

Electrónica Analógica I

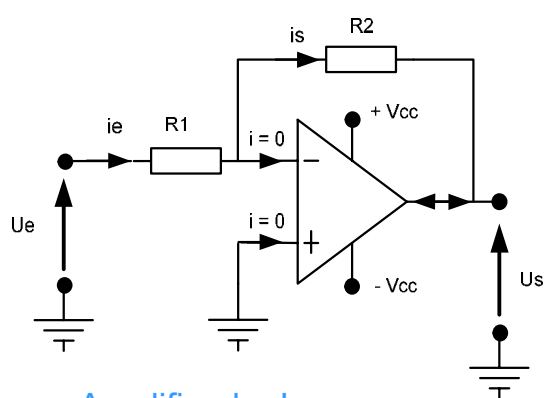
AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Electrónica Analógica I

1

Aplicaciones del amplificadores operacionales

Aplicaciones Lineales:



Amplificador Inversor

$$U_s = f(U_e)$$

$$U_+ = U_-$$

$$i_e = \frac{U_e}{R_1}$$

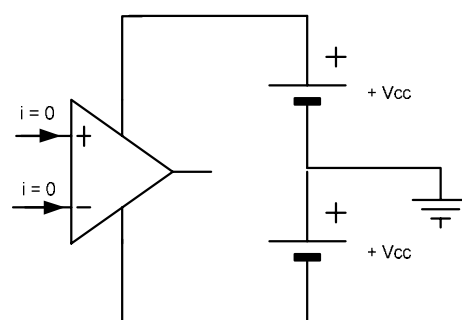
$$U_s = -i_s R_2$$

$$i_s = i_e$$

$$U_s = -U_e \frac{R_2}{R_1}$$

$$Z_e = \frac{U_e}{i_e}$$

Alimentación Simétrica

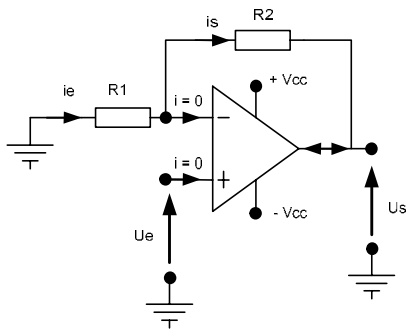


Electrónica Analógica I

2

Aplicaciones del amplificadores operacionales

Aplicaciones Lineales:

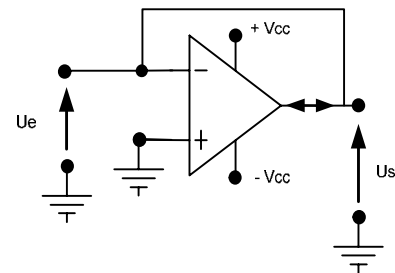


Amplificador no Inversor

$$U_s = f(U_e) \quad U_+ = U_-$$

$$i_e = \frac{U_e}{R_1} \quad U_s = i_s R_2 + U_e$$

$$U_s = U_e \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad Z_e = \infty$$



Seguidor

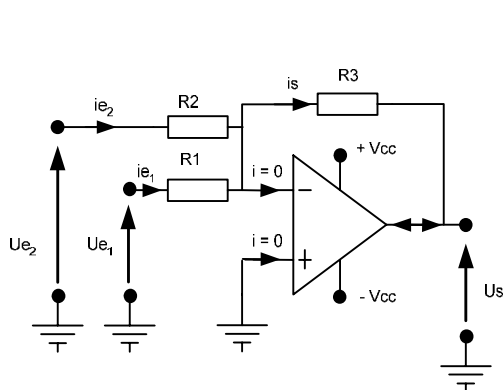
$$U_s = f(U_e)$$

$$U_s = U_e$$

$$Z_e = \infty$$

Aplicaciones del amplificadores operacionales

Aplicaciones Lineales:

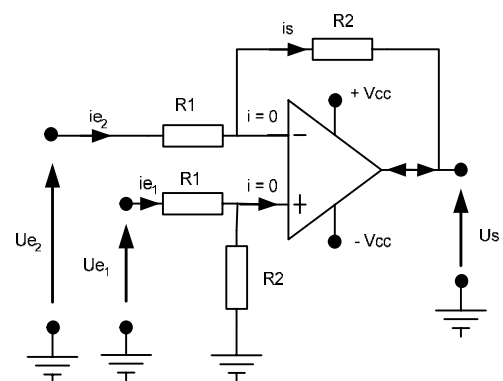


Sumador Inversor

$$U_s = f(U_e)$$

$$i_e = i_{e1} + i_{e2}$$

$$U_s = - \left(U_{e1} \frac{R_3}{R_1} + U_{e2} \frac{R_3}{R_2} \right)$$



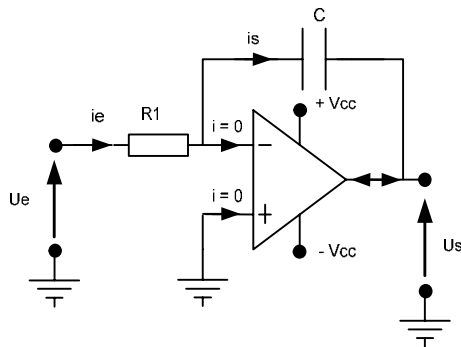
Amplificador diferencial

$$U_e = f(U_s)$$

$$U_s = (U_2 - U_1) \frac{R_2}{R_1}$$

Aplicaciones del amplificadores operacionales

Aplicaciones Lineales:



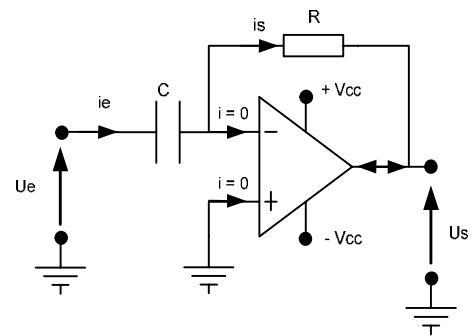
Integrador

$$U_s(t) = -U_c(t) \quad U_c = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i_c(t) dt$$

$$i_e(t) = \frac{U_e(t)}{R} \quad i_c(t) = i_e(t)$$

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

Electrónica Analógica I



Diferenciador

$$U_s(t) = -i_s R \quad i_s(t) = i_e(t)$$

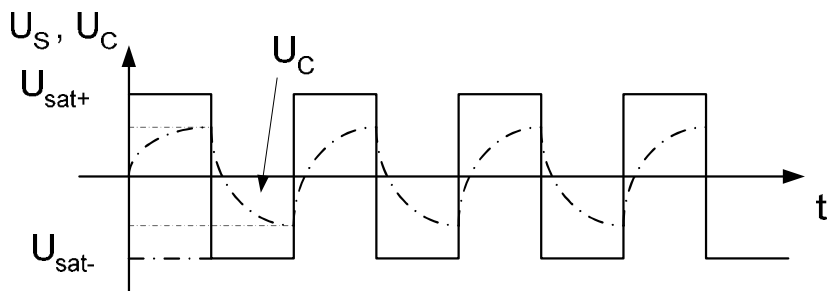
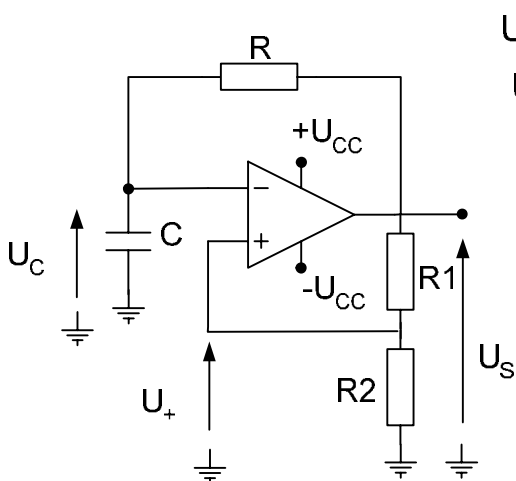
$$i_e(t) = C \frac{dU_c}{dt} \quad U_c(t) = U_e(t)$$

$$U_s(t) = -RC \frac{dU_e(t)}{dt}$$

5

Aplicaciones del amplificadores operacionales

Aplicaciones NO Lineales:



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

Multivibrador Astable

Electrónica Analógica I

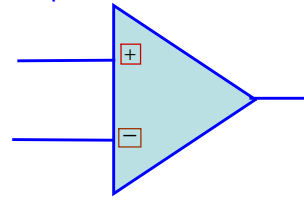
6

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 ($a = \infty$)
Impedancia de entrada infinita ($R_i = \infty$)
Impedancia de salida nula ($R_o = 0$)
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

Electrónica Analógica I

7

El Amplificador Operacional Real

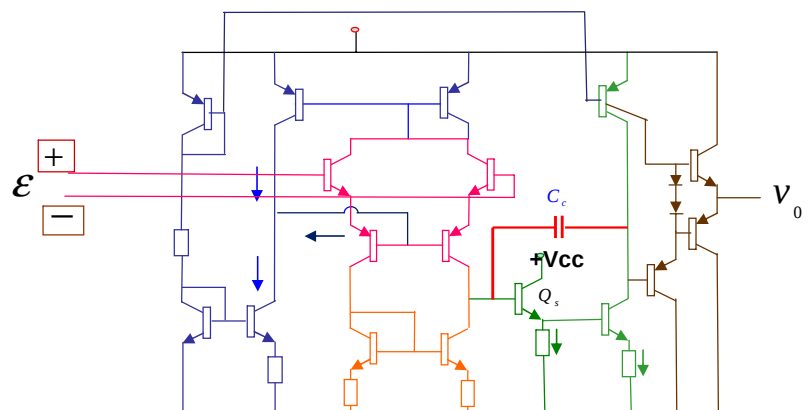
El **A.O. real** difiere del ideal principalmente en estos parámetros

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

$a=200.000$
 $2M\Omega$
 50Ω
 $ABW=1,5MHz$
 $90dB$
 $96dB$
 $80nA+0,5nA/^{\circ}C, \Delta=20nA$
 $1mV+15\mu V/^{\circ}C$
 $V_{cc}=1V; 0,5V/\mu s$

Circuito simplificado del A.O. 741



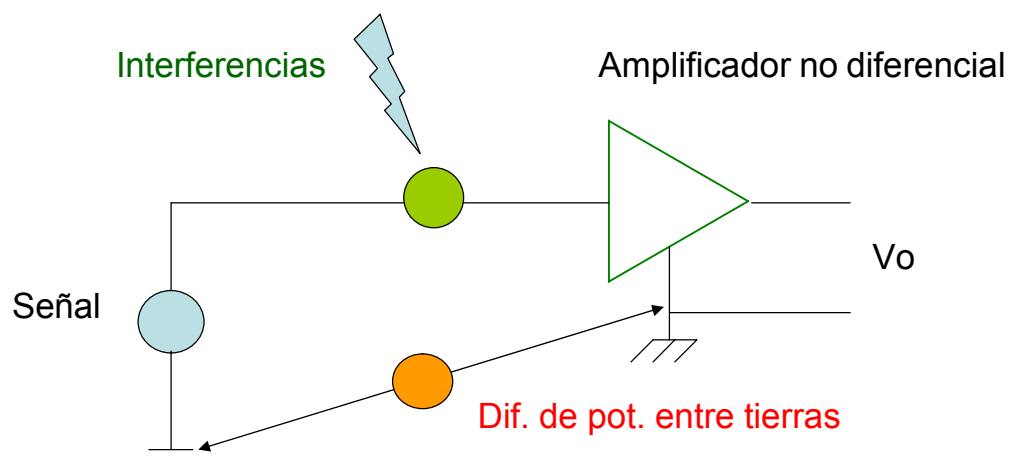
Electrónica Analógica I

8

Electrónica Analógica I

AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

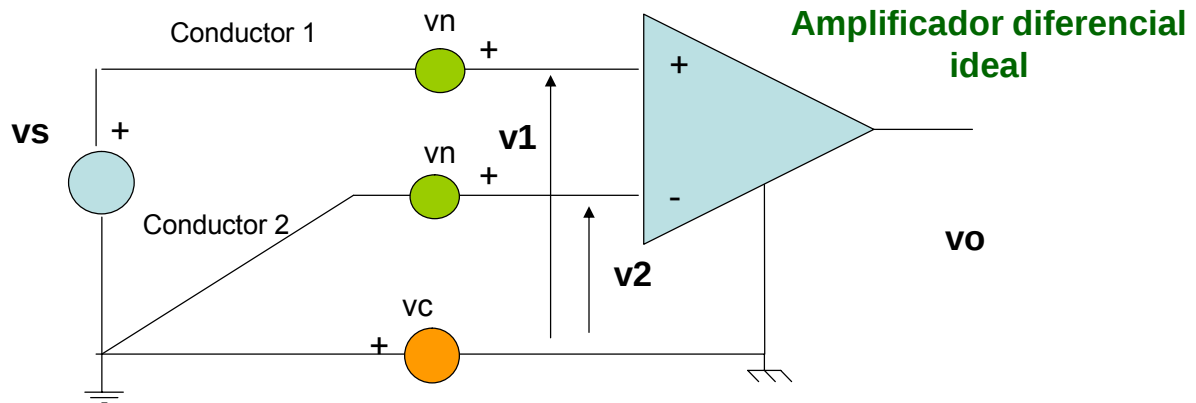
AMPLIFICADORES DIFERENCIALES



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 v_n en ambos.

Además existe la diferencia de potencial v_c entre las tierras

salida debido a la entrada +

salida debido a la entrada -

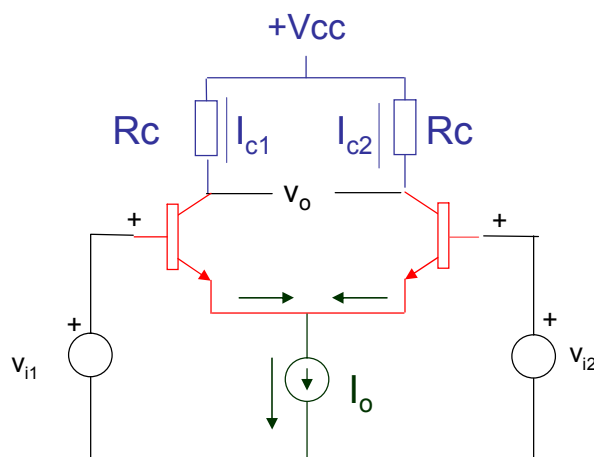
$$\left. \begin{aligned} v_{o1} &= A_d (v_s + v_n + v_c) \\ v_{o2} &= -A_d (v_c + v_n) \end{aligned} \right\} v_o = v_{o1} + v_{o2} = A_d \cdot v_s$$

↑
salida total

AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

Análisis para grandes señales

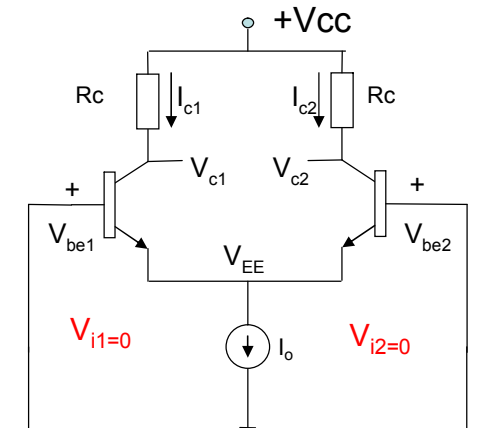
Amplificador diferencial BJT acoplado x emisor



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

Por simetría, $v_o=0$ cuando $v_{i1}=v_{i2}$

Aproximación del Modelo de Ebers Moll (zona activa)



En zona activa, $e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \gg 1$ $e^{-\frac{V_{CB}}{V_T}} \ll 1$

Para los datos anteriores,

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

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

La simplificación del modelo queda justificada:

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

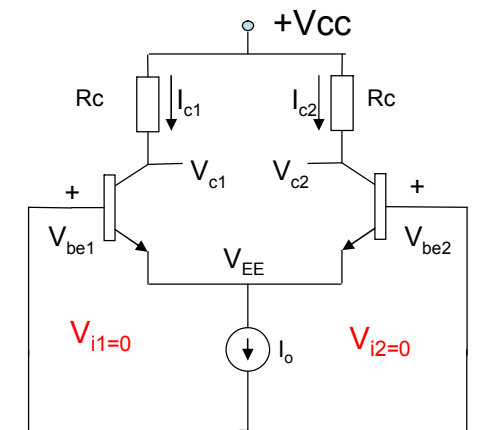
$$I_C = \alpha_D I_{ES} (e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1) - I_{CS} (e^{-\frac{V_{CB}}{V_T}} - 1)$$



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

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

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:

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

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

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



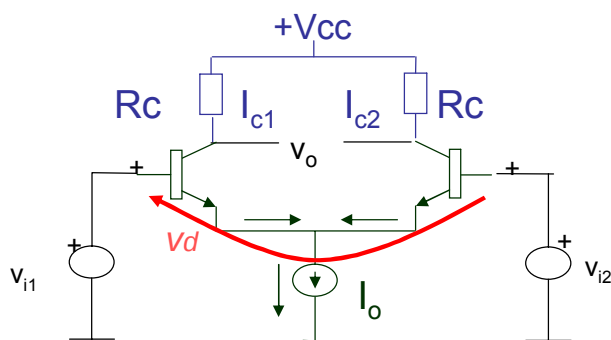
Diseñamos para ubicación de un punto de operación **simétrico** de la **zona activa**

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



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

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. $I_0 < V_{cc}/R_c$ para evitar saturación

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

En la malla de entrada definimos tensión diferencial de entrada v_d

resultan las transferencias:

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

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

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

Gráfico normalizado de corrientes

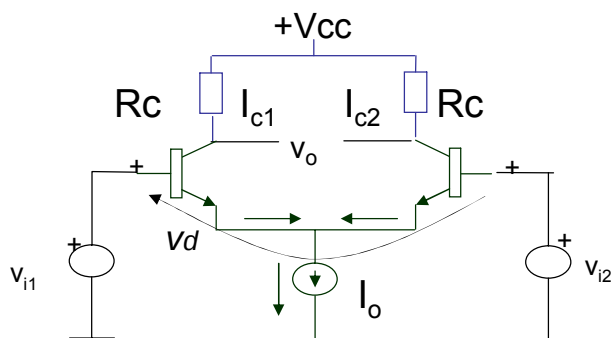
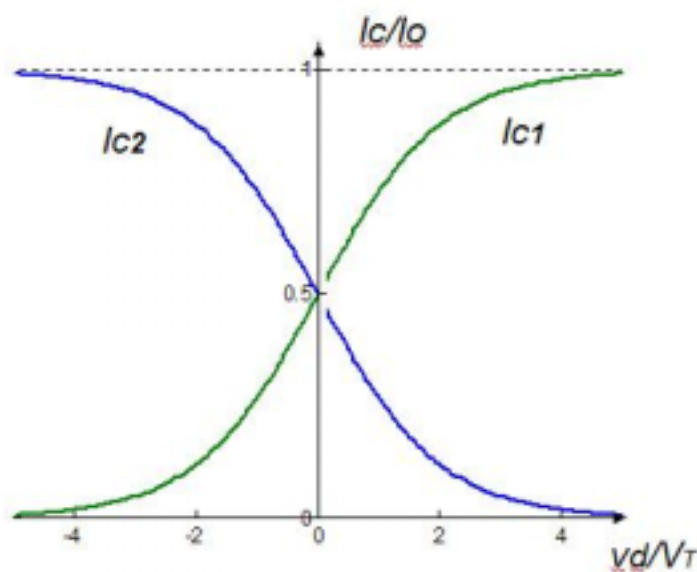


Gráfico normalizado



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

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

Gráfico normalizado de transconductancia

La transconductancia 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 $v_d = 0$:
$$g_{ad0} = \frac{\alpha_D I_o}{2V_T}$$

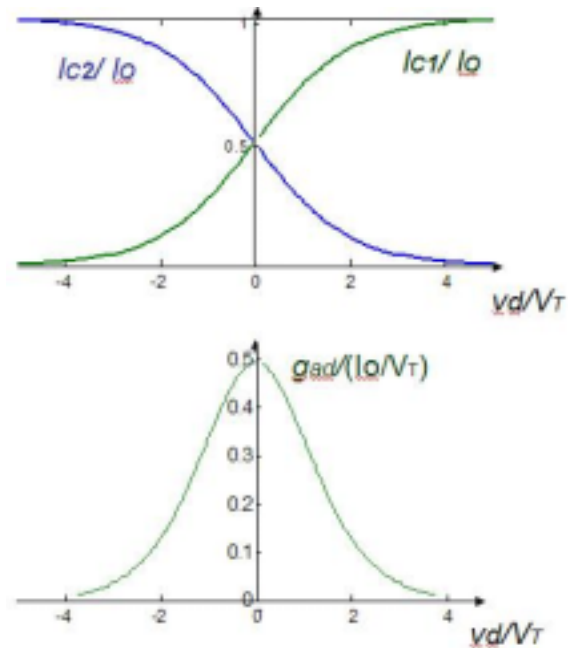
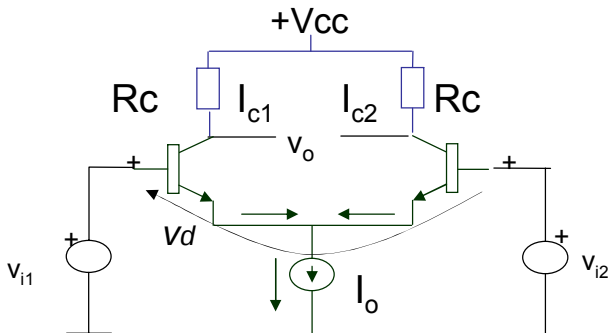


Gráfico normalizado de transferencia de tensión

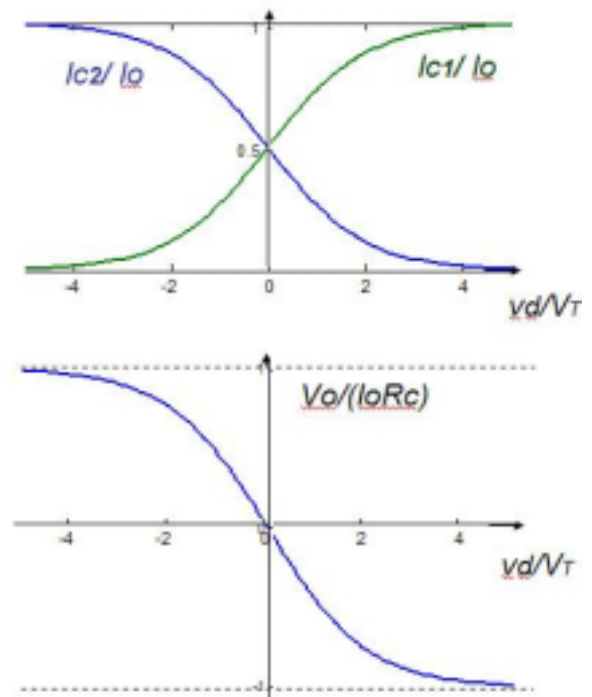


La transferencia (no lineal) entre las tensiones v_d y v_o está dada por:

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

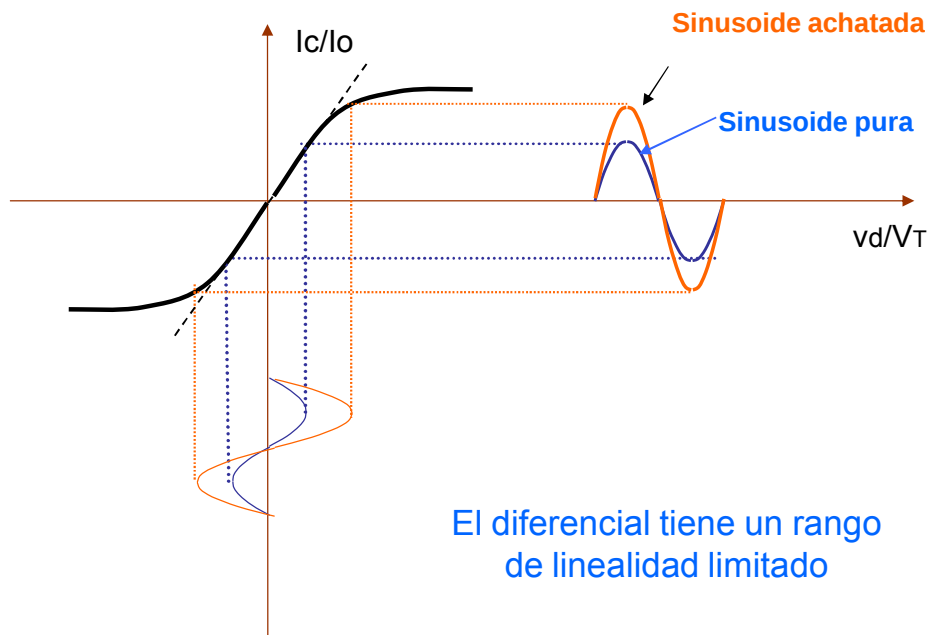
$$v_o = \alpha_D I_o R_C \left(\frac{1}{1 + e^{\frac{v_d}{V_T}}} - \frac{1}{1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}} \right)$$

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

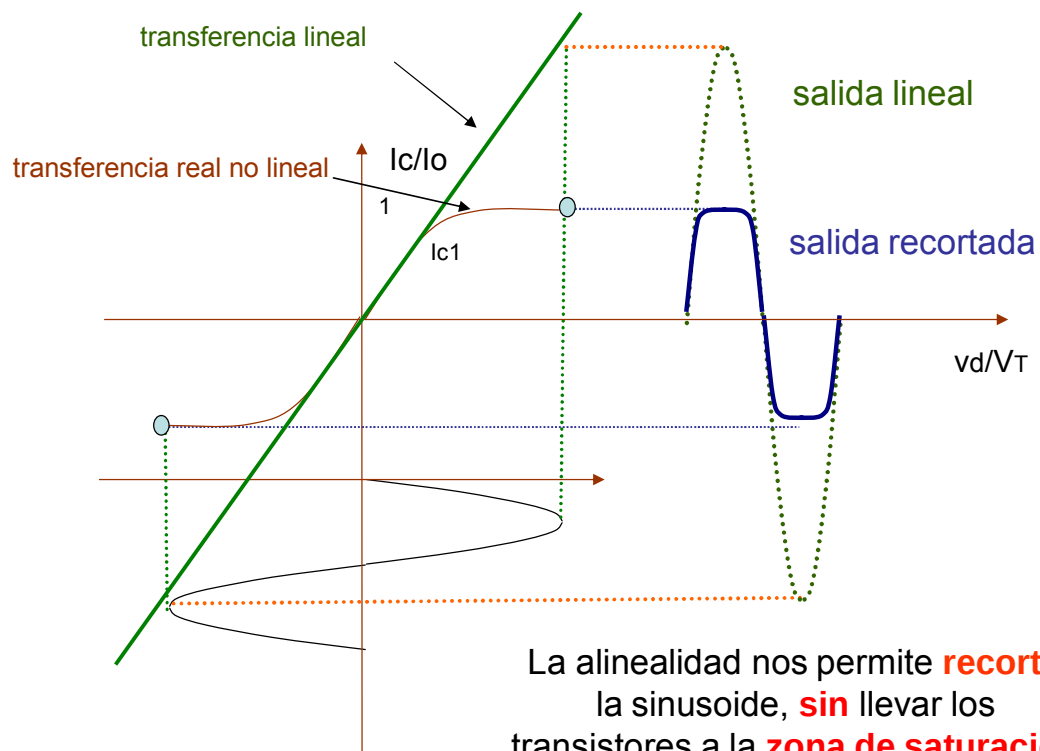


No linealidad del Amp. Diff. BJT

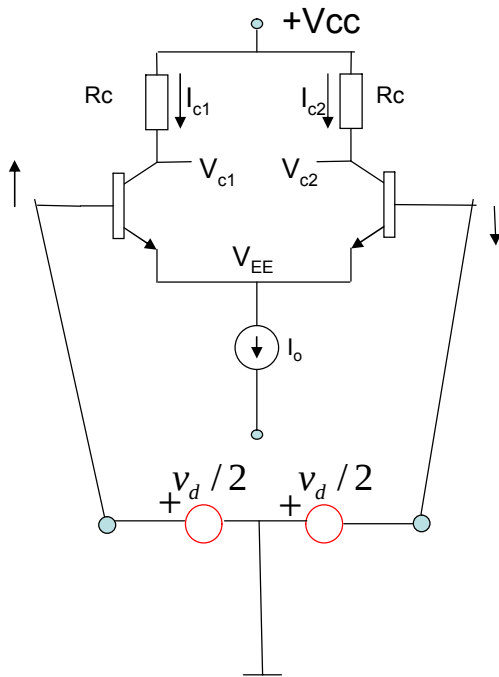
Si aplicamos **pequeña señal** estaremos en zona lineal.
Con **mayor señal** tendremos deformación por no linealidad



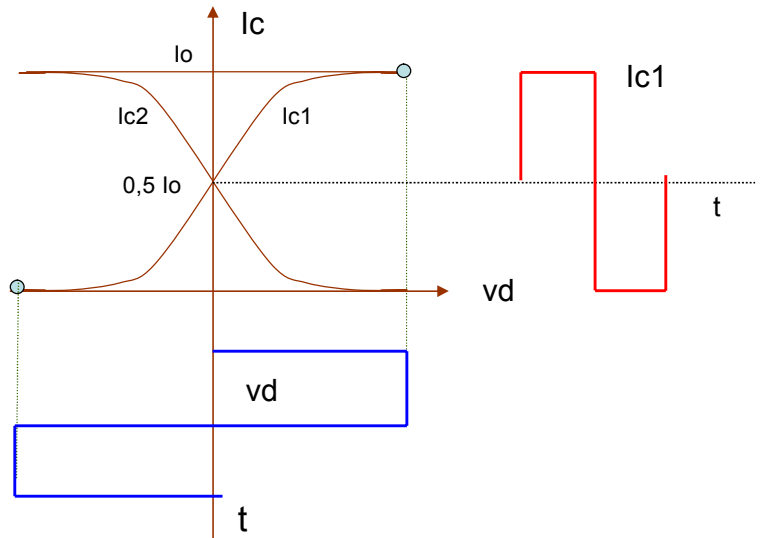
Si aplicamos una muy gran señal de entrada, **tendremos recorte**



Amplificador diferencial como llave

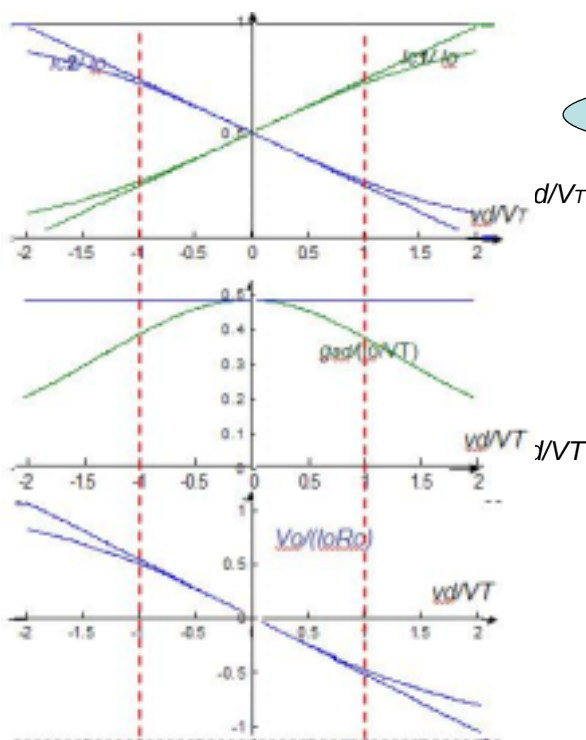


Aplicamos señal v_d entre bases



La señal de entrada hace a $I_{c1} = I_o$
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

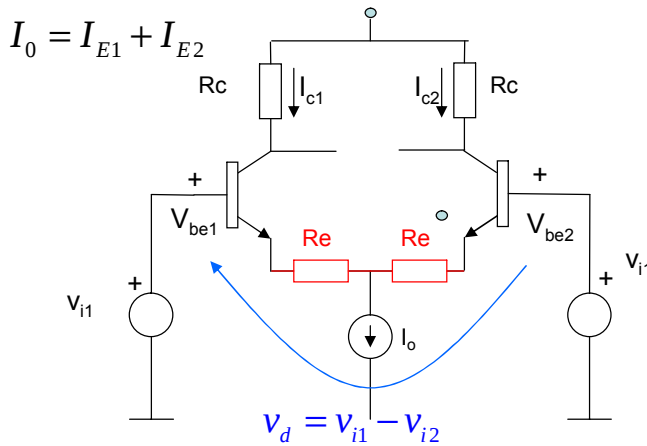
$$I_{Ci} = \frac{\alpha_D I_o}{(1 + e^{\mp \frac{v_d}{V_T}})} \Rightarrow I_{Ci} \approx \alpha_D I_o \left(\frac{1}{2} \pm \frac{v_d}{4V_T} \right)$$

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

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

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:

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

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

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

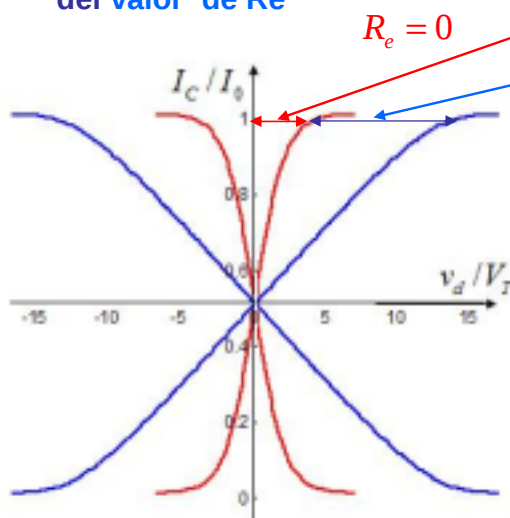
Electrónica Analógica I

23

Transferencia linealizada con Re

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

$$v_d = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_0 - I_{C1}} + (2I_{C1} - I_0)R_e$$



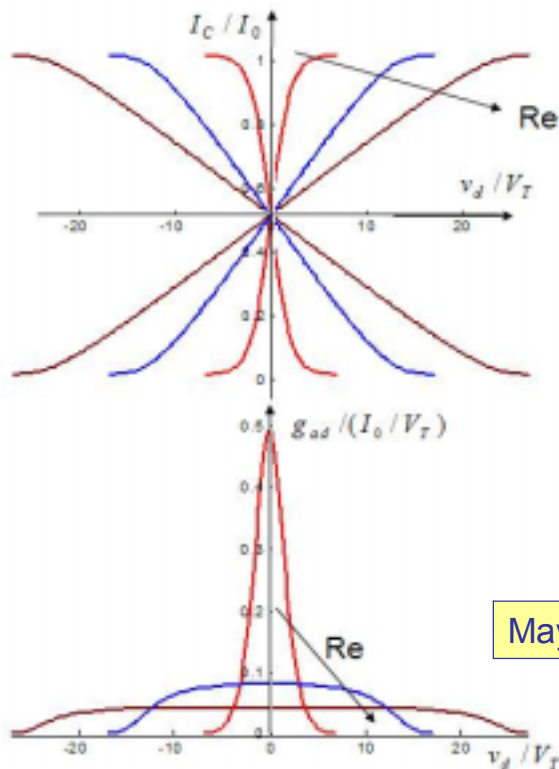
En rojo la transferencia **sin linealizar** y en azul **linealizada mediante Re**.

La variación de pendiente indica la pérdida de transconductancia

Electrónica Analógica I

24

Transferencia linealizada con Re



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

$$R_e = 0$$

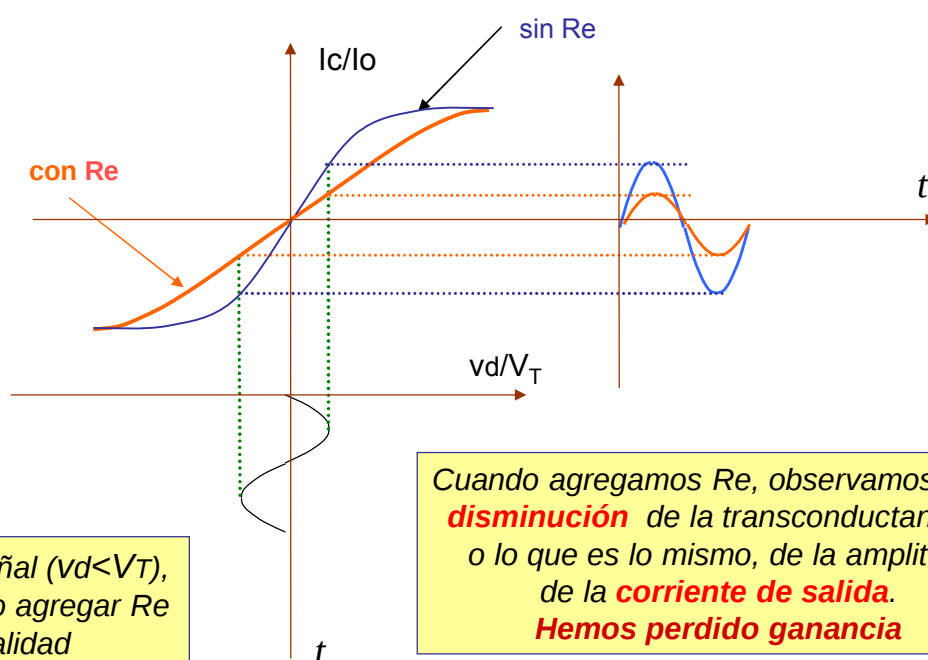
$$R_e = 10 \cdot (V_T / I_0)$$

$$R_e = 20 \cdot (V_T / I_0)$$

Comportamiento lineal
en el rango de
transconductancia constante

Mayor linealidad – menor transconductancia

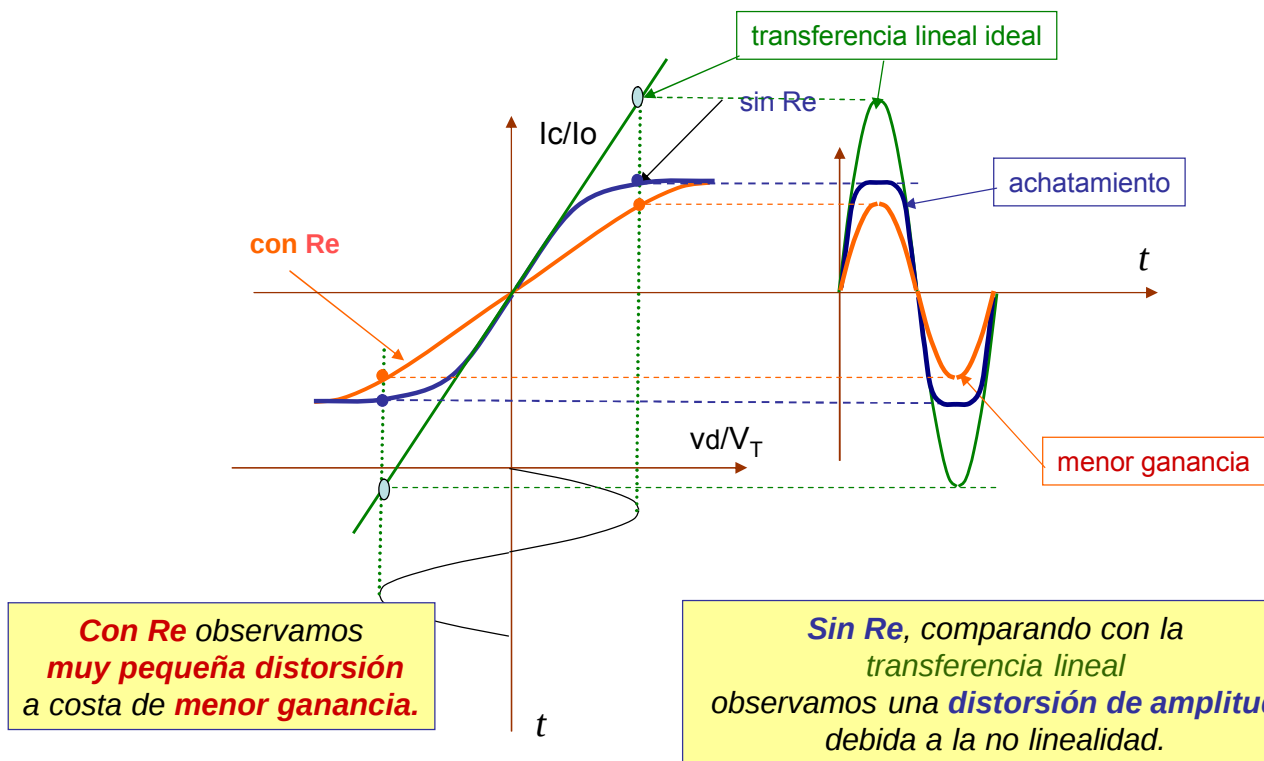
Corriente de salida sin/con resistencias de emisor. Pequeña señal ($v_d < V_T$)



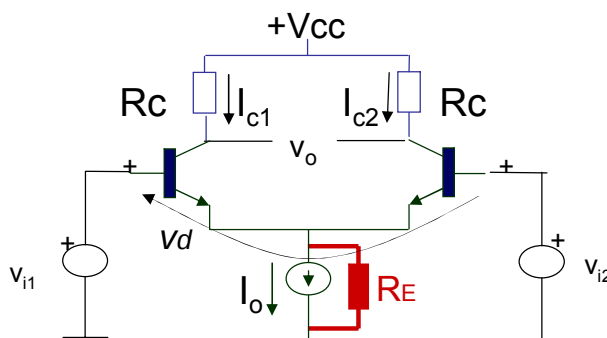
En pequeña señal ($v_d < V_T$),
no es necesario agregar Re
por linealidad

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 ($v_d < V_T$)



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

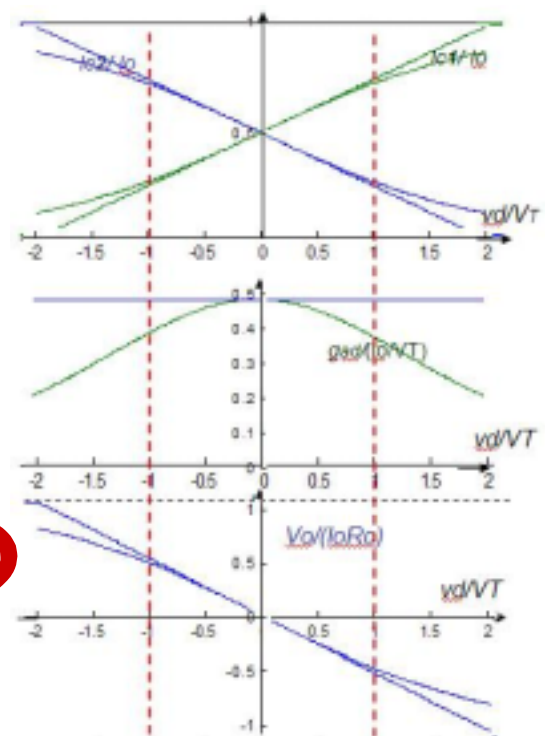


$$I_{Ci} = \frac{\alpha_D I_o}{(1 + e^{\mp \frac{v_d}{V_T}})} \Rightarrow I_{Ci} \approx \alpha_D I_o \left(\frac{1}{2} \pm \frac{v_d}{4V_T} \right)$$

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

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

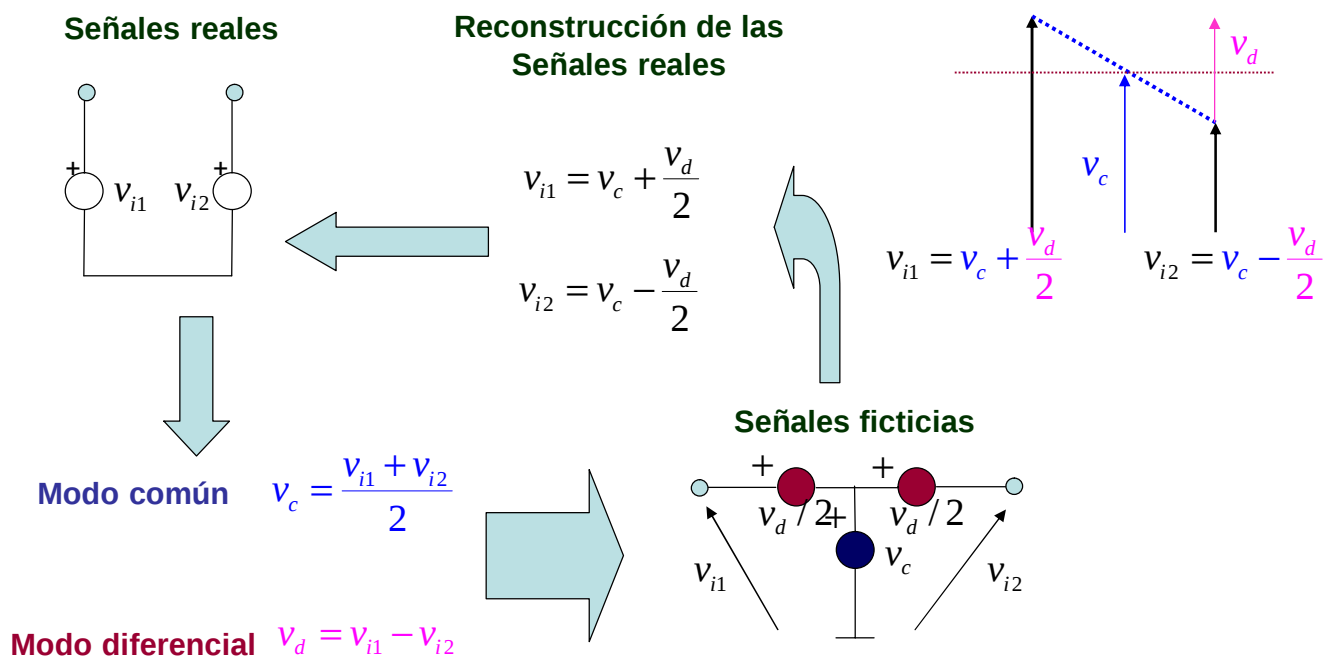
?



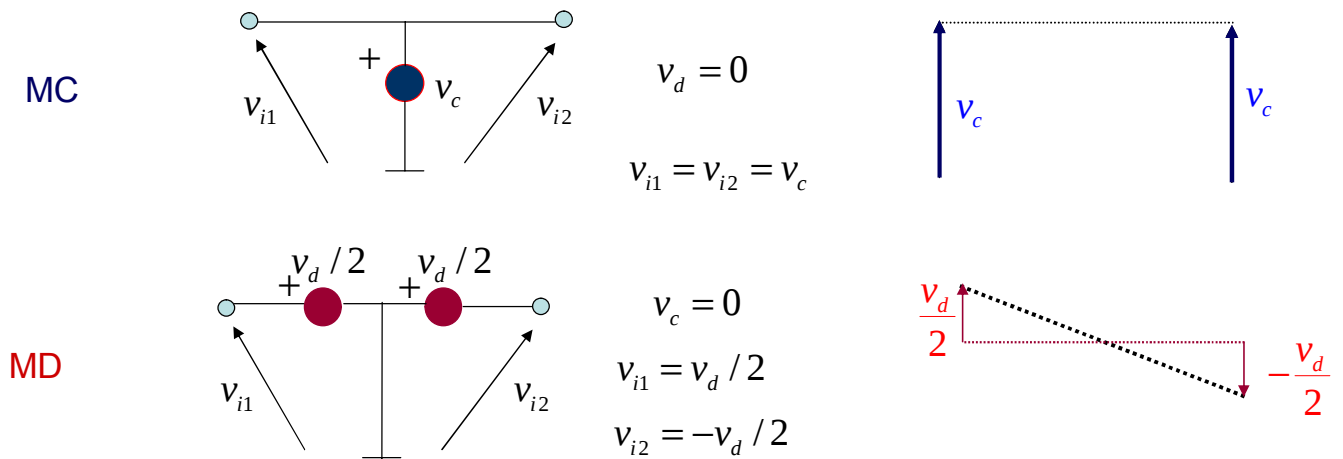
Electrónica Analógica I

Análisis para pequeñas señales

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

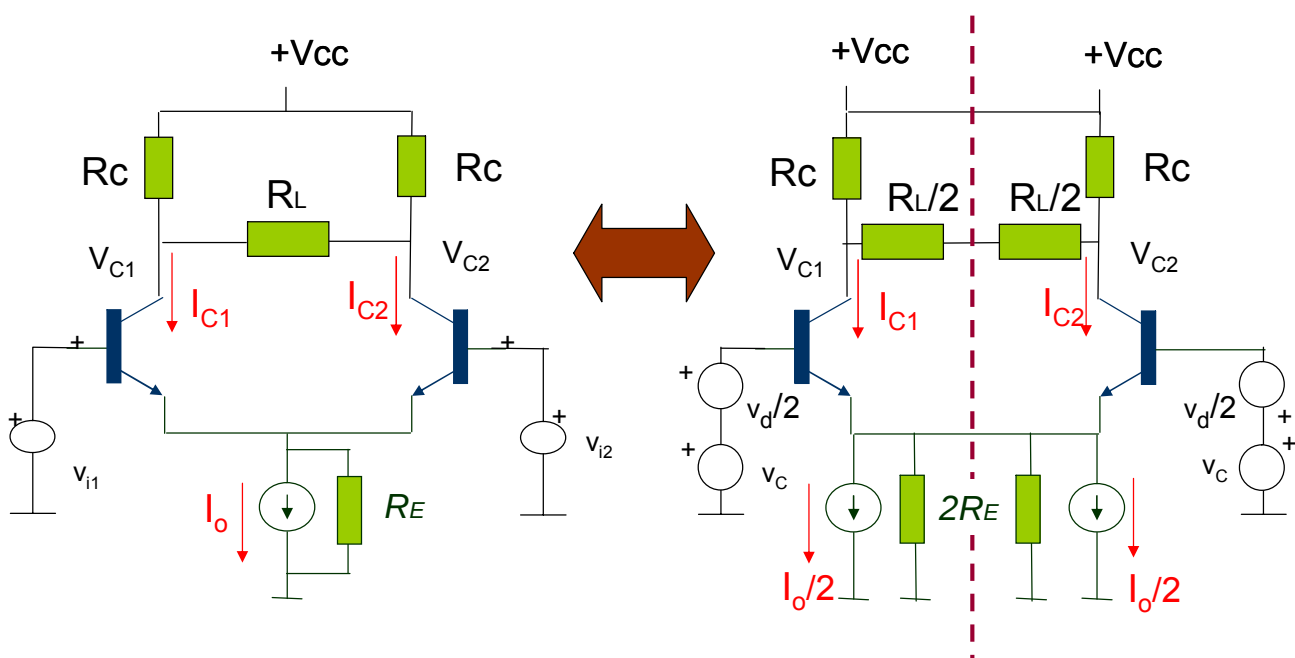


Señales de Modo Común (MC) y de Modo Diferencial (MD)



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:

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

+

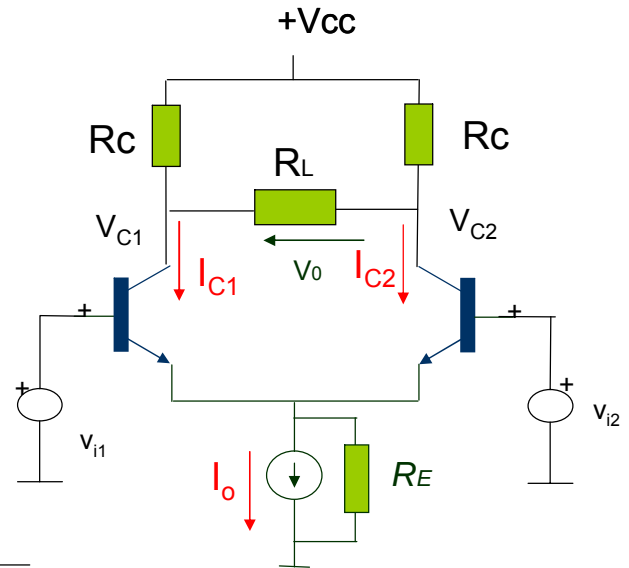
MC:

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

+

Polarización

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



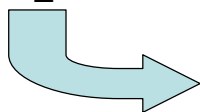
$$\begin{aligned} V_{C1} &= \bar{V}_C + A_{cc} v_{ic} + A_{dd} \frac{v_{id}}{2} \\ V_{C2} &= \bar{V}_C + A_{cc} v_{ic} - A_{dd} \frac{v_{id}}{2} \end{aligned}$$

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

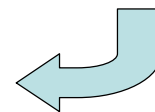
Factor de Rechazo de Modo Común en Amp. Diff.

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

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



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

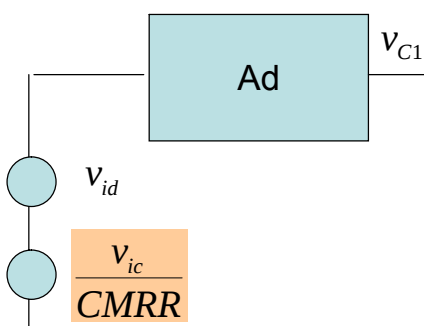


equivale a aplicar dos señales diferenciales (una real y otra ficticia) a un amplificador que opera sólo en MD

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

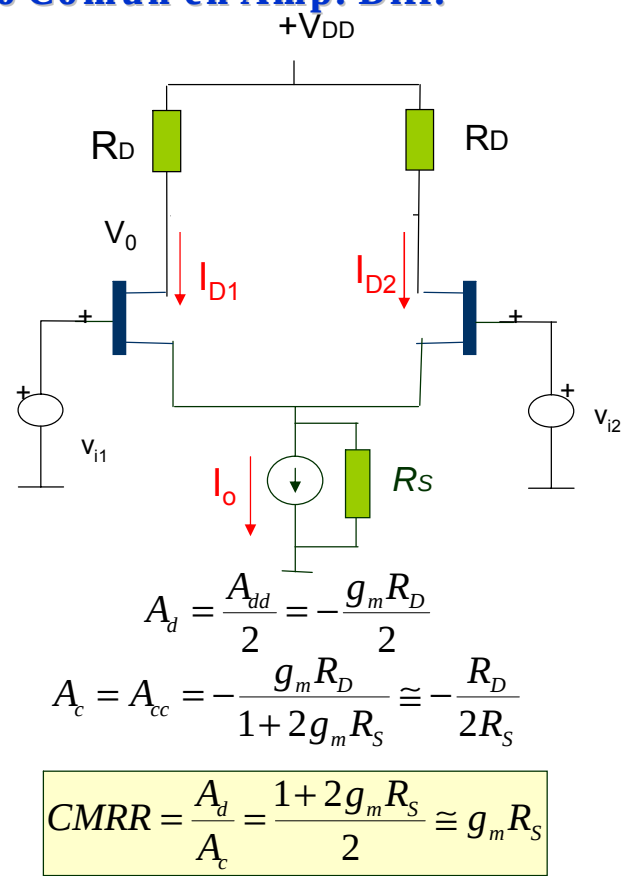
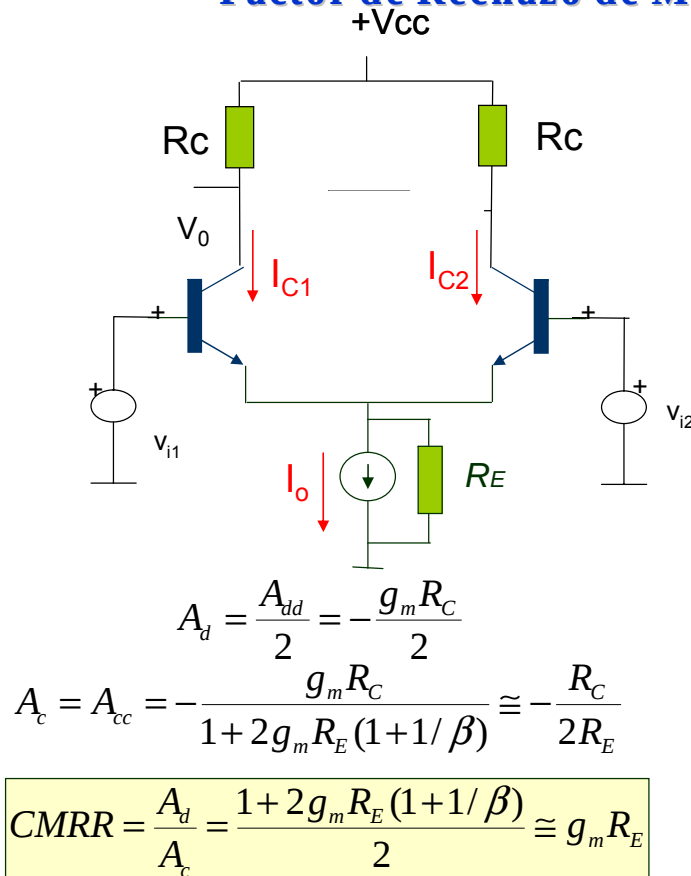
Se define Factor de Rechazo de MC (CMRR):

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



- 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 v_{ic} para tener el mismo efecto a la salida que v_{id}

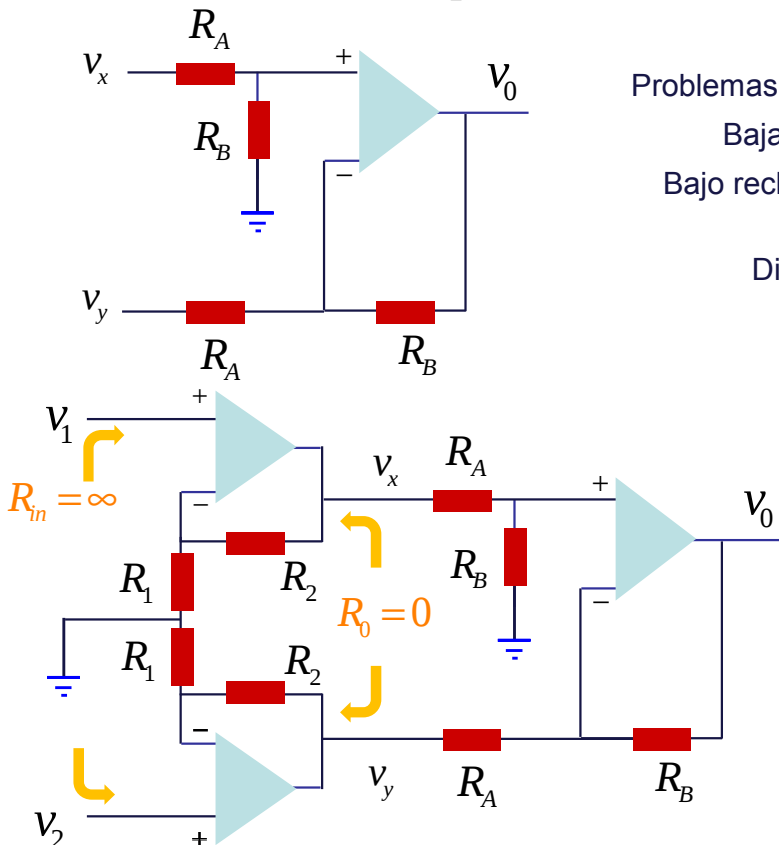
Factor de Rechazo de Modo Común en Amp. Diff.



Electrónica Analógica I

35

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:

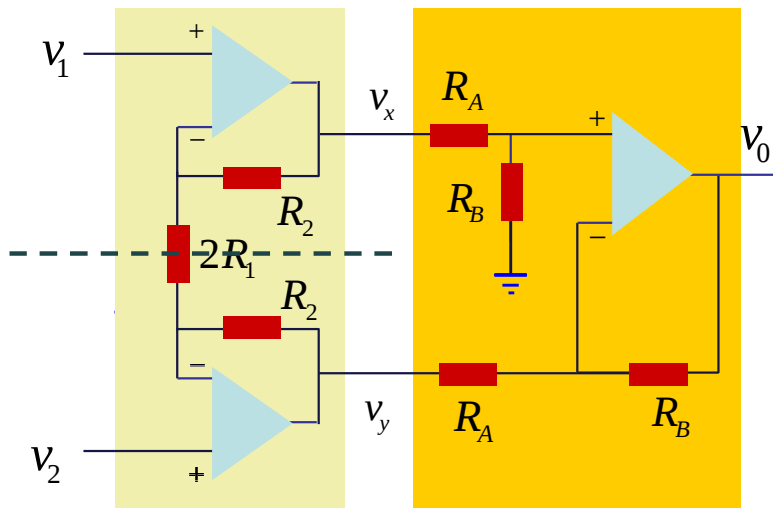
$$v_{x,y} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} v_{1,2}$$

No mejora rechazo de modo común ni facilita ajuste de ganancia

Electrónica Analógica I

36

El Amplificador de Instrumentación



La primera etapa tiene $R_o \approx 0$, por lo que no es cargada por la segunda.

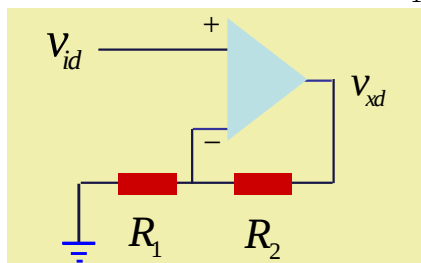
Ver que la primera etapa tiene entrada y salida diferencial y es simétrica

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

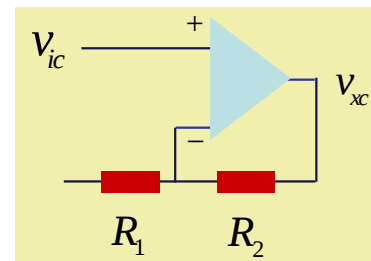
Ganancia de MD: $A_d = \frac{R_2 + R_1}{R_1}$



$CMRR = A_d$

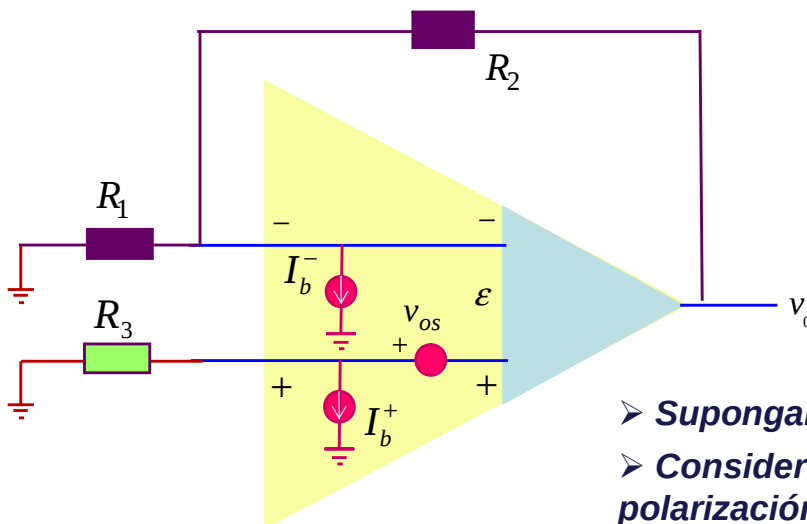
Electrónica Analógica I

Ganancia de MC: $A_c = 1$



37

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



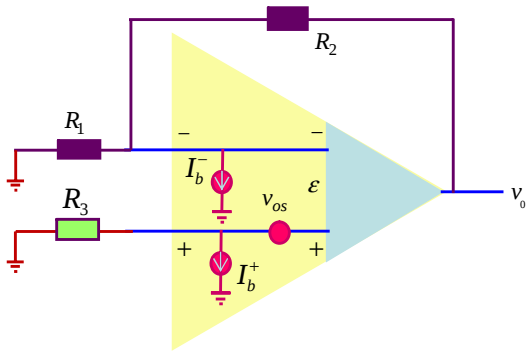
- Supongamos A.O. con ganancia infinita.
- Consideremos las corrientes de polarización y el offset.

- 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 R_3 que no tiene efectos para la señal.
- Aplicamos superposición.

Electrónica Analógica I

38

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



Efecto de I_b^+ :

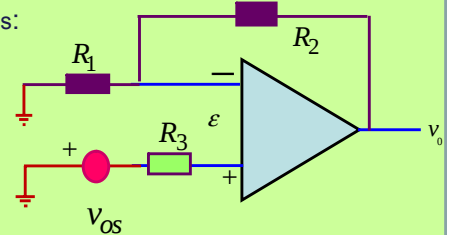
$$v_o(I_b^+) = -\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) R_3 I_b^+$$

Efecto de I_b^- :

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

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

Efecto de v_{os} :

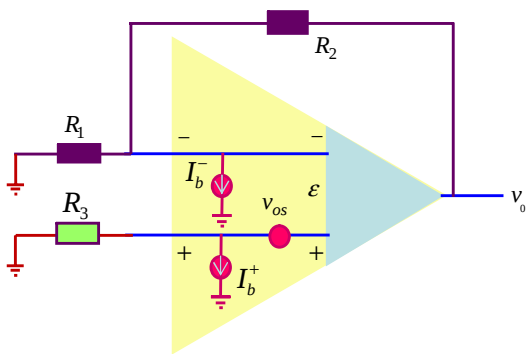


$$v_o = -\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) v_{os} - \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) R_3 I_b^+ + R_2 I_b^-$$

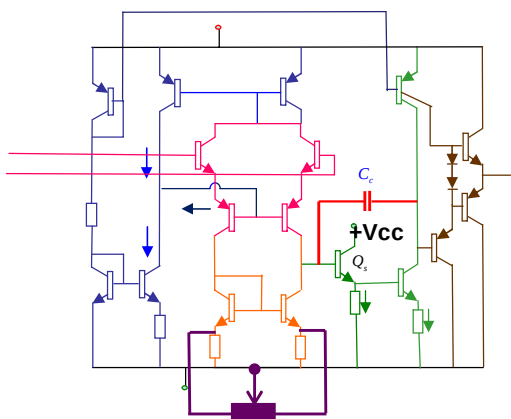
Electrónica Analógica I

39

Compensación de la Polarización



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

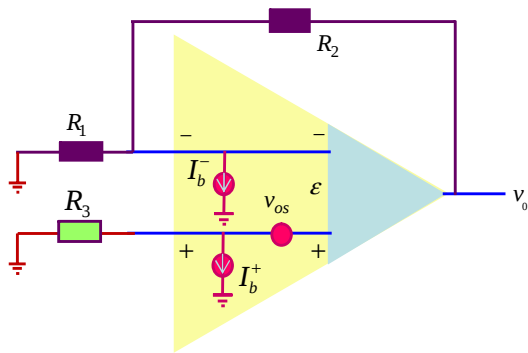


- **Compensación empleando el ajuste del A.O. con potenciómetro externo.**
- **Con el ajuste de offset se compensan las corrientes de polarización.**
- **Compensación válida para el A.O. puntual y el circuito puntual.**
- **Sensible a deriva térmica.**

Electrónica Analógica I

40

Compensación de las Corrientes de Polarización



Olvidémonos x un momento de la tensión de offset

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

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

Si $R_3 = 0$ se tiene: $v_o = R_2 I_b^-$

Existe R_3 que anula el efecto de las corrientes de polarización para el A.O. puntual y el circuito puntual

Si $R_3 = R_1 // R_2$ se obtiene: $v_o = -R_2 I_{os}$

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

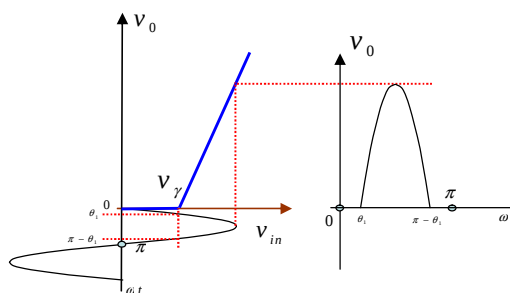
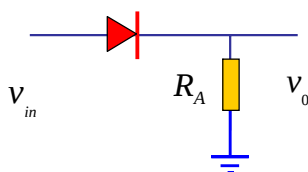
$$I_{os} \cong 10 \text{ al } 25 \% \text{ de } I_b$$

Rectificador operacional de precisión

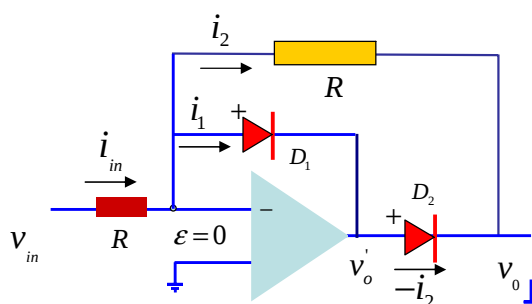
Cuando se quiere rectificar señales cuya amplitud sea inferior a algunos volts, vemos en la característica real de un diodo, que se produce un recorte de la señal rectificada.

La tensión V_{in} debe superar el valor V_γ para que el diodo empiece a conducir.

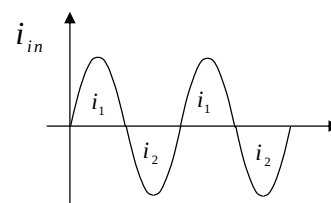
Rectificador a diodo



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 $V_{in} > 0$:

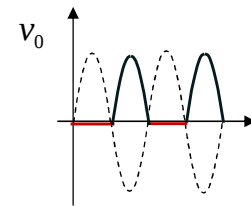
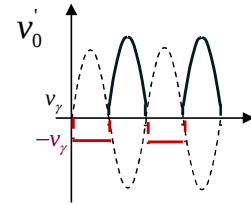
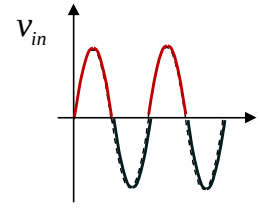
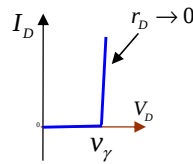
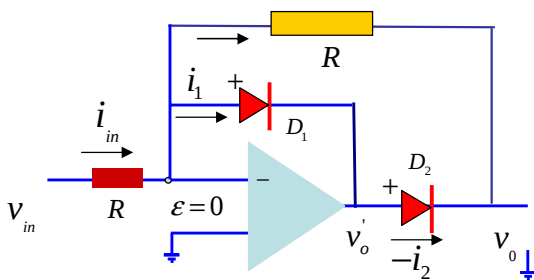
Si D_1 y D_2 cortados entonces $v_o' \rightarrow -\infty$. Pero cuando $v_o' = -V_\gamma$ se inicia la conducción de D_1 . El amplificador, realimentado a través del D_1 , pasará a ganar cero, asumiendo que su resistencia directa $r_D = 0$, y la salida quedará en $v_o' = -V_\gamma$ durante el resto del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

$$v_o^+ = 0 \quad v_o'^+ = -V_\gamma$$

Semiciclo negativo de entrada $V_{in} < 0$:

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 .

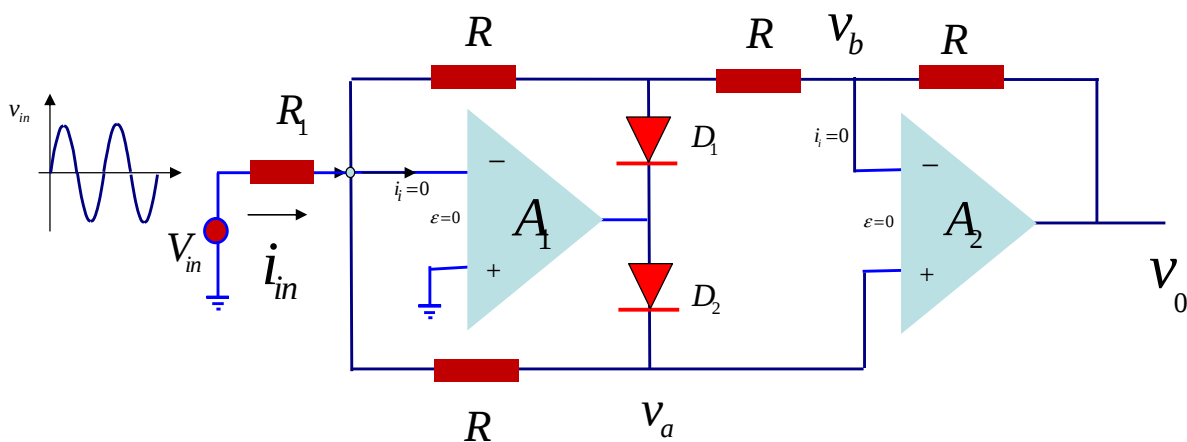
$$v_o^- = -v_{in} \quad v_o'^- = V_\gamma - v_{in}$$



Electrónica Analógica I

43

Rectificador operacional de onda completa de precisión

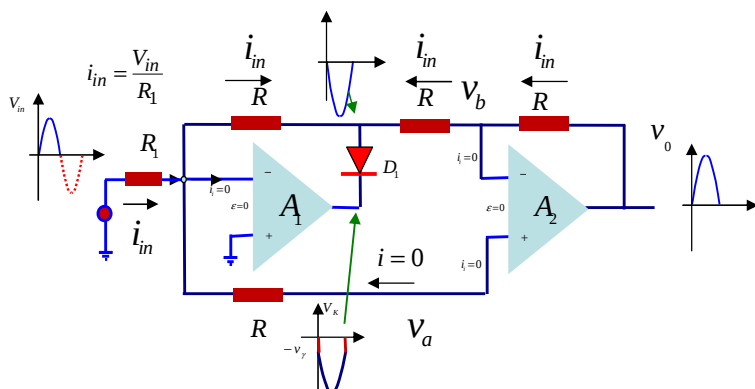


Electrónica Analógica I

44

Rectificador operacional de onda completa de precisión

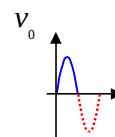
Consideremos el comportamiento del circuito para el semiciclo positivo de entrada



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

para

$v_{in} > 0$



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

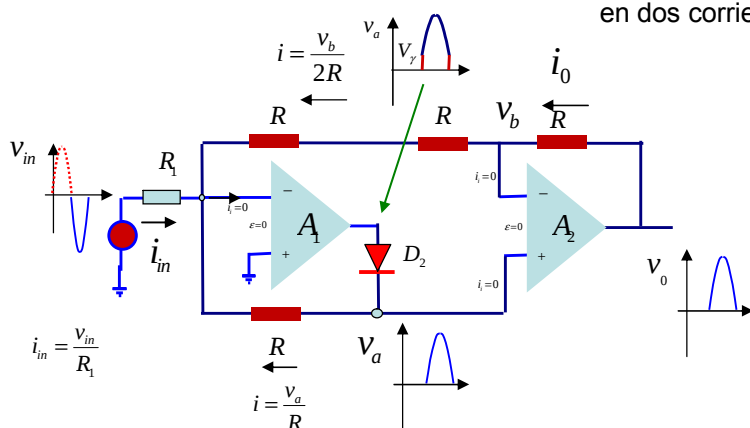
$$\frac{v_0}{v_{in}} = + \frac{R}{R_1}$$

- 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 $-R \cdot V_{in}/R_1$.
- 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 V_{in}/R_1 pero en sentido inverso proveniente de la tercera R.

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: $v_0 = 3 i_0 R = \frac{3}{2} v$

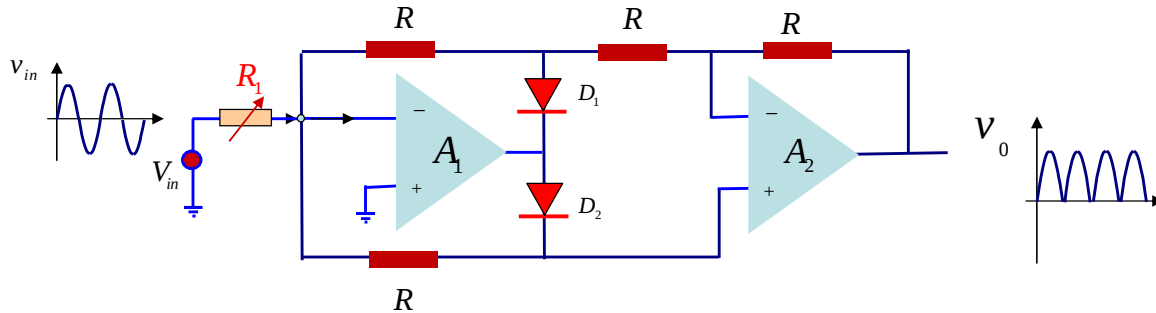
Reemplazando el valor de V que es función de V_{in} resulta:

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

Rectificador operacional de onda completa de precisión

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

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



Por lo tanto el circuito funciona como rectificador de onda completa con una ganancia que se puede variar mediante una sola resistencia (R_1)

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

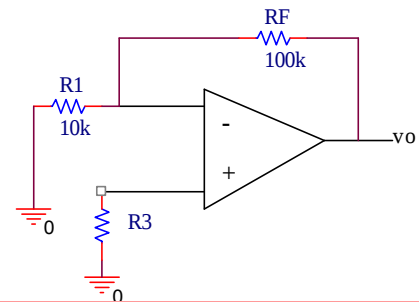
Ejercicios

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

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

¿Se podrá ajustar el valor de R_3 para que $v_o = 0$?

¿cuál será el valor de R_3 ?



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

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

Problema 2 : La velocidad de respuesta de un AO de ganancia unitaria es $SR = 0.5 \text{ V}/\mu s$. La entrada es una señal sinusoidal con un valor de pico de 10 V .

¿cuál será la frecuencia máxima $f_{m\acute{a}x}$ para la cual no se produce distorsión a la salida?

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

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