

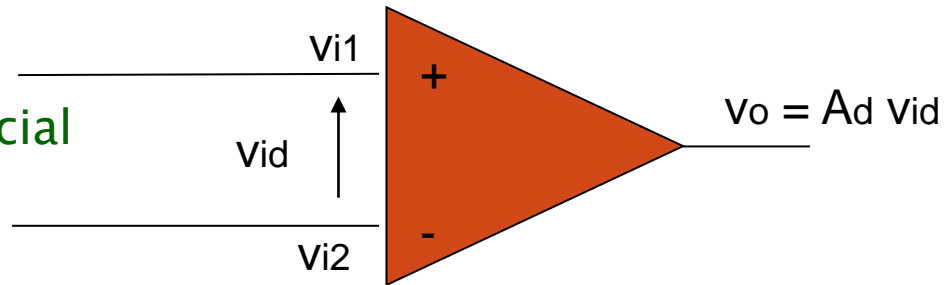
# Circuitos Electrónicos I

## Amplificadores Diferenciales



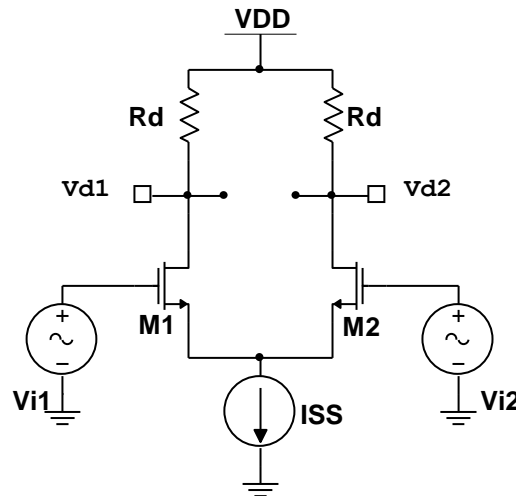
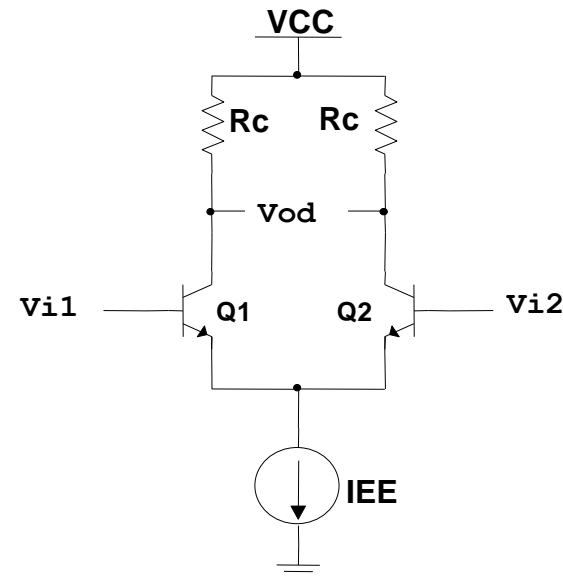
# AMPLIFICADORES DIFERENCIALES TRANSISTORIZADOS

Amplificador diferencial  
O full diferencial



Ya estudiamos las ventajas de los amplificadores diferenciales en la instrumentación electrónica

Los circuitos transistorizados básicos que son la base de estos amplificadores son el par BJT acoplado x emisor / el par MOS acoplado x fuente



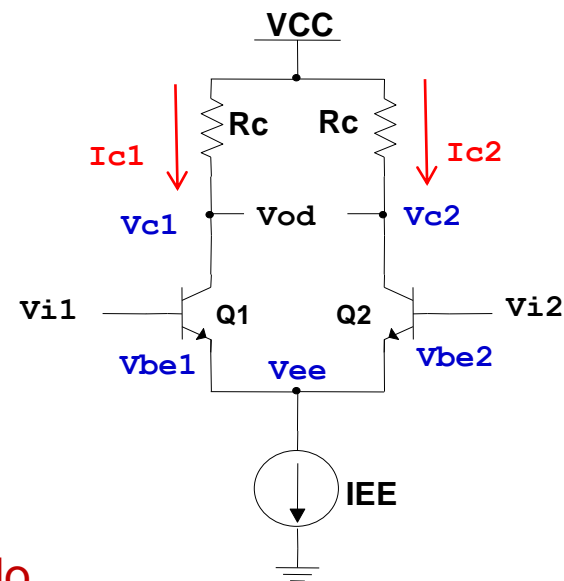
Respetando esta estructura, cada rama del Amp Diff puede ser reemplazada por circuitos más complejos (CC-EC, CC-BC, cascode, idem MOS)

## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (GRAN SEÑAL)

Amplificador full diferencial BJT acoplado x emisor

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

La señal de salida  $v_{od}$ , depende de la diferencia entre las dos señales de entrada  $v_{id}=v_{i1}-v_{i2}$



Ecuaciones de Ebers - Moll:

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

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

Esto se logra eligiendo  
las  $R_c$  suff pequeñas

Si garantizamos  
operación en zona activa,

$$e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \gg 1 \quad e^{-\frac{V_{CB}}{V_T}} \ll 1$$

$$\begin{cases} I_E \cong I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \\ I_C \cong \alpha_D I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \end{cases}$$

## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (GRAN SEÑAL)

Amplificador full diferencial BJT acoplado x emisor

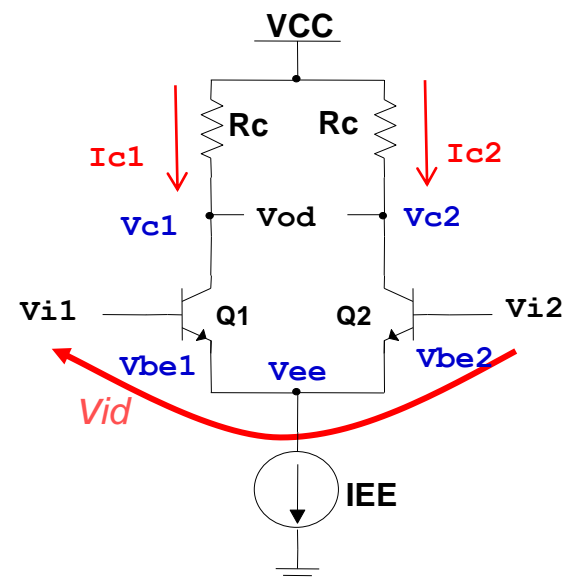
Ecuaciones de Ebers – Moll (zona activa):

$$\left. \begin{aligned} I_{E1} &\cong I_{ES} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \\ I_{E2} &\cong I_{ES} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{I_{E1}}{I_{E2}} \cong e^{\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{V_T}} = e^{\frac{V_{id}}{V_T}}$$

Además,  $I_{EE} = I_{E1} + I_{E2} \quad \Rightarrow I_{EE} = I_{E2} \left( 1 + e^{\frac{v_{id}}{V_T}} \right) = I_{E1} \left( 1 + e^{\frac{-v_{id}}{V_T}} \right)$

resultan las transferencias:

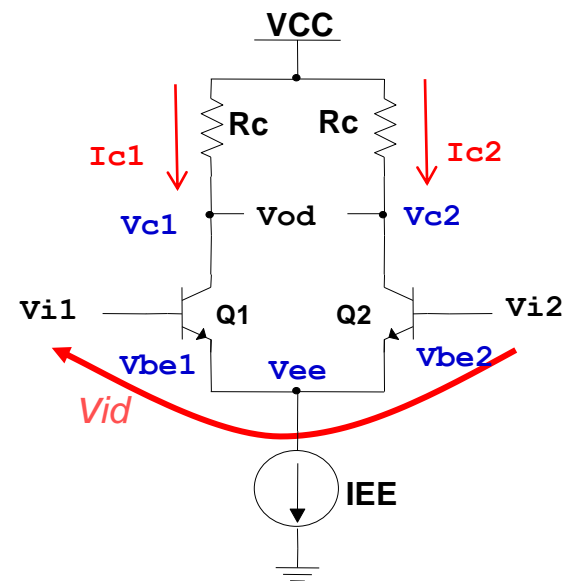
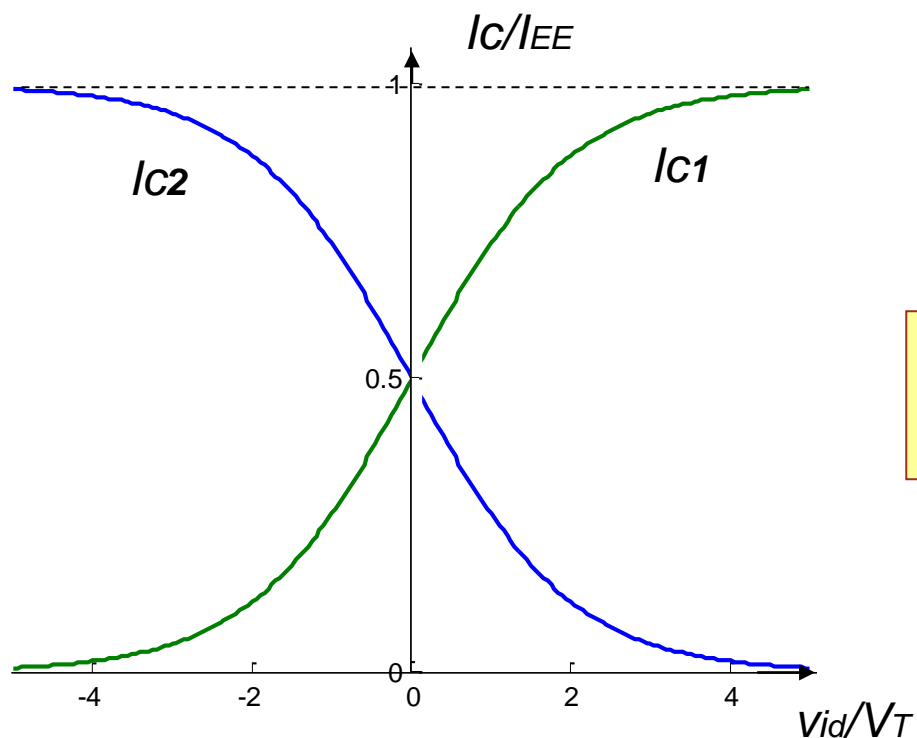
$$I_{C1} = \frac{\alpha_D I_{EE}}{1 + e^{-\frac{v_{id}}{V_T}}} \quad I_{C2} = \frac{\alpha_D I_{EE}}{1 + e^{+\frac{v_{id}}{V_T}}}$$



## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (GRAN SEÑAL)

Amplificador full diferencial BJT acoplado x emisor

Gráfico normalizado de corrientes



$$I_{C1} = \frac{\alpha_D I_{EE}}{1 + e^{-\frac{v_{id}}{V_T}}} \quad I_{C2} = \frac{\alpha_D I_{EE}}{1 + e^{+\frac{v_{id}}{V_T}}}$$

$I_{EE}$  debe ser menor a la corriente de saturación de los transistores

## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (GRAN SEÑAL)

### Amplificador full diferencial BJT acoplado x emisor

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

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

$$g_{ad}(v_{id}) = \frac{\alpha_D I_{EE}}{V_T} \frac{2e^{\mp \frac{v_{id}}{V_T}}}{\left(1 + e^{\mp \frac{v_{id}}{V_T}}\right)^2}$$

para  $v_{id} = 0$ : 
$$g_{ad0} = \frac{\alpha_D I_{EE}}{2V_T}$$

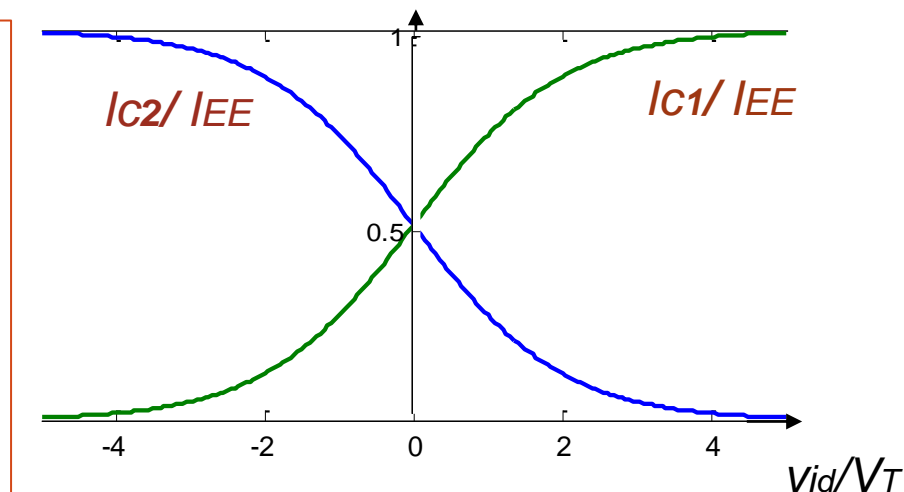
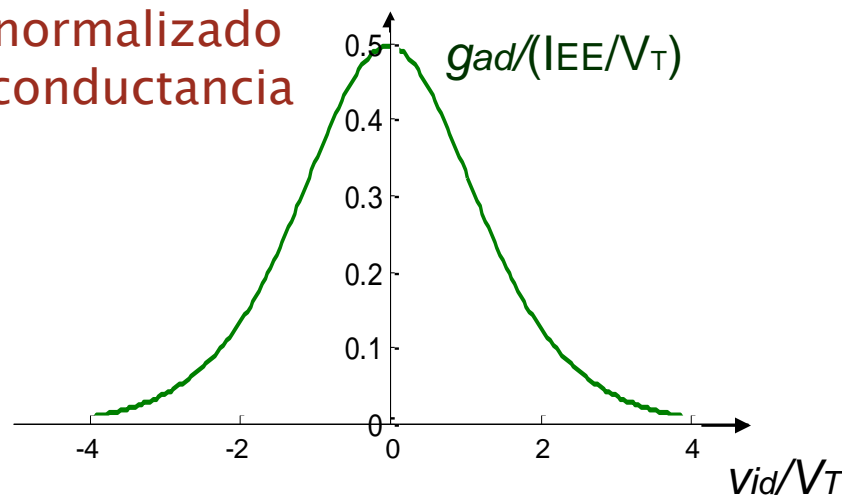


Gráfico normalizado de transconductancia



## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (GRAN SEÑAL)

### Amplificador full diferencial BJT acoplado x emisor

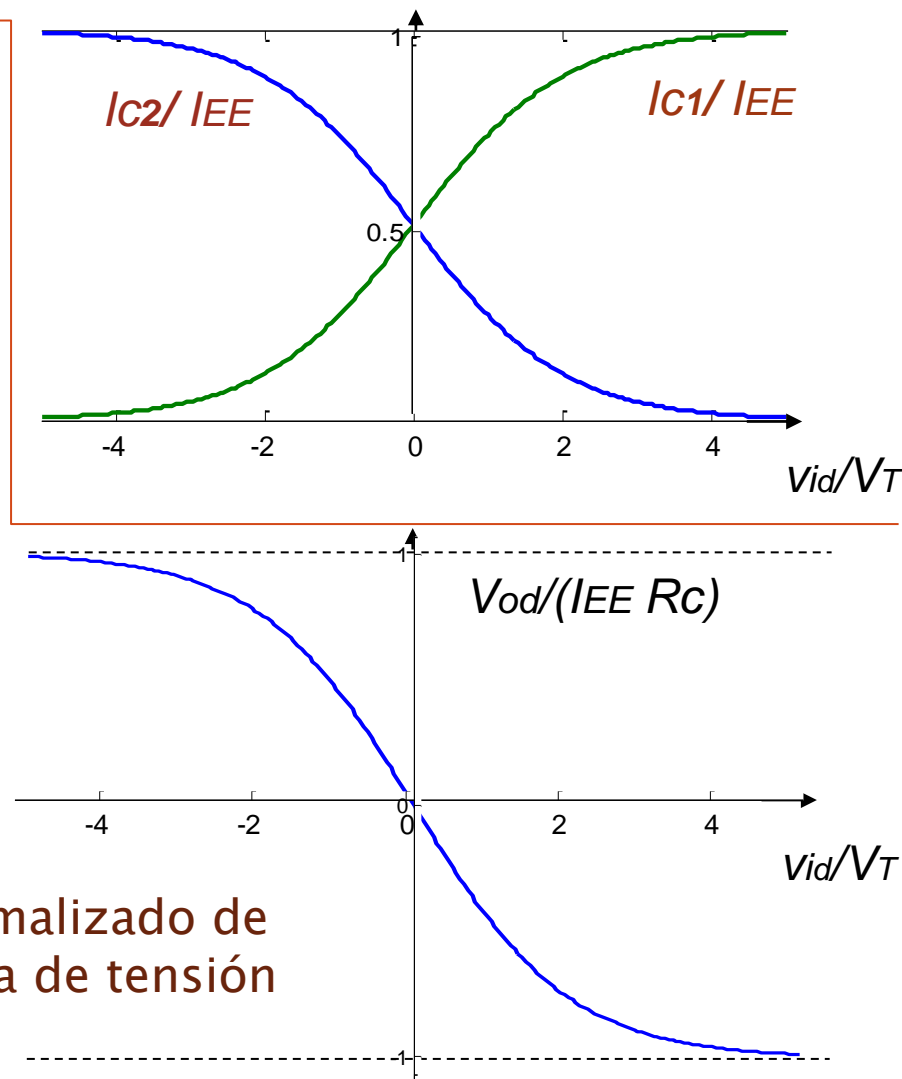
La transferencia (nolineal) entre las tensiones  $v_{id}$  y  $v_{od}$  está dada x:

$$v_{od} = (I_{C2} - I_{C1})R_C$$

$$v_{od} = \alpha_D I_{EE} R_C \left( \frac{1}{1 + e^{\frac{v_{id}}{V_T}}} - \frac{1}{1 + e^{-\frac{v_{id}}{V_T}}} \right)$$

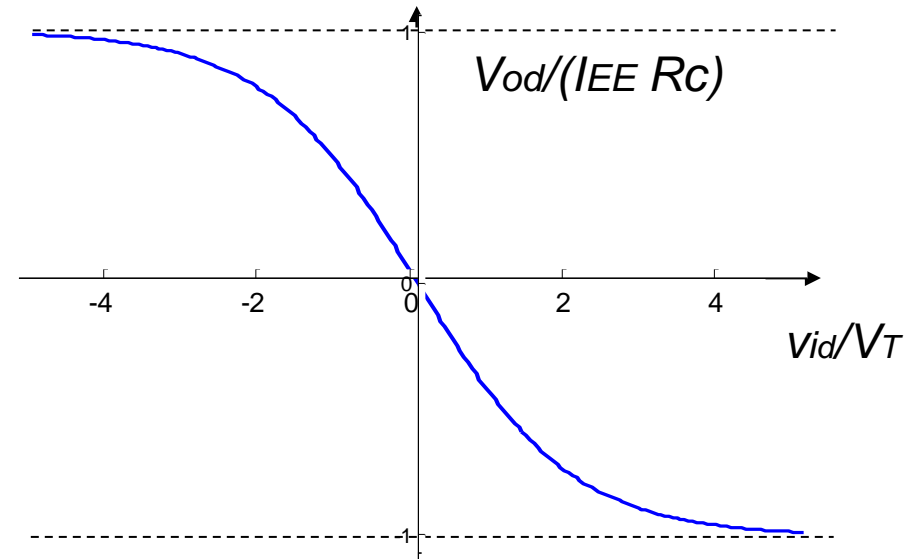
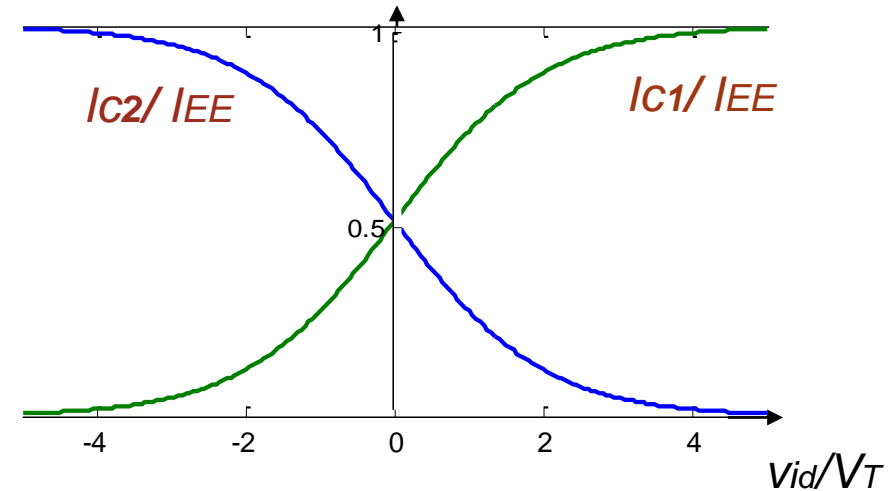
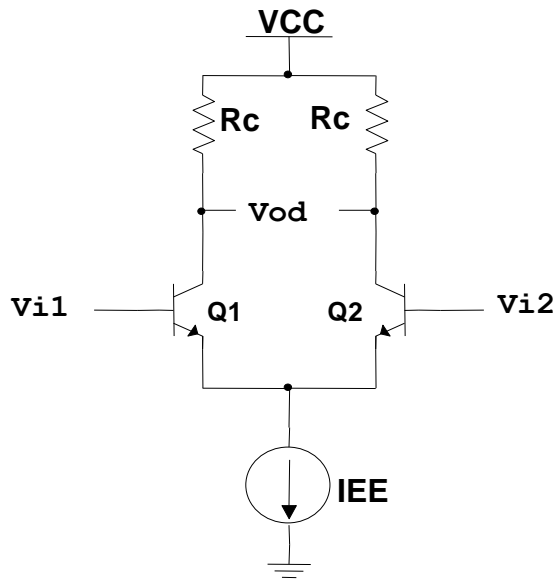
$$v_{od} = -\alpha_D I_{EE} R_C \cdot \tanh\left(\frac{v_{id}}{2V_T}\right)$$

Gráfico normalizado de transferencia de tensión



## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (GRAN SEÑAL)

### Amplificador full diferencial BJT acoplado x emisor



Estas características son válidas en la medida que los transistores operen en zona activa.

Para ello debemos garantizar que la juntura BC permanezca en inversa.

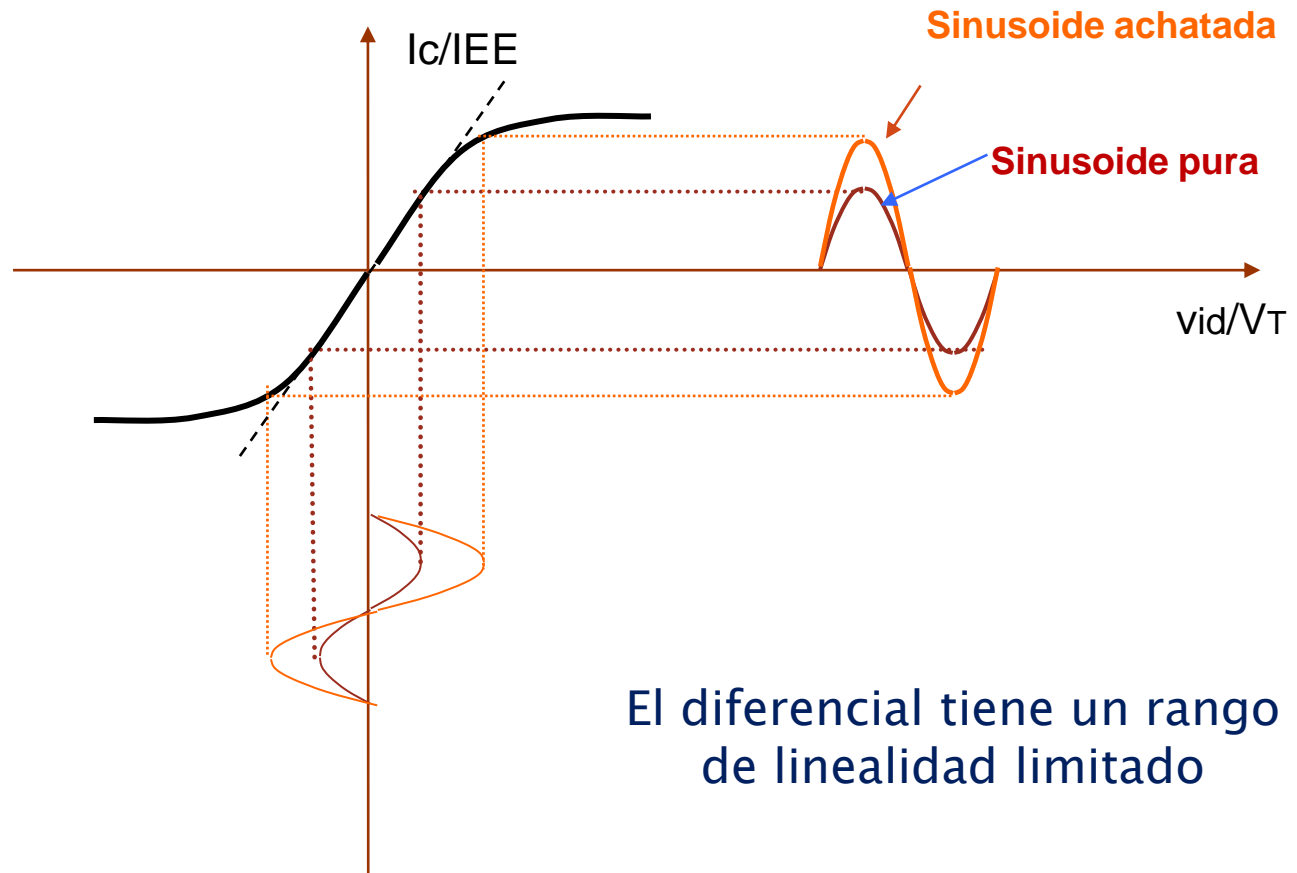
Suponiendo que  $V_{i1,2} \cong 0V$  es suficiente polarizar al A.D. con  $I_{EE} \leq V_{CC}/R_c$



## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (GRAN SEÑAL)

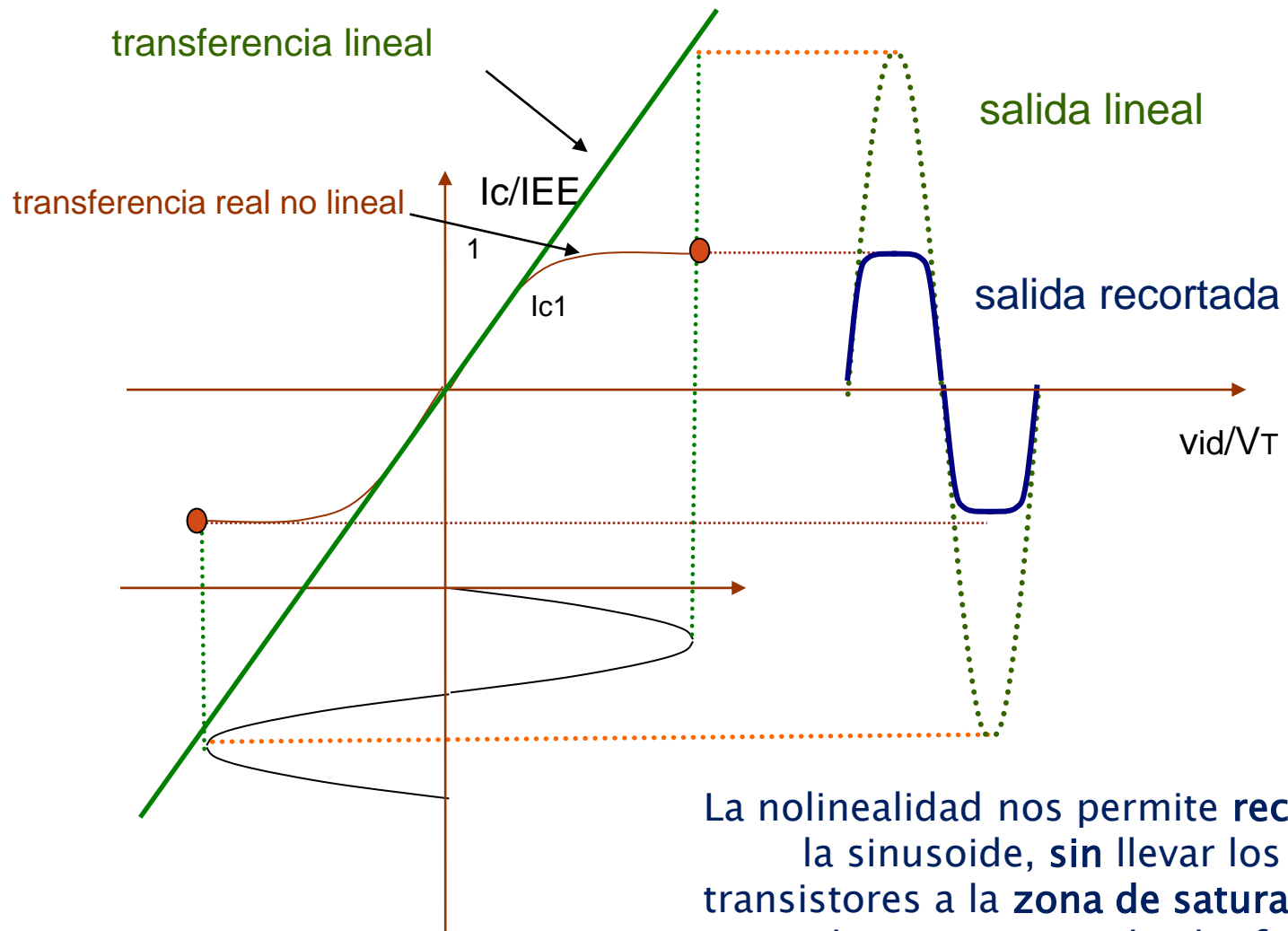
Si aplicamos pequeña señal estaremos en zona lineal

Con mayor señal tendremos deformación por no linealidad

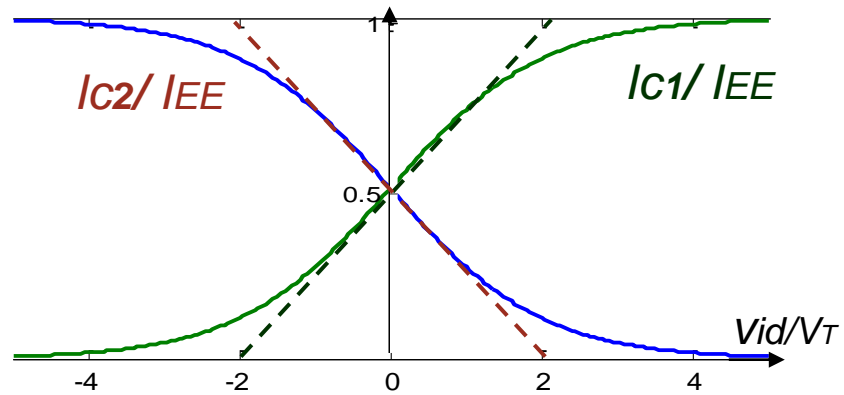


El diferencial tiene un rango de linealidad limitado

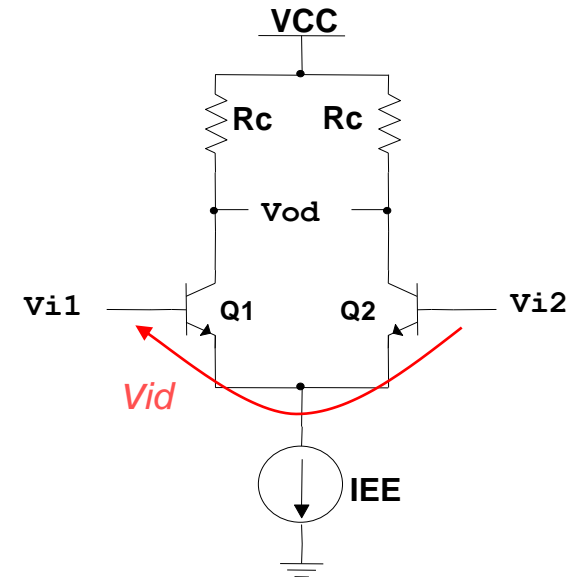
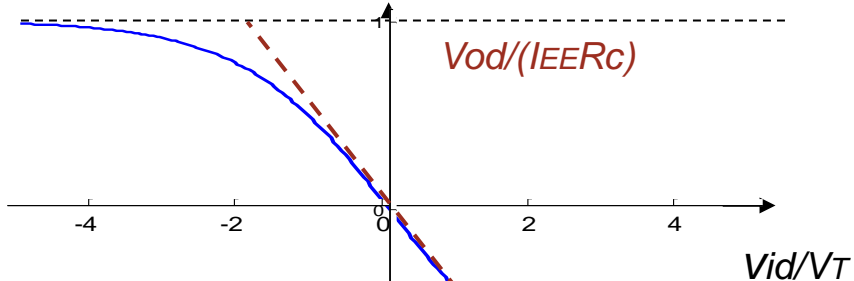
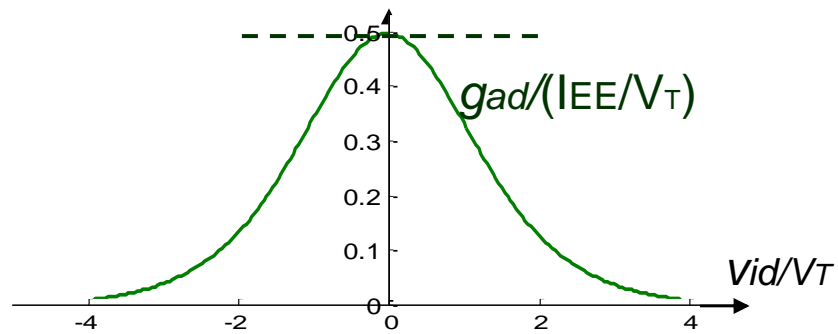
## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (GRAN SEÑAL)



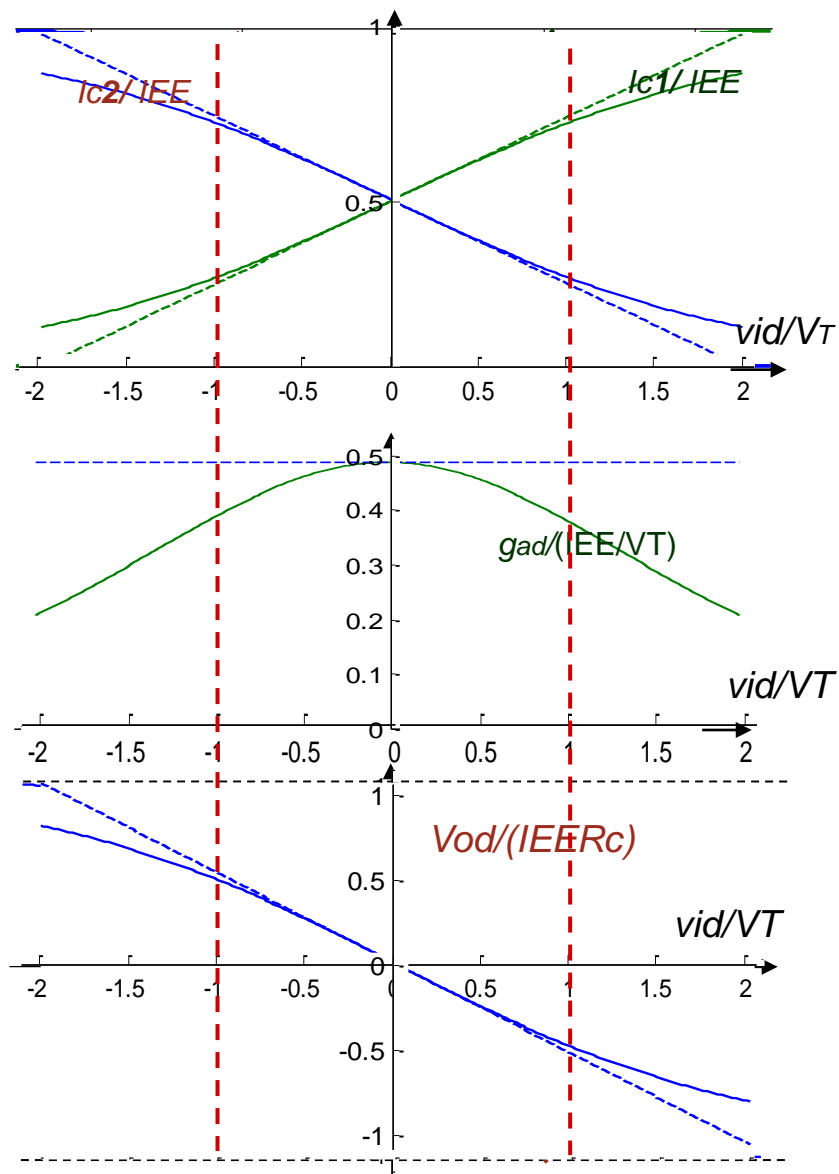
## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (GRAN SEÑAL)



Detalle de la no linealidad del A.D. acoplado x emisor



## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (GRAN SEÑAL)



Rango de operación lineal del A.D.

Zona lineal  $\sim |v_{id}| < V_T$

$$I_{Ci} = \frac{\alpha_D I_{EE}}{(1 + e^{\mp \frac{v_{id}}{V_T}})}$$

$$I_{Ci} \cong \frac{\alpha_D I_{EE}}{2} \left(1 \pm \frac{v_{id}}{2V_T}\right)$$

$$g_{ad} = \frac{\alpha_D I_{EE}}{V_T} \frac{2e^{\mp \frac{v_{id}}{V_T}}}{(1 + e^{\mp \frac{v_{id}}{V_T}})^2}$$

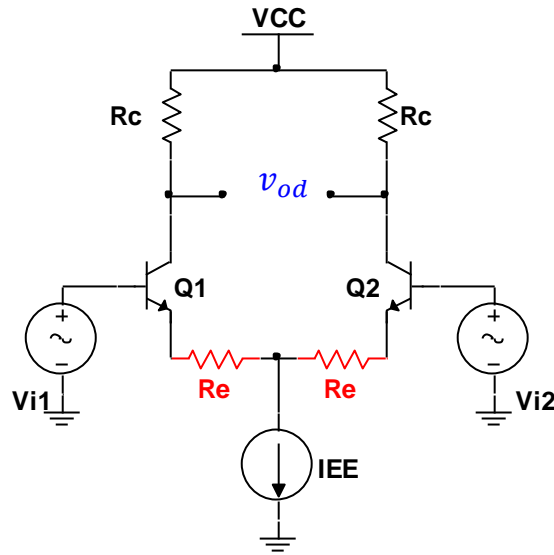
$$g_{ad} \cong \frac{\alpha_D I_{EE}}{2V_T}$$

$$v_{od} = -\alpha_D I_{EE} R_C \tanh\left(\frac{v_{id}}{2V_T}\right)$$

$$v_{od} \cong -g_{ad} R_C v_{id}$$

# PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR CON RESISTENCIA DE EMISOR (GRAN SEÑAL)

Linealización por realimentación de la transferencia del A.D. mediante resistencias de emisor



$$I_E = I_{ES} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \Rightarrow \frac{I_{E1}}{I_{E2}} = e^{\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{V_T}} \Rightarrow v_{BE1} - v_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{E1}}{I_{E2}}$$

$$I_{EE} = I_{E1} + I_{E2} \Rightarrow$$

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

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

Sin resistencias de emisor:

$$v_{id} = v_{BE1} - v_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{E1}}{I_0 - I_{E1}}$$

Con resistencias de emisor:

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

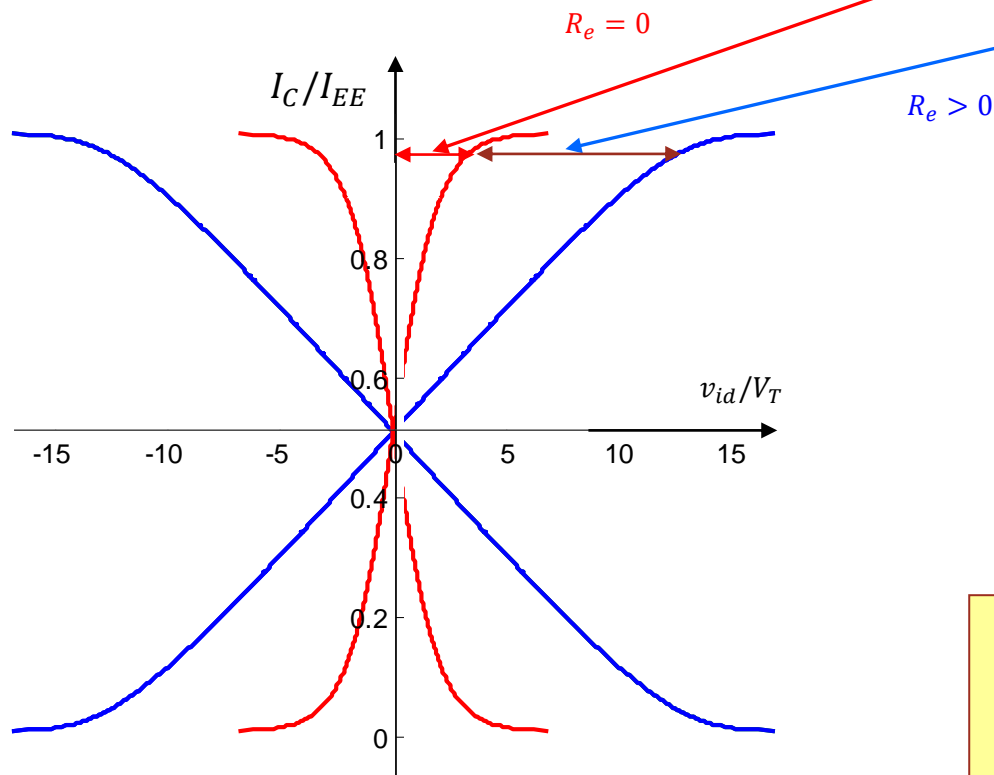
$$v_{id} = V_T \ln \frac{I_{E1}}{I_{EE} - I_{E1}} + (2I_{E1} - I_{EE})R_e$$

# PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR CON RESISTENCIA DE EMISOR (GRAN SEÑAL)

## Linealización de la transferencia del A.D. mediante resistencias de emisor

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

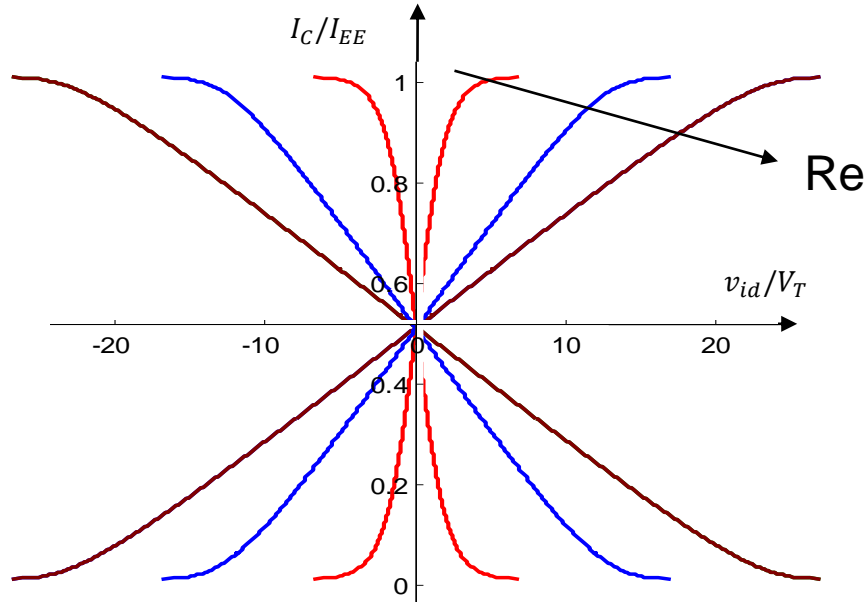
$$v_{id} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{EE} - I_{C1}} + (2I_{C1} - I_{EE})R_e$$



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

La variación de pendiente indica la pérdida de transconductancia

# PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR CON RESISTENCIA DE EMISOR (GRAN SEÑAL)

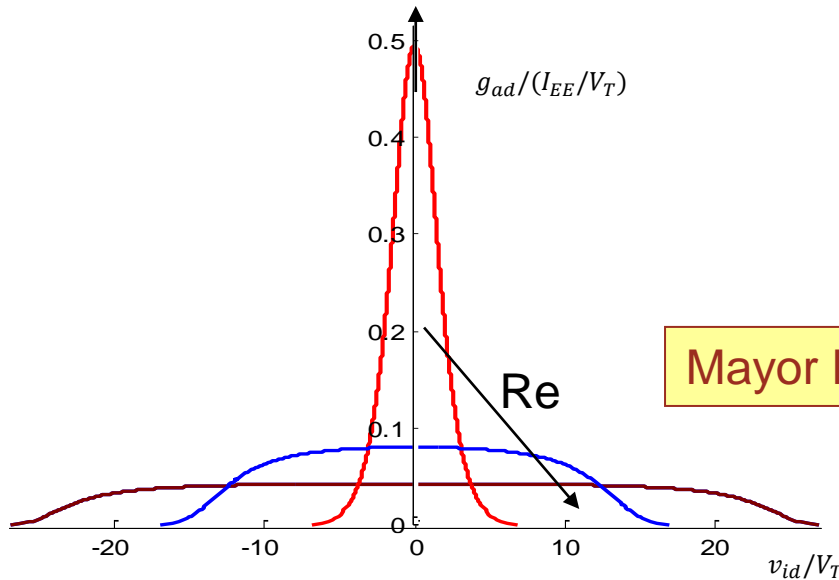


$$v_{id} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{EE} - I_{C1}} + (2I_{C1} - I_{EE})R_e$$

$$R_e = 0$$

$$R_e = 10 \cdot (V_T/I_{EE})$$

$$R_e = 20 \cdot (V_T/I_{EE})$$



Comportamiento lineal  
en el rango de  
transconductancia constante

Mayor linealidad – menor transconductancia

## PAR MOSFET ACOPLADO POR FUENTE (GRAN SEÑAL)

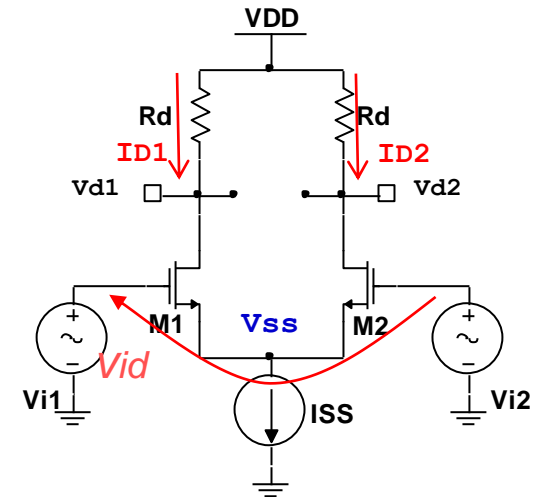
### Amplificador full diferencial MOS acoplado x fuente

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

La señal de salida  $v_{od}$ , depende de la diferencia entre las dos señales de entrada  $v_{id}=v_{i1}-v_{i2}$

Suponiendo operación en la zona de amplificación ( $V_{DS} > V_{GS} - V_t > 0$ )

Esto se asegura eligiendo las  $R_d$  suficientemente pequeñas



$$I_D = \frac{k W}{2 L} (V_{GS} - V_t)^2$$

$$V_{GS} = V_t + \sqrt{\frac{2I_D}{k \cdot W/L}}$$

$V_{ov}$  : tensión de overdrive del MOS

$\bar{V}_{ov}$  : tensión de overdrive de los MOS sin señal

$$V_{id} = (V_{i1} - V_{i2}) = (V_{GS1} - V_{GS2}) = \sqrt{\frac{2I_{D1}}{k \cdot W/L}} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{k \cdot W/L}} = \sqrt{\frac{I_{SS}}{k \cdot W/L}} \cdot \left( \sqrt{\frac{2I_{D1}}{I_{SS}}} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{I_{SS}}} \right)$$

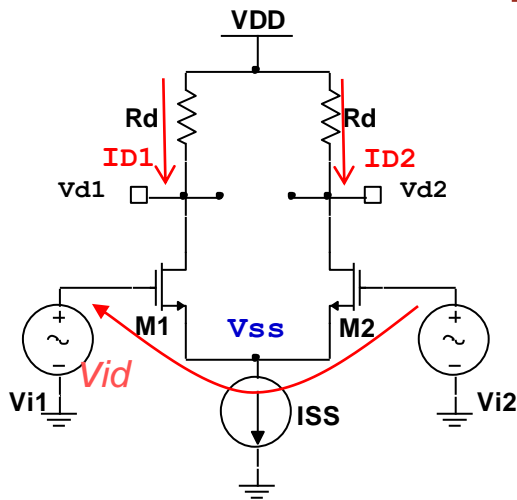


## PAR MOSFET ACOPLADO POR FUENTE (GRAN SEÑAL)

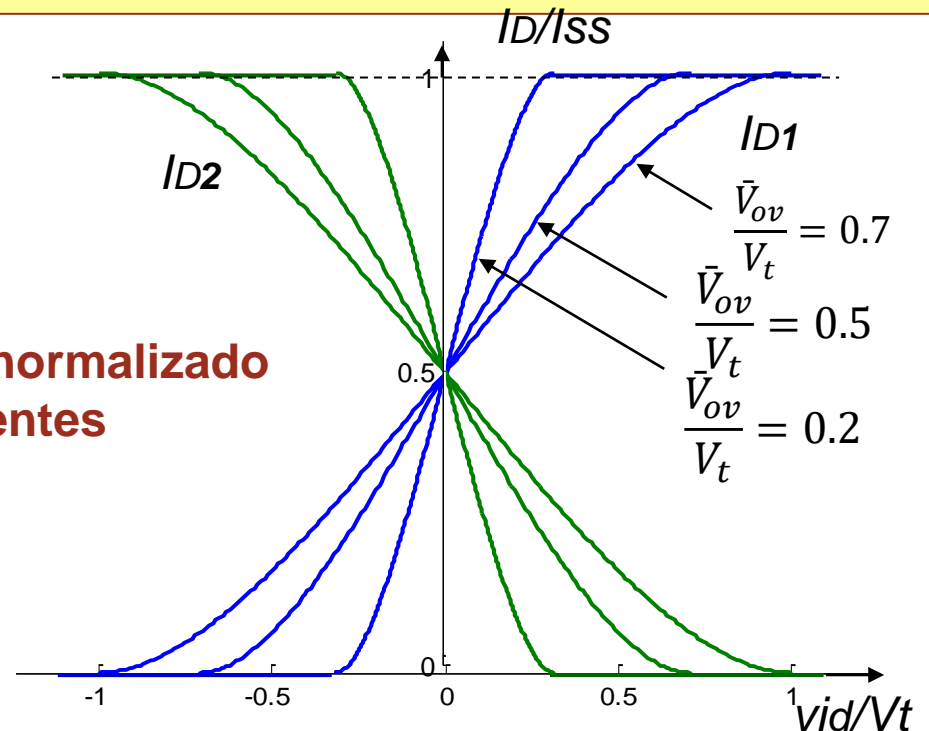
Amplificador full diferencial MOS acoplado x fuente

$$V_{id} = \bar{V}_{ov} \cdot \left( \sqrt{\frac{2I_{D1}}{I_{SS}}} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{I_{SS}}} \right) \Rightarrow I_{D1,2} = \begin{cases} \frac{I_{SS}}{2} \left[ 1 \pm \frac{V_{id}}{\bar{V}_{ov}} \sqrt{1 - \left( \frac{V_{id}}{2\bar{V}_{ov}} \right)^2} \right], & \text{si } |V_{id}| \leq \sqrt{2} \cdot \bar{V}_{ov} \\ \frac{I_{SS}}{2} [1 \pm 1], & \text{si } |V_{id}| \geq \sqrt{2} \cdot \bar{V}_{ov} \end{cases}$$

$$I_{SS} = I_{D1} + I_{D2}$$



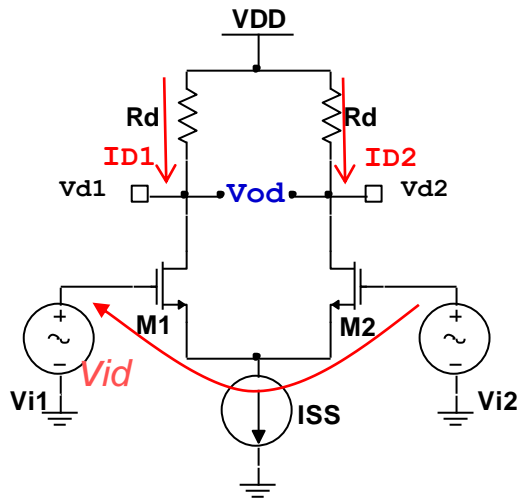
**Gráfico normalizado de corrientes**



**Las curvas dependen del transistor y de la polarización**

## PAR MOSFET ACOPLADO POR FUENTE (GRAN SEÑAL)

### Amplificador full diferencial MOS acoplado x fuente

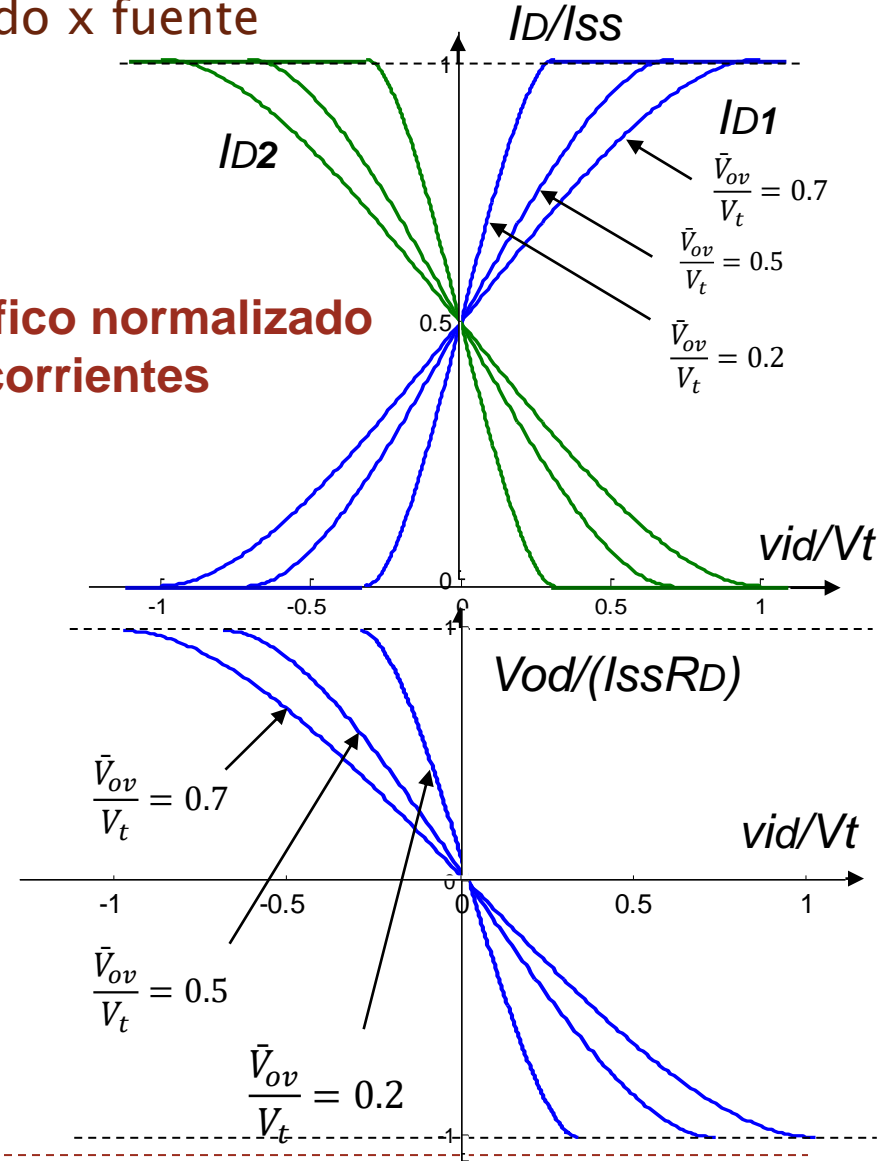


La transferencia (nolineal) entre las tensiones  $v_d$  y  $v_o$  está dada x:

$$V_{od} = (I_{D2} - I_{D1})R_D$$

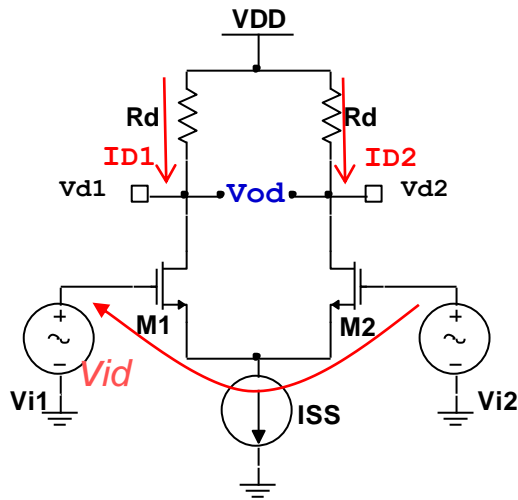
$$V_{od} = \begin{cases} -I_{SS}R_D \frac{V_{id}}{\bar{V}_{ov}} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{id}}{2\bar{V}_{ov}}\right)^2}, & \text{si } |V_{id}| \leq \sqrt{2} \cdot \bar{V}_{ov} \\ -I_{SS}R_D \text{sign}(V_{id}), & \text{si } |V_{id}| \geq \sqrt{2} \cdot \bar{V}_{ov} \end{cases}$$

**Gráfico normalizado de corrientes**

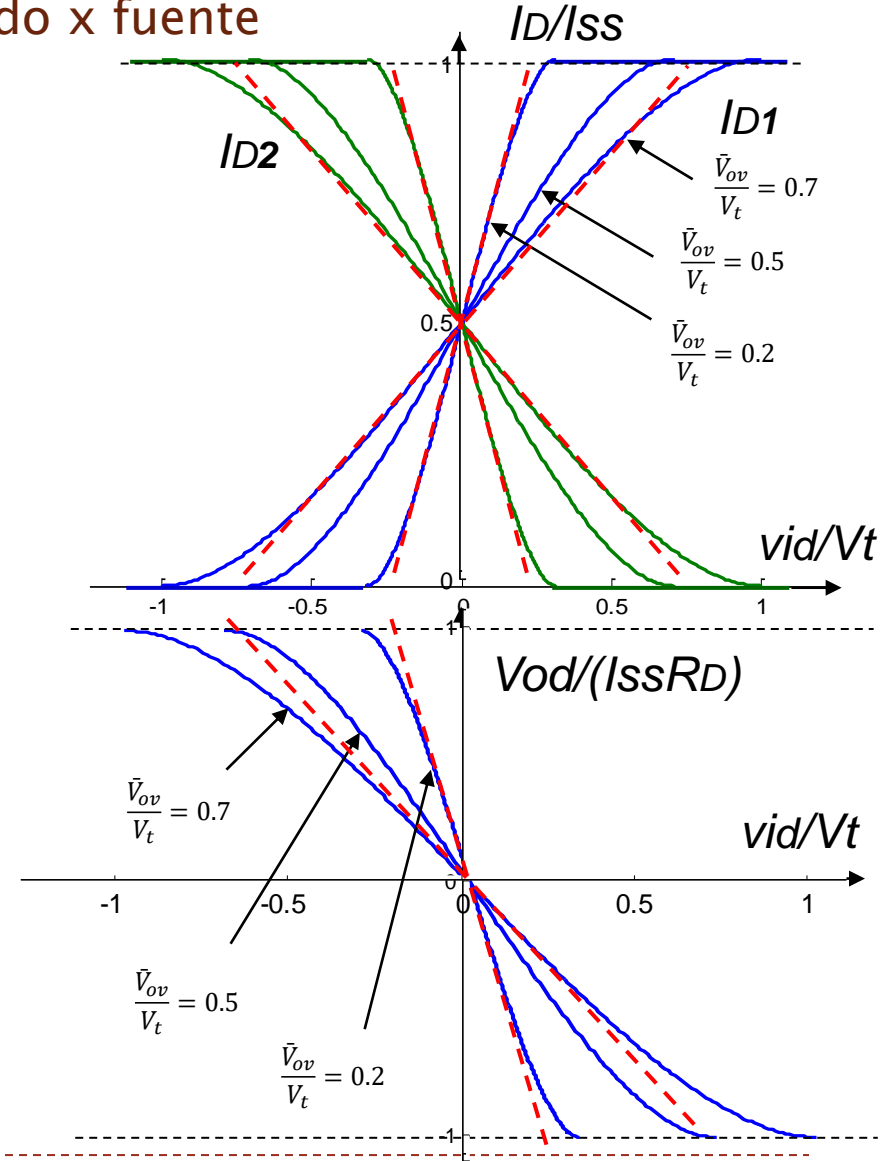


## PAR MOSFET ACOPLADO POR FUENTE (GRAN SEÑAL)

### Amplificador full diferencial MOS acoplado x fuente



Rango de operación lineal del A.D. MOS.  
Zona lineal depende de polarización ( $I_{ss}$ )  
y del transistor ( $V_t$ ,  $W/L$ )



# PAR MOSFET ACOPLADO POR FUENTE (GRAN SEÑAL)

## Amplificador full diferencial MOS acoplado x fuente

Rango de operación lineal del A.D. MOS.

$$I_{Di} = \frac{I_{SS}}{2} \left[ 1 \pm \frac{V_{id}}{\bar{V}_{ov}} \sqrt{1 - \left( \frac{V_{id}}{2\bar{V}_{ov}} \right)^2} \right]$$

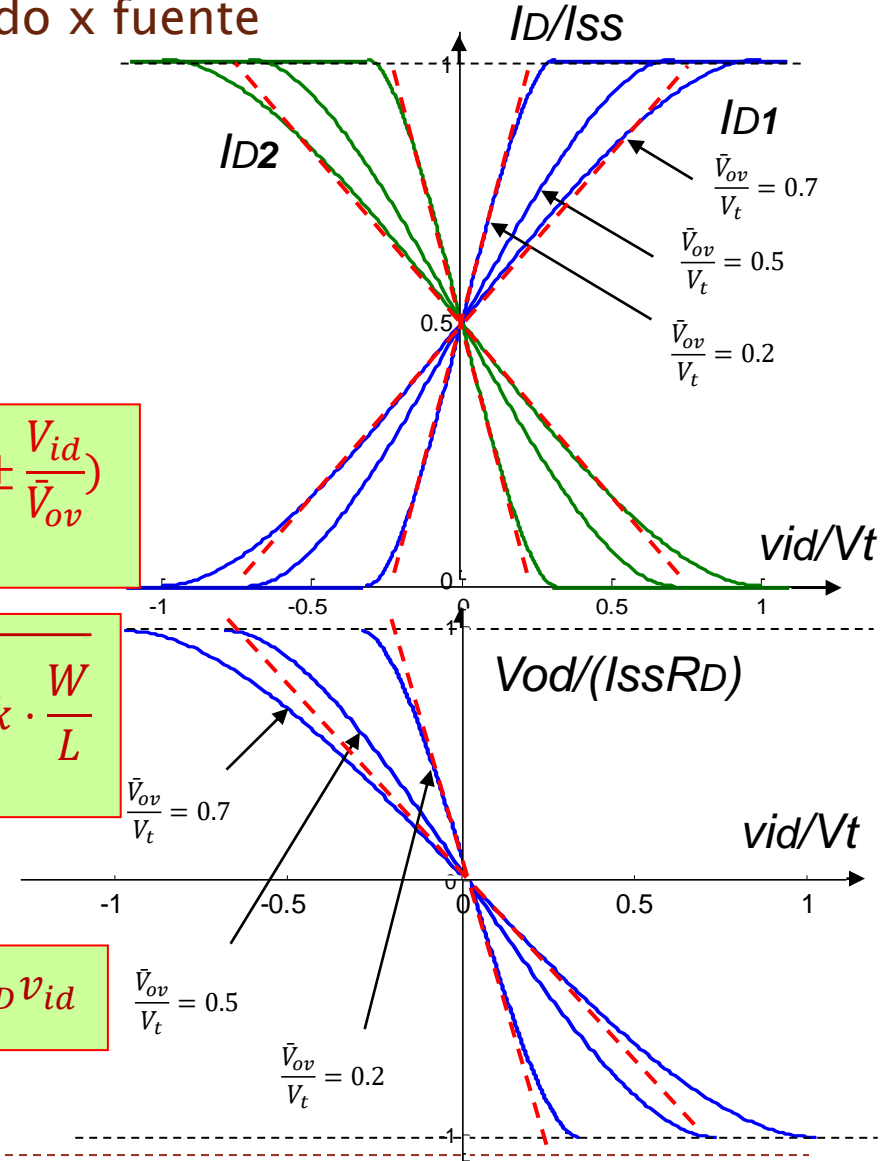
$$I_{Di} \cong \frac{I_{SS}}{2} \left( 1 \pm \frac{V_{id}}{\bar{V}_{ov}} \right)$$

$$g_{ad} = \frac{\partial(I_{D1} - I_{D2})}{\partial V_{id}}$$

$$g_{ad} \cong \frac{I_{SS}}{\bar{V}_{ov}} = \sqrt{I_{SS} \cdot k \cdot \frac{W}{L}}$$

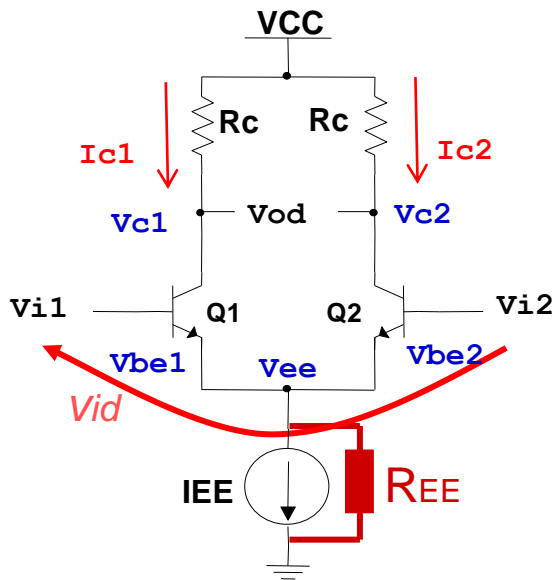
$$V_{od} = -I_{SS} R_D \frac{v_{id}}{\bar{V}_{ov}} \sqrt{1 - \left( \frac{v_{id}}{2\bar{V}_{ov}} \right)^2}$$

$$v_o \cong -g_{ad} R_D v_{id}$$

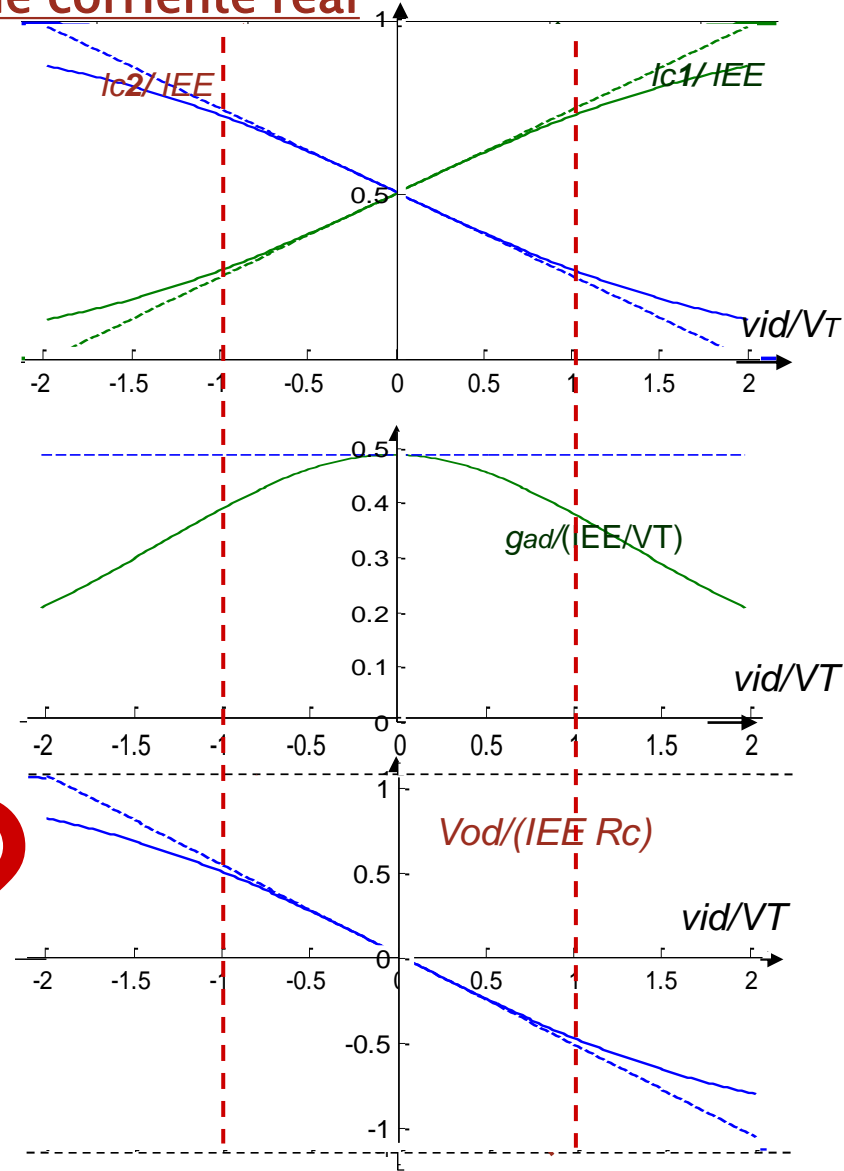


# PAR BJT/MOS ACOPLADO POR EMISOR/FUENTE (GRAN SEÑAL)

## Alimentado con fuente de corriente real



Linealización de la  
transferencia no  
lineal del A.D. MOS

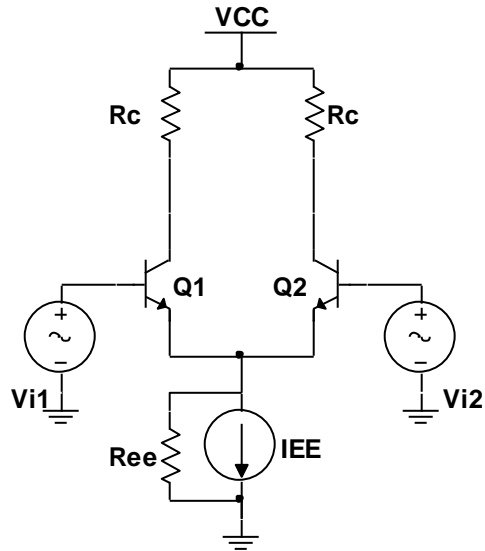


$$I_{Ci} = \frac{\alpha_D I_0}{(1 + e^{\mp \frac{v_d}{V_T}})} \rightarrow I_{Ci} \cong \frac{\alpha_D I_{EE}}{2} (1 \pm \frac{V_{id}}{2V_T})$$

$$g_{ad} = \frac{\alpha_D I_0}{V_T} \frac{2e^{\mp \frac{v_d}{V_T}}}{(1 + e^{\mp \frac{v_d}{V_T}})^2} \rightarrow g_{ad} \cong \frac{\alpha_D I_{EE}}{2V_T}$$

$$v_o = -\alpha_D I_0 R_C \tanh(\frac{v_d}{2V_T}) \rightarrow V_{od} \cong -g_{ad} R_C V_{id}$$

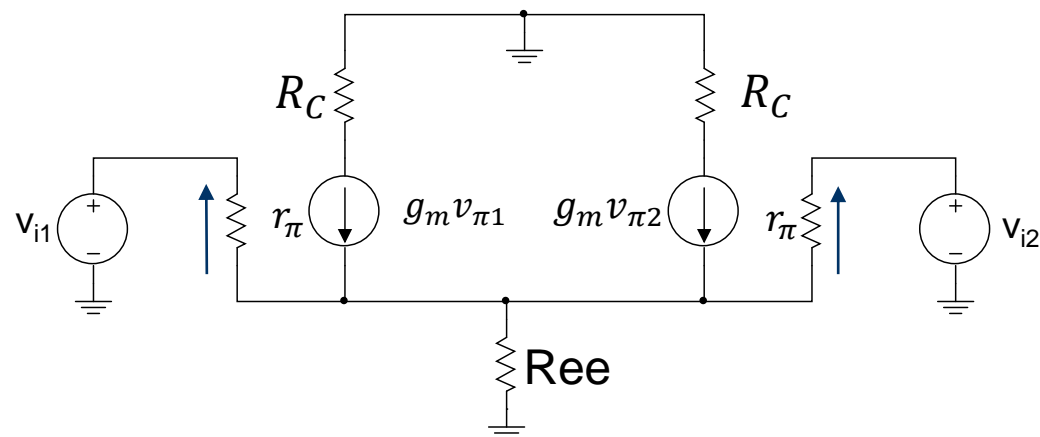
## AMPLIFICADOR DIFERENCIAL (TEOREMA DE BISECCIÓN)



Vamos a aplicar superposición de una manera más inteligente que nos permitirá simplificar el circuito

Circuito + complicado que las configuraciones conocidas

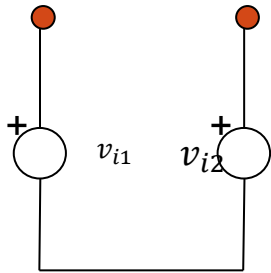
Aplicar superposición a  $v_{i1}$  y  $v_{i2}$  no simplifica el problema



# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL (TEOREMA DE BISECCIÓN)

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

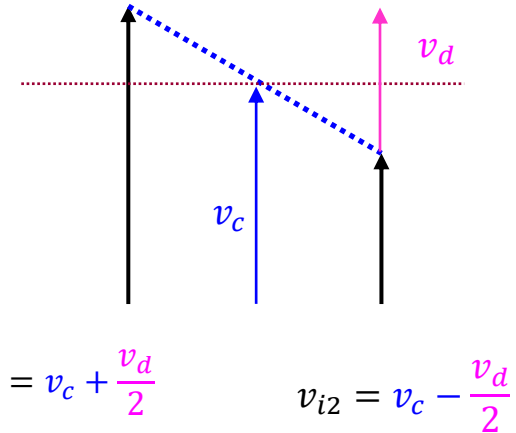
Señales reales



Reconstrucción de las Señales reales

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

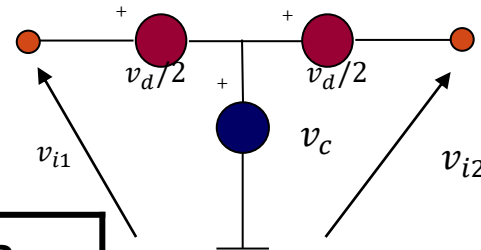
$$v_{i2} = v_c - \frac{v_d}{2}$$



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

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

Señales ficticias

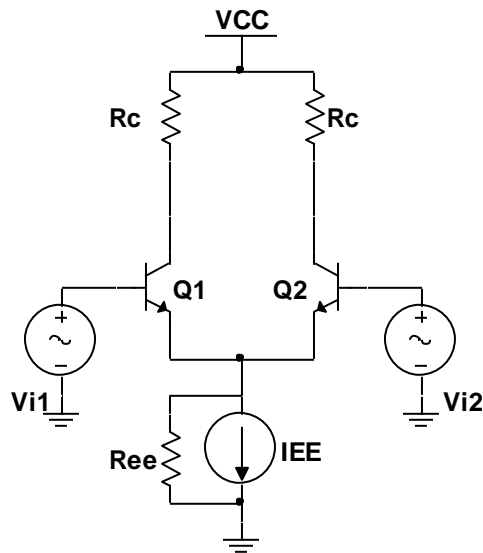
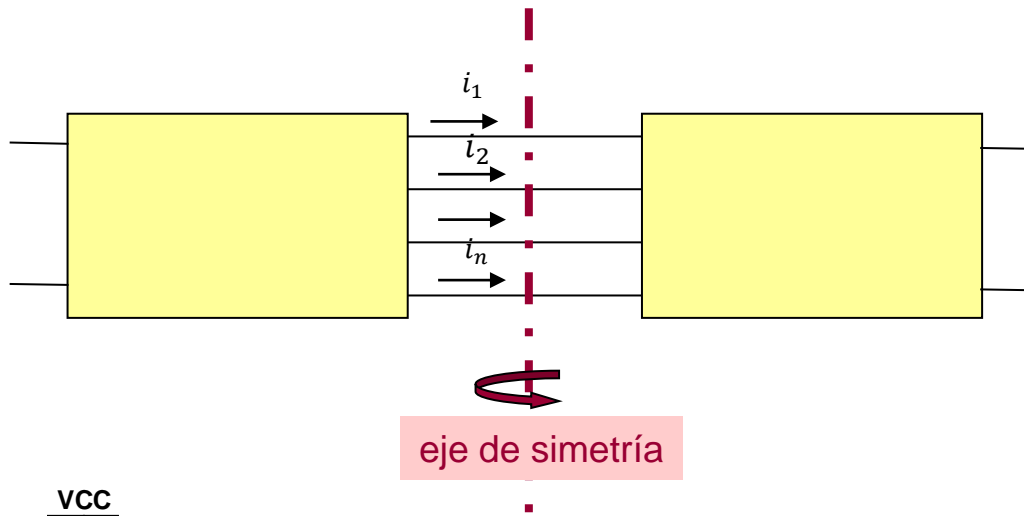


Modo común  $v_c = \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2}$

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

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

# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL (TEOREMA DE BISECCIÓN)



El amplificador diferencial es  
un circuito simétrico

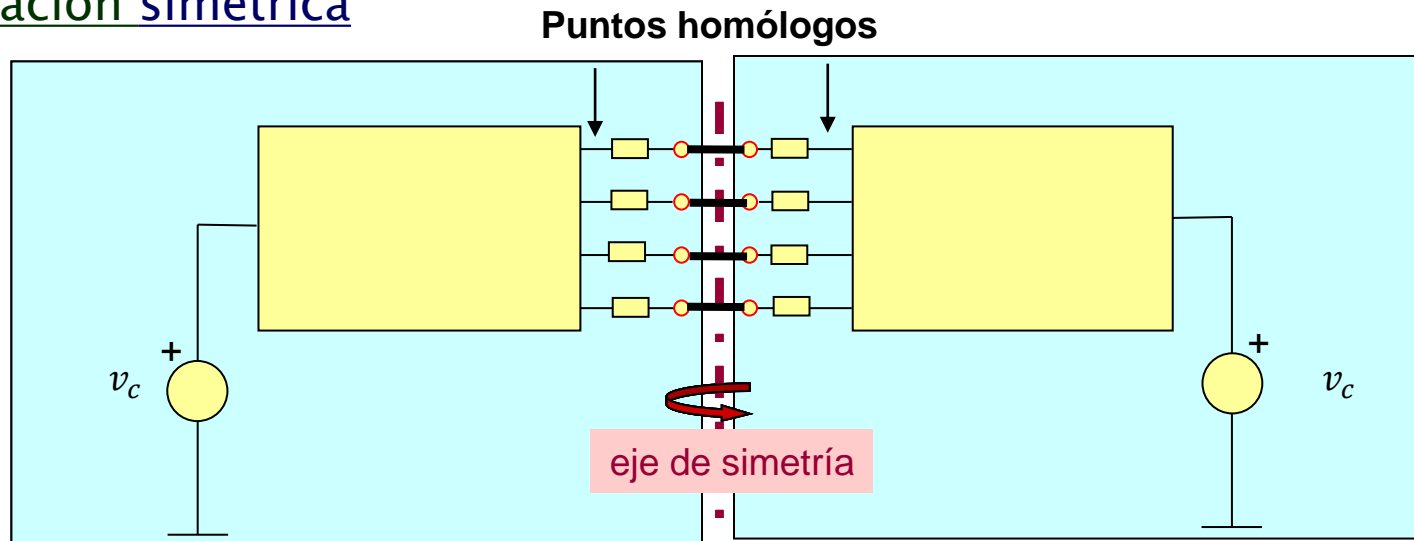
excitado con señales  
simétricas+antisimétricas (MC+MD)

para pequeñas señales se puede  
aplicar superposición

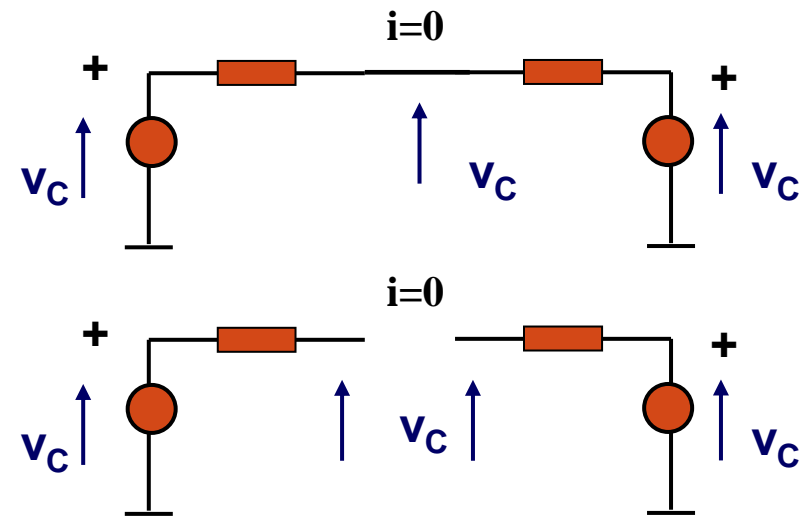


# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL (TEOREMA DE BISECCIÓN)

## Excitación simétrica

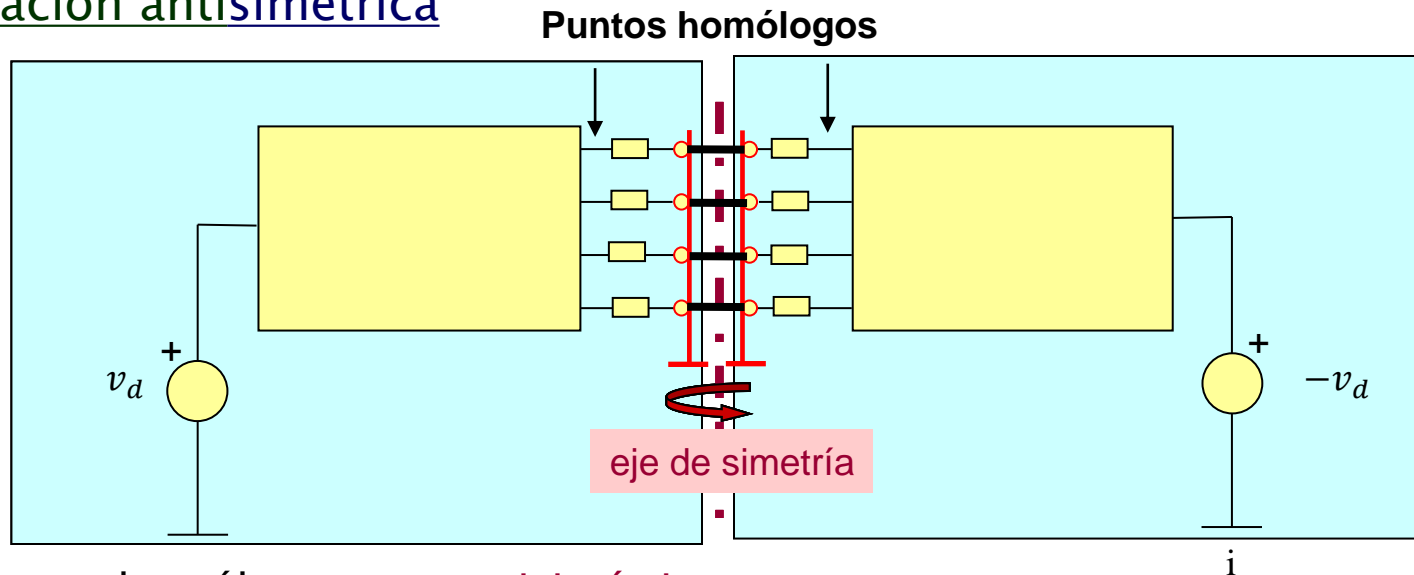


- los puntos homólogos son **equipotenciales**
- a través de los eslabones **no circula corriente**
- la respuesta del circuito no cambia al cortar todos los eslabones en su punto medio y dejarlos a **circuito abierto**
- Las respuestas de los semicircuitos son iguales

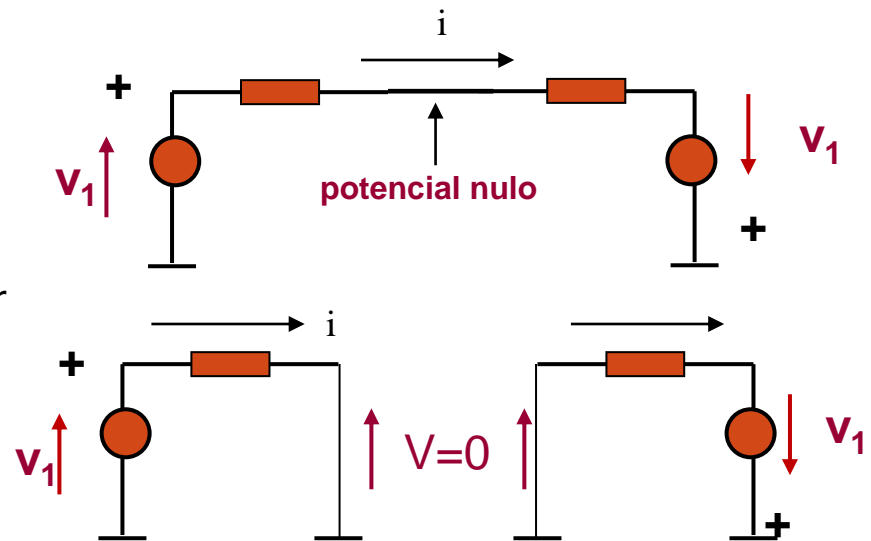


# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL (TEOREMA DE BISECCIÓN)

## Excitación antisimétrica



- los puntos homólogos son **antisimétricos**
- a través de los eslabones circula corriente
- sobre el eje de simetría el **potencial es nulo**
- la respuesta del circuito no cambia al cortar todos los eslabones en su punto medio y **cortocircuitarlos a tierra** (potencial nulo)
- Las respuestas de los semicircuitos son análogas



## AMPLIFICADOR DIFERENCIAL (TEOREMA DE BISECCIÓN)

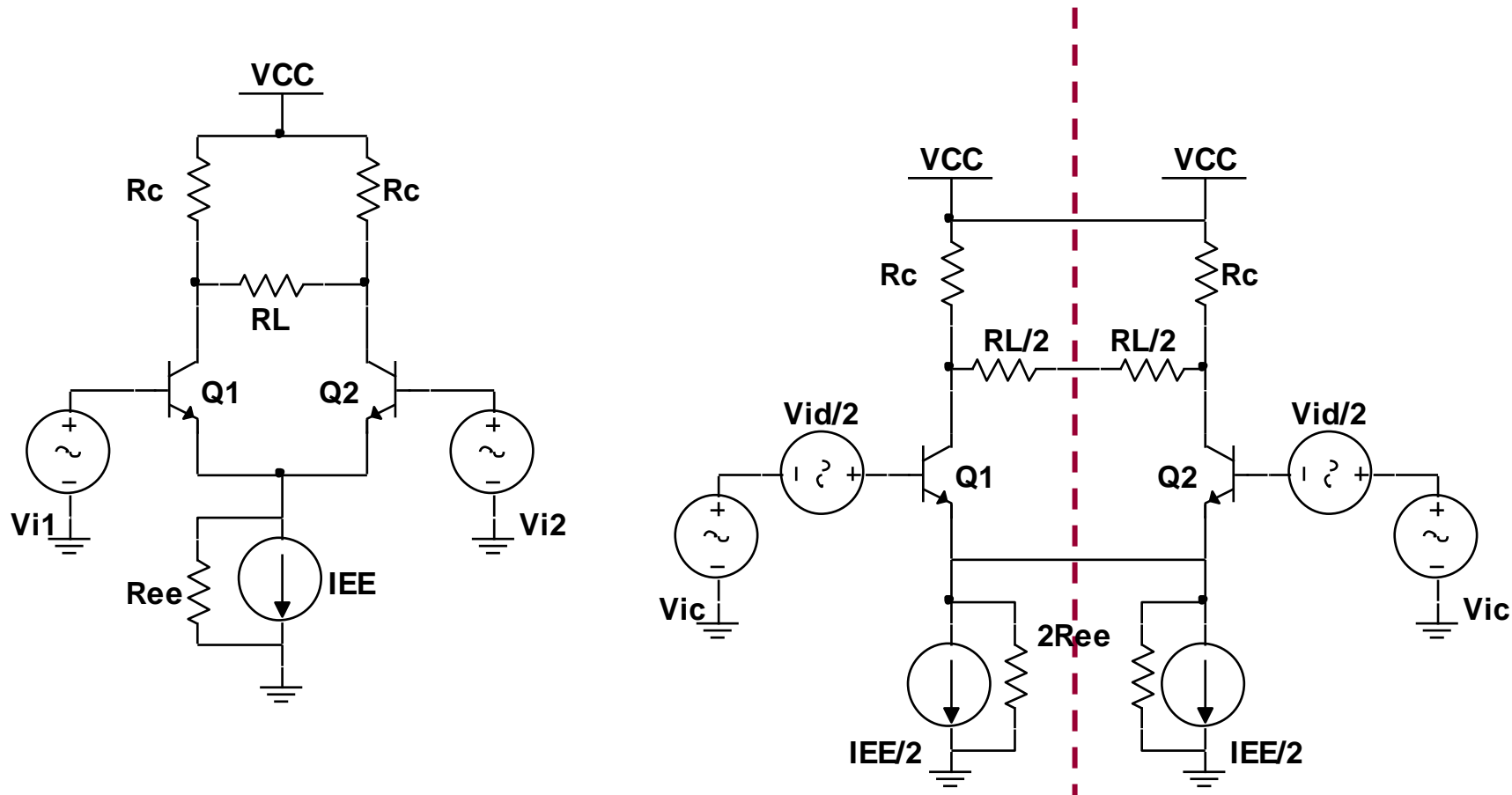
Los circuitos con transistores (amplificadores) son no lineales.

Con pequeña señal se los resuelve por superposición: polarización + señal

Los amplificadores diferenciales se pueden resolver empleando además el teorema de la bisección: polarización + señal de MC + señal de MD

Dada la simetría, el circuito se puede reducir a semicircuitos

## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (PEQUEÑA SEÑAL)



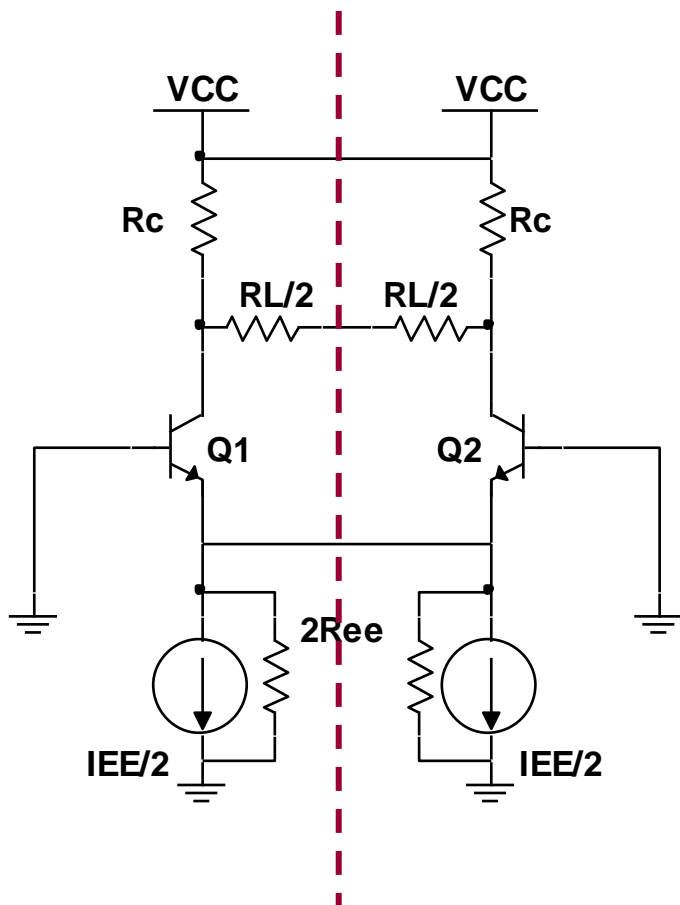
## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (PEQUEÑA SEÑAL)

### Polarización

Se pasivan las señales de MD y MC

La polarización es simétrica

Se calcula con el semicircuito con eslabones abiertos



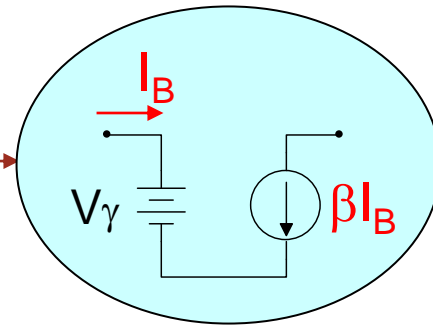
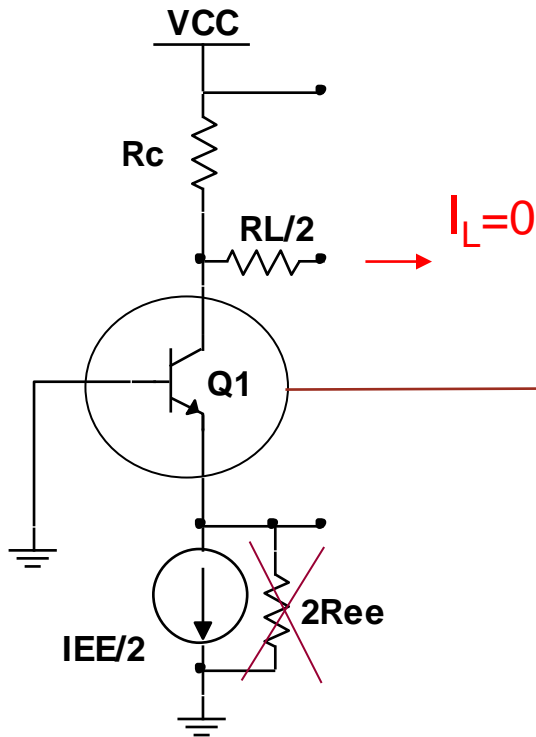
## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (PEQUEÑA SEÑAL)

### Polarización

Se pasivan las señales de MD y MC

La polarización es simétrica

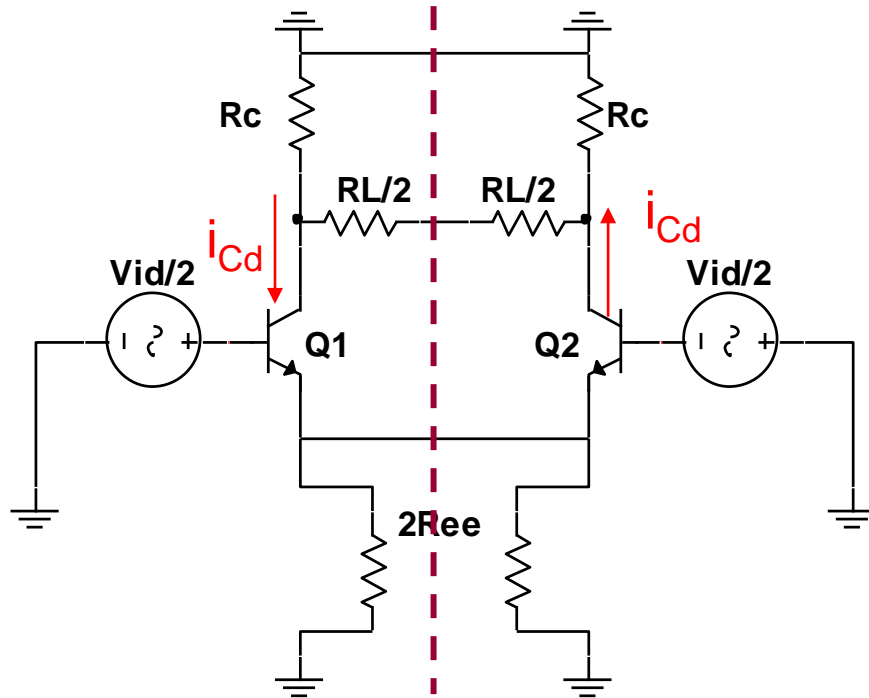
Se calcula con el semicircuito con  
eslabones abiertos



$$\begin{aligned}\bar{I}_C &\cong I_{EE}/2 \\ \bar{V}_C &\cong V_{CC} - I_{EE}/2 \cdot R_C \\ \bar{V}_{CE} &\cong \bar{V}_C + V_\gamma\end{aligned}$$

## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (PEQUEÑA SEÑAL)

### Modo diferencial



Se pasivan la polarización ( $V_{cc}=0$ ;  $I_{EE}=0$ ) y la señal de MC

El MD es antisímétrico

Se calcula con el semicircuito con eslabones cortocircuitados

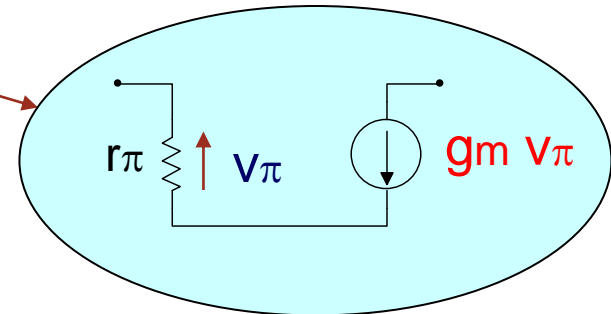
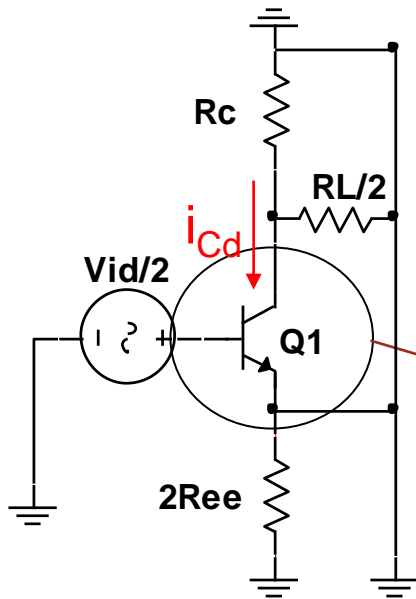
## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (PEQUEÑA SEÑAL)

### Modo diferencial

Se pasivan la polarización ( $V_{CC}=0$ ;  $I_{EE}=0$ ) y la señal de MC

El MD es antisímétrico

Se calcula con el semicircuito con eslabones cortocircuitados





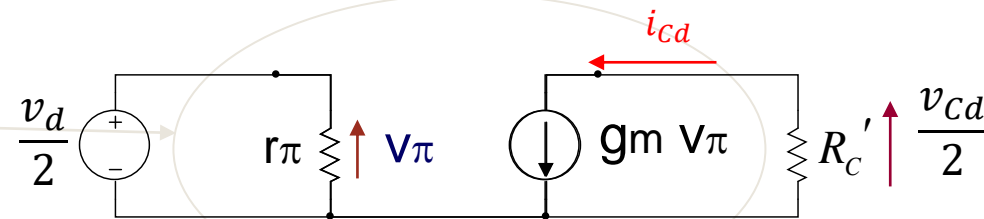
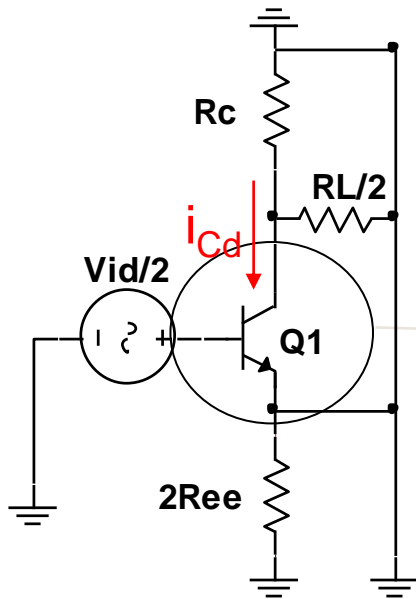
## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (PEQUEÑA SEÑAL)

### Modo diferencial

$R_L/2$  queda en paralelo con  $R_C$

$2R_{EE}$  queda cortocircuitada

El modelo de pequeña señal MD queda como la config. EC:



$$R_C' = R_C \parallel R_L/2$$

$$i_{Cd} = g_m \cdot \frac{v_d}{2}$$
$$v_{Cd} = -g_m (R_C \parallel R_L/2) \cdot v_d$$

Add

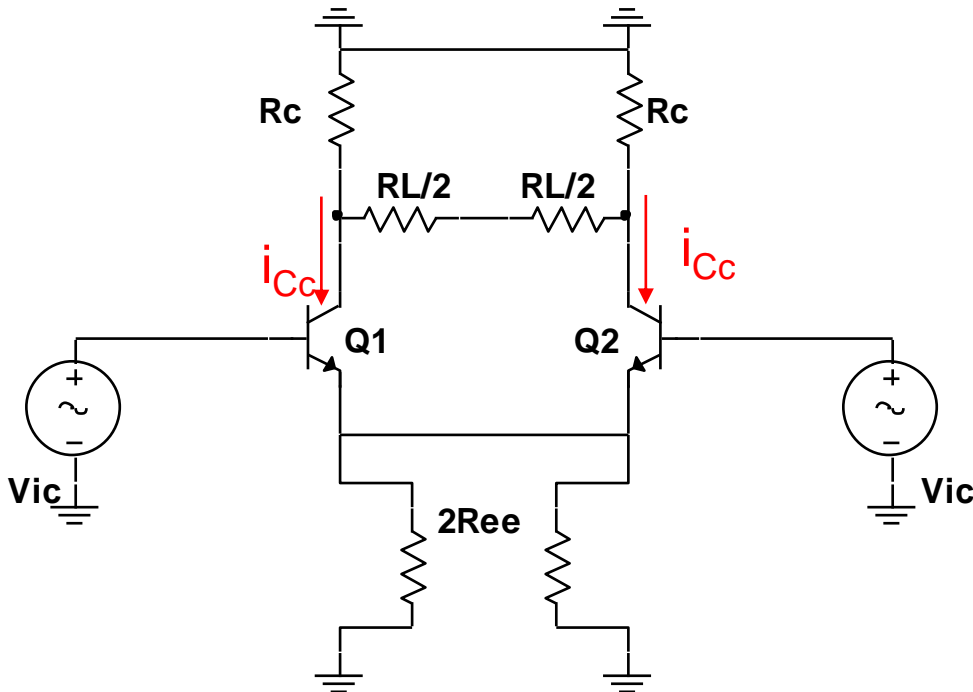
## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (PEQUEÑA SEÑAL)

### Modo común

Se pasivan la polarización ( $V_{CC}=0$ ;  
 $I_{EE}=0$ ) y la señal de MD

El MC es simétrico

Se calcula con el semicircuito con  
eslabones abiertos



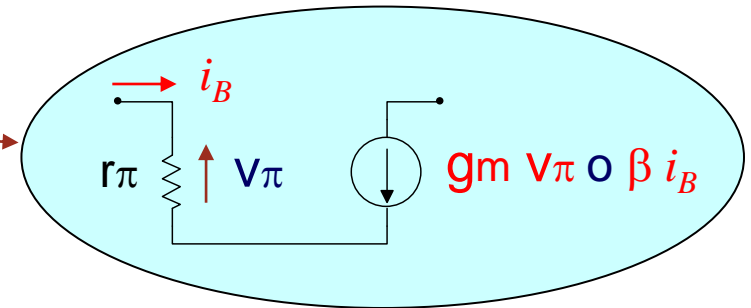
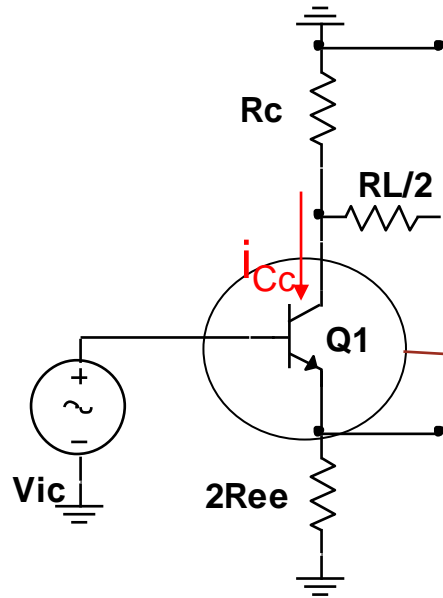
## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (PEQUEÑA SEÑAL)

### Modo común

Se pasivan la polarización ( $V_{CC}=0$ ;  $I_{EE}=0$ ) y la señal de MD

El MC es simétrico

Se calcula con el semicircuito con eslabones abiertos



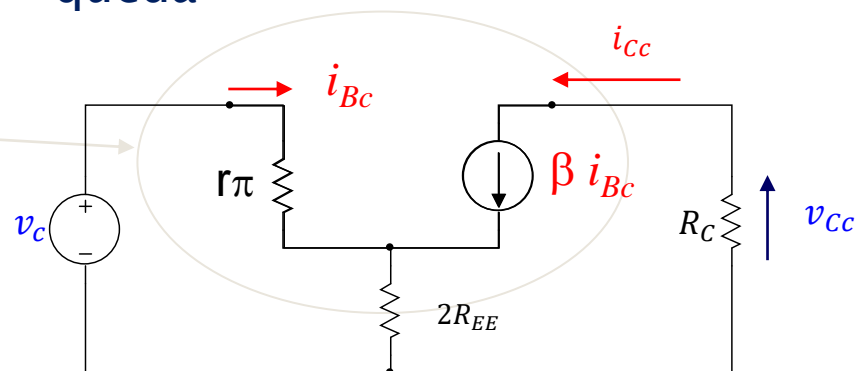
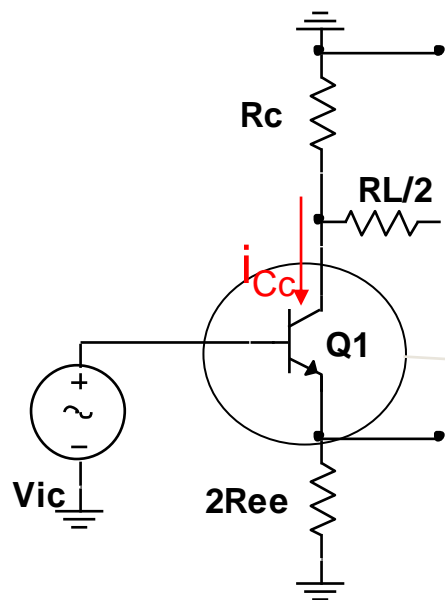
## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (PEQUEÑA SEÑAL)

### Modo común

$R_L/2$  queda abierto

$2R_{EE}$  queda en serie con el emisor

El modelo de pequeña señal MC queda



$$i_{Cc} = \beta \cdot \frac{1}{r_{\pi} + (1 + \beta)2R_{EE}} v_c \quad ; \quad v_{Cc} = - \frac{\beta \cdot R_C}{r_{\pi} + (1 + \beta)2R_{EE}} v_c$$

Acc

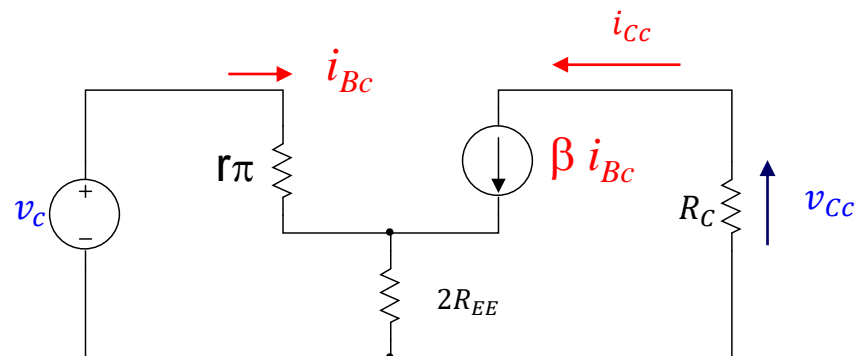
## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (PEQUEÑA SEÑAL)

### Modo común

$R_L/2$  queda abierto

$2R_{EE}$  queda en serie con el emisor

El modelo de pequeña señal MC queda



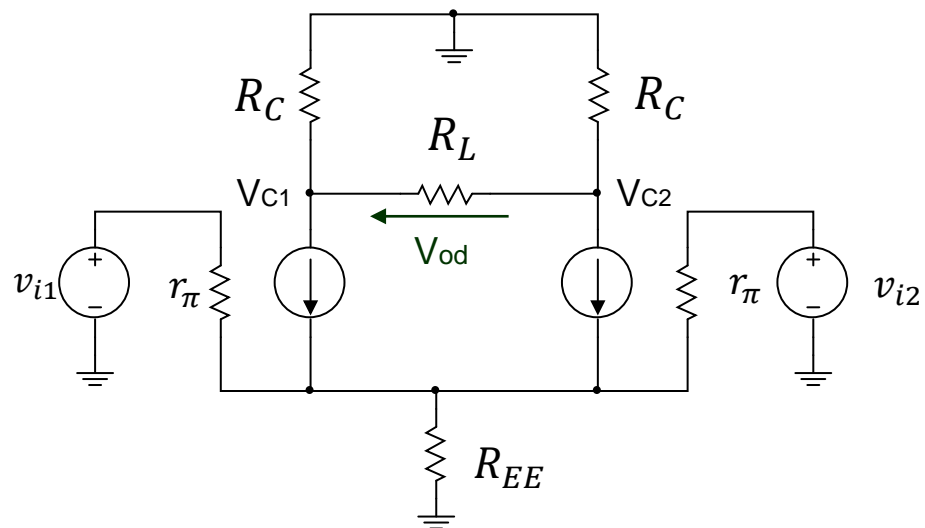
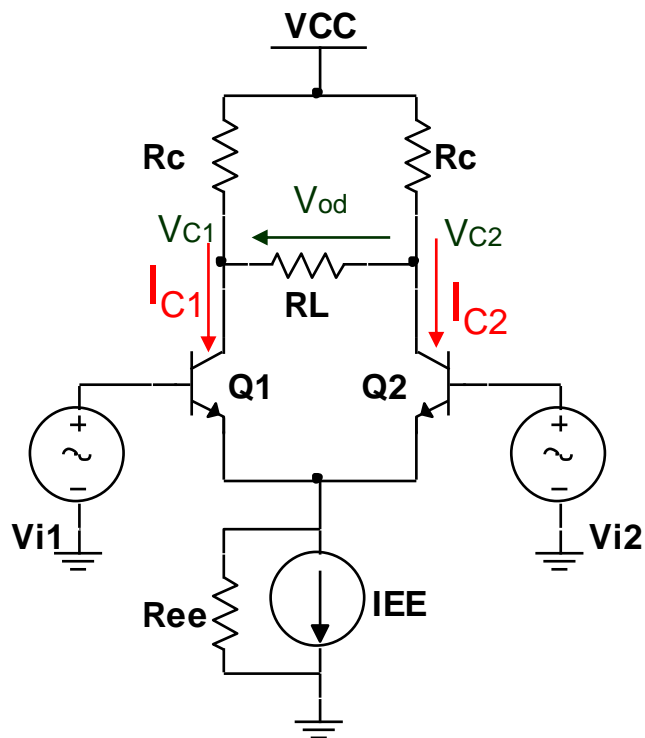
Cálculo aproximado:  
Si  $\beta \gg 1$  y  $2g_m R_{EE} \gg 1$

$$i_{Cc} \simeq \frac{1}{2R_{EE}} v_c$$
$$v_{Cc} \simeq -\frac{R_C}{2R_{EE}} v_c$$

Acc

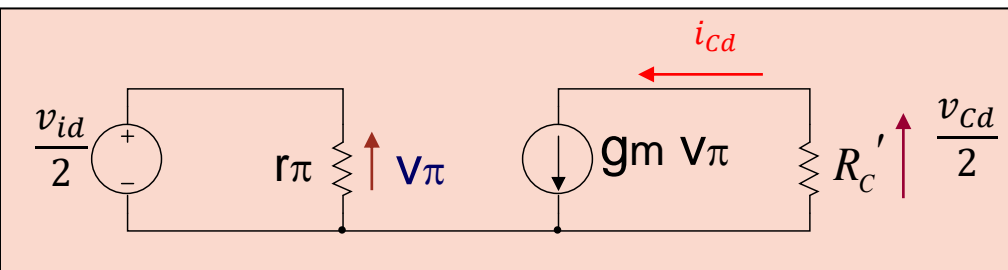
$$i_{Cc} = \beta \cdot \frac{1}{r_\pi + (1 + \beta)2R_{EE}} v_c \quad ; \quad v_{Cc} = -\frac{\beta \cdot R_C}{r_\pi + (1 + \beta)2R_{EE}} v_c$$

## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (PEQUEÑA SEÑAL)

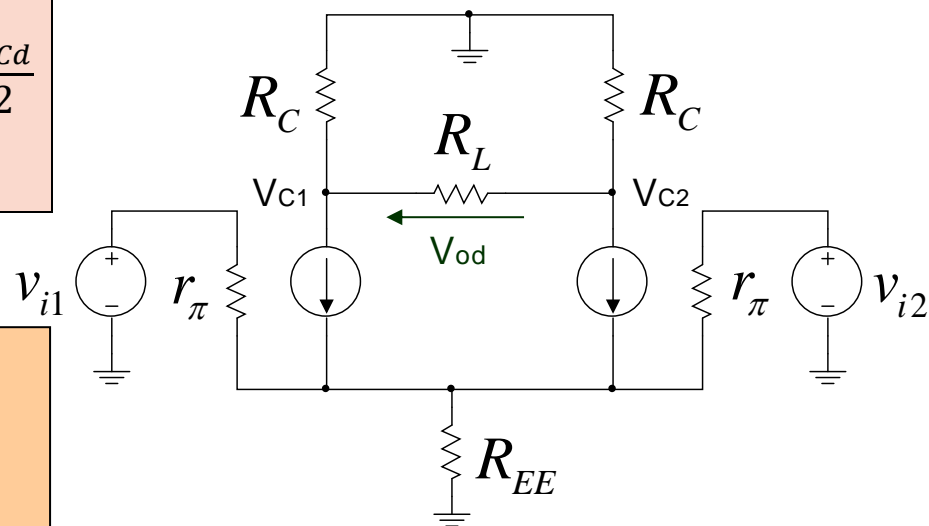
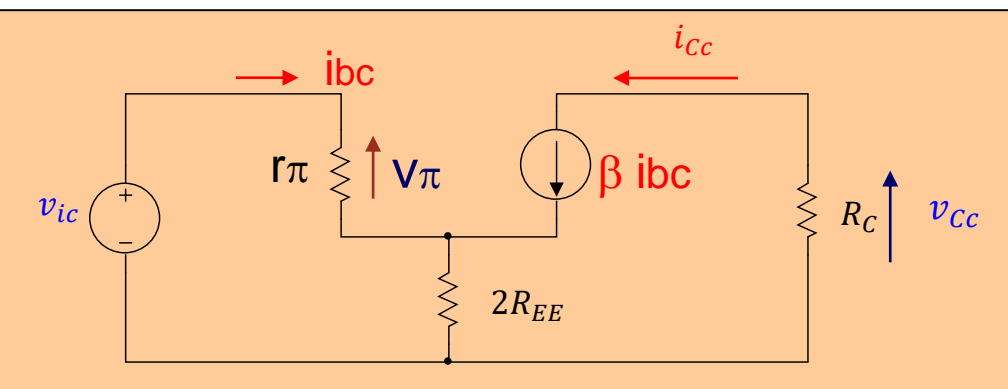


# PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (PEQUEÑA SEÑAL)

Pequeña señal



+



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

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

+

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

$$\begin{aligned} v_{od} &= v_{C1} - v_{C2} \\ &= A_{dd} v_{id} \end{aligned}$$

# PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (PEQUEÑA SEÑAL)

## Polarización más pequeña señal

MD:

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

+

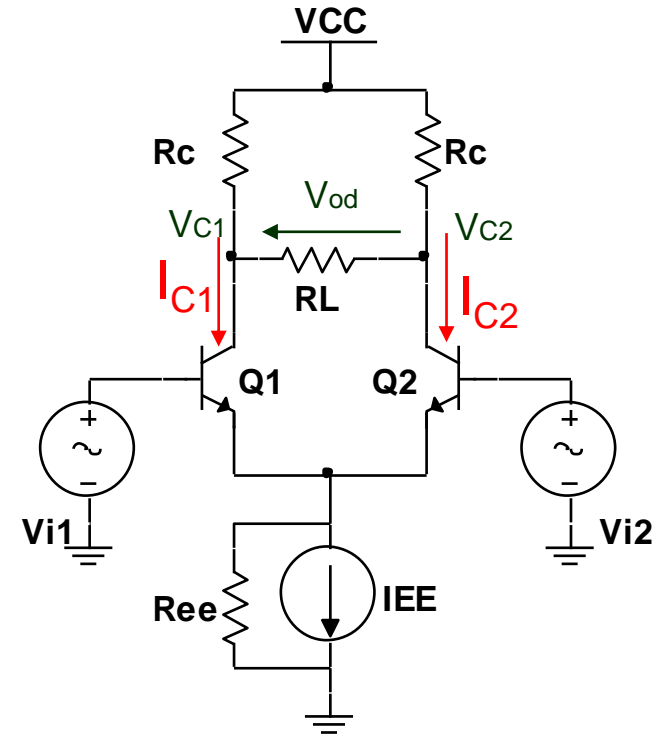
MC:

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

+

Polarización

$$\bar{V}_C \cong V_{CC} - I_{EE}/2 \cdot R_C$$



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

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

$$V_{od} = V_{C1} - V_{C2} = A_{dd}v_{id}$$

!



## PAR MOS ACOPLADO POR FUENTE (PEQUEÑA SEÑAL)

### Polarización más pequeña señal

MD:

$$v_{cd} = A_{dd} \cdot v_d = -g_m(R_D || R_L/2) \cdot v_{id}$$

+

MC:

$$v_{cc} = A_{cc}v_c = -\frac{g_m R_D}{1 + 2g_m R_{SS}} v_{ic}$$

+

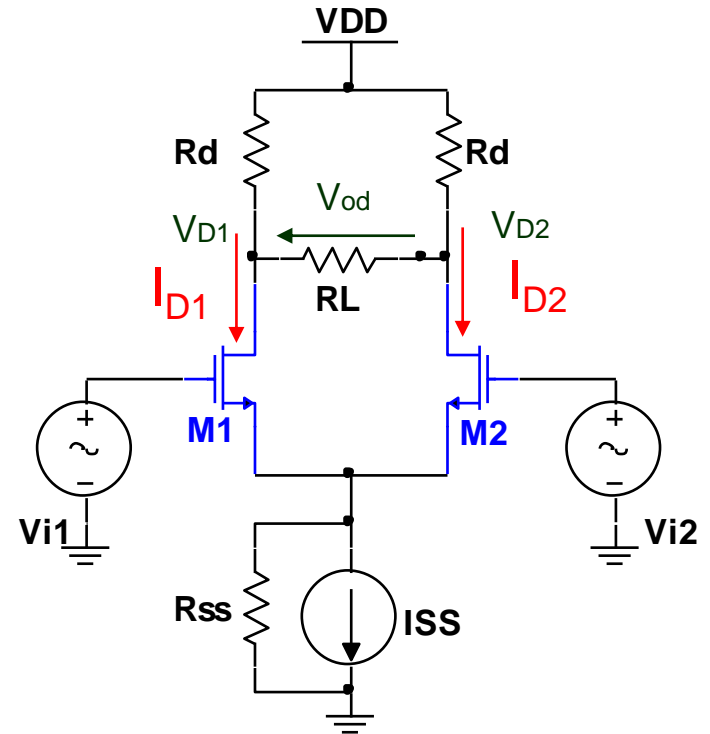
Polarización

$$\bar{V}_D \cong V_{DD} - I_{SS}/2 \cdot R_D$$

$$V_{D1} = \bar{V}_D + A_{cc}v_{ic} + A_{dd}\frac{v_{id}}{2}$$
$$V_{D2} = \bar{V}_D + A_{cc}v_{ic} - A_{dd}\frac{v_{id}}{2}$$

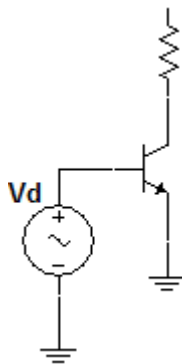
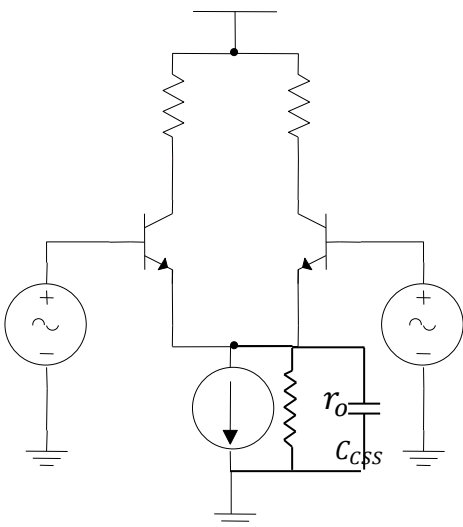
$$V_{od} = V_{D1} - V_{D2} = A_{dd}v_{id}$$

!



## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (RESPUESTA EN FRECUENCIA)

### Amplificador diferencial BJT acoplado x emisor

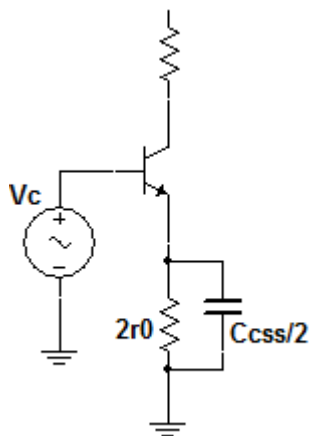


MD: respuesta en frecuencia del emisor común

$$A_{dd}(s) = -\frac{r_{\pi}}{R_s + r_{\pi}} g_m R_c \cdot \frac{1}{1 + s/\omega_H}$$

$$\omega_H = \frac{1}{(C_{\mu}(1 + g_m R_c) + C_{\pi}) \cdot (r_{\pi} || R_s)}$$

MC: respuesta en frecuencia de EC con resistencia y capacidad de emisor



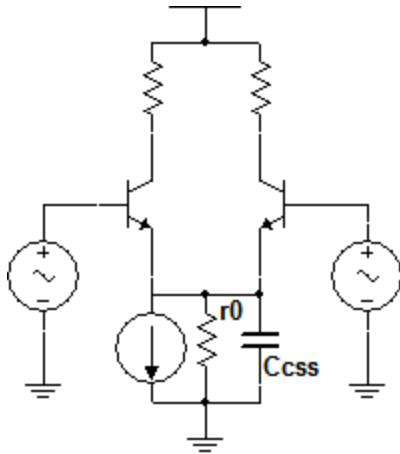
$$A_{cc}(s) \cong -\frac{R_c}{2Z_o} H(s) = -\frac{R_c(1 + s/\omega_0)}{2r_o} H(s)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{r_o C_{css}}$$

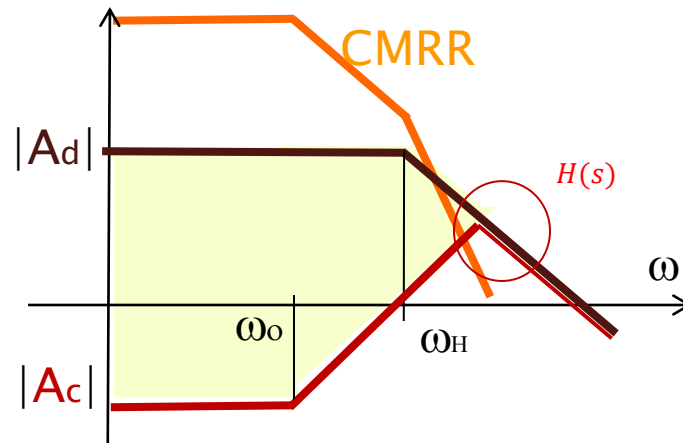
$H(s)$  es la respuesta de alta frecuencia que no interesa

Debido a  $C_{css}$ , la impedancia de salida de la fuente cae, y la  $A_{cc}$  aumenta!

## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (RESPUESTA EN FRECUENCIA)



Valores típicos:  $r_o=1\text{M}$  y  $C_{css}=2\text{p} \rightarrow f_o=80\text{kHz} \ll f_H$   
 Es decir, el rechazo de modo común cae en la banda de paso del amplificador diferencial



$$A_{dd}(s) = -\frac{r_\pi}{R_s + r_\pi} g_m R_c \cdot \frac{1}{1 + s/\omega_H}$$

$$A_{cc}(s) \cong -\frac{R_c(1 + s/\omega_0)}{2r_o} H(s)$$

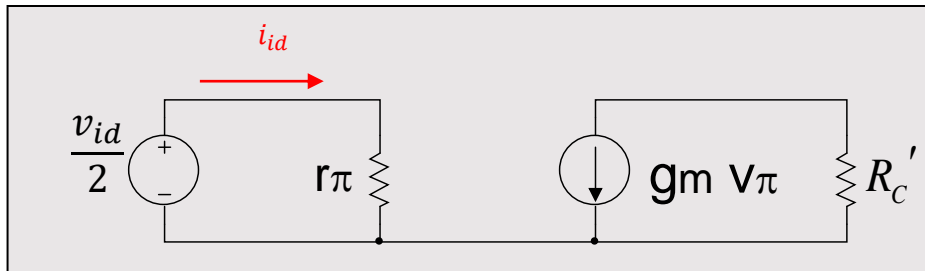
$$CMRR(s) \cong CMRR_o \frac{1}{1 + s/\omega_0} \frac{1}{1 + s/\omega_H}$$

## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (RESISTENCIA DE ENTRADA DE MD)

Supongamos que tenemos entrada diferencial pura.

La corriente x las bases serán:  $\begin{cases} i_{i1} = i_{id} \\ i_{i2} = -i_{id} \end{cases}$

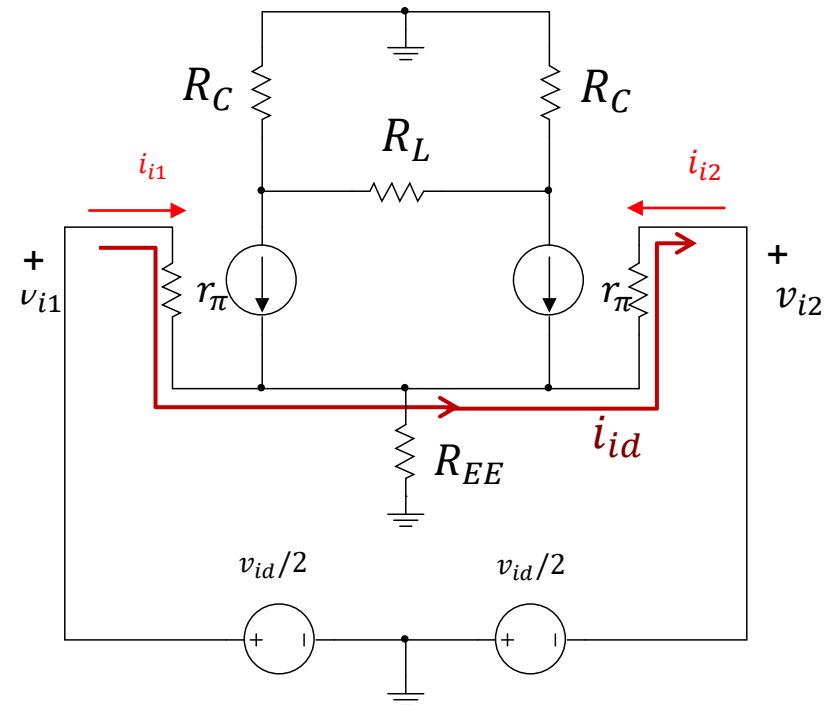
El semicircuito de MD es:



$$\frac{v_{id}}{2} = i_{id} r_\pi$$

Luego, la resistencia de MD es:

$$R_{id} = \frac{v_{id}}{i_{id}} = 2r_\pi$$

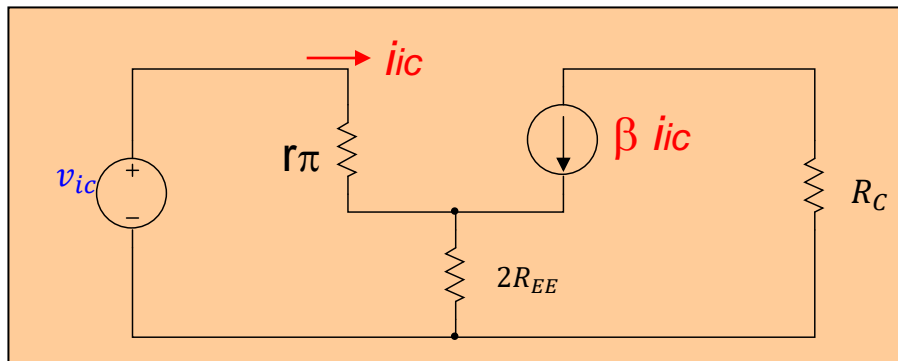


## PAR BJT ACOPLADO POR EMISOR (RESISTENCIA DE ENTRADA DE MC)

Supongamos que tenemos entrada común pura.

La corriente x las bases serán:  $\begin{cases} i_{i1} = i_{ic} \\ i_{i2} = i_{ic} \end{cases}$

El circuito de MC es:

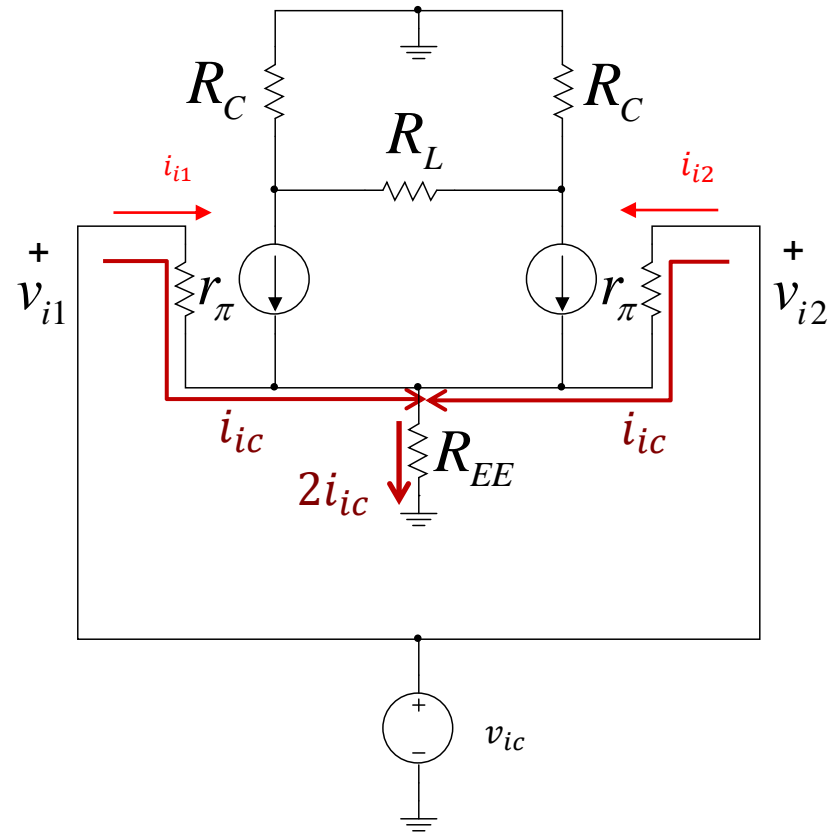


$$v_{ic} = i_{ic}(r_\pi + (1 + \beta)2R_{EE})$$

Luego, la resistencia de MC es:

$$R_{ic} = \frac{v_{ic}}{i_{ic}} = r_\pi + (1 + \beta)2R_{EE}$$

$$R_{ic} \gg R_{id}$$



## AMPLIFICADOR DIFERENCIAL (FACTOR DE RECHAZO DE MODO COMÚN)

La salida de un Amplificador 'Full' Diferencial (balanceado) es función exclusivamente de la señal de entrada diferencial.

El rechazo a las señales de modo común es, en teoría, total.

$$v_{od} = A_{dd}v_{id}$$

Más adelante veremos que este rechazo es finito debido a los inevitables desbalances en el amplificador

La salida (respecto a tierra) de un Amplificador Diferencial (balanceado) contiene MC y MD.

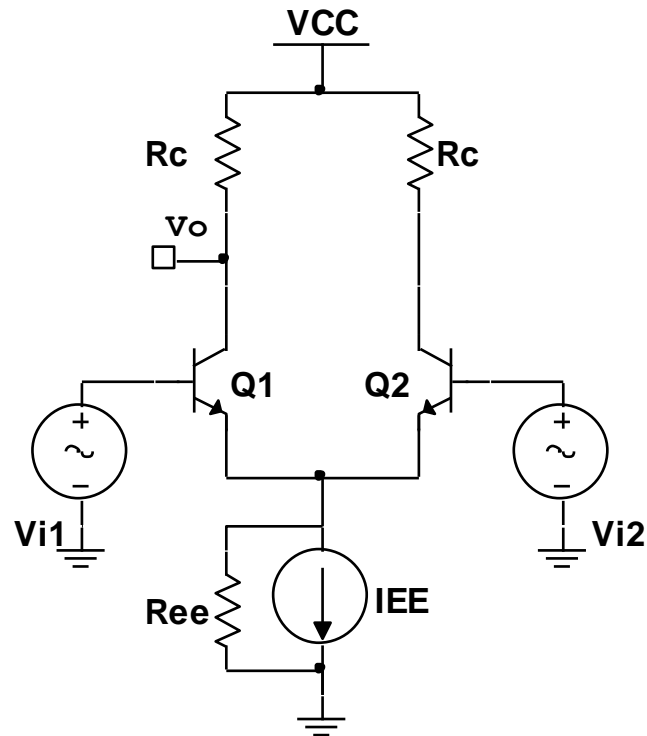
El rechazo a las señales de modo común es finito.

$$v_o = A_{cc}v_{ic} + A_{dd}\frac{v_{id}}{2}$$

La capacidad de un A.D. para rechazar las señales de MC es uno de los factores de mérito más importantes.

Es decir, cuanto menor es  $A_{cc}$  respecto a  $A_{dd}$ , mejor es el A.D.

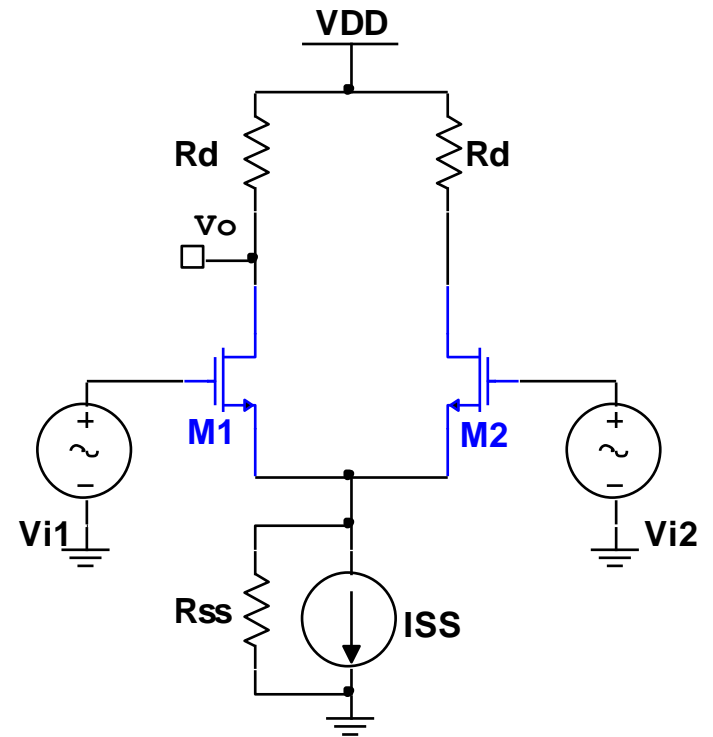
# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL (FACTOR DE RECHAZO DE MODO COMÚN)



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

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

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



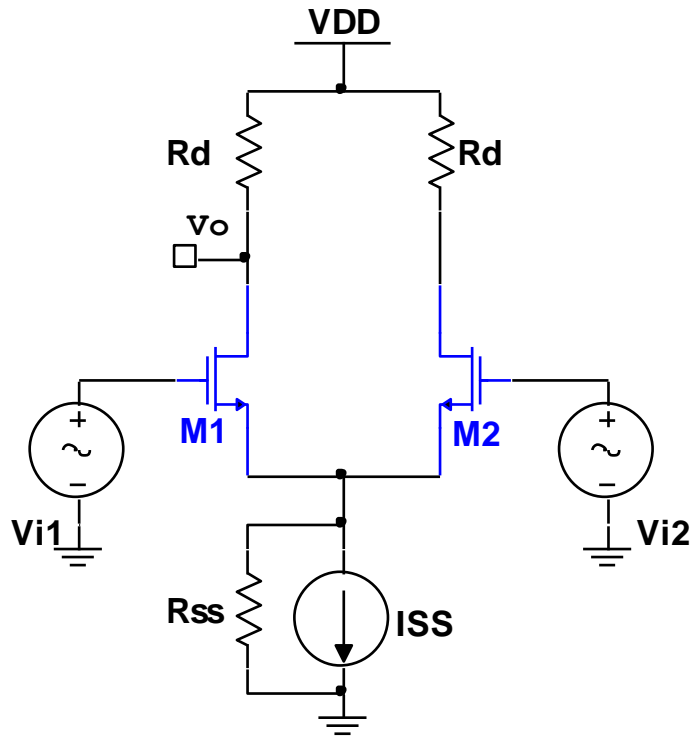
$$A_d = \frac{A_{dd}}{2} = -\frac{g_m R_D}{2}$$

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

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

# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL (FACTOR DE RECHAZO DE MODO COMÚN)

## Ejemplo práctico



datos de diseño:

$$V_{DD} = 5V \quad R_D = 10K\Omega$$

$$I_{SS} = 0,5mA \quad R_{EE} = 500K\Omega$$

$$k=200 \mu A/V^2 \quad W=40\mu \quad L=1\mu \quad V_t=1,5V;$$

$$\bar{I}_D = \frac{I_{SS}}{2} = 250 \mu A \quad , \quad \bar{V}_o = V_{DD} - \bar{I}_D R_D = 2,5V$$

$$\bar{V}_{GS} - V_t = \sqrt{2 \frac{L}{kW}} \bar{I}_D = 0,25V \quad , \quad \bar{V}_{GS} = 1,75V$$

$$g_m = \sqrt{2k \frac{W}{L}} \bar{I}_D = 2 \text{ mA/V}$$

$$A_d = \frac{A_{dd}}{2} = -\frac{g_m R_D}{2} = -\frac{2m \times 10k}{2} = -10$$

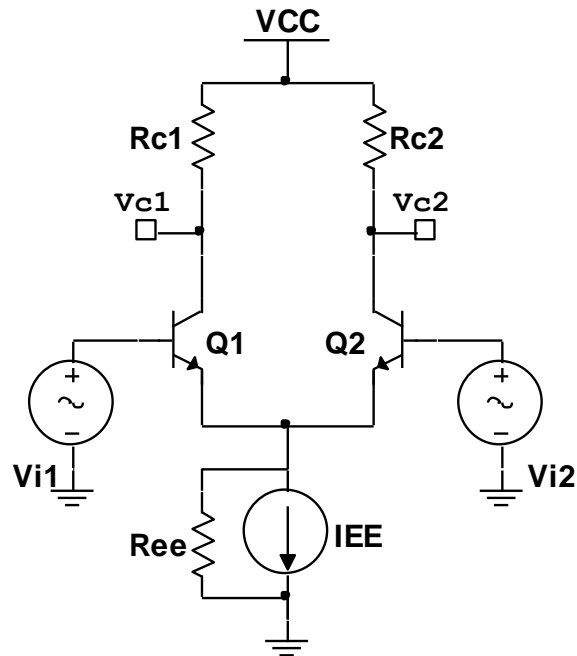
$$A_{cc} \cong -\frac{R_D}{2R_{SS}} = -0,01$$

$$CMRR \cong g_m R_{SS} = 1000$$



## AMPLIFICADORES DIFERENCIALES DESBALANCEADOS

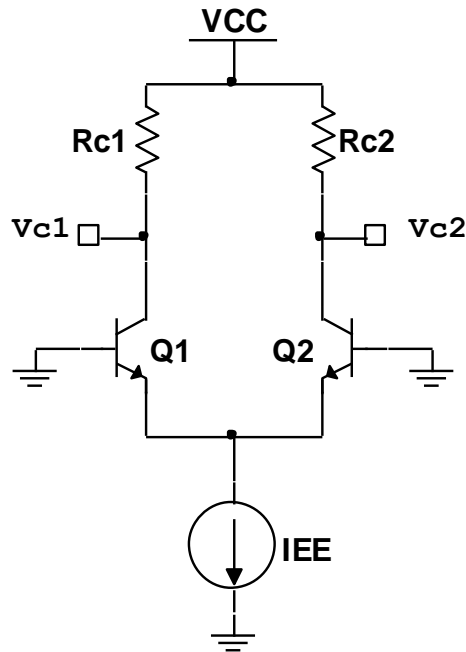
Hasta aquí hemos visto al amplificador diferencial simétrico, cuyos transistores y resistencias homólogos son idénticos.



Ahora veremos el efecto de las asimetrías sobre la polarización y la señal

# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BJT DESBALANCEADO (POLARIZACIÓN)

Veremos qué sucede con la polarización del amplificador cuyos transistores y resistencias homólogos no son idénticos



En zona activa la corriente de colector está dada por:

$$\begin{cases} I_C = \alpha I_S \cdot e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \\ I_S = \frac{A}{w N_A} q D_n n_i^2 \end{cases}$$

Si los transistores no son idénticos: ( $\alpha, A, w, N_A$  distintos) para iguales valores de  $V_{BE}$ , circularán  $I_{C1}$  e  $I_{C2}$  diferentes.

A su vez, resistencias de carga o polarización distintas, dan lugar a caídas de tensión diferentes aún para mismas corrientes.

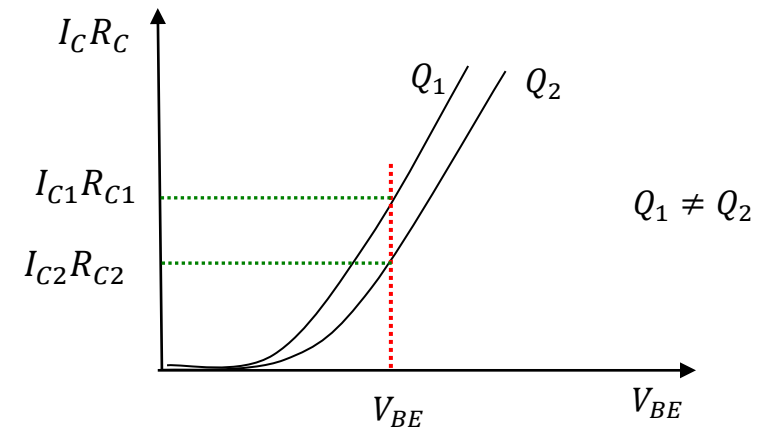
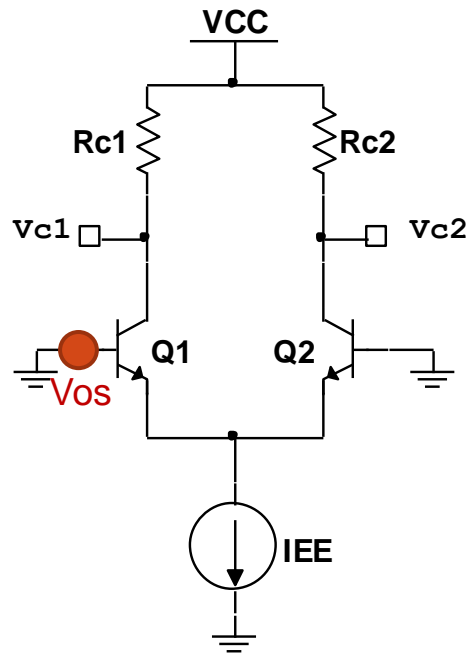
Las tensiones de colector serán

$$\begin{cases} V_{C1} = V_{CC} - I_{C1} R_{C1} \\ V_{C2} = V_{CC} - I_{C2} R_{C2} \end{cases}$$

Por lo que aún sin señal aparece una tensión (diferencial) entre colectores

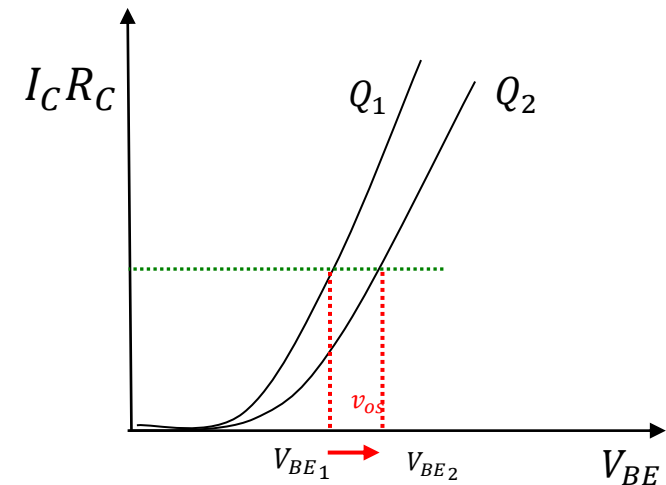
$$V_{od} = V_{C1} - V_{C2} = I_{C1} R_{C1} - I_{C2} R_{C2}$$

# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BJT DESBALANCEADO (TENSIÓN DE OFFSET)



Si el A.D. está desbalanceado, entonces  $V_{od} \neq 0$  cuando  $V_{BE1} = V_{BE2}$

Existe  $V_{os}$  tal que  $V_{od} = 0$

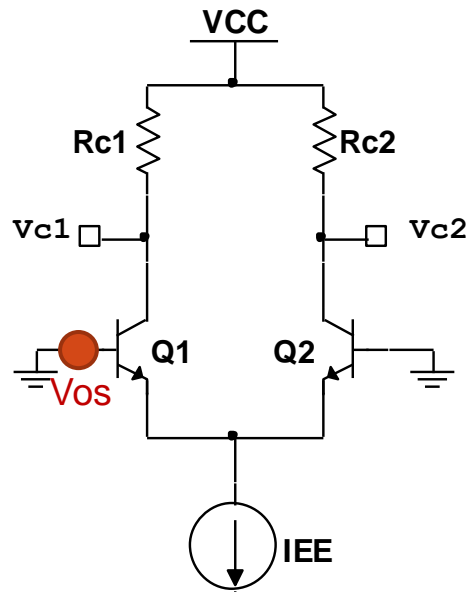


$$\begin{cases} I_{C1} R_{C1} = \frac{\alpha_1 A_1 R_{C1}}{w_1 N_{A1}} q D_n n_i^2 \cdot e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \\ I_{C2} R_{C2} = \frac{\alpha_2 A_2 R_{C2}}{w_2 N_{A2}} q D_n n_i^2 \cdot e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \end{cases}$$

$$V_{od} = I_{C1} R_{C1} - I_{C2} R_{C2}$$



# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BJT DESBALANCEADO (TENSIÓN DE OFFSET)



$$\begin{cases} I_{C1}R_{C1} = \frac{\alpha_1 A_1 R_{C1}}{w_1 N_{A1}} q D_n n_i^2 \cdot e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \\ I_{C2}R_{C2} = \frac{\alpha_2 A_2 R_{C2}}{w_2 N_{A2}} q D_n n_i^2 \cdot e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \end{cases}$$

$$V_{od} = I_{C1}R_{C1} - I_{C2}R_{C2}$$

Def: “Tensión de Offset” es la tensión externa  $V_{os}$  que hay que aplicar entre las bases para anular la tensión diferencial de salida  $v_{od}$  en ausencia de señal

$$V_{od} = 0 \Rightarrow I_{C1}R_{C1} = I_{C2}R_{C2}$$

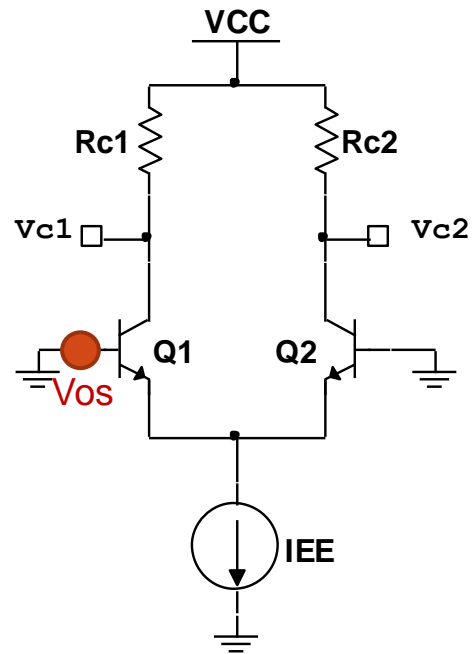


$$\frac{I_{C1}R_{C1}}{I_{C2}R_{C2}} = \frac{\frac{\alpha_1 A_1 R_{C1}}{w_1 N_{A1}} \cdot e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}}{\frac{\alpha_2 A_2 R_{C2}}{w_2 N_{A2}} \cdot e^{\frac{V_{BE1} + V_{OS}}{V_T}}} = 1$$



$$V_{OS} = V_T \ln \left( \frac{\alpha_1 A_1 R_{C1}}{w_1 N_{A1}} \frac{w_2 N_{A2}}{\alpha_2 A_2 R_{C2}} \right)$$

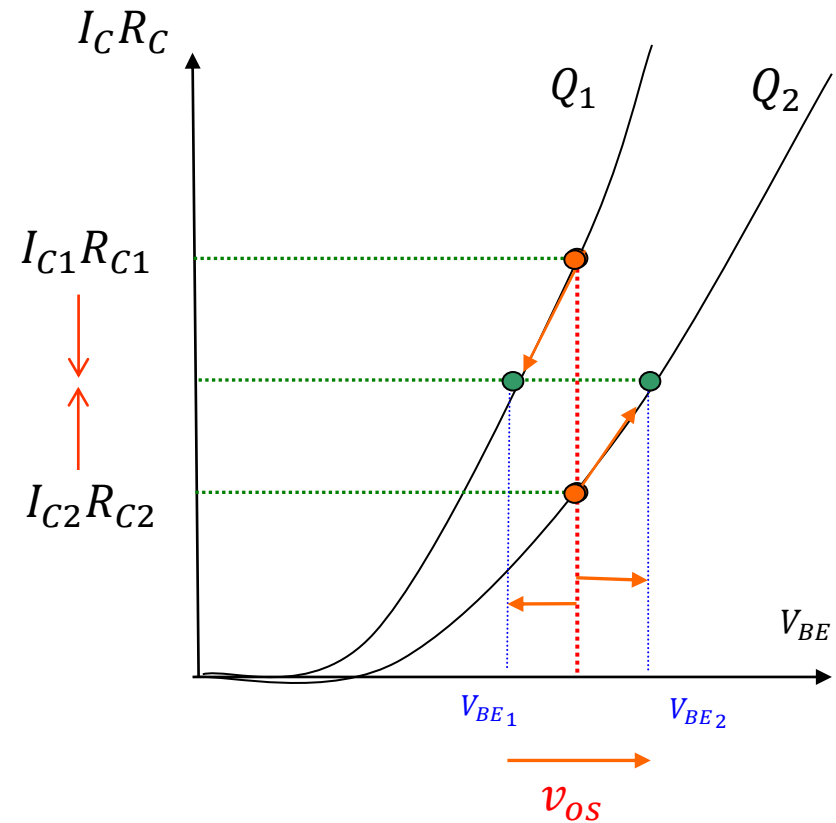
# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BJT DESBALANCEADO (TENSIÓN DE OFFSET)



$$V_{OS} = V_T \ln \left( \frac{\alpha_1 A_1 R_{C1}}{w_1 N_{A1}} \frac{w_2 N_{A2}}{\alpha_2 A_2 R_{C2}} \right)$$

$$I_{C1} + I_{C2} = I_{EE}$$

Interpretación gráfica



## AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BJT DESBALANCEADO (TENSIÓN DE OFFSET)

Ejemplo práctico de cálculo de  $v_{os}$ . Sean las relaciones de desapareamiento:

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} = 1$$

$$\frac{R_{C1}}{R_{C2}} = 1,05$$

áreas de emisor

$$A_1 = 1,1 \cdot A_2$$

dopados en base

$$N_{A1} = N_{A2}$$

anchos de base

$$w_1 = 0,9 \cdot w_2$$

Entonces:

$$V_{os} = V_T \ln \left( \frac{\alpha_1}{\alpha_2} \frac{A_1}{A_2} \frac{R_{C1}}{R_{C2}} \frac{w_2}{w_1} \frac{N_{A2}}{N_{A1}} \right) = 25mV \cdot \ln \left( 1,1 \cdot 1,05 \cdot \frac{1}{0,9} \right)$$

Tensión de Offset

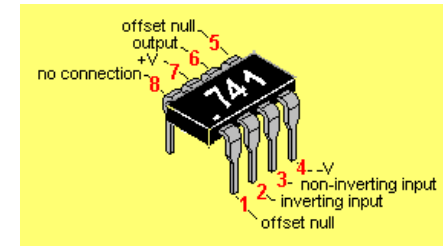
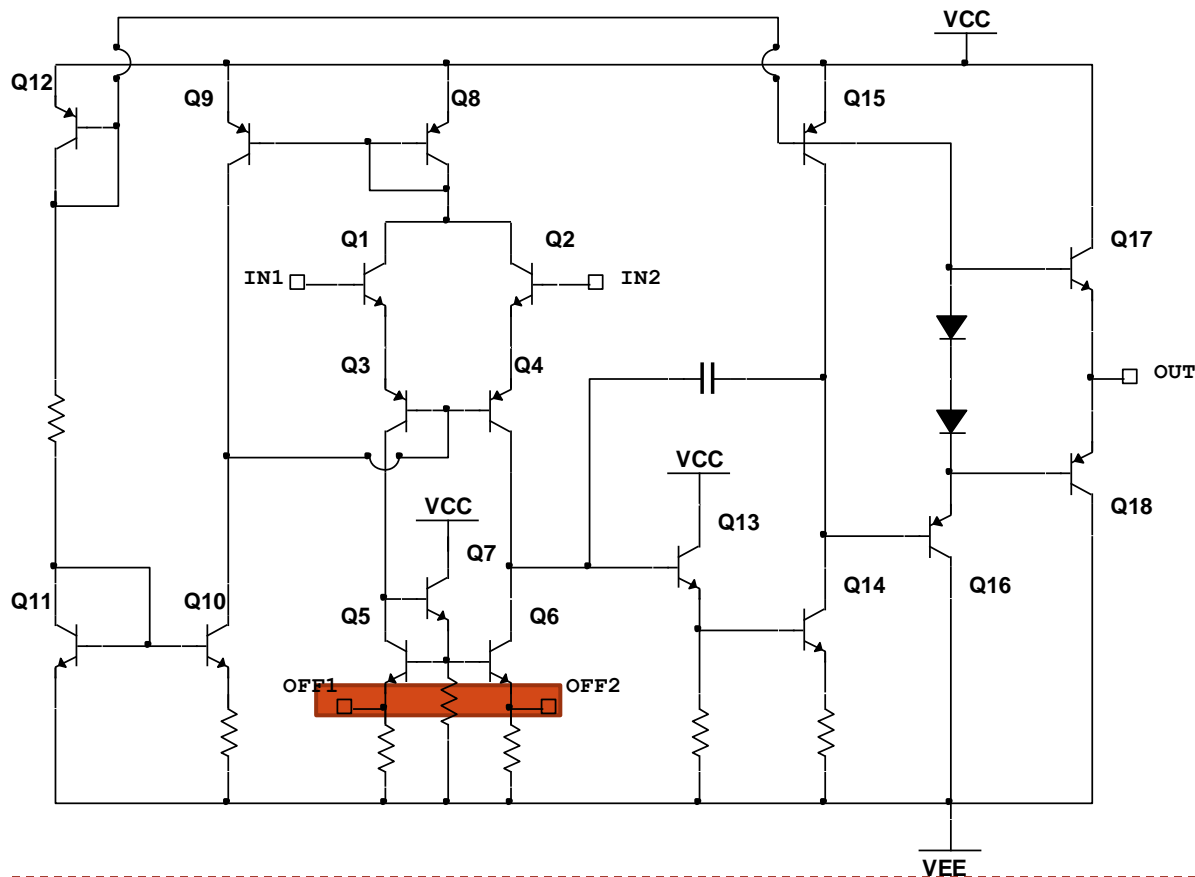
$$V_{os} = +6,24mV$$

# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BJT DESBALANCEADO (TENSIÓN DE OFFSET)

Las etapas finales de los Op Amps desplazan el punto de operación de manera de tener 0V de salida sin señal.

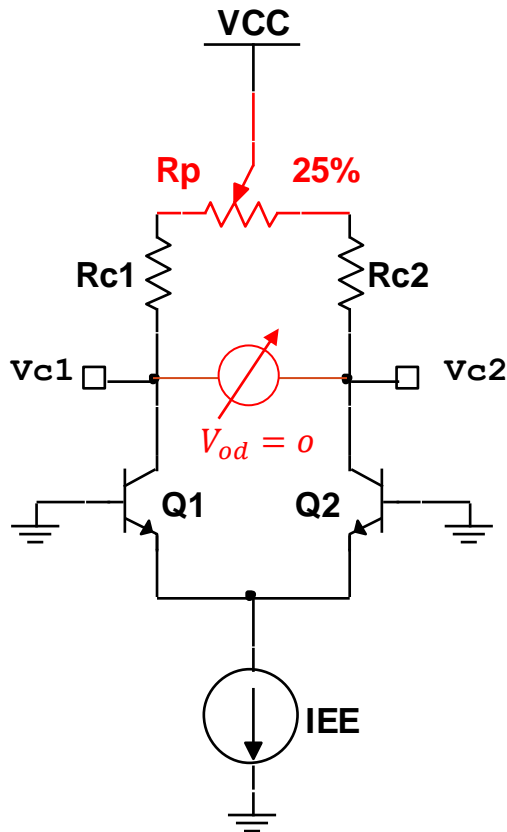
Debido a incertidumbres en los transistores, puede existir offset.

Los OpAmp suelen traer la posibilidad de conectar un pote externo de ajuste de offset modificando el apareamiento de la polarización del diferencial.



# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BJT DESBALANCEADO (TENSIÓN DE OFFSET)

## Corrección del desapareamiento mediante potenciómetro



para que  $V_{od} = V_{C1} - V_{C2} = 0$

Debe cumplirse que  $I_{C1}R_{C1} = I_{C2}R_{C2}$

Como vimos, una alternativa es agregar una  $V_{os}$  a la entrada para ajustar  $I_{C1}$  e  $I_{C2}$ :

$$V_{os} = V_T \ln \left( \frac{\alpha_1 A_1 w_2 N_{A2} R_{C1}}{\alpha_2 A_2 w_1 N_{A1} R_{C2}} \right)$$

Otra posibilidad es ajustar  $R_{C1}$  y  $R_{C2}$  de manera de compensar el desbalance de corriente y así lograr  $V_{od}=0$  (con  $V_{os}=0$ ) :

$$V_{OS} = V_T \ln \left( \frac{\alpha_1 A_1 w_2 N_{A2} R_{C1} + R_{P1}}{\alpha_2 A_2 w_1 N_{A1} R_{C2} + R_{P2}} \right) = 0$$

$$\frac{R_{C2} + R_{P2}}{R_{C1} + R_{P1}} = \frac{\alpha_1 A_1 w_2 N_{A2}}{\alpha_2 A_2 w_1 N_{A1}}$$

$$R_{p1} + R_{p2} = R_p$$



# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BJT DESBALANCEADO (TENSIÓN DE OFFSET)

## Corrección del desapareamiento mediante potenciómetro

$\overline{R_C} =$  valor nominal

$\Delta R_C \equiv 0,05 \cdot \overline{R_C}$  Tolerancia 5%

$$\begin{cases} R_{C1} = \overline{R_C} + \Delta R_C \\ R_{C2} = \overline{R_C} - \Delta R_C \end{cases}$$

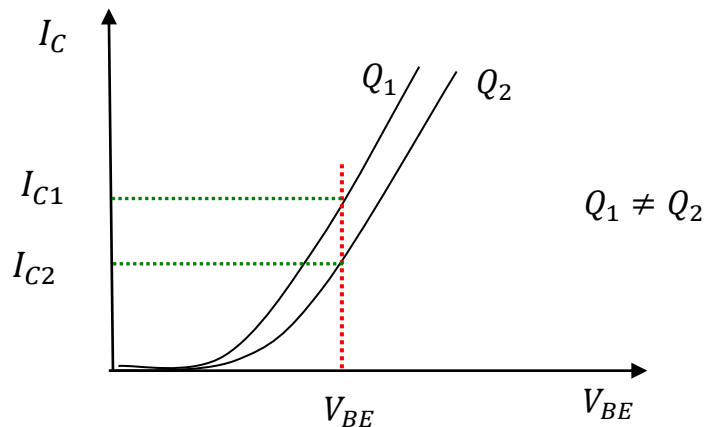
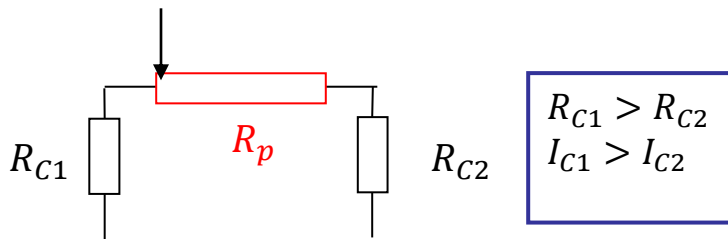
$$\frac{\overline{R_C} - \Delta R_C + R_p}{\overline{R_C} + \Delta R_C} = \frac{\alpha_1 A_1 w_2 N_{A2}}{\alpha_2 A_2 w_1 N_{A1}}$$

Para los desbalances:  $\begin{cases} A_1 = 1,1 \cdot A_2 \\ w_1 = 0,9 \cdot w_2 \end{cases}$

$$\frac{0,95 \overline{R_C} + R_p}{1,05 \overline{R_C}} = \frac{1,1}{0,9}$$

$$R_p = \frac{\overline{R_C}}{3}$$

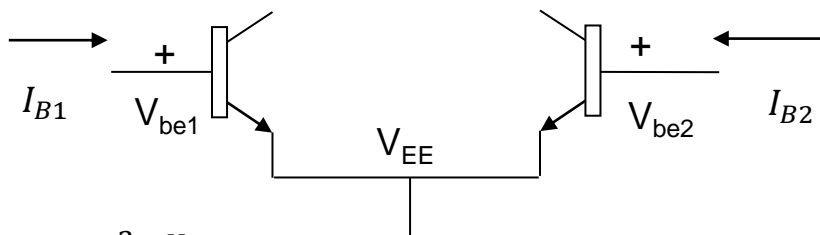
Peor Caso:



# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BJT DESBALANCEADO (CORRIENTES DE POLARIZACIÓN)

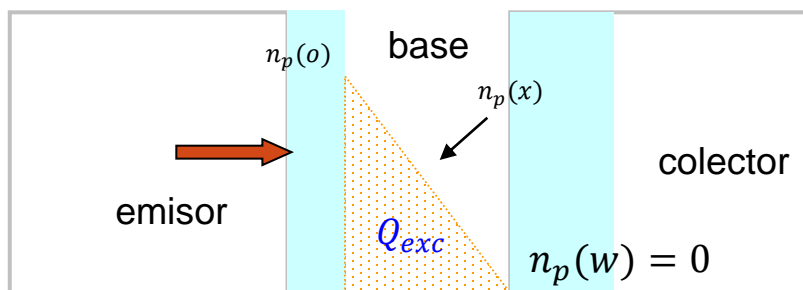
si los transistores son diferentes,  
las IB son diferentes

$$I_{B1} \neq I_{B2}$$



$$n_p(o) = \frac{n_i^2}{N_A} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

en la juntura en directa tenemos  
exceso de electrones en base



La corriente de base por recombinación  
es la carga en exceso dividido la  
vida media de los electrones en base

$$I_B = \frac{Q_{exc}}{\tau_n} = \frac{1}{2} \frac{q A n_i^2 e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}{N_A \tau_n} w$$

con este valor de IB  
toda la carga en exceso es  
aniquilada en el  
tiempo de una vida media

si los transistores son diferentes:

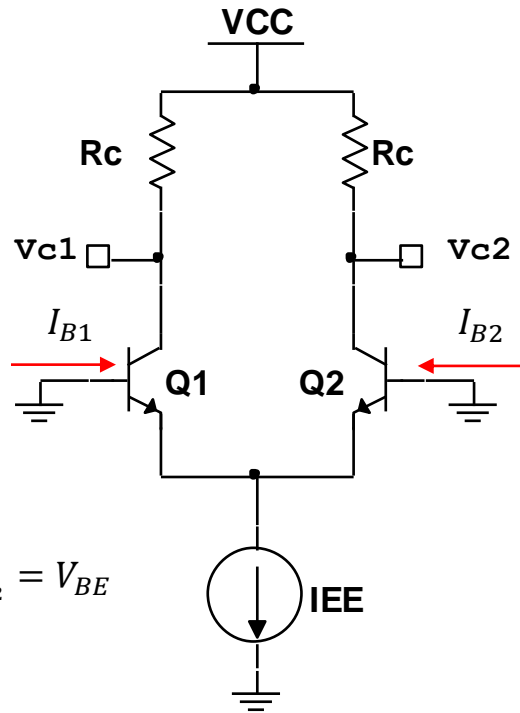
$$Q_{exc} = \frac{1}{2} q \cdot A \cdot [n_p(o) - n_p(w)] \cdot w$$

$$Q_{exc} = \frac{1}{2} \frac{q A n_i^2 e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}{N_A} w$$

$$I_{B1} = \frac{1}{2} \frac{q A_1 n_i^2 e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}}{N_{A1} \tau_n} w_1$$

$$I_{B2} = \frac{1}{2} \frac{q A_2 n_i^2 e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}}{N_{A2} \tau_n} w_2$$

# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BJT DESBALANCEADO (CORRIENTES DE POLARIZACIÓN)



La corriente de base por recombinación es:

$$I_B = \frac{Q_{exc}}{\tau_n} = \frac{1}{2} \frac{q A n_i^2 e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}{N_A \tau_n} w$$

**Reemplazando:**

$$\bar{I}_B = \frac{\frac{1}{2} \frac{q n_i^2 e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}{\tau_n} \left( \frac{A_1 w_1}{N_{A1}} + \frac{A_2 w_2}{N_{A2}} \right)}{2}$$

**corriente de polarización media:**  $\bar{I}_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$

**corriente de offset:**  $I_{os} = \frac{I_{B1} - I_{B2}}{2}$

$$I_{os} = \frac{\frac{1}{2} \frac{q n_i^2 e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}{\tau_n} \left( \frac{A_1 w_1}{N_{A1}} - \frac{A_2 w_2}{N_{A2}} \right)}{2}$$

# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BJT DESBALANCEADO (CORRIENTES DE POLARIZACIÓN)

área de emisor

$$A_1 = 1,1 \cdot A_2$$

dopado en base

$$N_{A1} = N_{A2}$$

ancho de base

$$w_1 = 0,9 \cdot w_2$$

definimos ancho medio de base

$$\bar{w} = \frac{w_1 + w_2}{2}$$

## Ejemplo. Datos de los transistores del par diferencial

Datos prácticos:

$$N_A = 10^{17} \frac{h}{cm^3}$$

$$D_n = 20 \frac{cm^2}{s}$$

$$\tau = 10\mu s$$

Elegimos transistores con  $\beta$  grande.  
Vale decir que  $w$  es mucho menor que  $L_n$

$$\bar{w} = \frac{L_n}{10} = 4,5\mu m$$

siendo:  $L_n = \sqrt{D_n \cdot \tau} = 45\mu m$

### Cálculo del $\beta$ medio (del ttor. medio)

$$\bar{\beta} \equiv \frac{I_c}{I_B} = \frac{\frac{qAD_n n_i^2}{\bar{w}N_A} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}{\frac{1}{2} \frac{qAn_i^2}{N_A \tau_n} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \bar{w}} = \frac{2D_n \tau_n}{\bar{w}^2} = \frac{2L_n^2}{\bar{w}^2}$$

Reemplazando valores:

$$\bar{\beta} = 200$$

Cálculo de la corriente media de colector

$$\bar{I}_c = \frac{I_{c1} + I_{c2}}{2} = \frac{I_o}{2} = 1mA$$

Cálculo de la corriente media de base

$$\bar{I}_B = \frac{\bar{I}_c}{\bar{\beta}} = \frac{1mA}{200} = 5\mu A$$

# AMPLIFICADOR DIFERENCIAL BJT DESBALANCEADO (POLARIZACIÓN)

De acuerdo con las definiciones

$$I_{os} = \frac{\frac{1}{2} \frac{q n_i^2 e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}{\tau_n} \left( \frac{A_1 w_1}{N_{A1}} - \frac{A_2 w_2}{N_{A2}} \right)}{2}$$

$$\bar{I}_B = \frac{\frac{1}{2} \frac{q n_i^2 e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}{\tau_n} \left( \frac{A_1 w_1}{N_{A1}} + \frac{A_2 w_2}{N_{A2}} \right)}{2}$$

$$\frac{I_{os}}{\bar{I}_B} = \frac{\left( 1 - \frac{A_1 w_1 N_{A2}}{A_2 w_2 N_{A1}} \right)}{\left( 1 + \frac{A_1 w_1 N_{A2}}{A_2 w_2 N_{A1}} \right)} = \frac{1 - 1,10,9}{1 + 1,10,9}$$

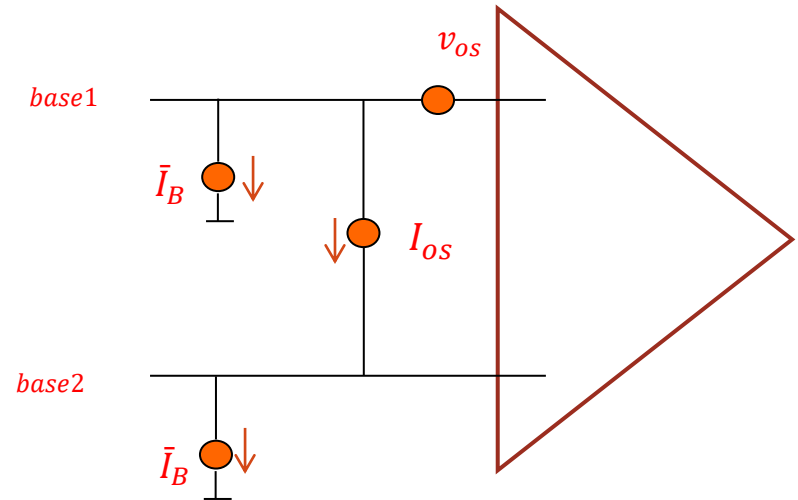
$$= 0,005$$

y resultan:

$$\begin{cases} \bar{I}_B = \frac{\bar{I}_c}{\beta} = \frac{1mA}{200} = 5\mu A \\ I_{os} = 0,005 \cdot \bar{I}_B = 25nA \end{cases}$$

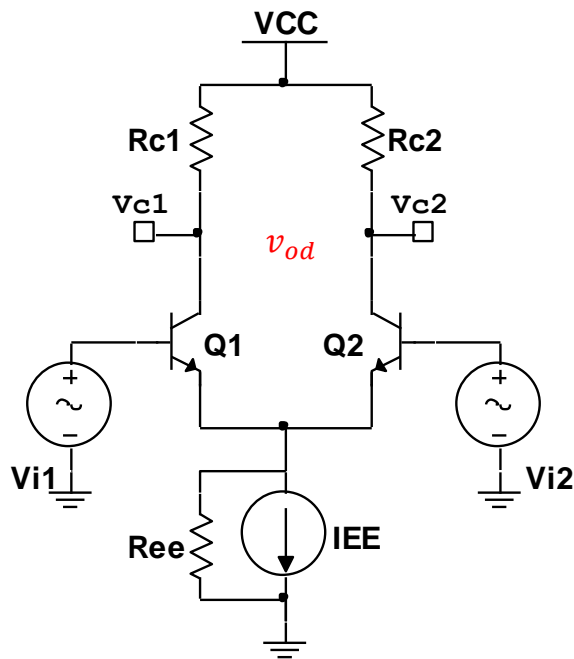
Además vimos que:

$$V_{os} = V_T \ln \left( \frac{\alpha_1 A_1 R_{C1} w_2 N_{A2}}{\alpha_2 A_2 R_{C2} w_1 N_{A1}} \right) = 6,24mV$$



A.D. con offsets referidos a la entrada

## AMPLIFICADOR FULL DIFERENCIAL BJT DESBALANCEADO (PEQUEÑA SEÑAL)



$$v_{od} = A_{dd}v_{id} + A_{dc}v_{ic}$$

$$CMRR = \frac{A_{dd}}{A_{dc}}$$

$$v_{oc} = A_{cc}v_{ic} + A_{cd}v_{id}$$

En general, el cálculo de las distintas ganancias no es trivial  
Para el caso de pequeños desbalances, si se toma salida x 1 colector,

$$v_{c1,2} = \pm \frac{v_{od}}{2} + v_{oc} = (\pm \frac{A_{dd}}{2} + A_{cd})v_{id} + (A_{cc} \pm \frac{A_{dc}}{2})v_{ic}$$

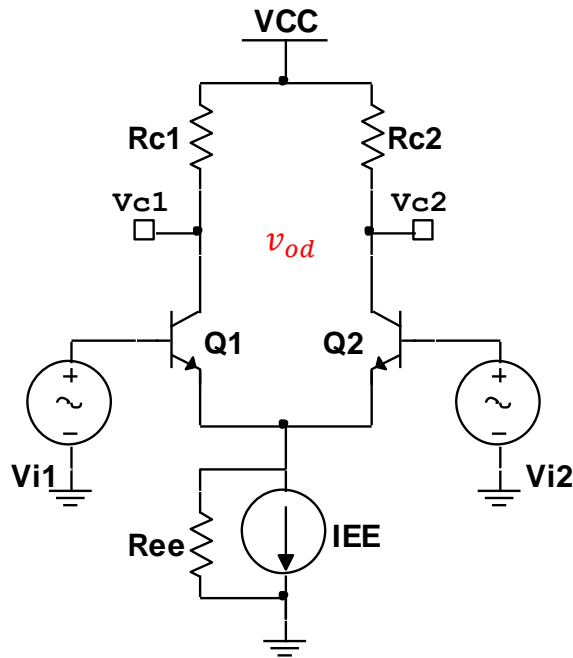
las ganancias cruzadas pueden despreciarse, y las  $A_{dd}$  y  $A_{cc}$  se pueden calcular suponiendo balance

Para el caso de pequeños desbalances, si se toma salida e/ colectores,

$$v_{od} = A_{dd}v_{id} + A_{dc}v_{ic}$$

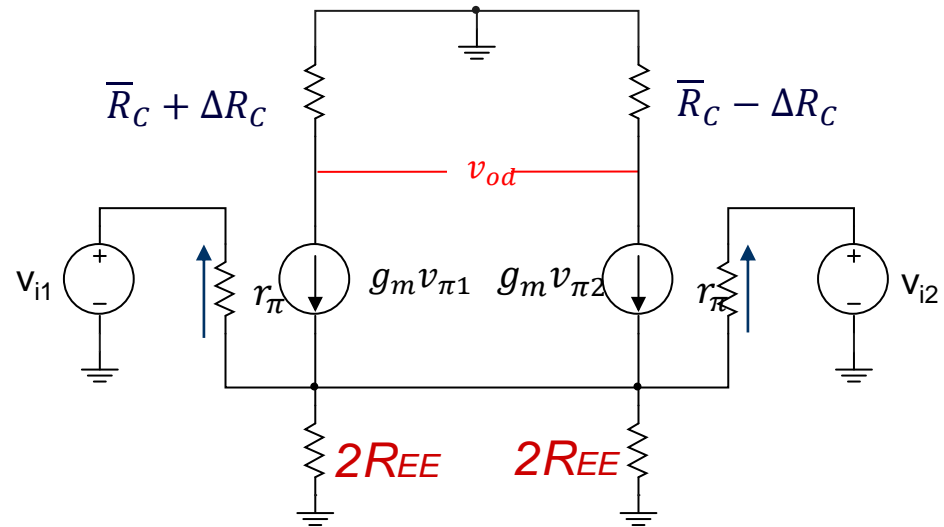
es importante determinar  $A_{dc}$  para conocer el rechazo CMRR.

# AMPLIFICADOR FULL DIFERENCIAL BJT DESBALANCEADO (PEQUEÑA SEÑAL)



Caso de estudio:  
 $Q1=Q2$  y  $R_{C1} \neq R_{C2}$

$$\begin{cases} R_{C1} = \bar{R}_C + \Delta R_C \\ R_{C2} = \bar{R}_C - \Delta R_C \end{cases}$$

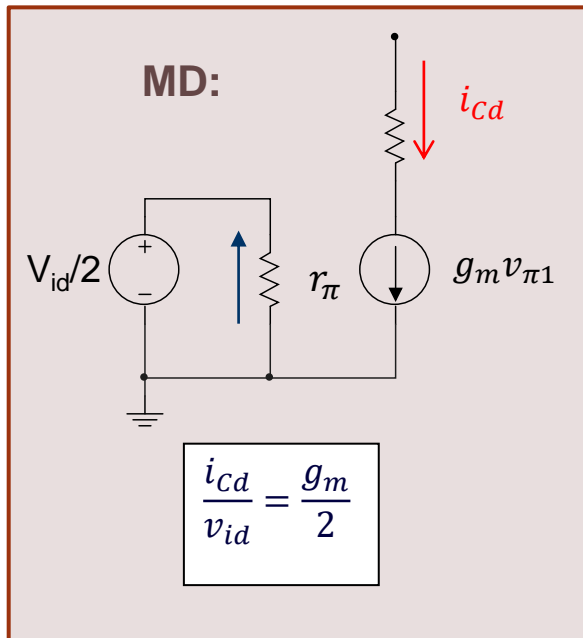
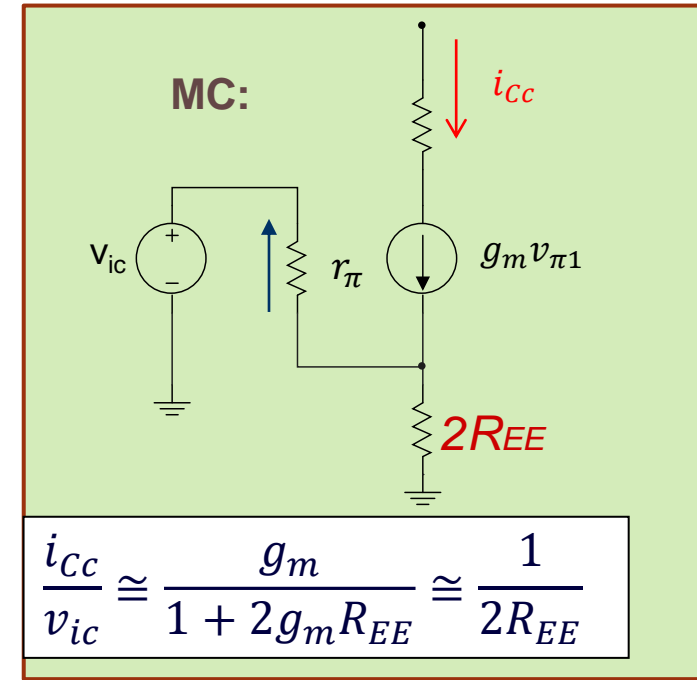
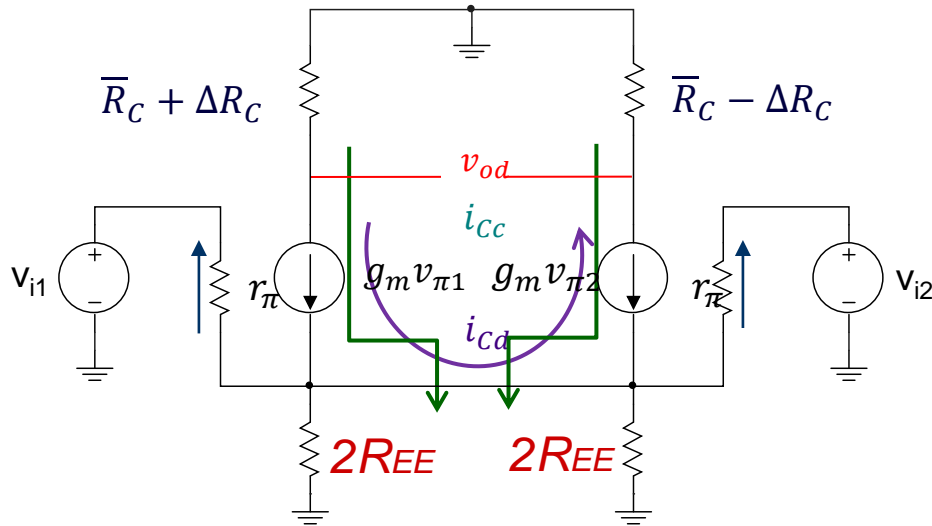


Como  $Q1=Q2 \rightarrow I_{C1}=I_{C2} \rightarrow$  parámetros iguales

En señal, las corrientes de colector también son independientes de la carga (si  $r_o = \infty$ )

Luego, puedo aplicar bisección para calcular  $i_{Cd}$  e  $i_{Cc}$

# AMPLIFICADOR FULL DIFERENCIAL BJT DESBALANCEADO (PEQUEÑA SEÑAL)



$$v_{od} = -i_{cd}(R_{C1} + R_{C2}) - i_{cc}(R_{C1} - R_{C2})$$

$$v_{od} = -i_{cd}2\bar{R}_C - i_{cc}2\Delta\bar{R}_C = \underbrace{-g_m\bar{R}_C}_{A_{dd}}v_{id} - \underbrace{\frac{\Delta\bar{R}_C}{R_{EE}}}_{A_{dc}}v_{ic}$$

$$CMRR = \frac{A_{dd}}{A_{dc}} \cong g_m R_{EE} \frac{\bar{R}_C}{\Delta R_C}$$