

EL42A - Circuitos Electrónicos

Clase No. 26: Amplificadores Operacionales (3)

Patricio Parada

pparada@ing.uchile.cl

Departamento de Ingeniería Eléctrica
Universidad de Chile

12 de Noviembre de 2009

Amplificadores Diferenciales

- Par Diferencial MOS
- Par Diferencial BJT

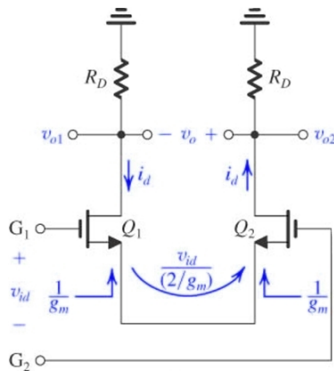
Par Diferencial MOS: Análisis para Señal Pequeña I

- Consideremos ahora los voltajes de entrada

$$v_{G1} = V_{CM} + \frac{1}{2}v_{id}$$

$$v_{G2} = V_{CM} - \frac{1}{2}v_{id}$$

- En este caso V_{CM} denota la componente DC que es común a ambas entradas, y que debe estar en el rango de entrada de V_{CM} que ya estudiamos.



Par Diferencial MOS: Análisis para Señal Pequeña II

- La fuente ve una impedancia $1/g_m$ en cada transistor, por lo que la corriente que circula es

$$i_d = \frac{v_{id}}{2/g_m}. \quad (1)$$

- Recuperamos la expresión que derivamos a partir del modelo de señal grande:

$$v_{o1} = -g_m \frac{v_{id}}{2} R_D$$

$$v_{o2} = +g_m \frac{v_{id}}{2} R_D$$

- Como $v_o = v_{o2} - v_{o1}$, obtenemos

$$A_d = \frac{v_o}{v_{id}} = g_m R_D \quad (2)$$

- La entrada diferencial proporciona una ganancia de 6 dB más que si en el caso de un amplificador de señal simple.

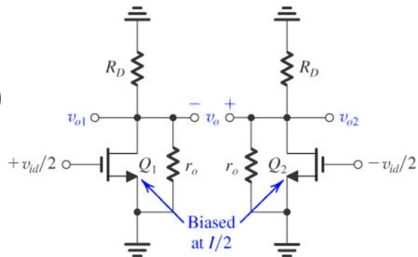
Par Diferencial MOS: Análisis para Señal Pequeña III

- Si incorporamos el efecto Early en los transistores, el modelo que obtenemos nos permite asegurar que

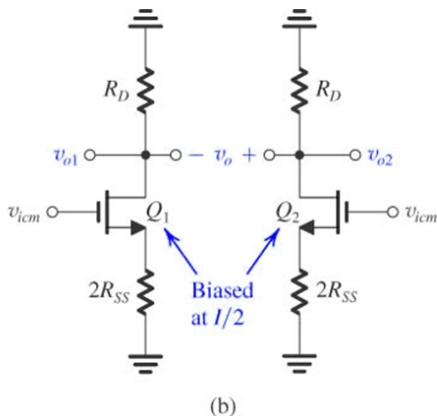
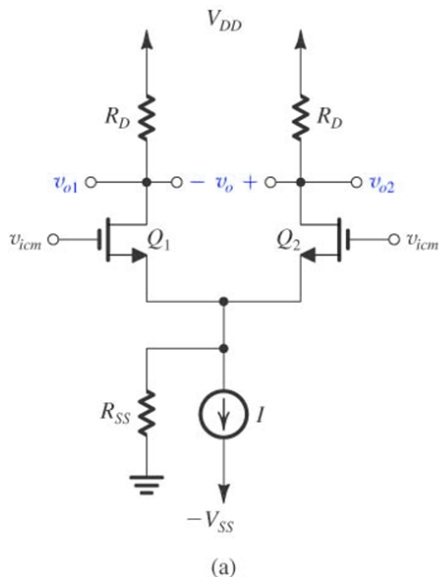
$$A_d = g_m(R_D \parallel r_o) \quad (3)$$

- Ahora bien, si la fuente de corriente no es ideal (en el sentido que tiene una impedancia interna finita R_{SS}) tenemos que

$$A_d = g_m(R_D \parallel r_o) \quad (4)$$



Par Diferencial MOS: Análisis para Señal Pequeña IV



- Si consideramos cada transistor por separado, tenemos que

$$v_{o1} = - \frac{R_D}{\frac{1}{g_m} + R_{SS}} v_{imc} \quad (5)$$

- En general, $R_{SS} \gg 1/g_m$, por lo que

$$|A_{mc}| = \frac{v_{o1}}{v_{imc}} = \frac{R_D}{2R_{SS}} \quad (6)$$

- Por otro lado, $|A_d| = \frac{1}{2}g_m R_D$.
- Luego, la RRMC es

$$RRMC = g_m R_{SS}.$$

- ▶ Al considerar el arreglo de transistores, sin embargo, en forma diferencial, tenemos que

$$A_{mc} = 0 \quad (7)$$

$$A_d = g_m R_D \quad (8)$$

$$\Rightarrow \text{RRMC} = \infty. \quad (9)$$

- ▶ En caso que el circuito no sea simétrico, por ejemplo por un desajuste de las resistencias R_{D1} y R_{D2} vamos a tener una RRMC finita.
- ▶ Supongamos que

$$R_{D1} = R_D$$

$$R_{D2} = R_D + \Delta R_D$$

- Tenemos que

$$\begin{aligned}v_{o1} &= -\frac{R_D}{2R_{SS}}v_{icm} \\v_{o2} &= -\frac{R_D + \Delta R_D}{2R_{SS}}v_{icm} \\ \Rightarrow A_{mc} &= \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_{imc}} = -\frac{\Delta R_D}{2R_{SS}}.\end{aligned}$$

- Es decir,

$$A_{mc} = -\frac{R_D}{2R_{SS}} \times \underbrace{\frac{\Delta R_D}{R_D}}_{\text{variación relativa de } R_D}. \quad (10)$$

- El efecto del desajuste de resistencias es menos notable en la ganancia diferencial:

$$\begin{aligned}v_{o1} &= -g_m R_D \frac{v_{id}}{2} \\v_{o2} &= +g_m (R_D + \Delta R_D) \frac{v_{id}}{2} \\ \Rightarrow A_d &= \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_{id}} = g_m R_D + g_m R_D \times \frac{\Delta R_D}{R_D}.\end{aligned}$$

- Si $\Delta R_D \sim 0$, entonces $\Delta A_d \sim 0$ también.
- La nueva RRMC cambia sin embargo:

$$|\text{RRMC}| = \frac{\frac{g_m R_D}{R_D}}{\frac{2R_{SS}}{R_D}} = \frac{2g_m R_{SS}}{\Delta R_D / R_D}. \quad (11)$$

Par Diferencial MOS: Análisis para Señal Pequeña IX

- ▶ El efecto del desajuste de los transistores también se puede medir de manera similar.
- ▶ En este caso, el desajuste se manifiesta en que $g_{m1} \neq g_{m2}$. Luego

$$i_{d1} = -g_{m1}v_{gs1}$$

$$i_{d2} = -g_{m2}v_{gs2}$$

- ▶ Pero $v_{gs1} = v_{gs2} = v_{icm} - v_s$.

$$\frac{i_{d1}}{i_{d2}} = \frac{g_{m1}}{g_{m2}}.$$

- ▶ Por otro lado, $v_s = (i_{d1} + i_{d2})R_{SS}$

$$\Rightarrow \frac{v_s}{R_{SS}} = i_{d1} + i_{d2} \quad (12)$$

- ▶ Ambos transistores actúan como seguidores de fuente. Por lo tanto

$$v_s \approx v_{imc} \quad (13)$$

y en consecuencia

$$\Rightarrow \frac{v_{imc}}{R_{SS}} = i_{d1} + i_{d2} \quad (14)$$

- ▶ Esto nos lleva a

$$i_{d1} = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}} \frac{v_{imc}}{R_{SS}}$$
$$i_{d2} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \frac{v_{imc}}{R_{SS}}.$$

- Escribiendo $g_{m1} - g_{m2} = \Delta g_m$ y recordando que

$$v_{o2} - v_{o1} = -i_{d2}R_D + i_{d1}R_D$$

entonces

$$A_{mc} = \frac{R_D}{2R_{SS}} \frac{\Delta g_m}{g_m} \quad (15)$$

y

$$\text{RRMC} = \frac{2g_m R_{SS}}{\Delta g_m / g_m}. \quad (16)$$

- ▶ El amplificador diferencial queda caracterizado por dos tipos de impedancias de entrada y de salida:
 - ▶ de modo diferencial;
 - ▶ de modo común.
- ▶ La **resistencia de entrada de modo diferencial** corresponde a la resistencia entre los terminales de entrada cuando se aplica una entrada diferencial.

$$R_{in} = \frac{v_{id}}{i_g} \quad (17)$$

- ▶ En el caso del par diferencial MOS, la corriente por la entrada $i_g = 0$, por lo tanto, la resistencia de entrada es infinita.

- La **resistencia de entrada de modo común** corresponde a la resistencia de entrada cuando la entrada es común a ambos terminales.

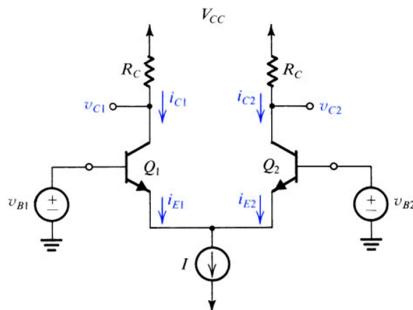
$$R_{in} = \frac{v_{icm}}{i_{in}}. \quad (18)$$

- Nuevamente, en el caso del par diferencial MOS la resistencia de entrada es esencialmente infinita.
- La resistencia de salida se calcula relajando la fuente de polarización del circuito.
- Por ello, existe una única resistencia de salida, y se define como

$$R_{out} = \left. \frac{v_o}{i_o} \right|_{v_{g1}=v_{g2}=0} \quad (19)$$

Par Diferencial BJT: Análisis DC I

- ▶ El par diferencial BJT es un arreglo de dos transistores BJT conectados a través del emisor, y polarizados mediante una fuente de corriente I .
- ▶ El funcionamiento del circuito depende esencialmente de los transistores y la fuente I .
- ▶ La carga R_S puede ser reemplazada por una carga activa sin pérdida de generalidad.



- Consideraremos inicialmente el caso en que ambos transistores son iguales.
- Las corrientes de emisor son las siguientes:

$$\begin{aligned}i_{E1} &= \frac{I_S}{\alpha} \exp((v_{B1} - v_E)/V_T) \\i_{E2} &= \frac{I_S}{\alpha} \exp((v_{B2} - v_E)/V_T) \\ \Rightarrow \frac{i_{E1}}{i_{E2}} &= \exp((v_{B1} - v_{B2})/V_T)\end{aligned}$$

- Haciendo algo de manipulaciones uno llega a

$$\frac{i_{E1}}{i_{E1} + i_{E2}} = \frac{1}{1 + \exp(-(v_{B1} - v_{B2})/V_T)} \quad (20)$$

► Similarmente

$$\frac{i_{E2}}{i_{E1} + i_{E2}} = \frac{1}{1 + \exp \left(+ (v_{B1} - v_{B2})/V_T \right)} \quad (21)$$

► Notamos que $i_{E1} + i_{E2} = I$. Luego

$$i_{E1} = \frac{I}{1 + \exp \left(- (v_{B1} - v_{B2})/V_T \right)} \quad (22)$$

$$i_{E2} = \frac{I}{1 + \exp \left(+ (v_{B1} - v_{B2})/V_T \right)} \quad (23)$$

► Si la entrada es común, entonces $v_{B1} - v_{B2} = 0$, y las corrientes son iguales a

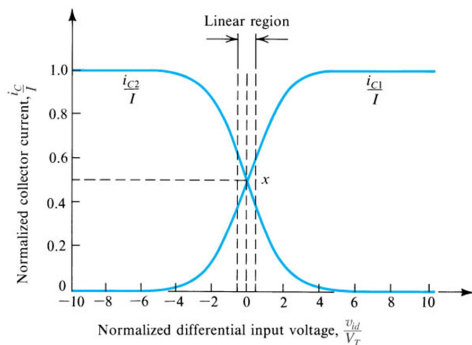
$$i_{E1} = i_{E2} = \frac{I}{2}. \quad (24)$$

Par Diferencial BJT: Análisis DC IV

- Si la entrada es diferencial, esto es, $v_{B1} - v_{B2} = v_{id}$ tenemos

$$i_{E1} = \frac{I}{1 + \exp(-v_{id}/V_T)} \quad (25)$$

$$i_{E2} = \frac{I}{1 + \exp(+v_{id}/V_T)} \quad (26)$$

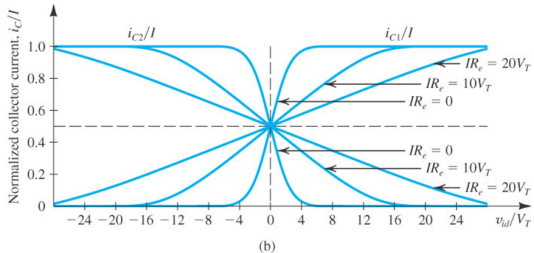
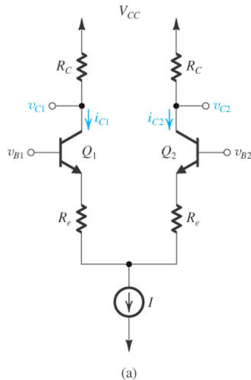


- ▶ Recordemos que el movimiento fuera de la región activa saca a los transistores de la región lineal.
- ▶ En este caso, si $v_{id} \approx 2V_T$ la corriente i_{E2} cae a un factor $0,11I$.
- ▶ Si $v_{id} \approx 4V_T$, la corriente i_{E2} cae a un factor $0,01I$.
- ▶ Luego, el límite para el comportamiento lineal es mucho menor que para el caso de pares MOS.
- ▶ Este dispositivo puede ser utilizado como un conmutador de rápida respuesta.
- ▶ Lo usual es considerar el límite

$$v_{id} < \frac{V_T}{2}. \quad (27)$$

Par Diferencial BJT: Análisis DC VI

- Para incrementar el rango de operación lineal uno incorpora resistencias R_E entre emisor y la fuente de corriente I .



Par Diferencial BJT: Análisis de Señal Pequeña I

- Consideremos ahora la operación del par diferencial BJT en torno a

$$i_{E1} = i_{E2} = \frac{I}{2}.$$

- La corriente de colector es

$$i_{C1} = \alpha I_{E1} = \frac{\alpha I e^{v_{id}/2V_T}}{e^{v_{id}/2V_T} + e^{-v_{id}/2V_T}}$$

- Luego,

$$\frac{\partial i_{C1}}{\partial v_{id}} = \alpha \frac{I e^{v_{id}/2V_T}}{2V_T} \left[1 - \tanh\left(\frac{v_{id}}{V_T}\right) \right] \frac{1}{\cosh\left(\frac{v_{id}}{V_T}\right)}.$$

- Tenemos entonces

$$i_{C1} \approx I_{C1} + \left. \frac{\partial i_{C1}}{\partial v_{id}} \right|_{v_{id}=0} \quad (28)$$

$$= \frac{\alpha I}{2} + \frac{\alpha I}{2V_T} \frac{v_{id}}{2}. \quad (29)$$

- Para la otra rama

$$i_{C2} \approx \frac{\alpha I}{2} - \frac{\alpha I}{2V_T} \frac{v_{id}}{2}. \quad (30)$$

- La transconductancia del circuito es

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{\alpha I/2}{V_T}. \quad (31)$$

- La resistencia de entrada del circuito es finita.

- La resistencia de entrada de modo diferencial es

$$R_{ind} = \frac{v_{id}}{i_b} \quad (32)$$

$$= 2r_e(\beta + 1) = 2r_\pi. \quad (33)$$

- En el caso de incorporar la resistencia de emisor R_E , el resultado se modifica a

$$R_{ind} = 2(r_\pi + (1 + \beta)R_E). \quad (34)$$

- La resistencia de entrada diferencial es

$$R_{incm} = \frac{r_\pi + 2(1 + \beta)R_o}{2} \quad (35)$$

donde R_o es la resistencia interna de la fuente de corriente I .

- ▶ La resistencia de entrada de modo común es usualmente grande.
- ▶ A veces uno considera también r_μ y r_o dado que están en el mismo orden.
- ▶ La resistencia de entrada de modo común tiene la expresión

$$R_{incm} = \frac{r_\mu}{2} \parallel (1 + \beta)R_o \parallel (1 + \beta)\frac{r_o}{2}. \quad (36)$$