misma longitud y están trenzados en la mayor parte del recorrido, se inducirá la misma tensión **vn** en ambos.

Además existe la diferencia de potencial vc entre las tierras

salida debido a la entrada + $v_{o1} = A_d \left(v_s + v_n + v_c \right)$

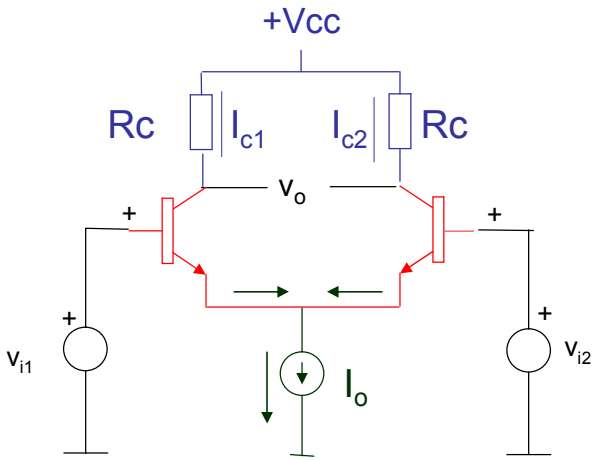
salida debido a la entrada - $v_{o2} = -A_d \left(v_c + v_n \right)$

$$v_o = v_{o1} + v_{o2} = A_d . v_s$$

salida total

AMPLIFICADORES DIFERENCIALES
Análisis para grandes señales

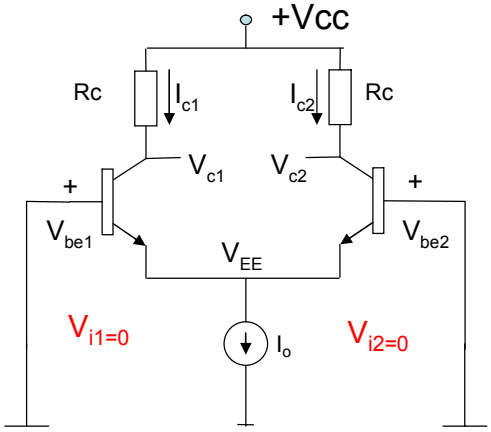
Amplificador diferencial BJT acoplado x emisor



La señal de salida vo, depende de la diferencia entre las dos señales de entrada.

Por simetría, vo=0 cuando vi1=vi2

Aproximación del Modelo de Ebers Moll (zona activa)



En zona activa, $e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} >> 1 \qquad e^{-\frac{V_{CB}}{V_T}} << 1$

Para los datos anteriores,

$$e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} = 10^{11}$$

$$e^{-\frac{V_{CB}}{V_T}} = 10^{-87}$$

$$I_E = I_{ES}(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1) - \alpha_I I_{CS}(e^{-\frac{V_{CB}}{V_T}} - 1)$$

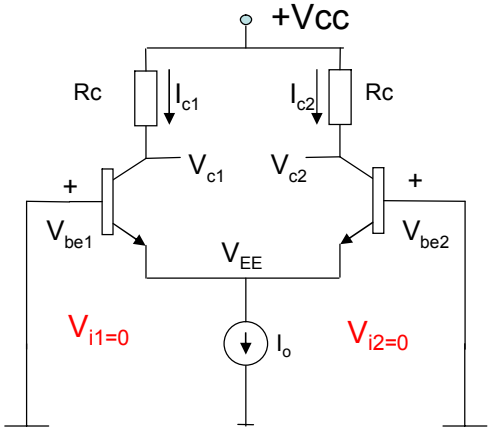
$$I_C = \alpha_D I_{ES}(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1) - I_{CS}(e^{-\frac{V_{CB}}{V_T}} - 1)$$

La simplificación del modelo queda justificada:

$$I_E \approx I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$I_C \approx \alpha_D I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

Aproximación del Modelo de Ebers Moll (zona activa)



Polarización

Con las dos bases a tierra (V_i=0), obtenemos las ecuaciones para la polarización Por simetría:

$$I_{C1} = I_{C2} \approx \frac{I_0}{2}$$

$$V_{CB2} = V_{CB1} = V_{CC} - I_C R_C$$

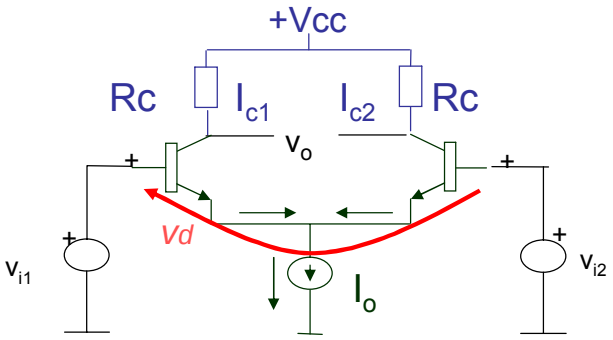
$$V_{BE1} = V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_o}{2 I_{ES}}$$

Diseñamos para ubicación de un punto de operación simétrico de la zona activa

$$\begin{cases} I_{ES} = I_{CS} = 0{,}01pA \\ R_C = 5K \\ V_{CC} = 10V \\ I_0 = 2mA \end{cases}$$

$$\begin{aligned} &I_{C1} = I_{C2} \approx 1mA \\ &V_{CB} = V_C = 5V \approx (V_{CC} - V_{EE})/2 \\ &V_{BE} = 633mV \end{aligned}$$

Amplificador diferencial BJT . Análisis para grandes señales



$$\frac{I_{E1}}{I_{E2}} = e^{\frac{V_{BE1}-V_{BE2}}{V_T}} = e^{\frac{v_d}{V_T}}$$

$$I_{E1} + I_{E2} = I_0$$

Considerando que:

Sup. *Io<Vcc/Rc* para evitar saturación

$$I_{E1} = I_{E2} e^{\frac{v_d}{V_T}} \quad \Longrightarrow \quad I_0 = I_{E2}(1 + e^{\frac{v_d}{V_T}})$$

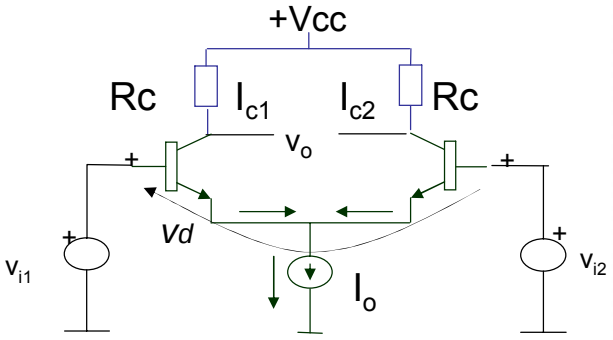
En la malla de entrada definimos tensión diferencial de entrada v_d

resultan las transferencias:

$$v_d \equiv (V_{i1} - V_{i2}) = (V_{BE1} - V_{BE2})$$

$$I_{C1} = \frac{\alpha_D I_0}{(1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}})} \qquad I_{C2} = \frac{\alpha_D I_0}{(1 + e^{+\frac{v_d}{V_T}})}$$

Gráfico normalizado de corrientes



$$I_{C1} = \frac{\alpha_D I_0}{(1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}})} \qquad I_{C2} = \frac{\alpha_D I_0}{(1 + e^{+\frac{v_d}{V_T}})}$$

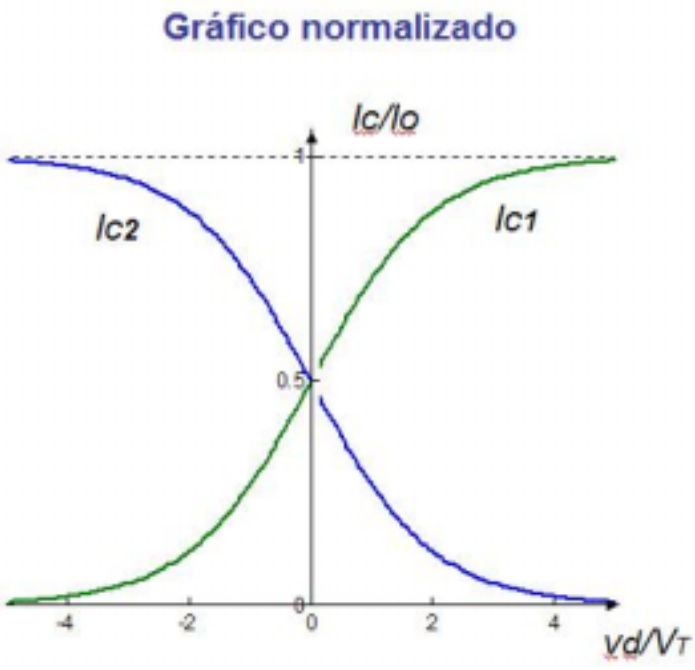


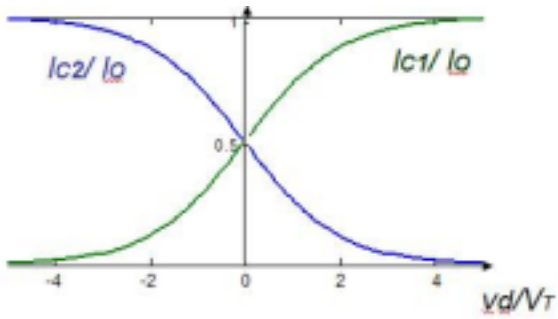
Gráfico normalizado de transconductancia

La trasconductancia del amp. diff., que vincula las corrientes de colector con las tensiones de entrada, es proporcional a la pendiente de las curvas de transferencia.

$$g_{ad} = \frac{\partial(I_{C1} - I_{C2})}{\partial v_d} = \pm \frac{\partial}{\partial v_d}\left(\frac{2I_o}{1 + e^{\mp \frac{v_d}{V_T}}}\right)$$

$$g_{ad}(v_d) = \frac{\alpha_D I_o}{V_T} \frac{2e^{\mp \frac{v_d}{V_T}}}{(1 + e^{\mp \frac{v_d}{V_T}})^2}$$

para $v_d = 0$: $g_{ad\,0} = \frac{\alpha_D I_o}{2V_T}$



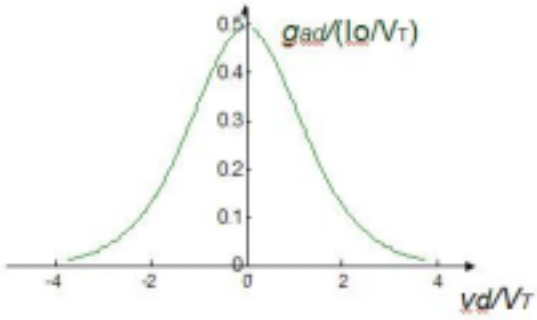
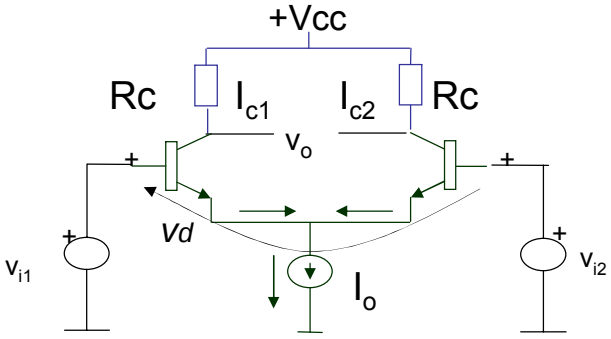


Gráfico normalizado de transferencia de tensión

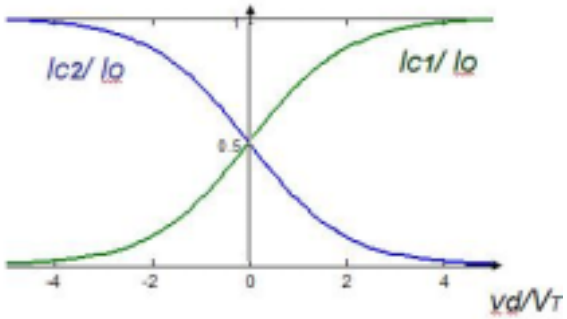


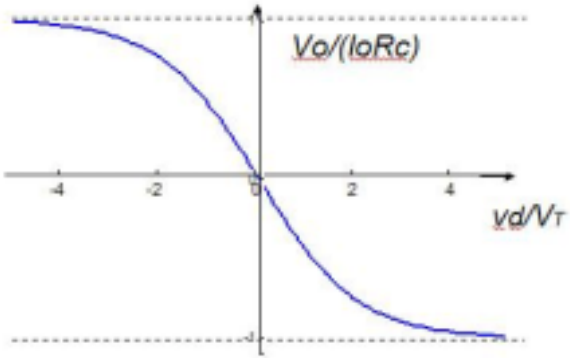
La transferencia (no lineal) entre las tensiones v_d y v_o está dada por:

$$v_o = (I_{C2} - I_{C1})R_C$$

$$v_o = \alpha_D I_0 R_C \left(\frac{1}{1 + e^{\frac{v_d}{V_T}}} - \frac{1}{1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}}\right)$$

$$v_o = -\alpha_D I_0 R_C \cdot \tanh\left(\frac{v_d}{2V_T}\right)$$

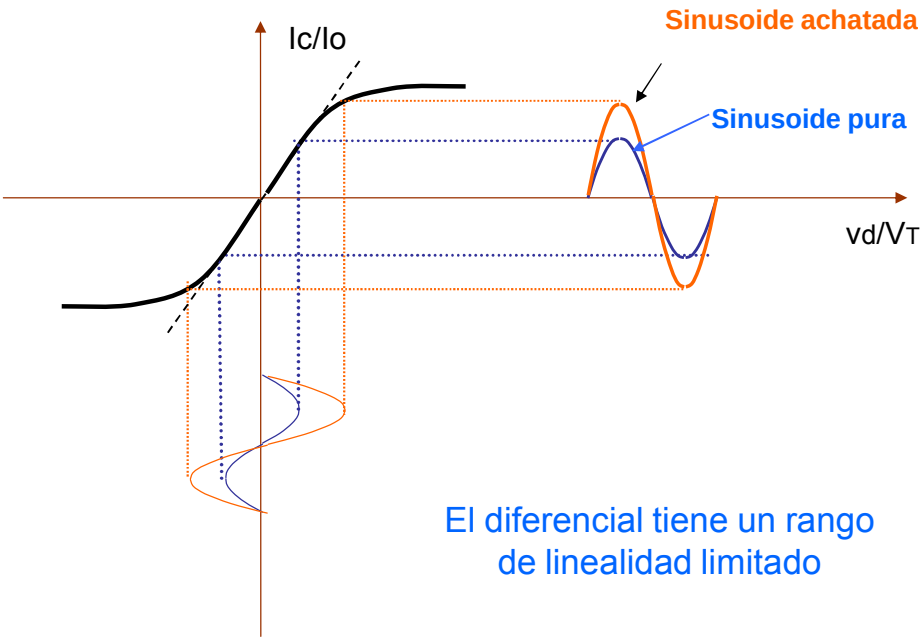




No linealidad del Amp. Diff. BJT

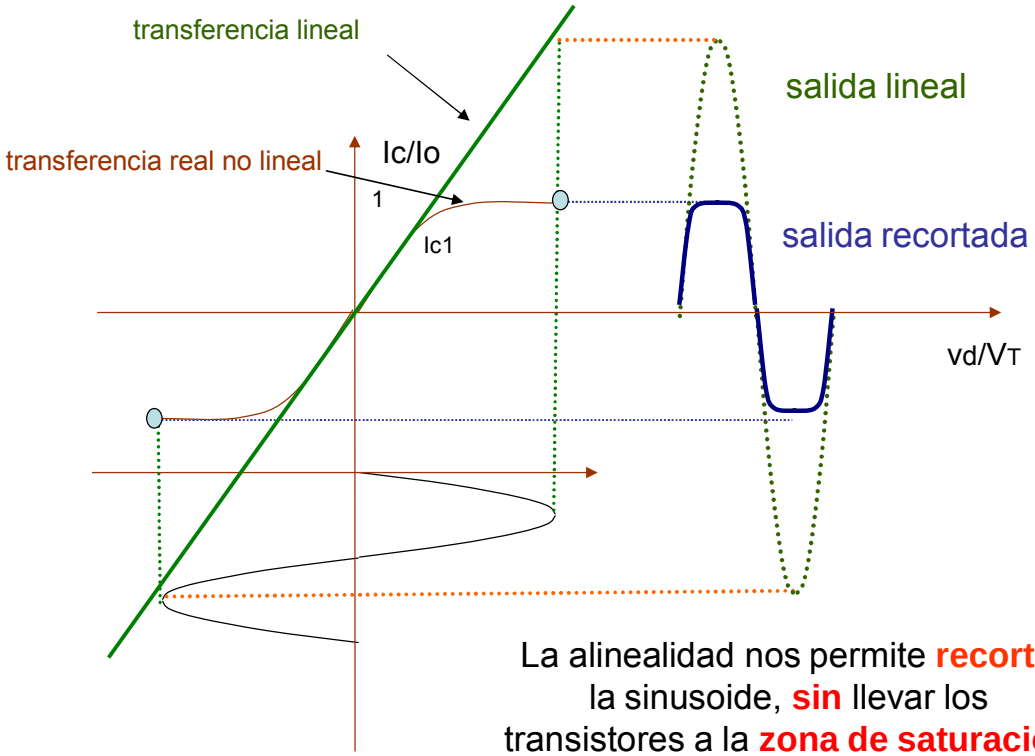
Si aplicamos pequeña señal estaremos en zona lineal.

Con mayor señal tendremos deformación por no linealidad



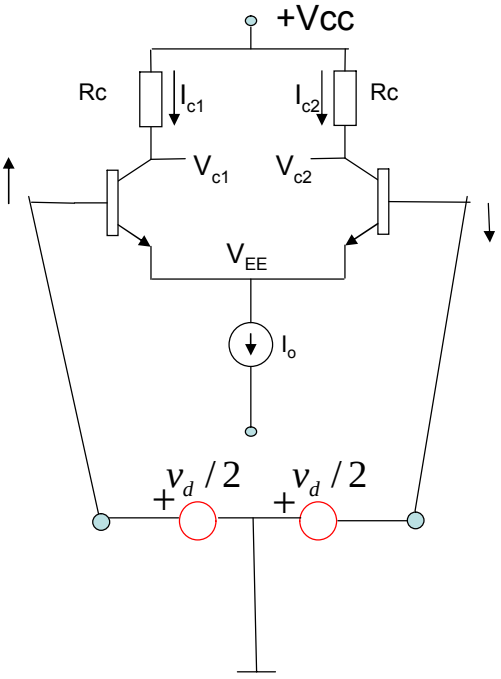
El diferencial tiene un rango de linealidad limitado

Si aplicamos una muy gran señal de entrada, tendremos recorte

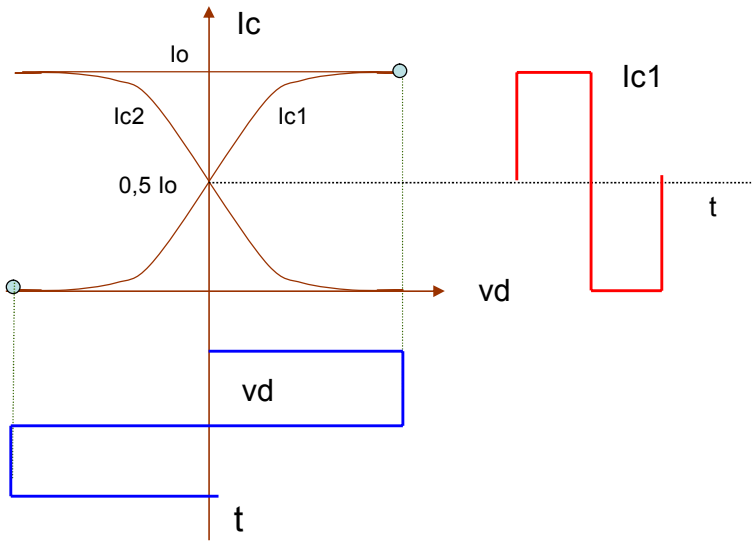


La alinealidad nos permite **recortar** la sinusoide, **sin** llevar los transistores a la **zona de saturación**

Amplificador diferencial como llave

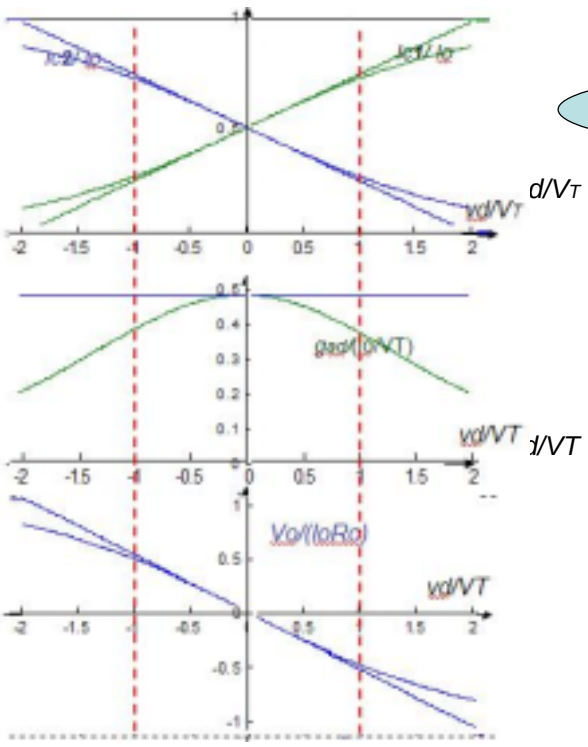


Aplicamos señal vd entre bases



La señal de entrada hace a I_{C1} = Io y a I_{C2} = 0

Rango de operación lineal del Amp. Diff. BJT



Zona lineal $\approx |v_d| < V_T$

No depende de la resistencia de carga

$$I_{Ci} = \frac{\alpha_D I_0}{(1+e^{\mp\frac{v_d}{V_T}})} \Rightarrow I_{Ci} \approx \alpha_D I_0 (\frac{1}{2} \pm \frac{v_d}{4V_T})$$

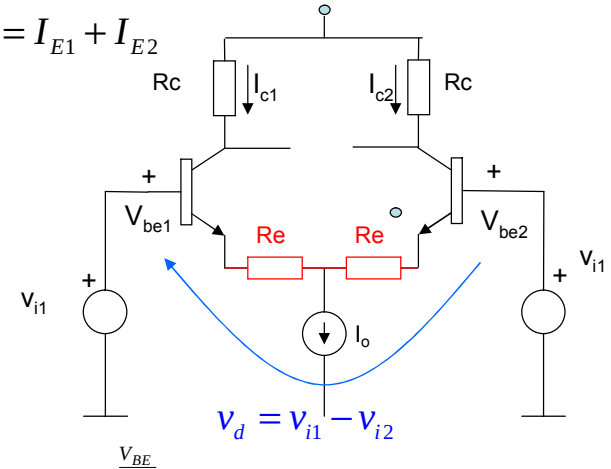
$$g_{ad} = \frac{\alpha_D I_o}{V_T} \frac{2e^{\mp\frac{v_d}{V_T}}}{(1+e^{\mp\frac{v_d}{V_T}})^2} \Rightarrow g_{ad} \approx \frac{\alpha_D I_o}{2V_T}$$

$$v_o = -\alpha_D I_0 R_C \tanh(\frac{v_d}{2V_T}) \Rightarrow v_o \approx -g_{ad} R_C v_d$$

Linealización de la transferencia del diferencial agregando de Re

Agregando **resistencia serie en emisores**, es posible mejorar la linealidad para grandes señales, a costa de pérdida de transconductancia (ganancia)

$$I_0 = I_{E1} + I_{E2}$$



$$I_E = I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$\frac{I_{E1}}{I_{E2}} = \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = e^{\frac{V_{BE1}-V_{BE2}}{V_T}}$$

$$v_{BE1} - v_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{E1}}{I_{E2}} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

Sin resistencias de emisor:

$$v_d = v_{BE1} - v_{BE2}$$

$$v_d = V_T \ln \frac{I_{E1}}{I_{E2}}$$

$$v_d = V_T \ln \frac{I_{E1}}{I_0 - I_{E1}}$$

Con resistencias de emisor:

$$v_d = v_{BE1} - v_{BE2} + (I_{E1} - I_{E2}) R_e$$

$$v_d = V_T \ln \frac{I_{E1}}{I_{E2}} + (I_{E1} - I_{E2}) R_e$$

$$v_d = V_T \ln \frac{I_{E1}}{I_0 - I_{E1}} + (2I_{E1} - I_0) R_e$$

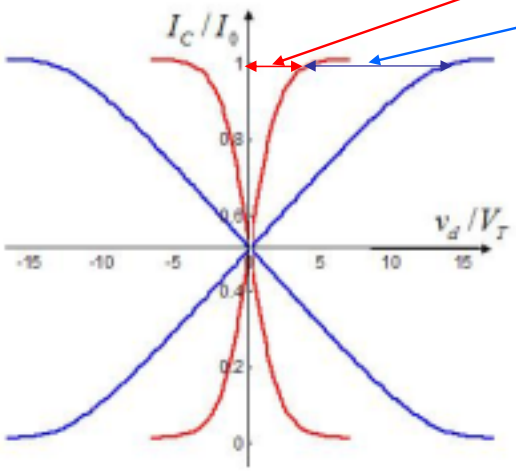
Transferencia linealizada con Re

La no-linealidad está concentrada en el término logarítmico, cuyo peso relativo depende del valor de Re

$$v_d = V_T \ln \frac{I_{c1}}{I_o - I_{c1}} + (2I_{c1} - I_o) R_e$$

$R_e = 0$

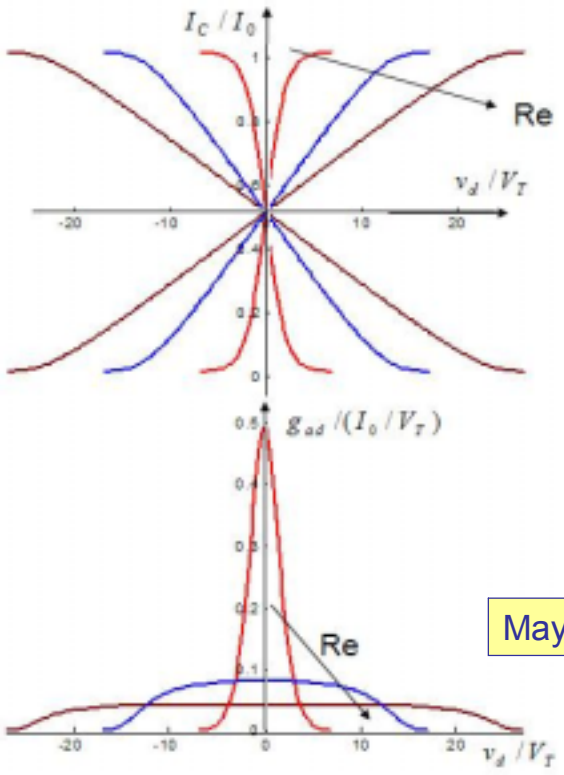
$R_e > 0$



En rojo la transferencia sin linealizar y en azul linealizada mediante Re.

La variación de pendiente indica la pérdida de transconductancia

Transferencia linealizada con Re



$$v_d = V_T \ln \frac{I_{c1}}{I_o - I_{c1}} + (2I_{c1} - I_o)R_e$$

$\mathrm{Re} = 0$

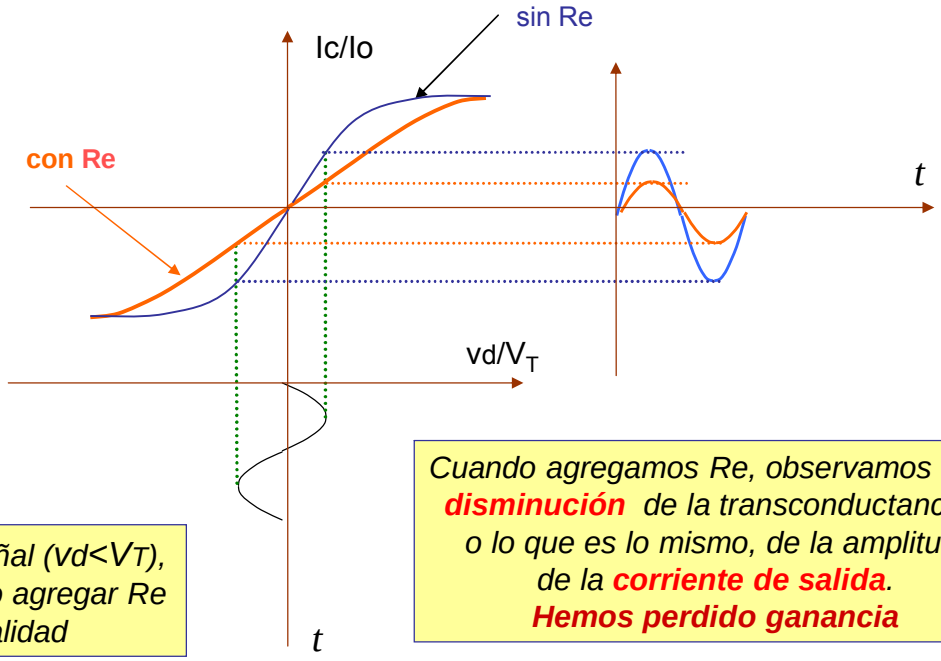
$\mathrm{Re} = 10 \cdot (V_T / I_0)$

$\mathrm{Re} = 20 \cdot (V_T / I_0)$

Comportamiento lineal en el rango de transconductancia constante

Mayor linealidad – menor transconductancia

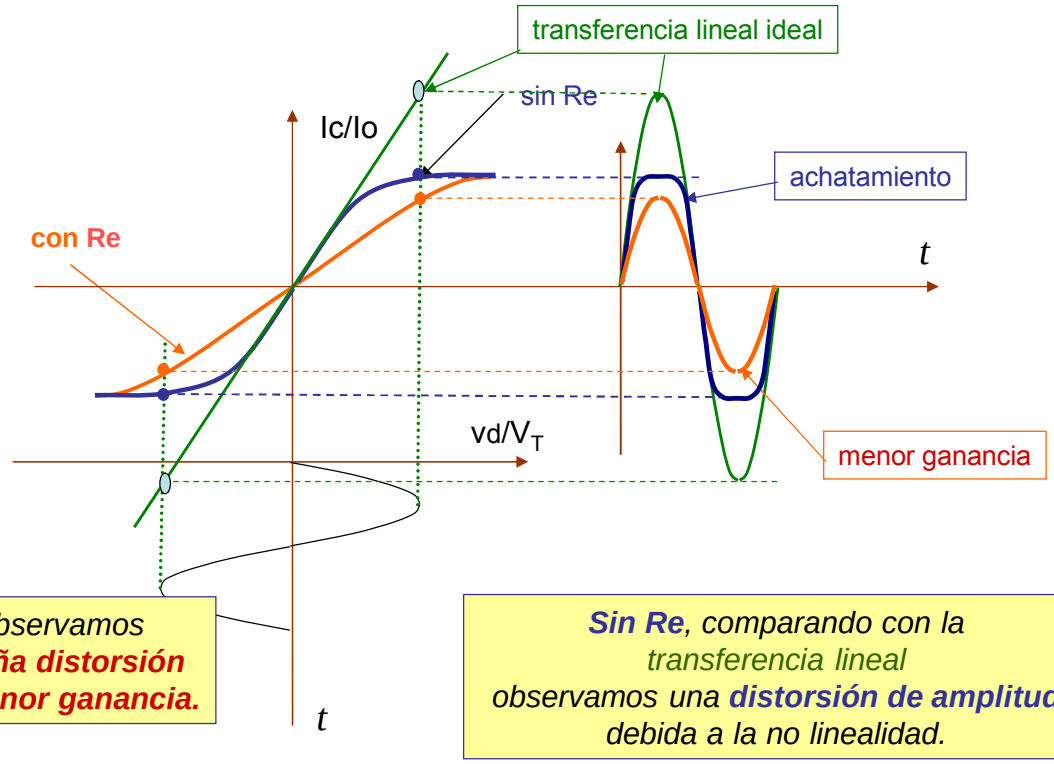
Corriente de salida sin/con resistencias de emisor. Pequeña señal (vd<VT)



En pequeña señal (vd<VT), no es necesario agregar Re por linealidad

Cuando agregamos Re, observamos una ***disminución*** *de la transconductancia, o lo que es lo mismo, de la amplitud de la* ***corriente de salida****.* ***Hemos perdido ganancia***

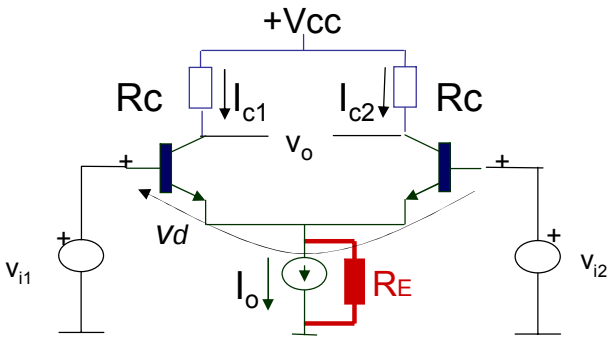
Corriente de salida sin/con resistencias de emisor. Pequeña señal (vd<VT)



Con Re** observamos **muy pequeña distorsión** a costa de **menor ganancia.

***Sin Re**, comparando con la transferencia lineal observamos una **distorsión de amplitud** debida a la no linealidad.*

Linealización de la transferencia no lineal del Amp. Diff. BJT

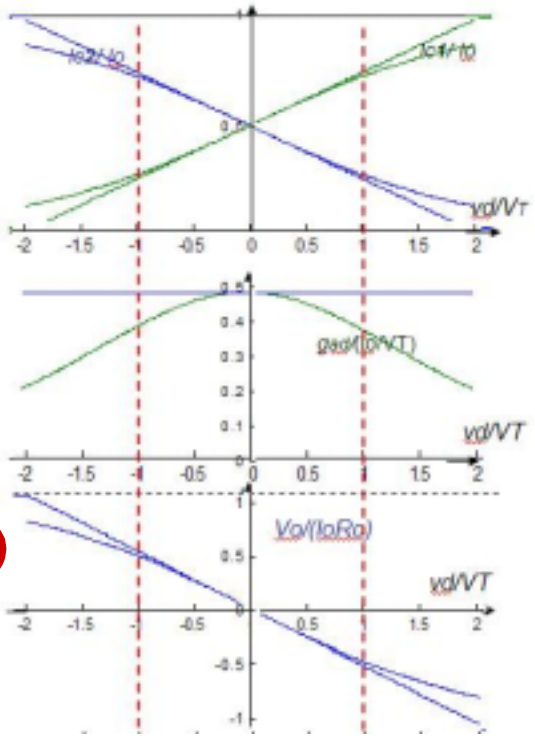


$$I_{Ci} = \frac{\alpha_D I_0}{(1+e^{\mp\frac{v_d}{V_T}})} \Rightarrow I_{Ci} \approx \alpha_D I_0 (\frac{1}{2} \pm \frac{v_d}{4V_T})$$

$$g_{ad} = \frac{\alpha_D I_o}{V_T} \frac{2e^{\mp\frac{v_d}{V_T}}}{(1+e^{\mp\frac{v_d}{V_T}})^2} \Rightarrow g_{ad} \approx \frac{\alpha_D I_o}{2V_T}$$

$$v_o = -\alpha_D I_0 R_C \tanh(\frac{v_d}{2V_T}) \Rightarrow v_o \approx -g_{ad} R_C v_d$$

?

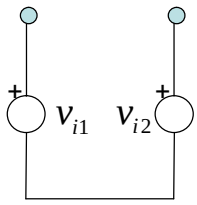


Electrónica Analógica I

Análisis para pequeñas señales

Señales de Modo Común (MC) y de Modo Diferencial (MD)

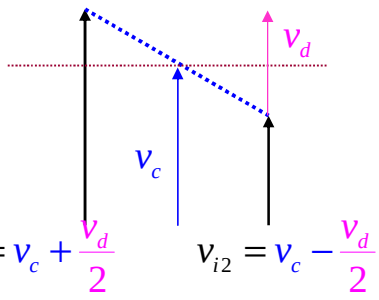
Señales reales



Reconstrucción de las Señales reales

$$v_{i1} = v_c + \frac{v_d}{2}$$

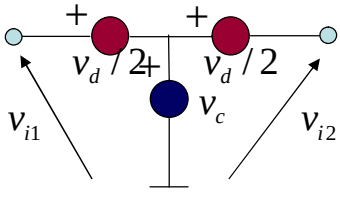
$$v_{i2} = v_c - \frac{v_d}{2}$$



Modo común $v_c = \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2}$

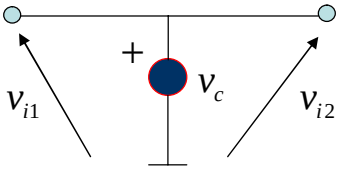
Modo diferencial $v_d = v_{i1} - v_{i2}$

Señales ficticias



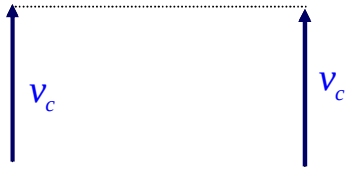
Señales de Modo Común (MC) y de Modo Diferencial (MD)

MC

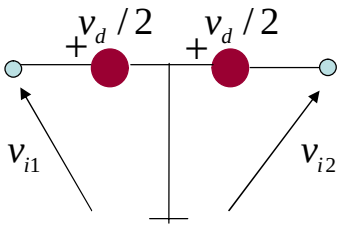


$$v_d = 0$$

$$v_{i1} = v_{i2} = v_c$$



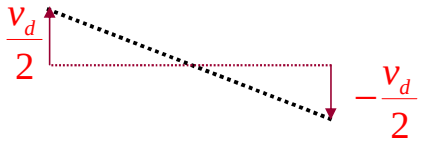
MD



$$v_c = 0$$

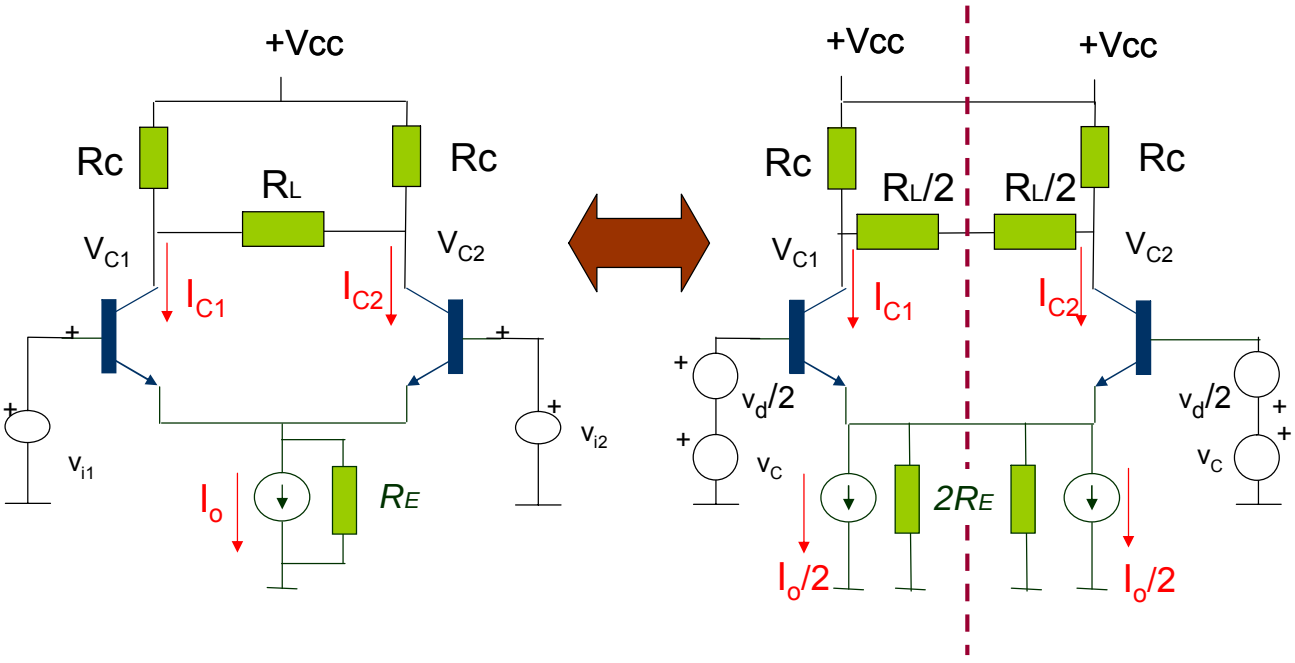
$$v_{i1} = v_d/2$$

$$v_{i2} = -v_d/2$$



Excitación	Modo	Señales
Simétrica	Común	$v_{i1} = v_{i2}$
Antisimétrica	Diferencial	$v_{i1} = -v_{i2}$

Aplicación del teorema de bisección al amplificador diferencial BJT



Aplicación del teorema de bisección al amplificador diferencial BJT
Polarización + Pequeña señal

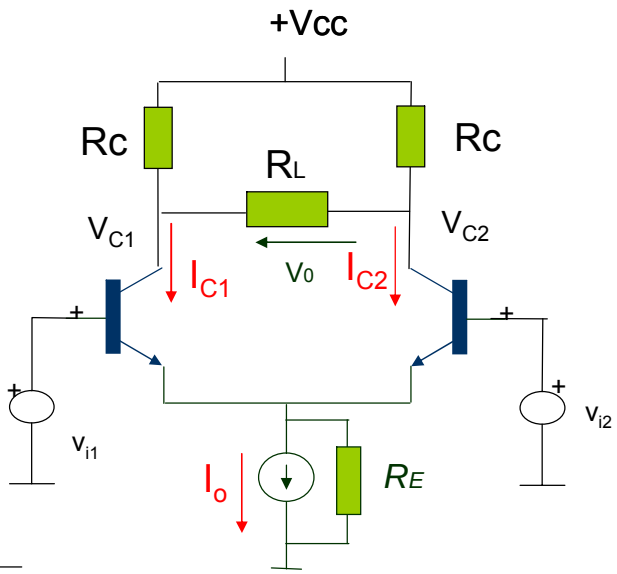
MD: $v_{Cd} = A_{dd} \cdot v_d = -g_m (R_C \,||\, R_L/2) \cdot v_{id}$

+

MC: $v_{Cc} = A_{cc} v_c = -\dfrac{g_m R_C}{1 + 2 g_m R_E (1 + 1/\beta)} v_{ic}$

+

Polarización $\bar{V}_C \simeq V_{CC} - I_0/2 \cdot R_C$



$$V_{C1} = \bar{V}_C + A_{cc} v_{ic} + A_{dd} \frac{v_{id}}{2}$$
$$V_{C2} = \bar{V}_C + A_{cc} v_{ic} - A_{dd} \frac{v_{id}}{2}$$

$$V_0 = V_{C1} - V_{C2} = A_{dd} v_{id} \quad !$$

Factor de Rechazo de Modo Común en Amp. Diff.

Vimos que la señal de salida **desde uno de los colectores** se puede expresar como:

$$v_{C1} = A_{dd} \frac{v_{id}}{2} + A_{cc} v_{ic} \quad \text{o} \quad v_{C1} = [A_d v_{id} + A_c v_{ic}] \quad \text{con } A_c = A_{cc} \text{ y } A_d = A_{dd}/2$$

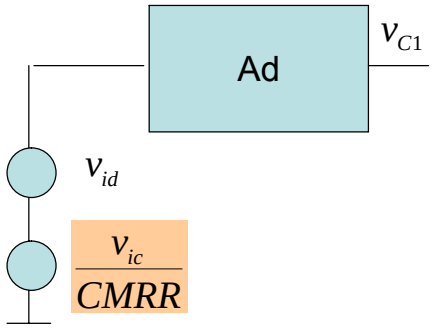
$$v_{C1} = A_d [v_{id} + \frac{A_c}{A_d} v_{ic}]$$

equivale a aplicar dos señales diferenciales (una real y otra ficticia) a un amplificador que opera sólo en MD

Se define Factor de Rechazo de MC (CMRR):

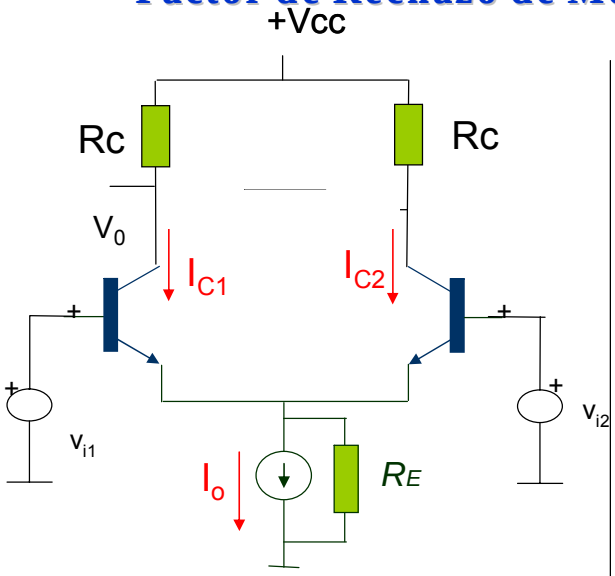
$$CMRR \equiv \frac{A_d}{A_c}$$

$$v_{C1} = A_d [v_{id} + \frac{v_{ic}}{CMRR}]$$



- La salida es menos sensible al MC que al MD, es decir que hay un rechazo de las señales de MC.
- CMRR es cuánto mayor ha de ser vic para tener el mismo efecto a la salida que vid

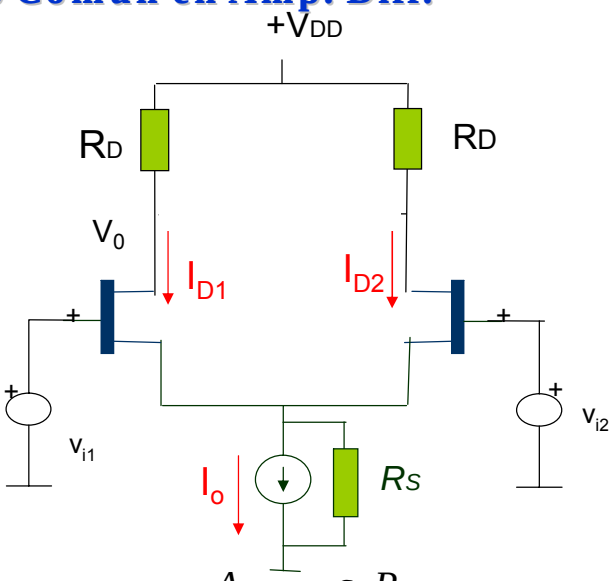
Factor de Rechazo de Modo Común en Amp. Diff.



$$A_d = \frac{A_{dd}}{2} = -\frac{g_m R_C}{2}$$

$$A_c = A_{cc} = -\frac{g_m R_C}{1+2g_m R_E(1+1/\beta)} \cong -\frac{R_C}{2R_E}$$

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} = \frac{1+2g_m R_E(1+1/\beta)}{2} \cong g_m R_E$$

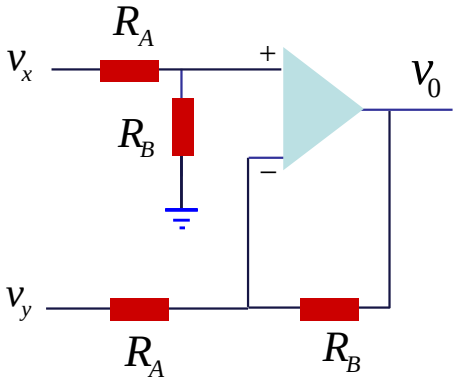


$$A_d = \frac{A_{dd}}{2} = -\frac{g_m R_D}{2}$$

$$A_c = A_{cc} = -\frac{g_m R_D}{1+2g_m R_S} \cong -\frac{R_D}{2R_S}$$

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} = \frac{1+2g_m R_S}{2} \cong g_m R_S$$

El Amplificador Diferencial Operacional

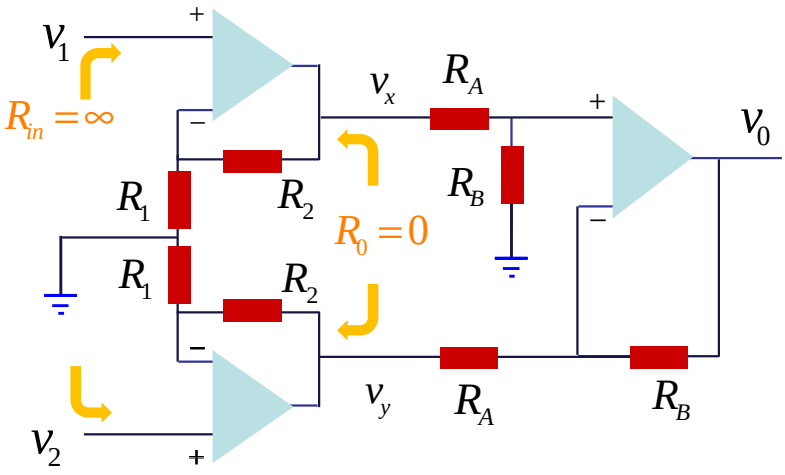


Problemas del amplificador diferencial operacional:

Baja resistencia de entrada diferencial

Bajo rechazo de modo común x desbalance de resistencias

Dificultad para ajustar la ganancia



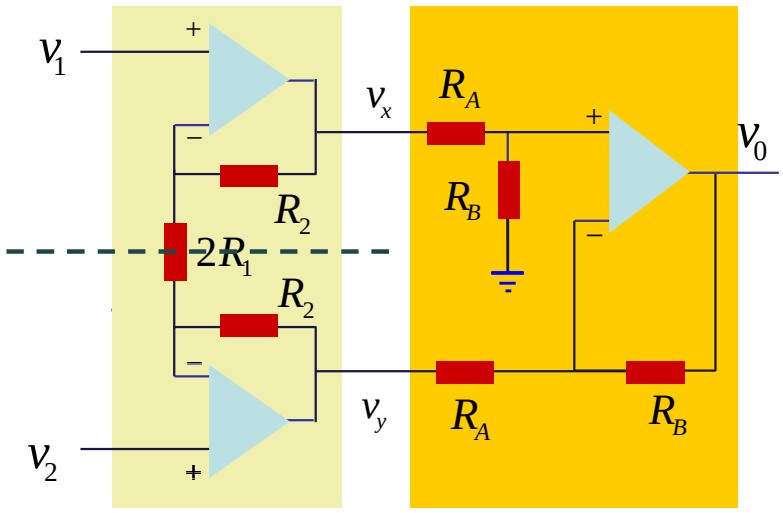
Puedo anteponer buffers para mejorar la resistencia de entrada

Puedo darle ganancia a la primera etapa:

$$v_{x,y} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} v_{1,2}$$

No mejora rechazo de modo común ni facilita ajuste de ganancia

El Amplificador de Instrumentación



La primera etapa tiene Ro≈0, por lo que no es cargada por la segunda.

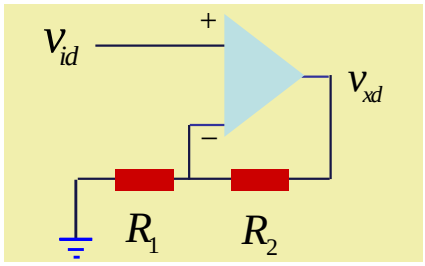
Ver que la primera etapa tiene entrada y salida diferencial y es simétrica

Podemos aplicar el teorema de bisección

Si removemos la puesta a tierra de R_1, nada cambia para el MD pero sí para el MC

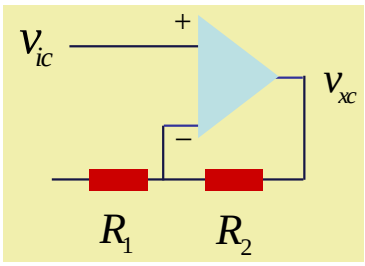
Mejora CMRR

Ganancia de MD: $A_d = \frac{R_2 + R_1}{R_1}$

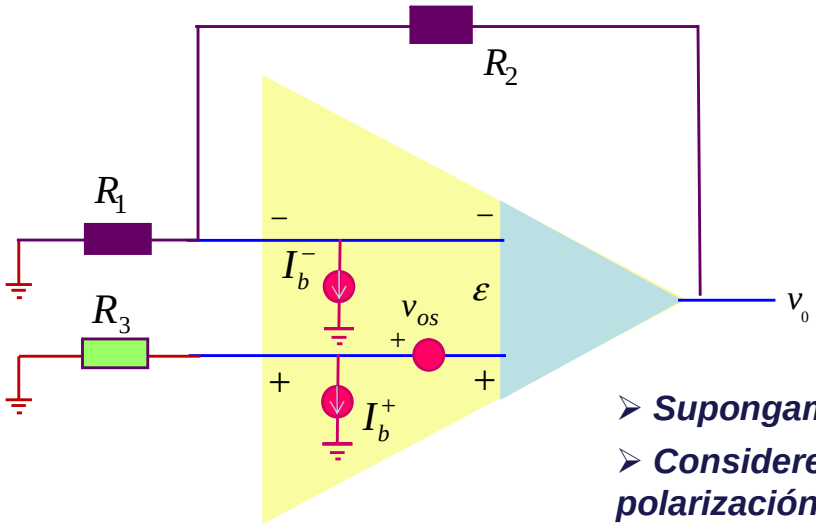


$CMRR = A_d$

Ganancia de MC: $A_c = 1$



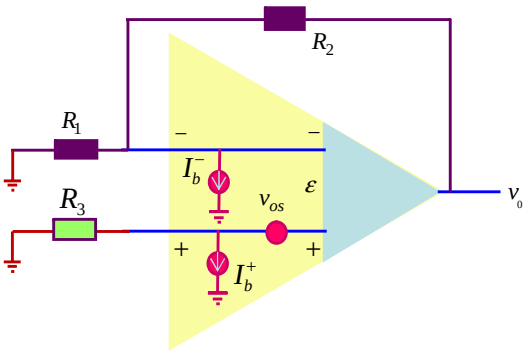
Efecto de la Polarización en la Conf. Inversora / No Inversora



- ***Supongamos A.O. con ganancia infinita.***
- ***Consideremos las corrientes de polarización y el offset.***

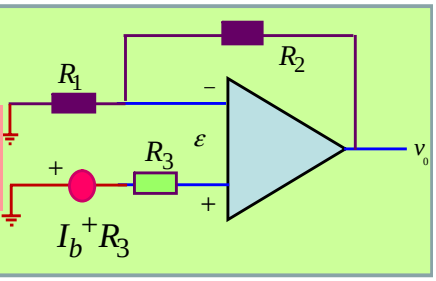
- ***El concepto de tierra virtual NO se puede aplicar a los bornes del A.O.***
- ***El A.O. se puede modelizar como un A.O. ideal con fuentes de polarización.***
- ***El concepto de tierra virtual SI se puede aplicar al A.O. ideal.***
- ***Para analizar los efectos de la polarización se pasiva la fuente.***
- ***Agregamos R3 que no tiene efectos para la señal.***
- ***Aplicamos superposición.***

Efecto de la Polarización en la Conf. Inversora / No Inversora



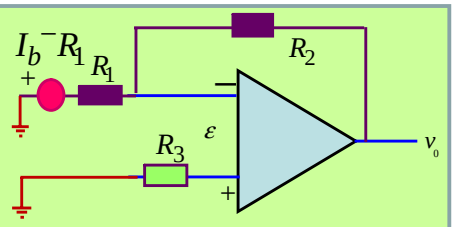
Efecto de Ib⁺:

$$v_o(I_b^+) = -\left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right) R_3\, I_b^+$$



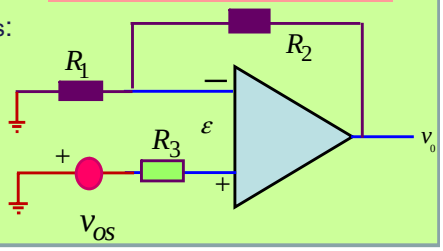
Efecto de Ib⁻:

$$v_o(I_b^-) = R_2 I_b^-$$



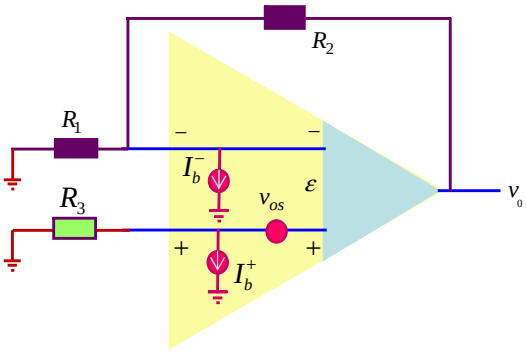
$$v_o(v_{os}) = -\left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right) v_{os}$$

Efecto de vos:

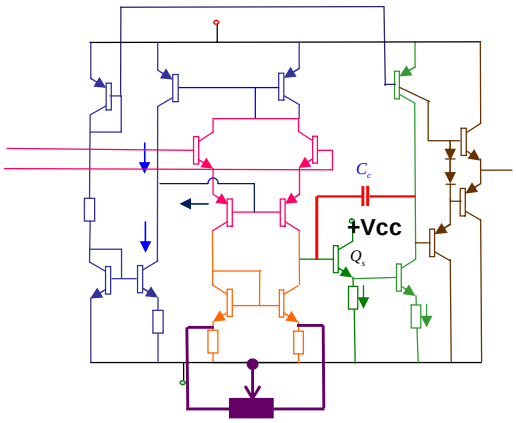


$$v_o = -\left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right) v_{os} - \left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right) R_3\, I_b^+ + R_2 I_b^-$$

Compensación de la Polarización

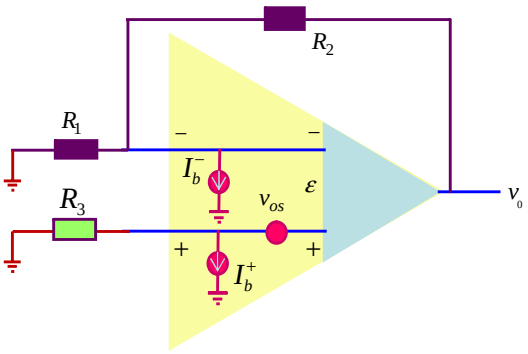


$$v_o = -\left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right) v_{os} - \left(\frac{R_1+R_2}{R_1}\right) R_3 I_b^+ + R_2 I_b^-$$



- ***Compensación empleando el ajuste del A.O. con potenciómetro externo.***
- ***Con el ajuste de offset se compensan las corrientes de polarización.***
- ***Compensación válida para el A.O. puntual y el circuito puntual.***
- ***Sensible a deriva térmica.***

Compensación de las Corrientes de Polarización



Olvidémonos x un momento de la tensión de offset

$$v_o = -\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) R_3 I_b^+ + R_2 I_b^-$$

$$0 = -\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) R_3 I_b^+ + R_2 I_b^- \quad \Rightarrow \quad R_3 = \left(\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}\right)$$

Si R3 = 0 se tiene: $v_o = R_2 I_b^-$

Existe R3 que anula el efecto de las corrientes de polarización para el A.O. puntual y el circuito puntual

Si R3 = R1 // R2 se obtiene: $v_o = -R_2 I_{os}$

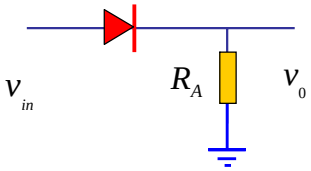
que es una solución óptima para toda la familia de A.O. ya que:

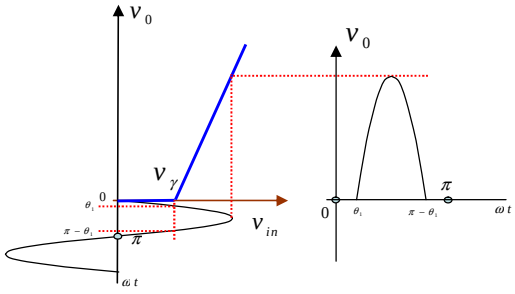
$$I_{os} \cong 10 \ \ al \ \ 25 \ \ \% \ \ de \ I_b$$

Rectificador operacional de precisión

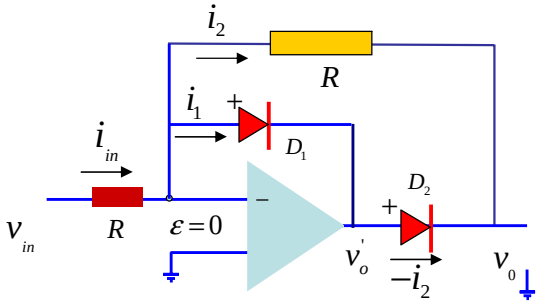
Cuando se quiere rectificar señales cuya amplitud sea inferior a algunos volts, vemos en la característica real de un diodo, que se produce un recorte de la señal rectificada.
La tensión Vin debe superar el valor Vγ para que el diodo empiece a conducir.

Rectificador a diodo

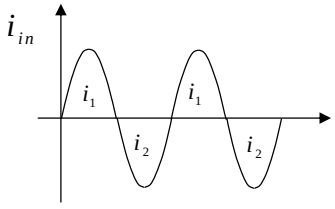




Rectificador operacional de media onda



La corriente i_{in} podrá circular por D_1 (i_1) en los ciclos positivos, cerrándose por el amplificador. En los ciclos negativos, la corriente ($-i_2$) podrá circular por R y D_2, pero no por D_1 que queda en inversa.

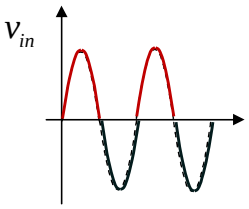


Rectificador operacional de precisión

Semiciclo positivo de entrada *Vin* > 0:

Si D_1 y D_2 cortados entonces $v'_o \rightarrow -\infty$. Pero cuando $v'_o = -V\gamma$ se inicia la conducción de D_1. El amplificador, realimentado a través del D_1, pasará a ganar cero, asumiendo que su resistencia directa $r_D = 0$, y la salida quedará en $v'_o = -V\gamma$ durante el resto del semiciclo positivo de la entrada v_{in}. Como D_2 permance cortado, $v_o = 0$ durante todo el semiciclo

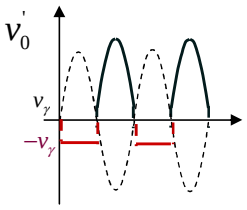
$$v_0^{+} = 0 \quad v_0^{'+} = -v_\gamma$$

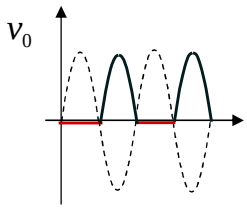


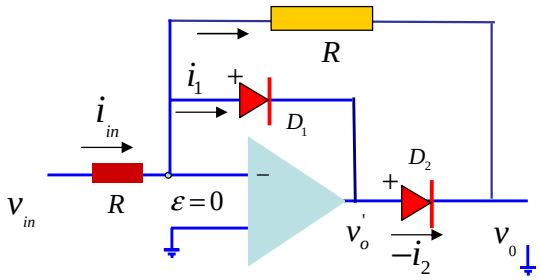
Semiciclo negativo de entrada *Vin* < 0:

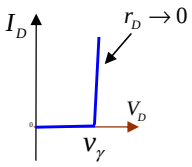
Si D_1 y D_2 cortados entonces $v'_o \rightarrow +\infty$. Pero cuando $v'_o = V\gamma$ se inicia la conducción de D_2. El amplificador, realimentado a través del D_2, pasará a ganar –1.

$$v_0^{-} = -v_{in} \quad v_0^{'-} = v_\gamma - v_{in}$$

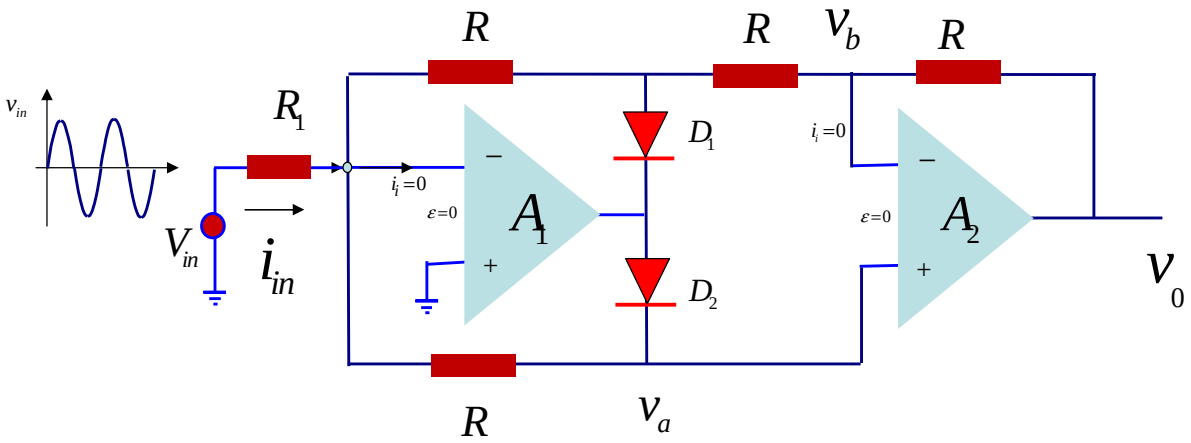






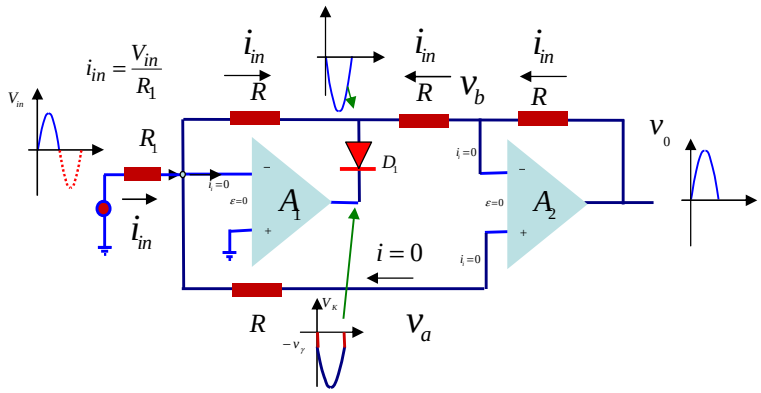


Rectificador operacional de onda completa de precisión



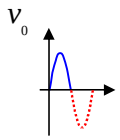
Rectificador operacional de onda completa de precisión

Consideremos el comportamiento del circuito para el semiciclo positivo de entrada



- D1 conduce por lo que $i_{in}=V_{in}/R_1$ circula a través de la R conectada al ánodo de D1, por lo cual la tensión en ese ánodo es - R. V_{in}/R_1 .
- Como D2 no conduce, no hay corriente en la R inferior, por lo que $v_a = v_b = 0$.
- Entonces en la segunda R (conectada a la entrada (-) de A2), circula la misma corriente Vin/R1 pero en sentido inverso proveniente de la tercera R.

$$v_0 = +\frac{R}{R_1} v_{in} \quad \text{para} \quad v_{in} > 0$$

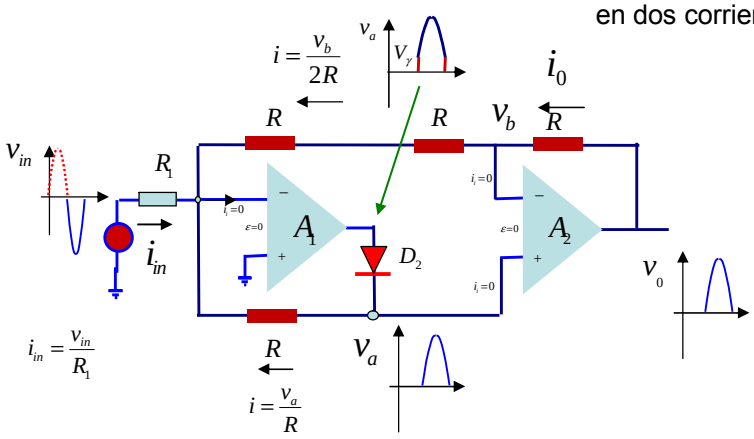


Por lo tanto el sistema para este semiciclo consiste en dos configuraciones inversoras en cascada con una ganancia total

$$\frac{v_0}{v_{in}} = +\frac{R}{R_1}$$

Rectificador operacional de onda completa de precisión

Analizamos el circuito para el semiciclo negativo de entrada, D2 conduce y D1 está cortado



La corriente que entra al nodo de entrada, se divide en dos corrientes provenientes de las R superior e inferior

$$i_{in} = \frac{v_{in}}{R_1} = -\frac{v_b}{2R} - \frac{v_a}{R} \quad \text{siendo} \quad v_b = v_a = v$$

$$\frac{v_{in}}{R_1} = -\frac{v_b}{2R} - \frac{v_a}{R} = -\frac{3v}{2R}$$

de donde $$v = -\frac{2R}{3R_1} v_{in}$$

Las corrientes superiores son iguales: $$i_0 = \frac{v}{2R}$$

Considerando la tierra virtual del A1: $$v_0 = 3\, i_0\, R = \frac{3}{2} v$$

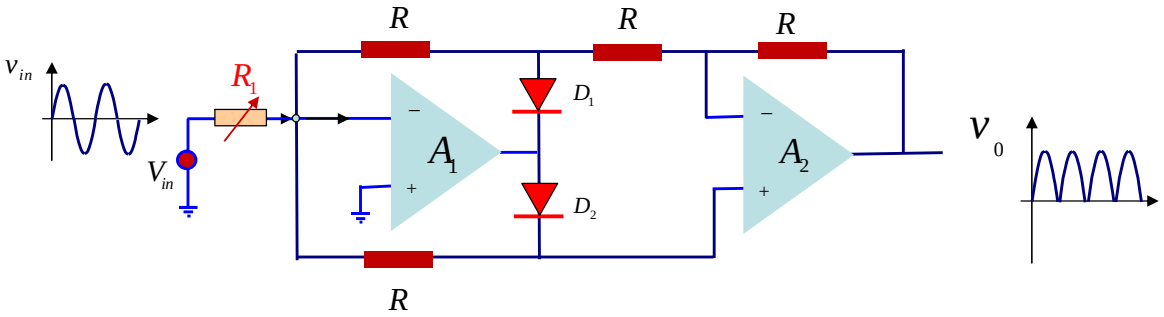
Reemplazando el valor de V que es función de V_{in} resulta:

$$v_0 = \frac{3}{2}\left(-\frac{2R}{3R_1} v_{in}\right) = -\frac{R}{R_1} v_{in} \quad \text{para} \quad v_{in} < 0$$

Rectificador operacional de onda completa de precisión

$v_0 = +\frac{R}{R_1} v_{in}$ para $v_{in} > 0$

$v_0 = -\frac{R}{R_1} v_{in}$ para $v_{in} < 0$



Por lo tanto el circuito funciona como rectificador de onda completa con una ganancia que se puede variar mediante una sola resistencia (R1)

$$v_0 = \frac{R}{R_1} |v_{in}|$$

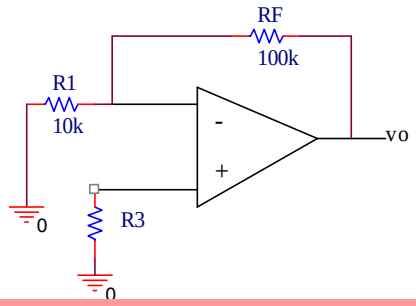
Ejercicios

Problema 1 : El siguiente circuito permite compensar la corriente de polarización de entrada.

Si $Ib^- = 1.1\mu A$ e $Ib^+ = 1\mu A$

¿Se podrá ajustar el valor de R3 para que vo= 0?

¿cuál será el valor de R3?



$$v_o = -\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) R_3 I_b^+ + R_F I_b^-$$

$$0 = -\left(\frac{R_1 + R_F}{R_1}\right) R_3 I_b^+ + R_F I_b^- \Rightarrow R_3 = R_F \frac{I_b^-}{I_b^+}\left(\frac{R_1}{R_1 + R_F}\right)$$

Problema 2 : La velocidad de respuesta de un AO de ganancia unitaria es SR= 0.5 V/µs. La entrada es una señal sinusoidal con un valor de pico de 10 V.

¿cuál será la frecuencia máxima fsmáx para la cual no se produce distorsión a la salida?

$$v_{in}(\omega t) = v_{out}(\omega t) = 10V\ sen\ 2\pi f t \Rightarrow \frac{dv_{out}}{dt} = 10V\ 2\pi f\ cos\ 2\pi f t$$

$$SR = \left.\frac{dv_{out}}{dt}\right|_{máx} = V_{máx}\ 2\pi\ f \Rightarrow f = \frac{SR}{V_{máx}\ 2\pi}$$