

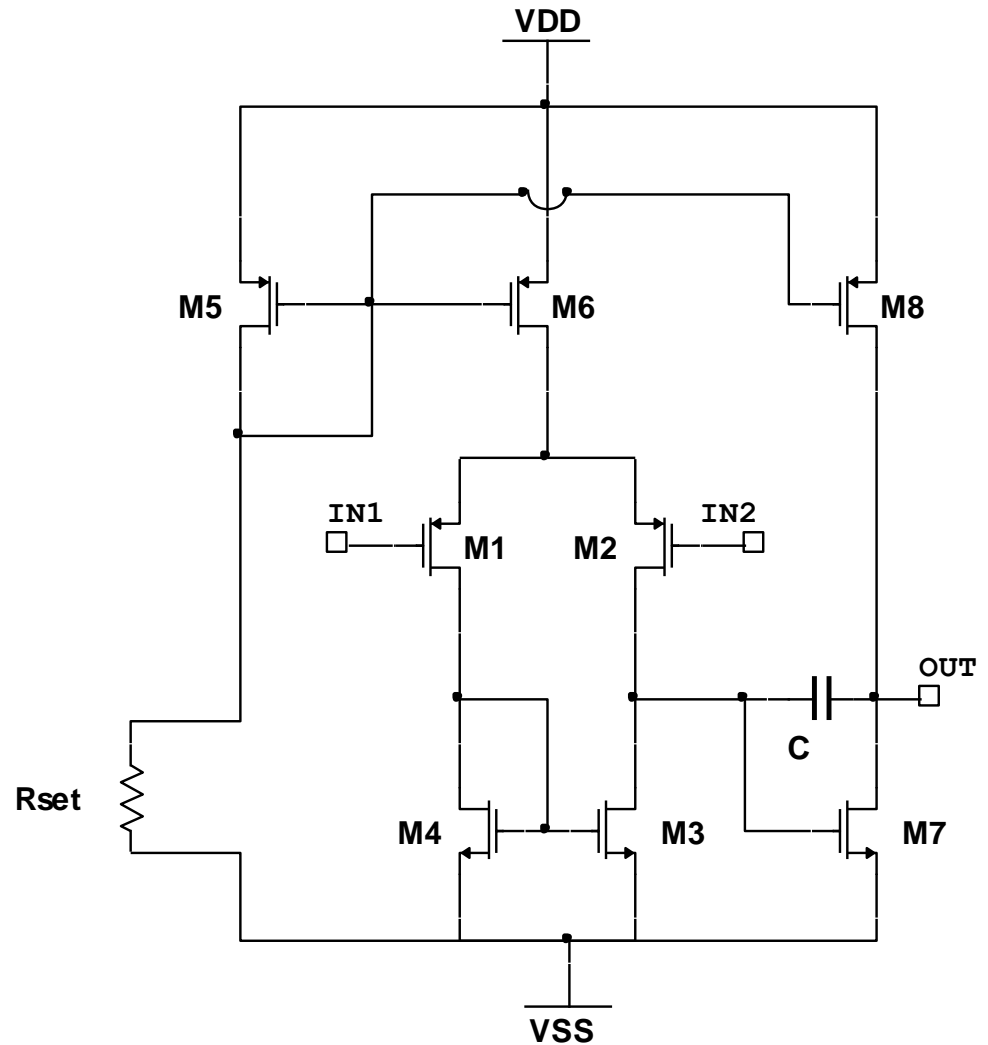
Circuitos Electrónicos I

Circuitos Básicos de la Electrónica Analógica Integrada



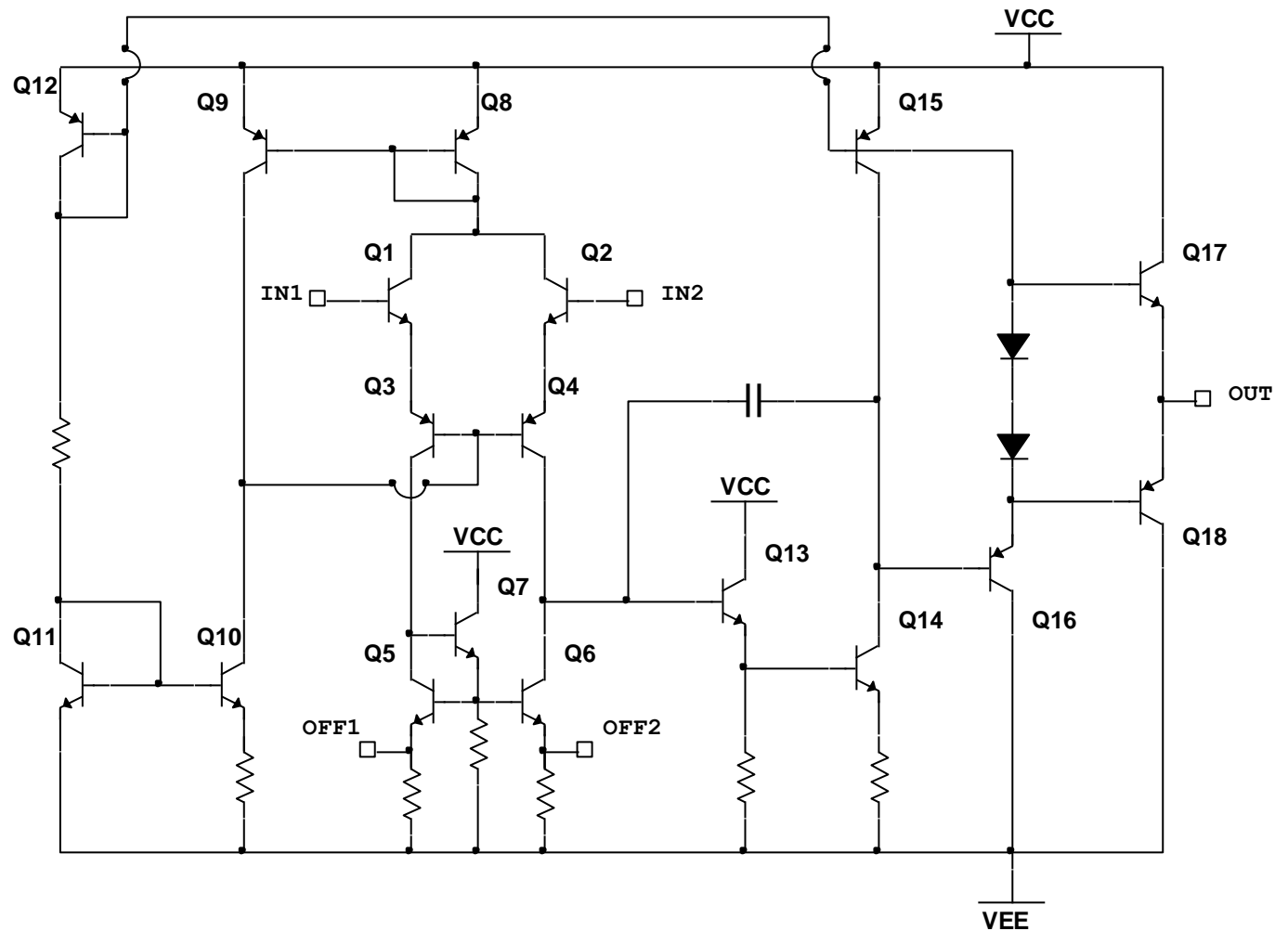
ELECTRÓNICA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Amplificador Operacional CMOS MC14573



ELECTRÓNICA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Amplificador Operacional BJT 741



FUENTES DE CORRIENTE

Supongamos que tengo las siguientes especificaciones de diseño:

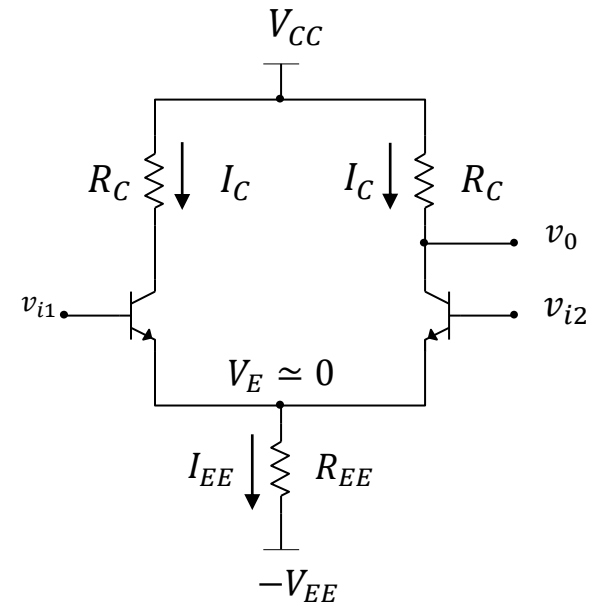
$A_d = 60\text{dB}$ (Salida x 1 colector)
 $CMRR > 60\text{dB}$

$CMRR > 80\text{dB}$

$$A_d = \frac{A_{dd}}{2} = -\frac{g_m R_C}{2} = -\frac{I_C R_C}{2V_T} \longrightarrow I_C R_C = 2 \cdot 25\text{mV} \cdot 1000 = 50\text{V}$$

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} \cong g_m R_{EE} = \frac{I_{EE} R_{EE}}{2V_T} \longrightarrow I_{EE} R_{EE} = 2 \cdot 25\text{mV} \cdot 1000 = 50\text{V}$$

Alimentación necesaria: $V_{EE} > 50\text{V}$, $V_{CC} > 50\text{V}$



10000

500V

FUENTES DE CORRIENTE

Supongamos que tengo las siguientes especificaciones de diseño:

$A_d=60\text{dB}$ (Salida x 1 colector)
 $\text{CMRR}>60\text{dB}$

Requisitos:

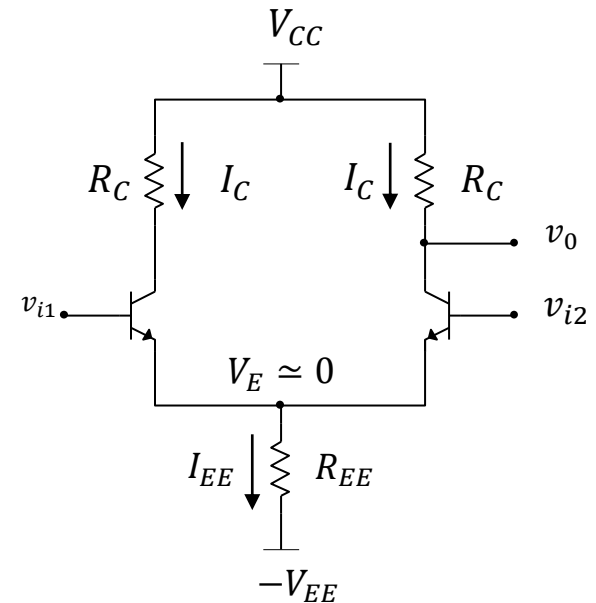
- Fuentes de alimentación de alta tensión
- Corrientes o resistencias elevadas
- Gran área en circuitos integrados

Alternativa:

- Reemplazar los resistores R_C y R_{EE} x circuitos activos que presenten alta resistencia incremental y operen con baja tensión



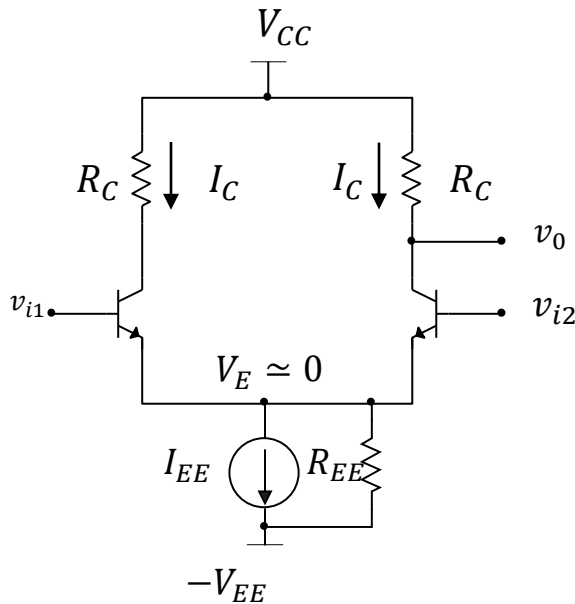
Polarización con fuentes de corriente y empleo de cargas activas



FUENTES DE CORRIENTE

A fin de aumentar el CMRR, reemplazamos la resistencia R_{EE} por un generador de corriente.

Los generadores de corriente reales tienen una resistencia incremental paralelo.



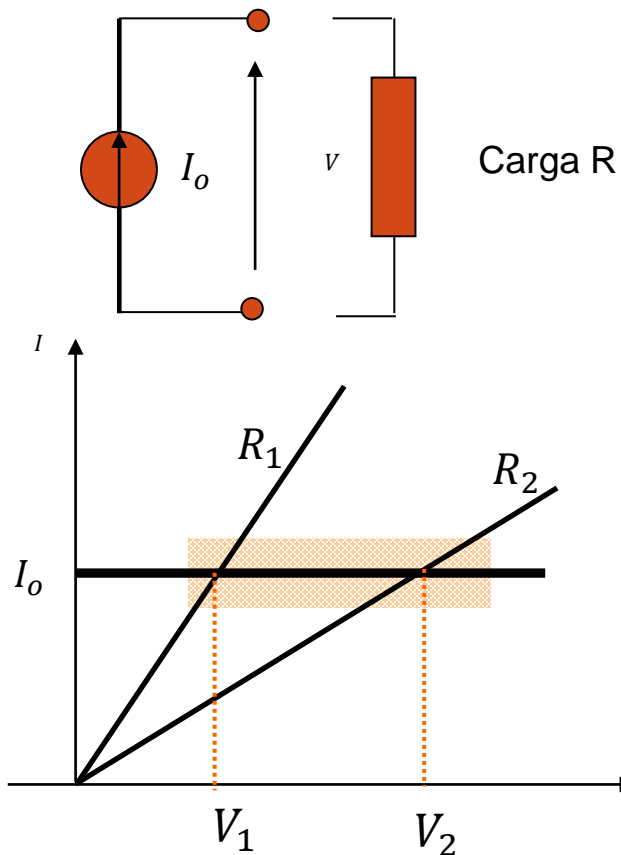
Con el generador de corriente ideal se tiene
CMRR infinito

Con un generador de corriente real se tiene
 $\text{CMRR} = g_m R_{EE}$

Se quiere generadores de corriente de alta
resistencia incremental R_{EE}

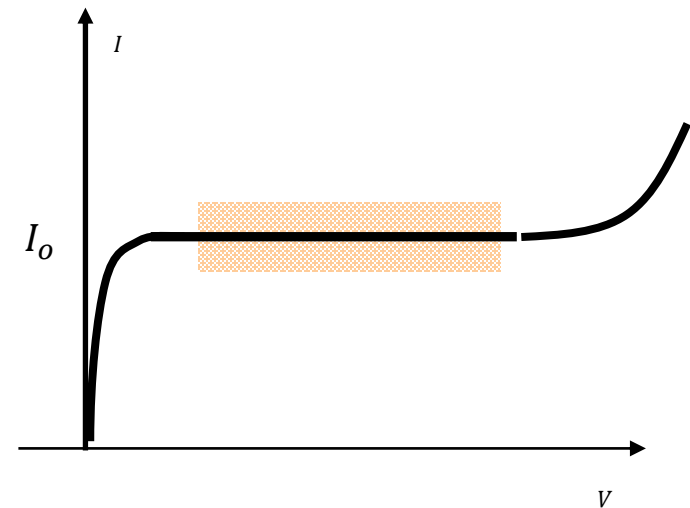
FUENTES DE CORRIENTE

En un **generador ideal** de corriente, la corriente es independiente de la tensión en bornes del generador de corriente, cualquiera sea la carga que alimente



Generalmente sólo se desea operar sobre un rango limitado de tensiones, como el indicado.

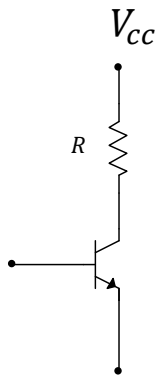
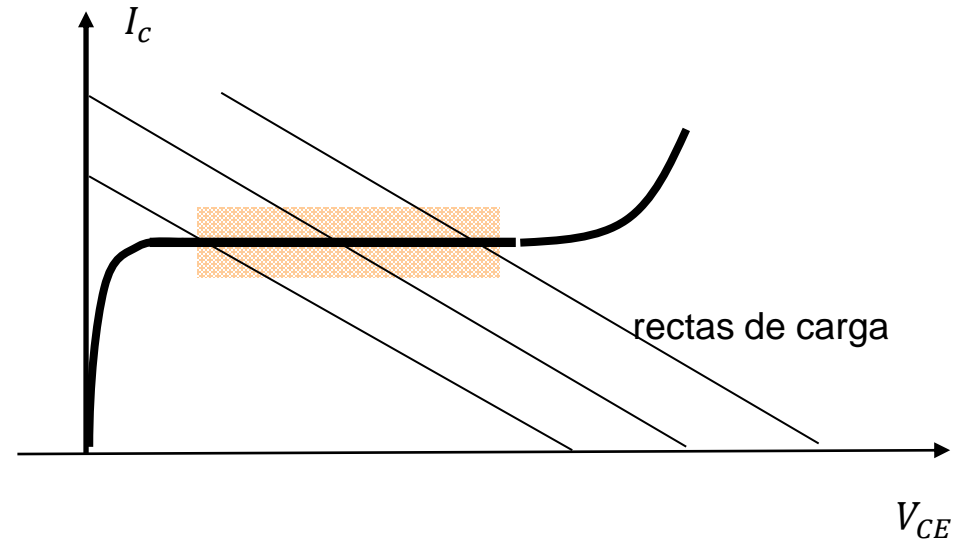
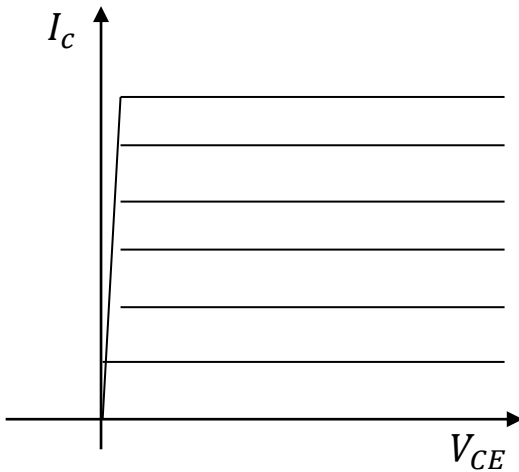
Cuando éste es el caso, no importa la forma de la característica en el plano I, V fuera del entorno dado, siempre que dentro del mismo la corriente sea constante.



Decimos que tenemos un generador de corriente **incrementalmente cte.**

FUENTES DE CORRIENTE

Los transistores se comportan aproximadamente como generadores de corriente sobre un amplio rango de sus características de operación, en zona activa



$$I_c = \frac{V_{CC}}{R} - \frac{1}{R} V_{CE}$$

Visto desde la resistencia de carga, el transistor se comporta como un generador de corriente constante si no salimos del entorno dado

No obstante, por efecto Early, las curvas tienen pendiente en el plano I_c , V_{ce}

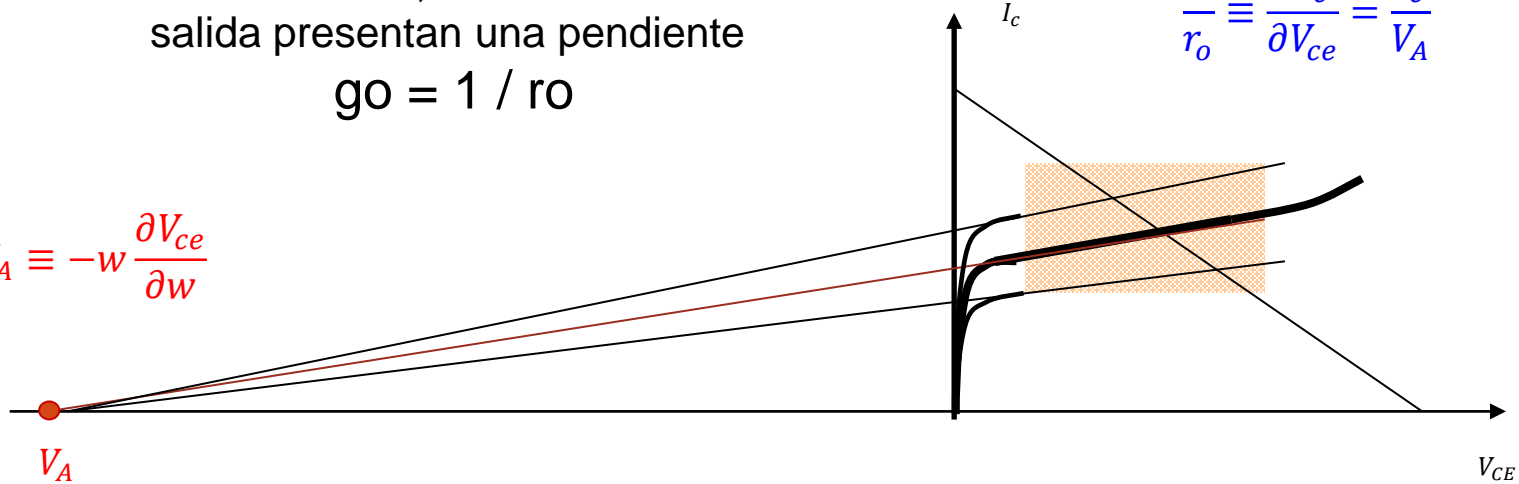
FUENTES DE CORRIENTE

Debido al efecto Early de modulación del ancho de base, las características de salida presentan una pendiente

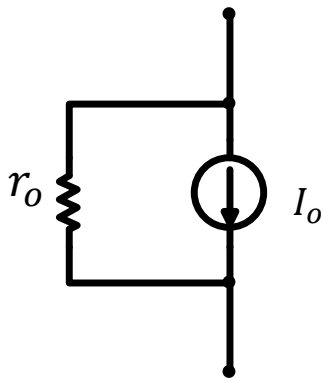
$$g_o = 1 / r_o$$

$$V_A \equiv -w \frac{\partial V_{ce}}{\partial w}$$

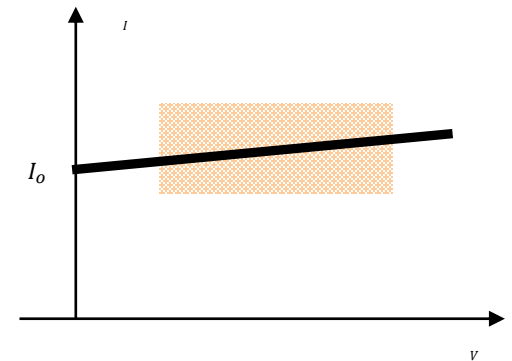
$$\frac{1}{r_o} \equiv \frac{\partial I_c}{\partial V_{ce}} = \frac{I_c}{V_A}$$



Por lo tanto, un generador de corriente construido con un transistor tendrá esa misma pendiente



Desde un punto de vista incremental, la pendiente de la característica I, V corresponde a una conductancia g_o



FUENTES DE CORRIENTE

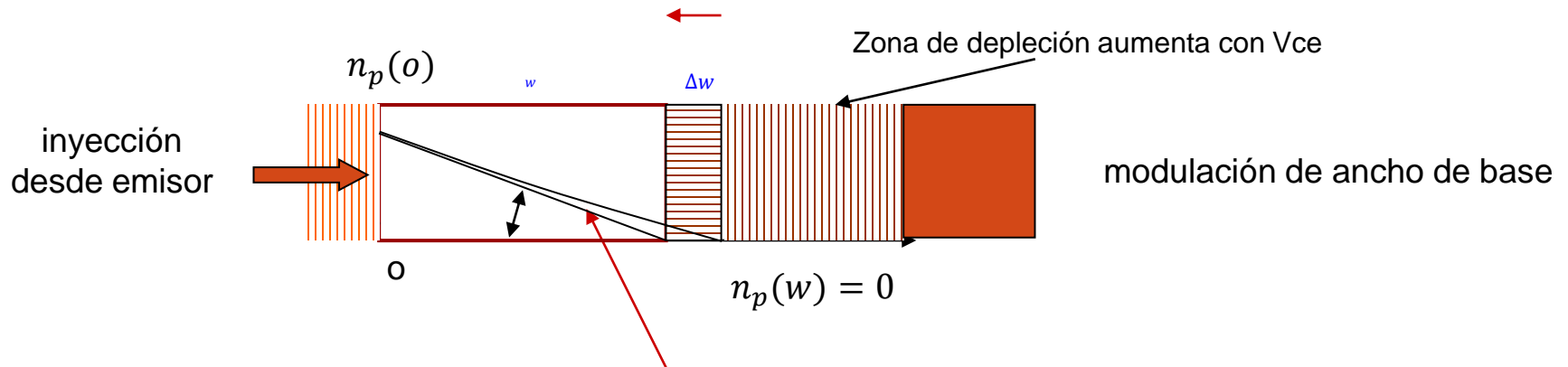
Recordemos el efecto Early

La modulación de ancho de base es la causa de la presencia de la pendiente (conductancia) del generador de corriente equivalente

siendo: $I_c = \frac{qAD_n n_i^2}{N_A w} e^{\frac{V_{be}}{V_T}}$ la pendiente resulta:

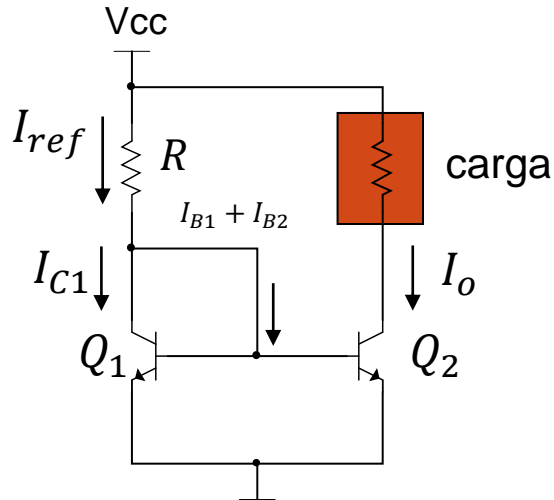
$$\frac{\partial I_c}{\partial V_{ce}} = -\frac{qAD_n n_i^2}{N_A w^2} e^{\frac{V_{be}}{V_T}} \cdot \frac{\partial w}{\partial V_{ce}} = -\frac{I_c}{w} \cdot \frac{\partial w}{\partial V_{ce}}$$

donde llamamos tensión Early: $V_A \equiv -w \frac{\partial V_{ce}}{\partial w}$ y resulta: $\frac{1}{R_o} \equiv \frac{\partial I_c}{\partial V_{ce}} = \frac{I_c}{V_A}$



Al disminuir W por el aumento de V_{ce} , aumenta el **gradiente** de portadores y por lo tanto la inyección, lo cual produce un **aumento de I_c** cuando **aumenta V_{ce}** . O sea que la pendiente $1 / R_o$ en las curvas (I_c , V_{ce}) es una consecuencia del efecto Early

ESPEJOS DE CORRIENTE



Lo llamamos espejo, porque la corriente I_O es una repetición de I_{ref} (aproximadamente)

Utilizaremos las expresiones de Ebers Moll:

$$I_{C1} = \alpha I_{ES} e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}} \quad I_{C2} = \alpha I_{ES} e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}}$$

para transistores idénticos:

$$\text{si } v_{BE1} \equiv v_{BE2} \\ I_{C1} = I_{C2} = I_O$$

entonces:

del circuito:
$$I_{ref} = I_{C1} + 2I_B = I_O + \frac{2I_O}{\beta}$$

de donde

$$I_O = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

Siendo además

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

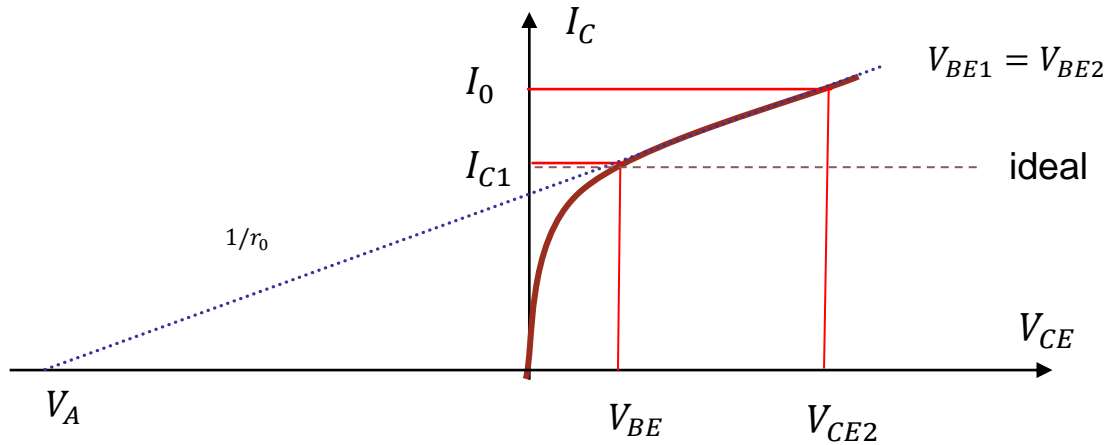
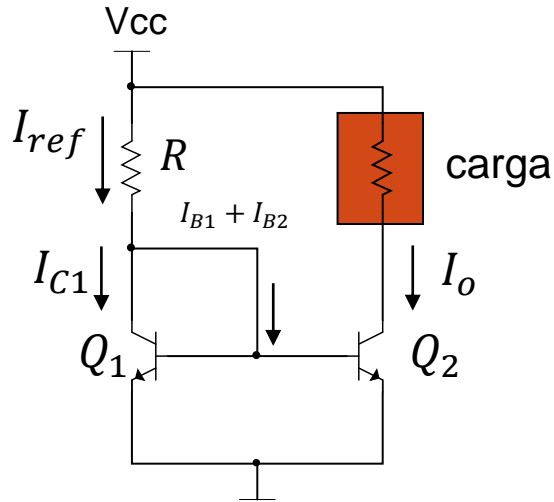
queda

$$I_O = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{(1 + \frac{2}{\beta})R}$$

donde, por simplicidad, $v_{BE} = V_T \ln \frac{I_O}{\alpha I_{ES}} \approx V_\gamma$

**lo es poco dependiente de β y
en principio independiente de la carga**

ESPEJO DE CORRIENTE SIMPLE (RESISTENCIA DE SALIDA)



Polarización. Ebers Moll modificadas x efecto Early:

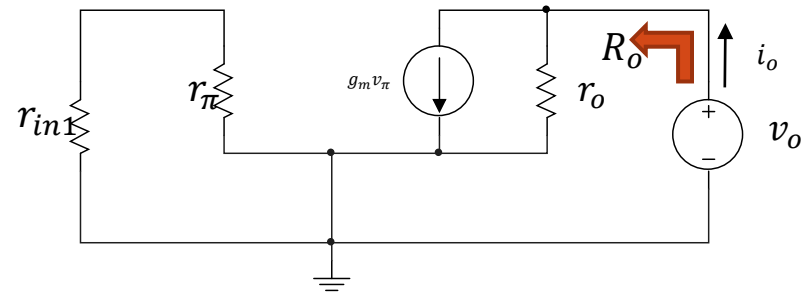
$$I_{C1} = \alpha I_{ES} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} (1 + V_{CE1}/V_A)$$

$$I_o = \alpha I_{ES} e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} (1 + V_{CE2}/V_A)$$

$$\frac{I_o}{I_{ref}} \cong \frac{I_o}{I_{C1}} = \frac{(1 + V_{CE2}/V_A)}{(1 + V_{BE}/V_A)} \cong (1 + V_{CE2}/V_A)$$

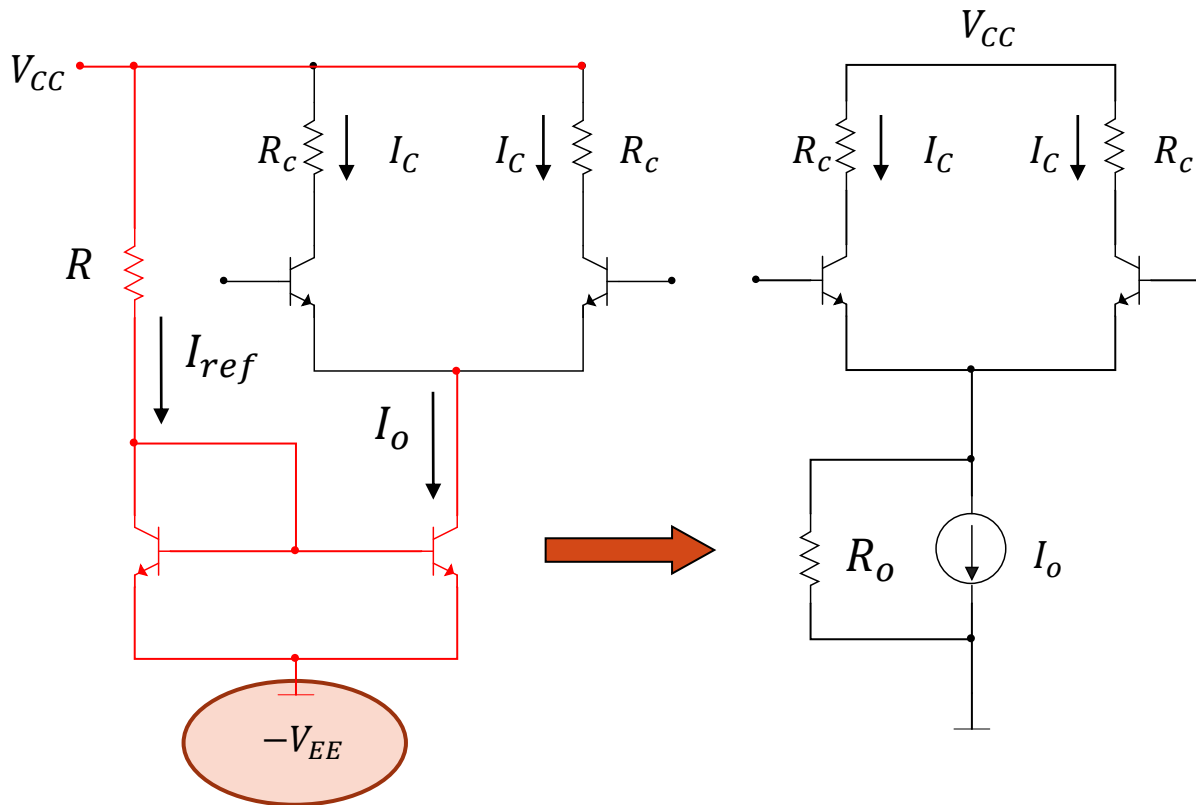
$$\frac{\Delta I_o}{I_{ref}} \triangleq \frac{I_o - I_{ref}}{I_{ref}} \cong \frac{V_{CE2}}{V_A}$$

Resistencia dinámica (pequeña señal):



$$R_o = r_o = \frac{V_A}{I_o}$$

POLARIZACIÓN DE A.D. CON ESPEJO DE CORRIENTE



Ejemplo:

$$V_{CC} = V_{EE} = 15V$$

$$I_{ref} = 1mA$$

$$\beta = 50$$

$$V_A = 150V$$

$$I_o = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{2}{\beta}} (1 + V_{CE2}/V_A)$$

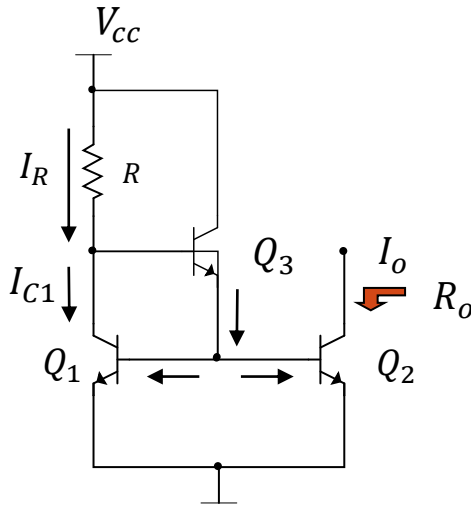
$$= 1mA \cdot 0,96 \cdot 1,1$$

$$= 1,06mA$$

$$R = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{BE}}{I_{ref}} = 29,3k\Omega$$

$$R_o = r_o = \frac{V_A}{I_o} \cong 150k\Omega$$

ESPEJO DE CORRIENTE CON AUMENTO DE BETA



$$I_R = \frac{V_{cc} - 2V_Y}{R}$$

Q3 es un seguidor por Emisor que repite en emisor el potencial de base.

En realidad mantiene una diferencia de potencial constante V_Y .

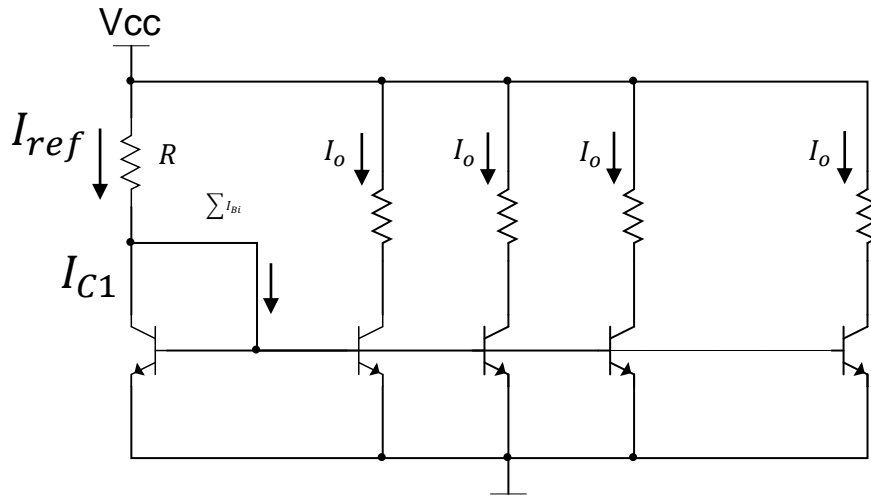
Al mismo tiempo, el emisor de Q3 provee las corrientes de base de Q1 y Q2.

Aquí la corriente de base I_{B3} es $\beta+1$ veces menor que en el espejo simple, por lo tanto la corriente I_{C2} es prácticamente igual a I_R , de donde como $I_{C1} = I_{C2} = I_o$ resulta $I_o = I_R$, casi independiente de β

La resistencia de salida R_o es la de Q1, o sea r_o .

Como veremos después, podemos aumentar R_o colocando resistencias iguales en emisores de Q1 y Q2

ESPEJO DE CORRIENTE MULTIPLE



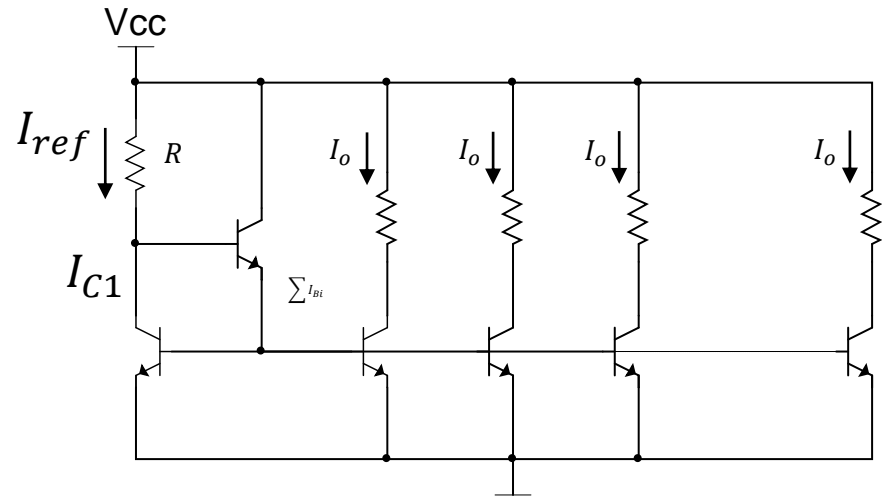
$$V_{BE1} = V_{BE2} = \dots = V_{BE_n}$$

por lo tanto las corrientes de colector
serán todas iguales

$$I_{ref} = I_{C1} + nI_B = I_o + \frac{nI_o}{\beta}$$

$$I_o = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{n}{\beta}}$$

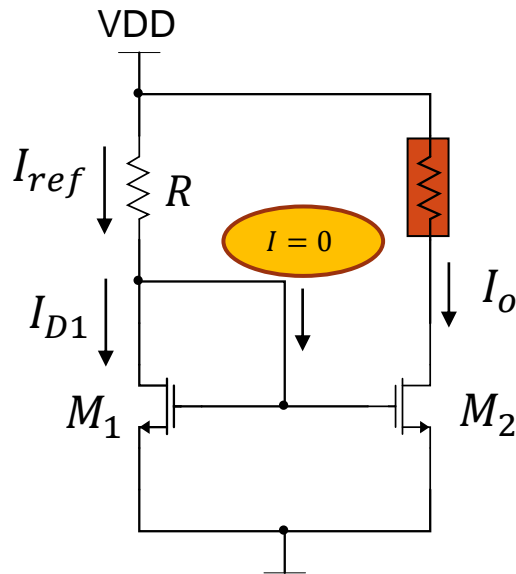
Podemos disminuir el efecto de carga de las bases
sobre I_{ref} , colocando un transistor seguidor
que repite en emisor el potencial de base y
suministra las corrientes de base



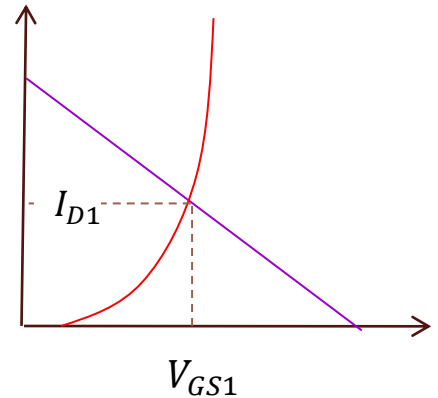
$$I_{ref} = I_{C1} + \frac{n}{\beta + 1} I_B \simeq I_o + \frac{nI_o}{\beta^2}$$

$$I_o = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{n}{\beta^2}} = \frac{V_{cc} - 2V_{\gamma}}{(1 + \frac{n}{\beta^2})R}$$

ESPEJO DE CORRIENTE MOS



$$\left. \begin{aligned} I_{D1} &= \frac{k W}{2 L} (V_{GS1} - V_t)^2 \\ I_{ref} &= I_{D1} = \frac{V_{DD} - V_{GS1}}{R} \end{aligned} \right\}$$



$$\left. \begin{aligned} V_{GS1} &= V_{GS2} \\ \text{si } W/L &= \text{const.} \end{aligned} \right\}$$

$$I_0 = I_{D2} = I_{D1} = I_{ref}$$

Aquí, V_{gs} constante es una aproximación muy burda.

Variación de la corriente con la tensión de salida:

$$I_{D1} = \frac{k W}{2 L} (V_{GS} - V_t)^2 \quad \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_A}\right)$$

$$I_{D2} = \frac{k W}{2 L} (V_{GS} - V_t)^2 \cdot \left(1 + \frac{V_{DS2}}{V_A}\right)$$



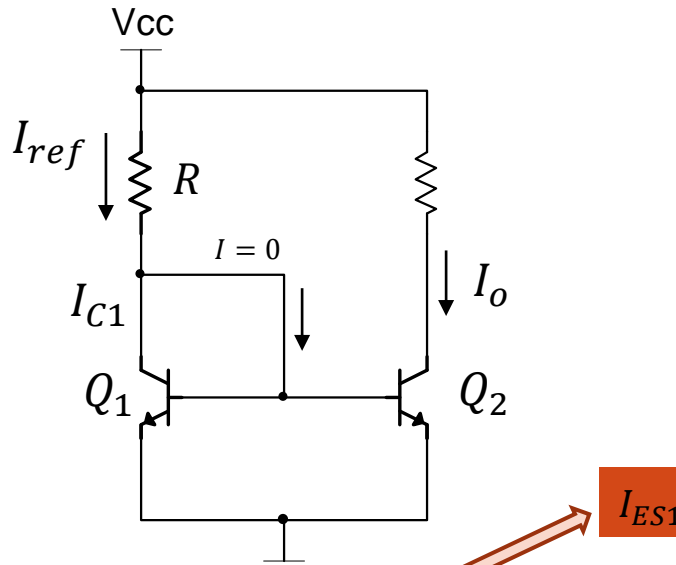
$$\frac{\Delta I_0}{I_{ref}} = \frac{V_{DS2}}{V_A}$$

Resistencia de salida:

$$R_0 = r_0 = \frac{V_A}{I_D}, \quad V_A \propto L$$

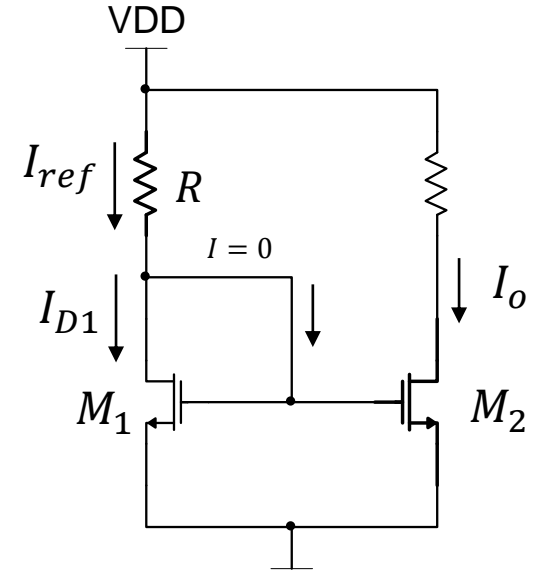
Se puede aumentar la R_0 aumentando el largo L del canal

ESPEJOS DE CORRIENTE DE RELACIÓN NO UNITARIA



$$\left. \begin{aligned} I_{ref} = I_{C1} &= \alpha \frac{q D_n n_i^2 A_1}{N_A w} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \\ I_o = I_{C2} &= \alpha \frac{q D_n n_i^2 A_2}{N_A w} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \end{aligned} \right\} \quad \frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{A_2}{A_1}$$

La relación de corrientes se puede ajustar variando la sección A de emisor.



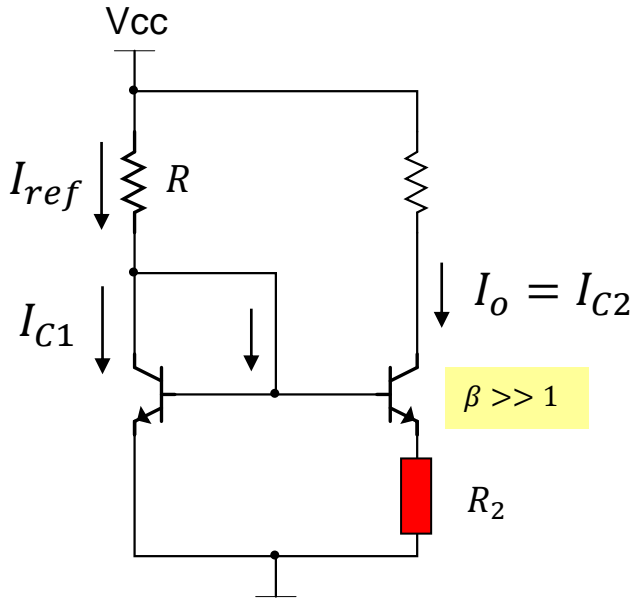
$$\left. \begin{aligned} I_{ref} = I_{D1} &= \frac{k W_1}{2 L_1} (V_{GS} - V_t)^2 \\ I_o = I_{D2} &= \frac{k W_2}{2 L_2} (V_{GS} - V_t)^2 \end{aligned} \right\} \quad \frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{\frac{W_2}{L_2}}{\frac{W_1}{L_1}}$$

La relación de corrientes se puede ajustar variando el ancho W y el largo L del canal.

ESPEJO DE CORRIENTE WIDLAR

En BJT suele quererse $I_o \sim \mu A$
 $I_{ref} \sim \mu A \rightarrow R \sim M\Omega$ o $A_2/A_1 \ll 1$

Alternativa:



$$V_{BE1} - V_{BE2} = I_o R_2$$

$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S} \longrightarrow V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}}$$

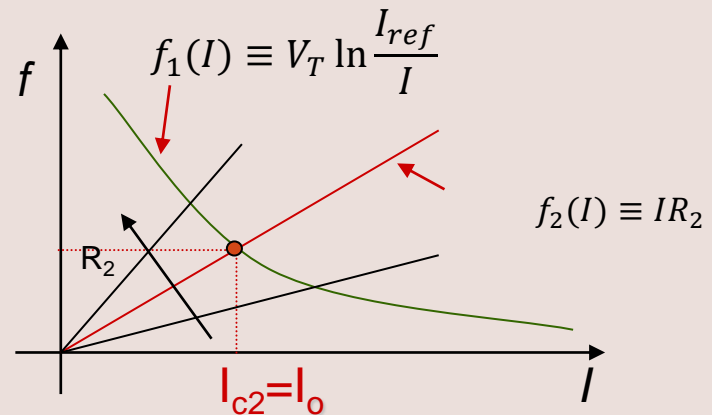
resulta la ec. trascendente: $V_T \ln \frac{I_{ref}}{I_o} = I_o R_2$

Para el diseño los datos serán I_{ref} e I_o

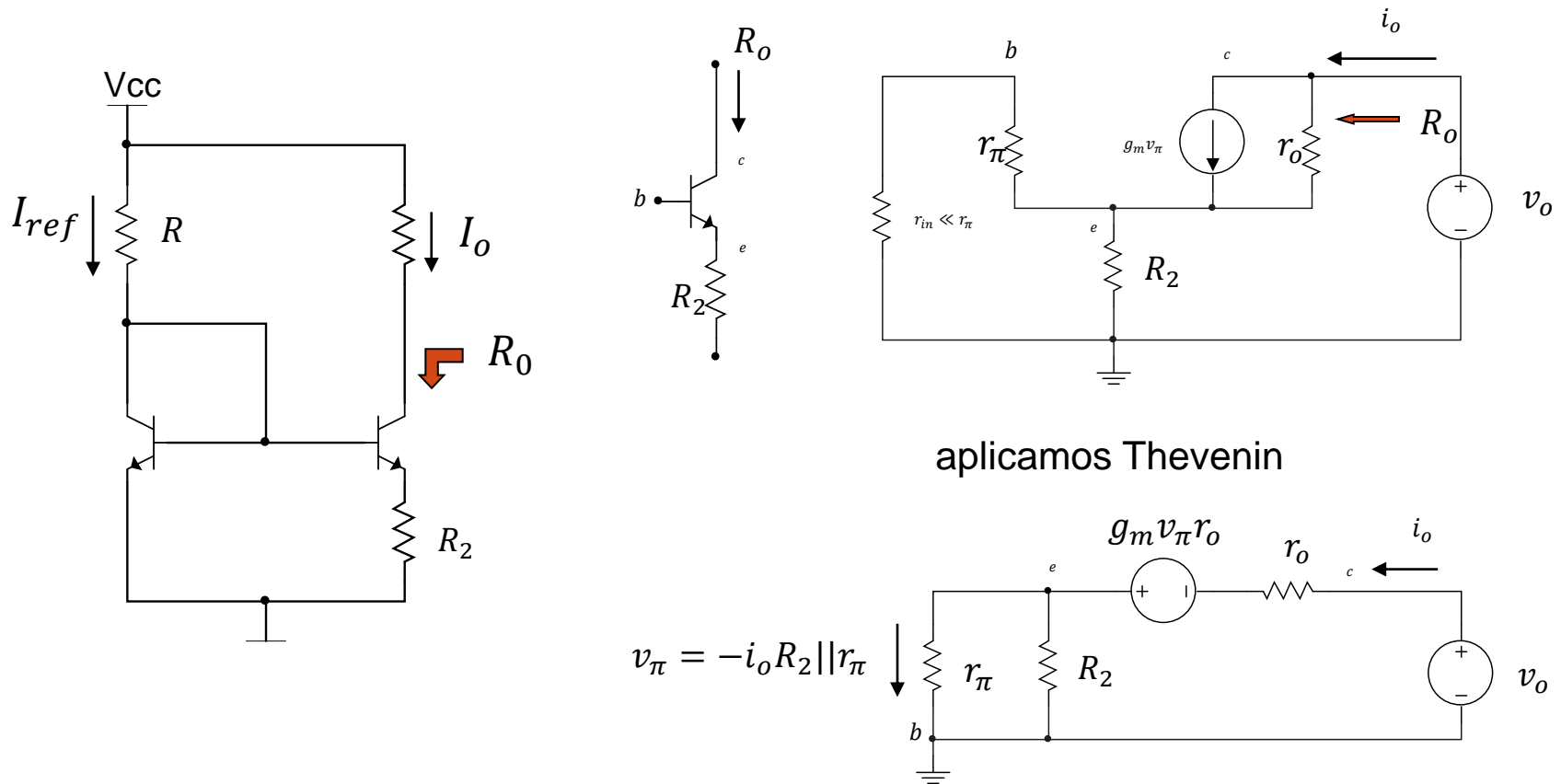
de donde:

$$R_2 = \frac{V_T}{I_o} \ln \frac{I_{ref}}{I_o}$$

Para el análisis, los datos serán I_{ref} y R_2 . y resolvemos gráficamente la ec. trascendente para hallar I_o



ESPEJO DE CORRIENTE WIDLAR (RESISTENCIA DE SALIDA)



$$v_o = i_o(r_o + R_2 || r_\pi) - g_m v_\pi r_o \quad = i_o(r_o + R_2 || r_\pi + g_m r_o R_2 || r_\pi)$$

$$R_o \equiv \frac{v_o}{i_o} = (1 + g_m R_2 || r_\pi) r_o + R_2 || r_\pi$$

Típicamente

$$R_o \simeq (1 + g_m R_2) r_o$$

ESPEJO DE CORRIENTE WIDLAR (RESISTENCIA DE SALIDA)

Datos transistor

$$\beta = 100 \quad V_A = 100V$$

Caso I: $I_{ref} = 10mA$

$$I_o = 1mA$$

$$r_{o2} = \frac{V_A}{I_o} = 100K$$

$$g_{m2} = \frac{I_o}{V_T} = 40mS$$

$$r_{\pi2} = \frac{\beta}{g_m} = 2,5K$$

$$R_2 = \frac{V_T}{I_o} \ln \frac{I_{ref}}{I_o} = 60\Omega$$

$$R_2 || r_{\pi2} \simeq 60\Omega = R_2$$

$$R_o = (1 + 40mS \cdot 60\Omega) \cdot 100K + 60\Omega = 340K$$

Caso II: $I_{ref} = 1mA$

$$I_o = 10\mu A$$

$$r_{o2} = \frac{V_A}{I_o} = 10M$$

$$g_{m2} = \frac{I_o}{V_T} = 0,4mS$$

$$r_{\pi2} = \frac{\beta}{g_m} = 250K$$

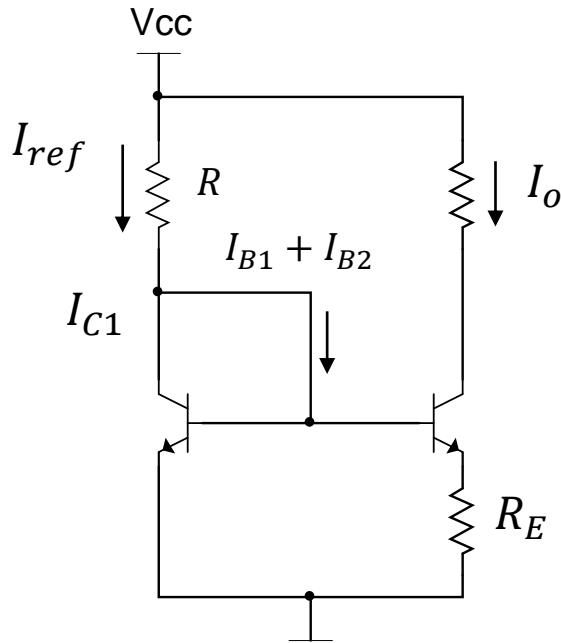
$$R_2 = \frac{V_T}{I_o} \ln \frac{I_{ref}}{I_o} = 11,5K$$

$$R_2 || r_{\pi2} \simeq 11K \simeq R_2$$

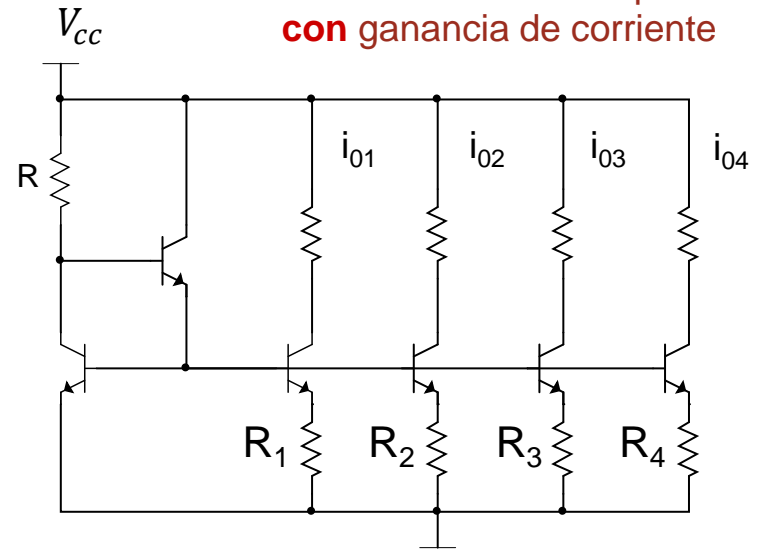
$$R_o = (1 + 0,4mS \cdot 11K) \cdot 10M + 11K\Omega = 54M$$

ESPEJO DE CORRIENTE WIDLAR MULTIPLE

Espejo Widlar simple
sin ganancia de corriente



Fuente Widlar múltiple
con ganancia de corriente



$$R_i = \frac{V_T}{I_{oi}} \ln \frac{I_{ref}}{I_{oi}}$$

Para el análisis de un circuito dado,
se debe resolver la ecuación trascendente

$$I_{oi} = \frac{1}{R_i} V_T \ln \frac{I_{ref}}{I_{oi}}$$

ESPEJO DE CORRIENTE WIDLAR CON DOS RESISTENCIAS

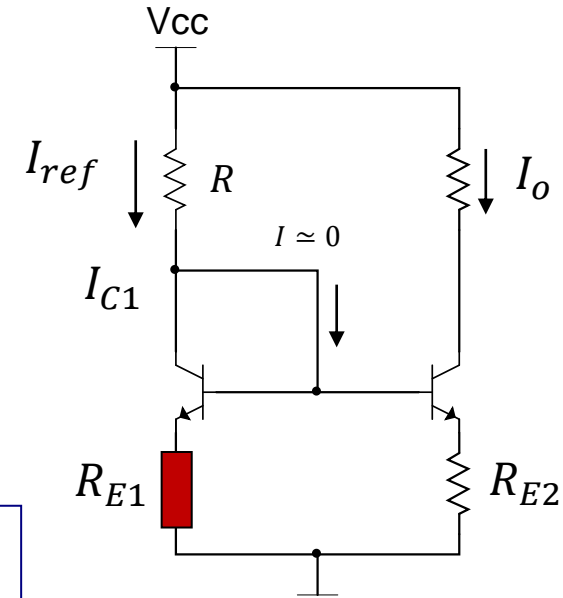
En el montaje Widlar simple, si agregamos una resistencia también en Q1, entonces según sea la relación R_{E1}/R_{E2} , la corriente I_o , será mayor o menor que I_{ref} .

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{\gamma}}{R + R_{E1}}$$

$$V_{BE1} - V_{BE2} = I_o R_{E2} - I_{ref} R_{E1}$$

siendo $V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{ref}}{I_o}$

$$R_{E2} = \frac{1}{I_o} \left(V_T \ln \frac{I_{ref}}{I_o} + I_{ref} R_{E1} \right)$$



Diseño: Dadas I_{ref} y I_o , determino R_{E1} y calculo R_{E2} .

Ejemplo: sea $I_{ref}=1\text{mA}$; $I_o=10\mu\text{A}$ y $R_{E1}=50\Omega \rightarrow R_{E2} = 16,5\text{K}\Omega$

y la resistencia de salida será similar:

$$R_o \simeq (1 + g_{m2} R_{E2} || r_{\pi 2}) r_{o2}$$

ESPEJO DE CORRIENTE WIDLAR CON DOS RESISTENCIAS

para el análisis son datos R ; R_{E1} y R_{E2}

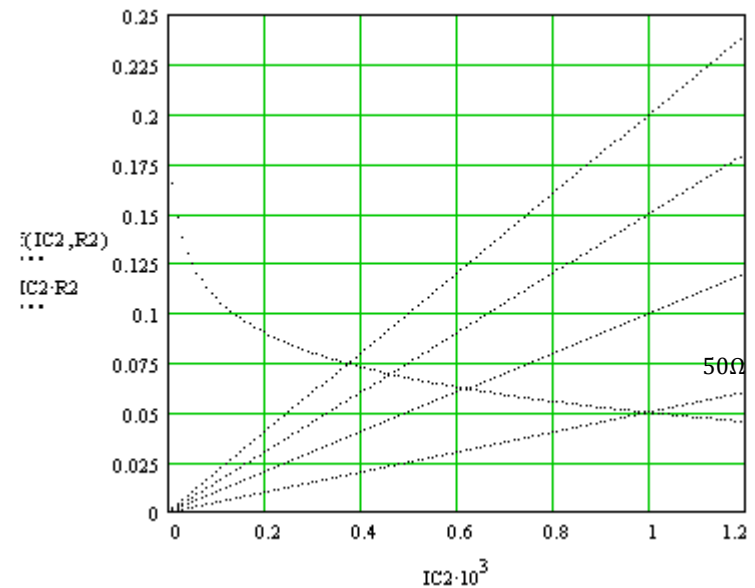
solución gráfica de la Ecuación trascendente

$$R_{E1} = 50 \, \Omega$$

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{\gamma}}{R + R_{E1}}$$
$$I_0 R_{E2}$$
$$= (V_T \ln \frac{I_{ref}}{I_0} + I_{ref} R_{E1})$$

Representaremos a:

$$f_1 = I_0 R_{E2}$$
$$f_2 = V_T \ln \frac{I_{ref}}{I_0} + I_{ref} R_{E1}$$

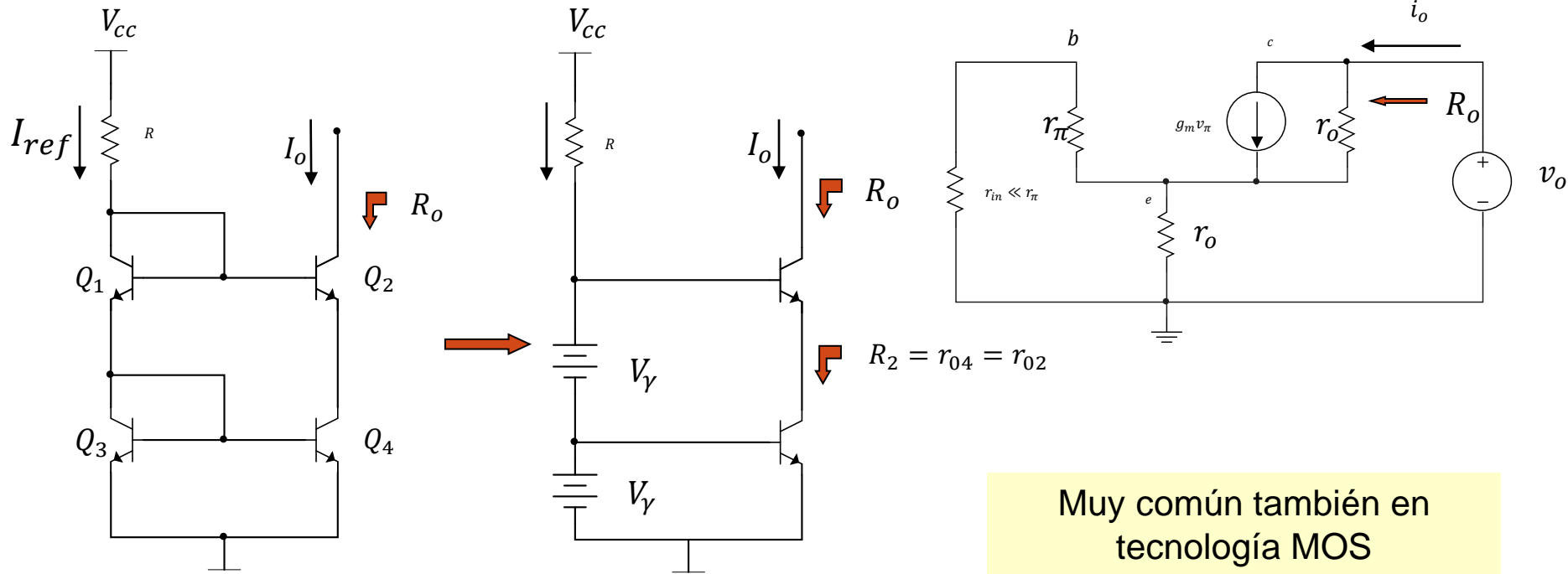


$$R_{E2} := 50, 100 \dots 200$$

y determinamos el punto de intersección

ESPEJO DE CORRIENTE CASCODE

para simplificar despreciamos las corrientes de base: $I_o \cong I_{ref} = \frac{V_{cc} - 2V_\gamma}{R}$



Muy común también en tecnología MOS

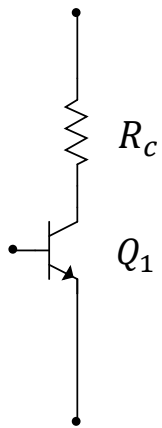
$$R_o \triangleq \frac{v_o}{i_o} = (1 + g_m r_o || r_\pi) r_o + r_o || r_\pi$$



$$R_o \cong \beta r_o$$

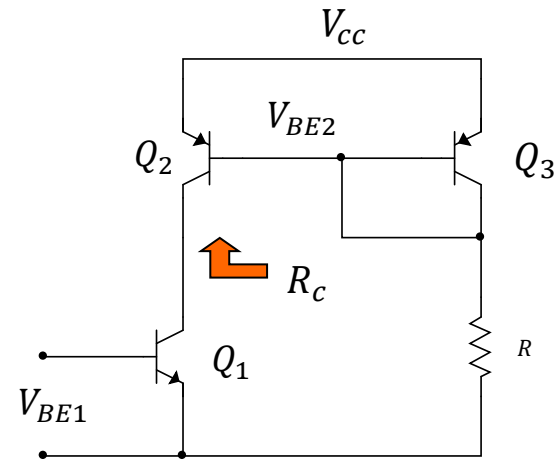
Muy alta impedancia de salida

CARGA ACTIVA



$$A_v = -g_m R_c$$

mayor ganancia



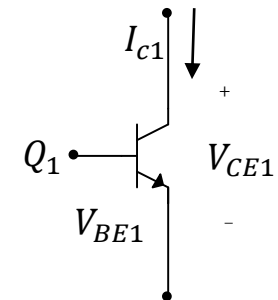
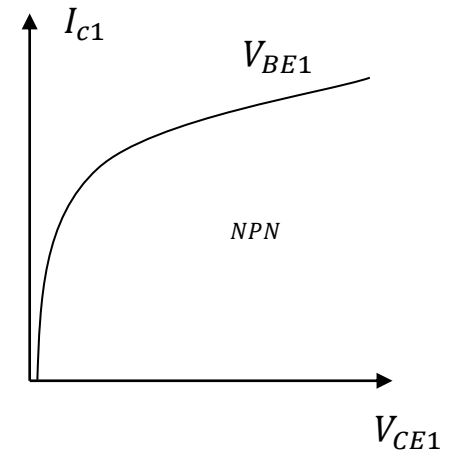
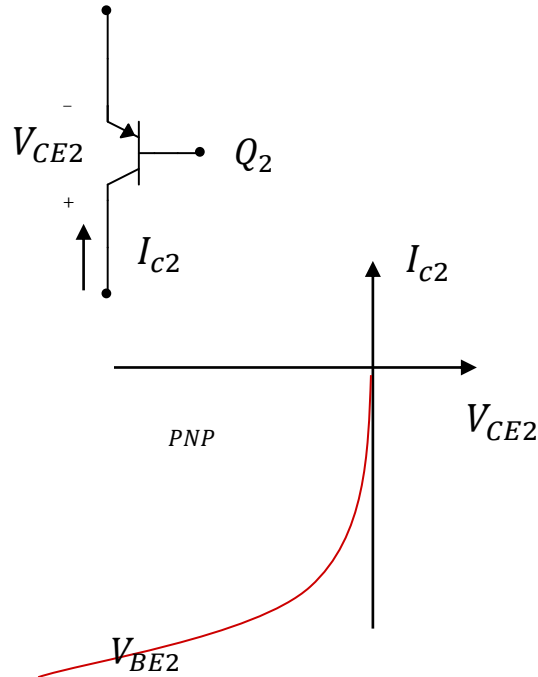
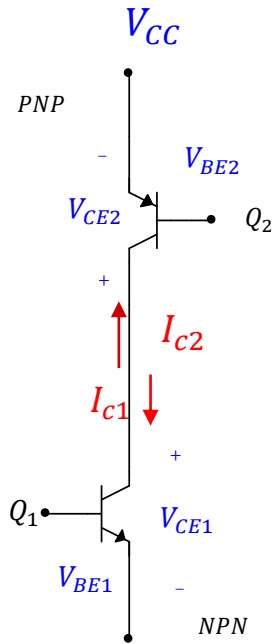
Con el fin de aumentar la ganancia de tensión del montaje en E.C.
necesitamos una R_c grande.

Para ello agregamos el espejo de corriente Q2-Q3.

La resistencia de salida de Q2 actúa como resistencia de carga de Q1

CARGA ACTIVA

convenciones de signo

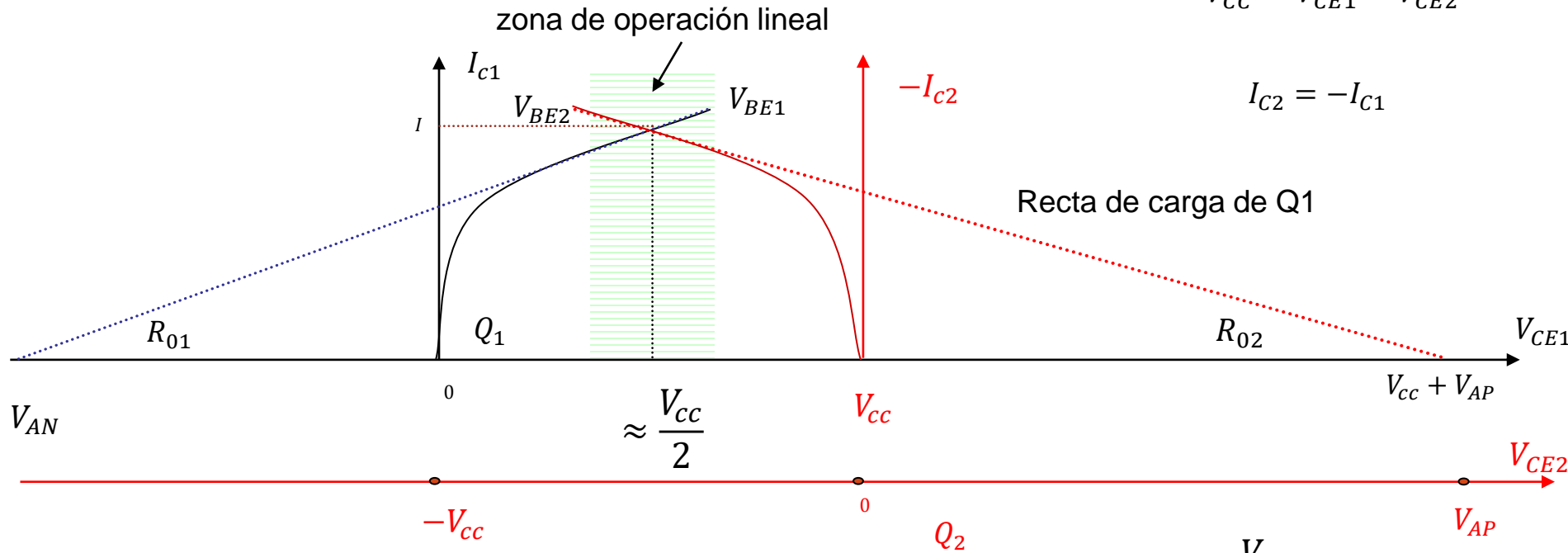


$$V_{CC} = V_{CE1} - V_{CE2}$$

$$I_{C2} = -I_{C1}$$

CARGA ACTIVA

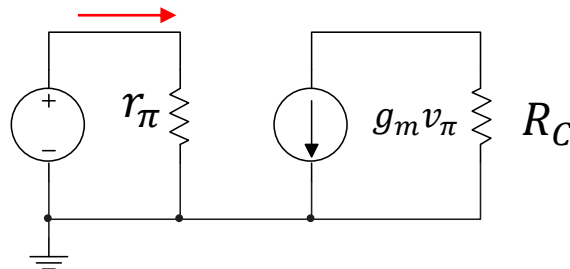
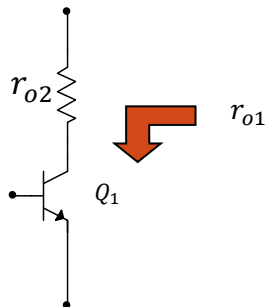
$$V_{CC} = V_{CE1} - V_{CE2}$$



$$r_{01} = \frac{V_{AN} + \frac{V_{CC}}{2}}{I} \cong \frac{V_{AN}}{I}$$

Resistencias de colector de Q1 y Q2
(Early)

$$r_{02} = \frac{V_{AP} + \frac{V_{CC}}{2}}{I} \cong \frac{V_{AP}}{I}$$



$$R_C = r_{o1} // r_{o2}$$

CARGA ACTIVA

La ganancia resulta, reemplazando:

$$r_{o1} \cong \frac{V_{AN}}{I}$$

Resistencias de colector de Q1 y Q2
(Early)

$$r_{o2} \cong \frac{V_{AP}}{I}$$

en :

$$A_v = -g_m R_C = -g_m \frac{r_{o1} r_{o2}}{r_{o1} + r_{o2}}$$

donde: $g_m = \frac{I}{V_T}$

$$A_v = -\frac{I}{V_T} \frac{V_{AN} V_{AP}}{I^2 \frac{(V_{AN} + V_{AP})}{I}} = -\frac{V_{AN} V_{AP}}{V_T \cdot (V_{AN} + V_{AP})} = -\frac{1}{\frac{V_T}{V_{AP}} + \frac{V_T}{V_{AN}}} = -\frac{1}{\frac{1}{\mu_1} + \frac{1}{\mu_2}}$$

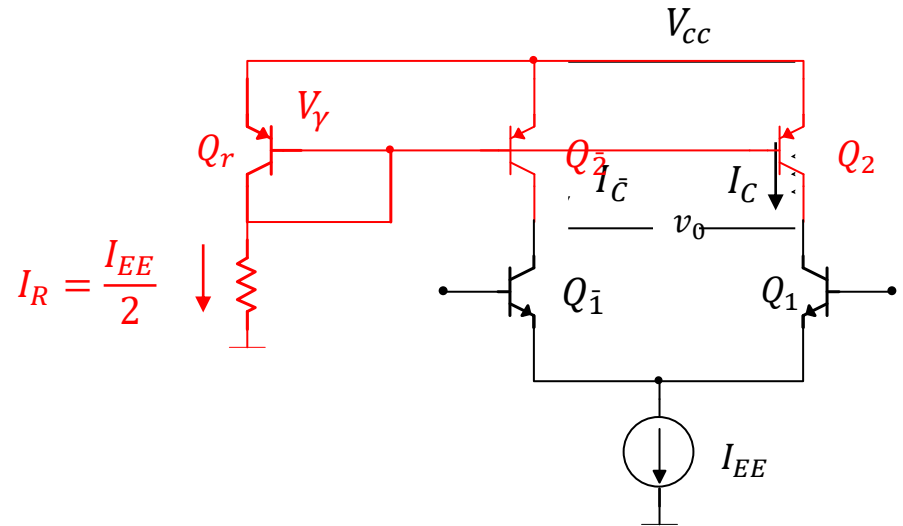
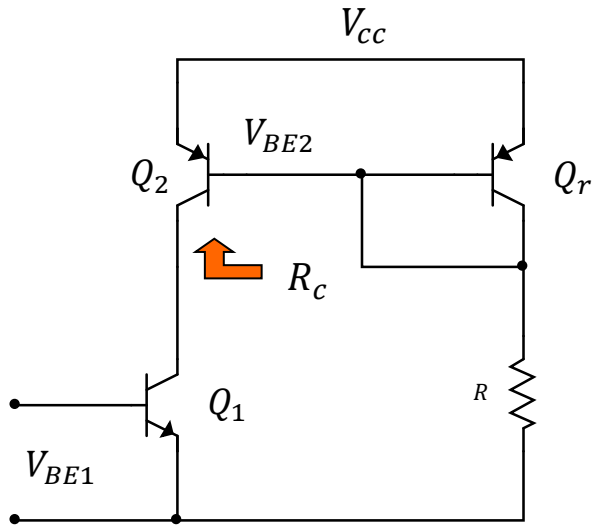
función de las tensiones
de Early y de la temp.

Ejemplo: $V_{AP} = 50V$

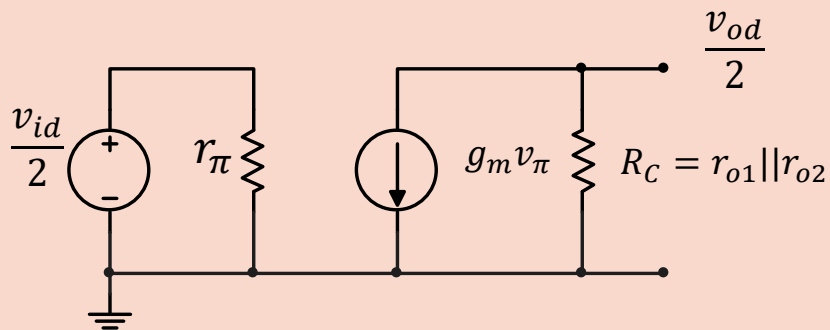
$$A_v = -1440$$

$$V_{AN} = 100V$$

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CON CARGA ACTIVA



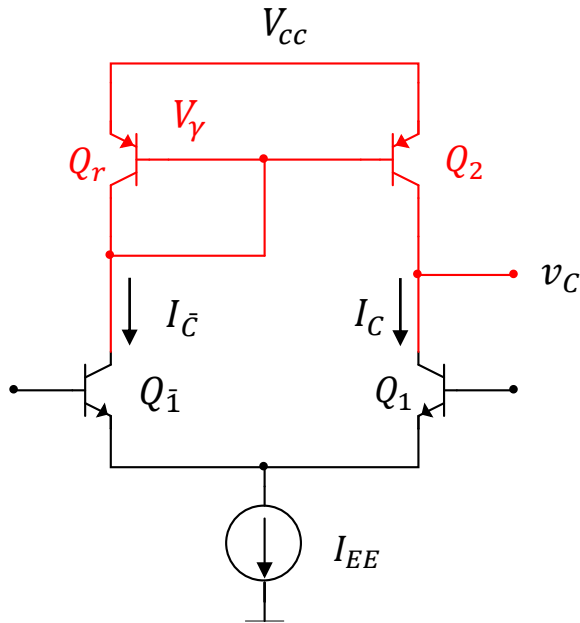
Semicircuito de MD



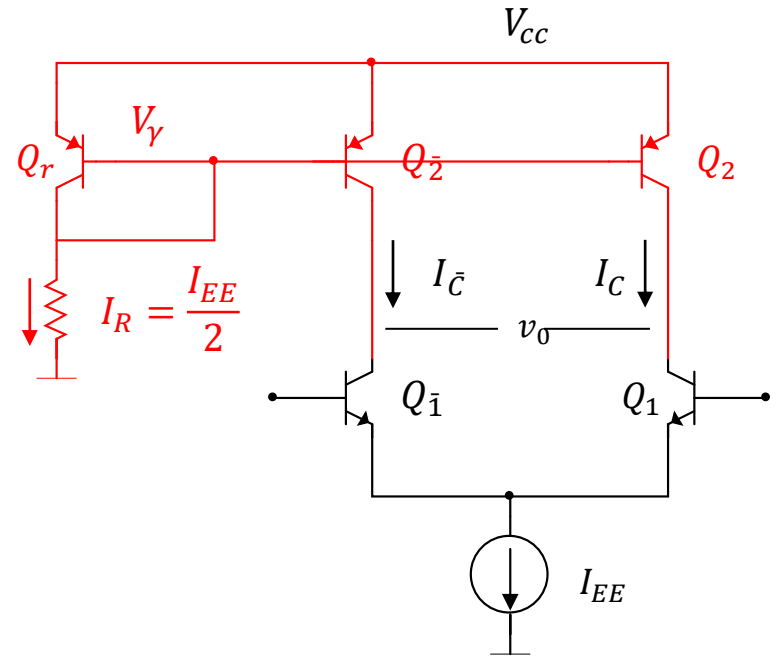
$$A_{dd} = -g_m R_C = -g_m \frac{r_{o1} r_{o2}}{r_{o1} + r_{o2}} = -\frac{1}{\frac{V_T}{V_{AP}} + \frac{V_T}{V_{AN}}}$$

Polarización (V_c) muy sensible a inconsistencias e/ I_{EE} e I_R

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CON CARGA ACTIVA



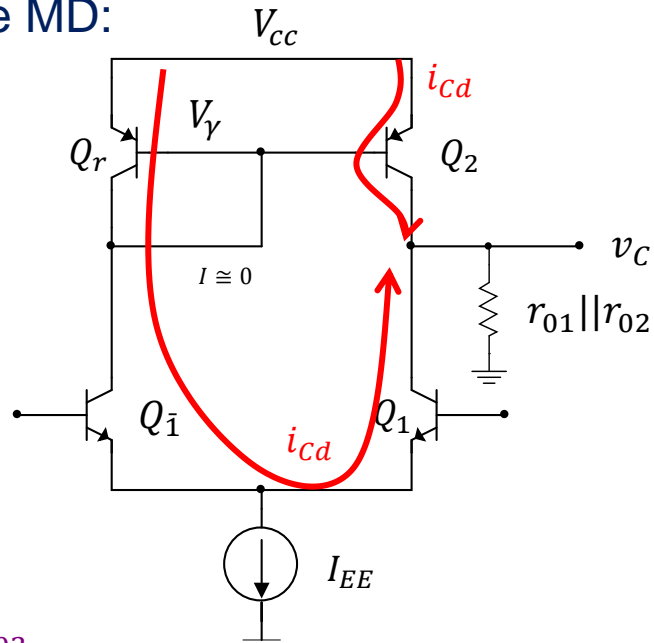
Circuito modificado. Ahora el espejo de corriente es gobernado x el generador I_{EE} .
El espejo copia la corriente de Q_r en Q_2
(difieren debido a r_{o2})



Polarización (V_C) muy sensible a
inconsistencias e/ I_{EE} e I_R

AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CON CARGA ACTIVA

Ganancia de MD:



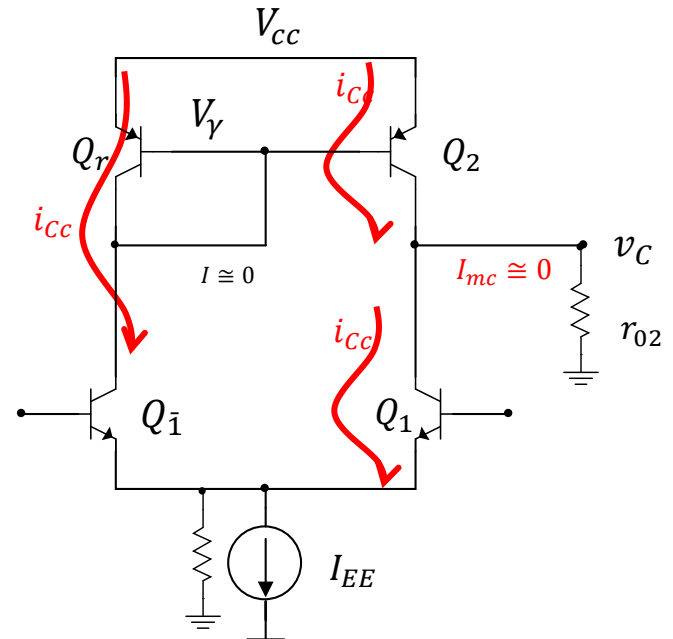
$$i_{cd} = g_m \cdot \frac{v_{id}}{2}$$

$$v_C = 2 \cdot i_{cd} \cdot r_{01} || r_{02}$$

$$A_d = \frac{v_C}{v_{id}} = g_m r_{01} || r_{02} = \frac{1}{\frac{V_T}{V_{AP}} + \frac{V_T}{V_{AN}}}$$

Ver que la carga activa es equivalente a estar tomando salida entre colectores, con resistencias de colector $r_{01} || r_{02}$

Ganancia de MC:



En MC, el espejo copia la corriente de colector de modo común, reduciendo significativamente la ganancia de modo común

Aplicaciones de los amplificadores diferenciales en microelectrónica

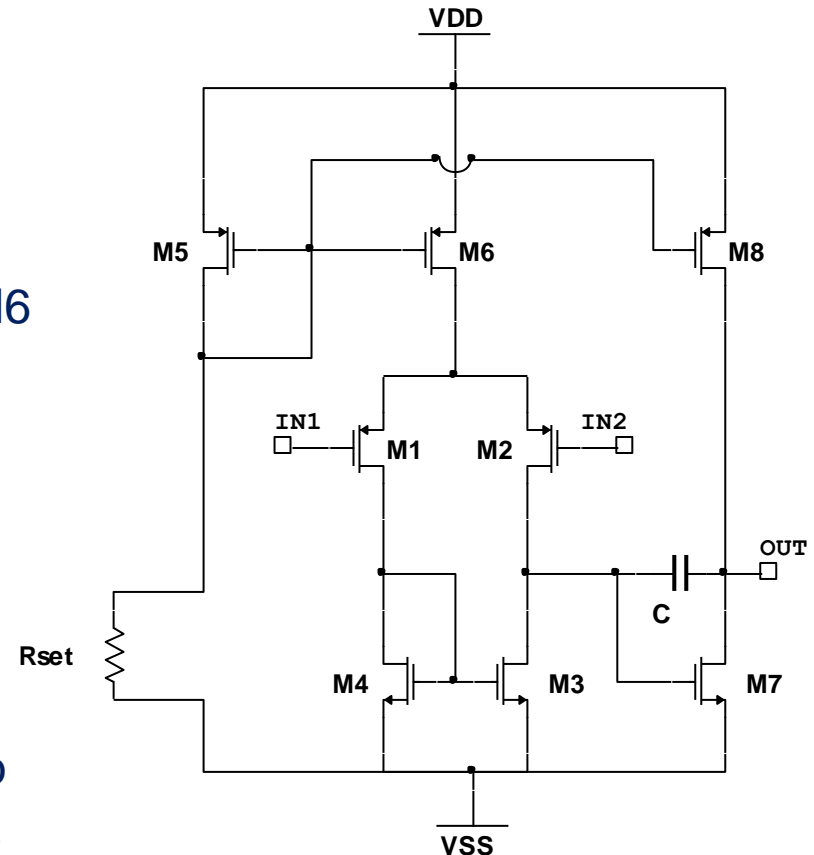
AMPLIFICADOR OPERACIONAL MC14573

M1-M2 es un amplificador diferencial MOS-P fuente común con carga activa M3-M4 en configuración espejo simple y polarización a través del espejo simple M5-M6 con corriente de referencia externa (Rset).

M7 es la etapa de ganancia en configuración fuente común con carga activa M5-M8 y compensación C

A.O. con alta impedancia de salida destinado a cargarse con otros circuitos CMOS (de alta impedancia de entrada)

Amplificador Operacional CMOS MC14573



AMPLIFICADOR OPERACIONAL MC14573

$$V_{tN} = -V_{tP} = 0.5V$$

$$V_{DD} = -V_{SS} = 5V$$

$$K_{sp} = 40 \mu A/V^2$$

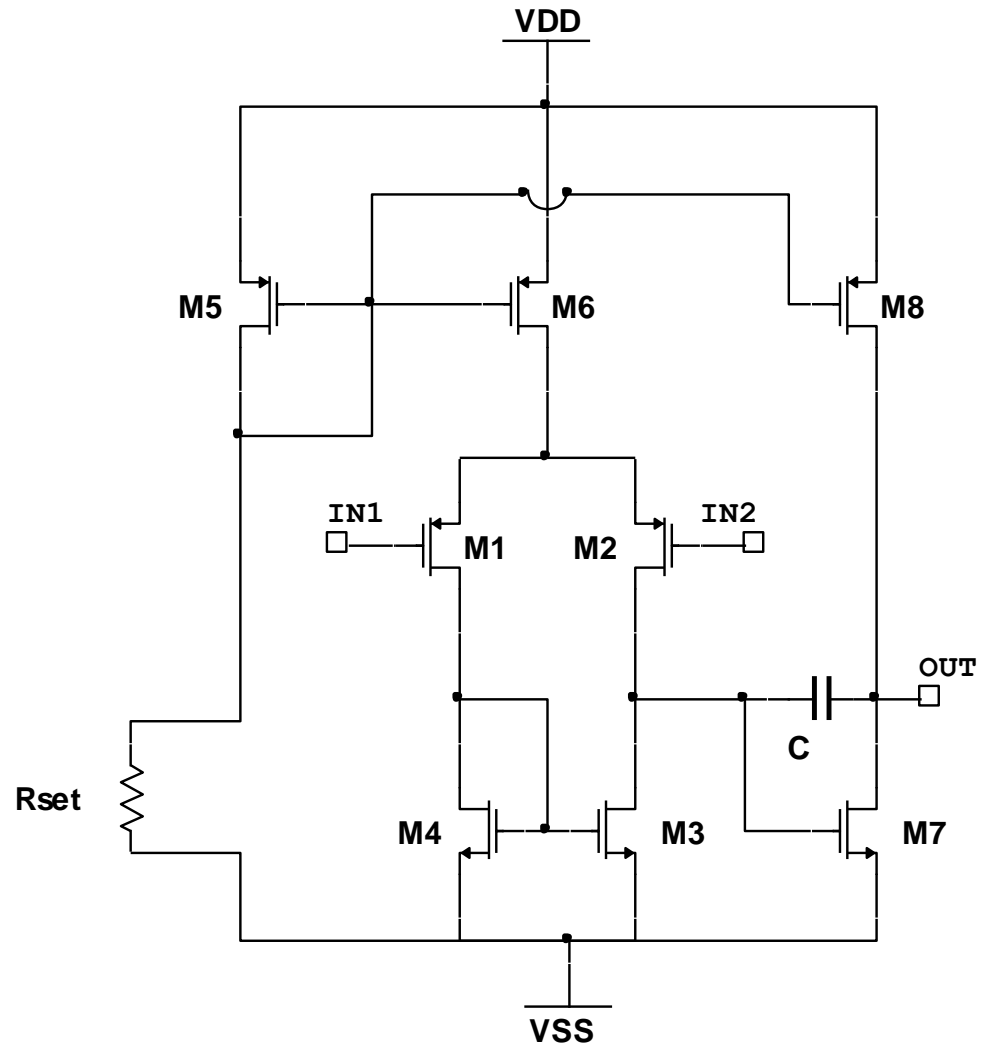
$$K_{sn} = 100 \mu A/V^2$$

$$W/L_{1,2,5,6,7,8} = 12.5$$

$$W/L_{3,4} = 6.25$$

$$R_{set} = 225k\Omega$$

$$V_{AN} = V_{AP} = 50V$$



AMPLIFICADOR OPERACIONAL MC14573

POLARIZACIÓN

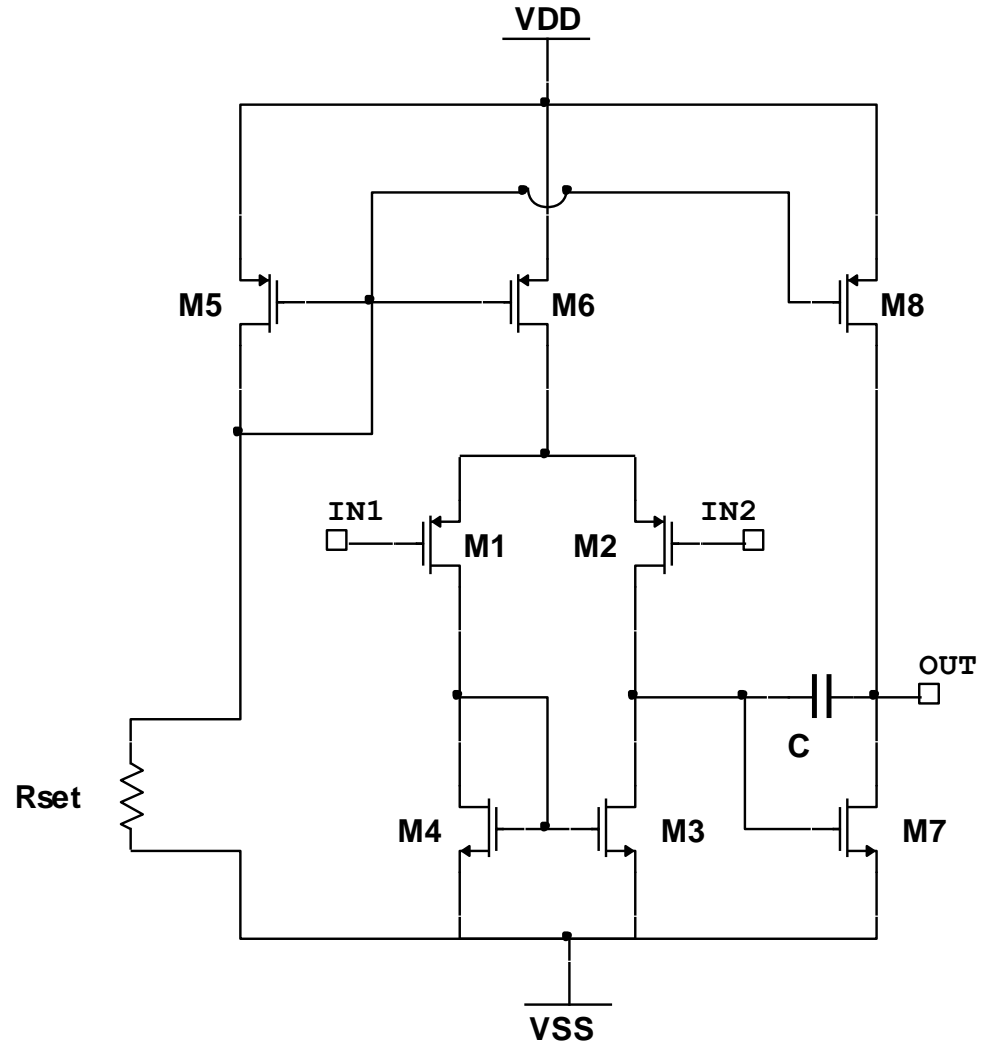
$$K_{P1,2,5,6,8} = \frac{1}{2} K_{sp} \frac{W}{L} = 0.25 \text{mA/V}^2$$

$$K_{N3,4} = \frac{1}{2} K_{sn} \frac{W}{L} = 0.3125 \text{mA/V}^2$$

$$K_{N7} = \frac{1}{2} K_{sn} \frac{W}{L} = 0.625 \text{mA/V}^2$$

$$I_{DN} = K_N (V_{GSN} - V_{tN})^2$$

$$-I_{DP} = K_P (V_{SGP} + V_{tP})^2$$



AMPLIFICADOR OPERACIONAL MC14573

Fuente de corriente

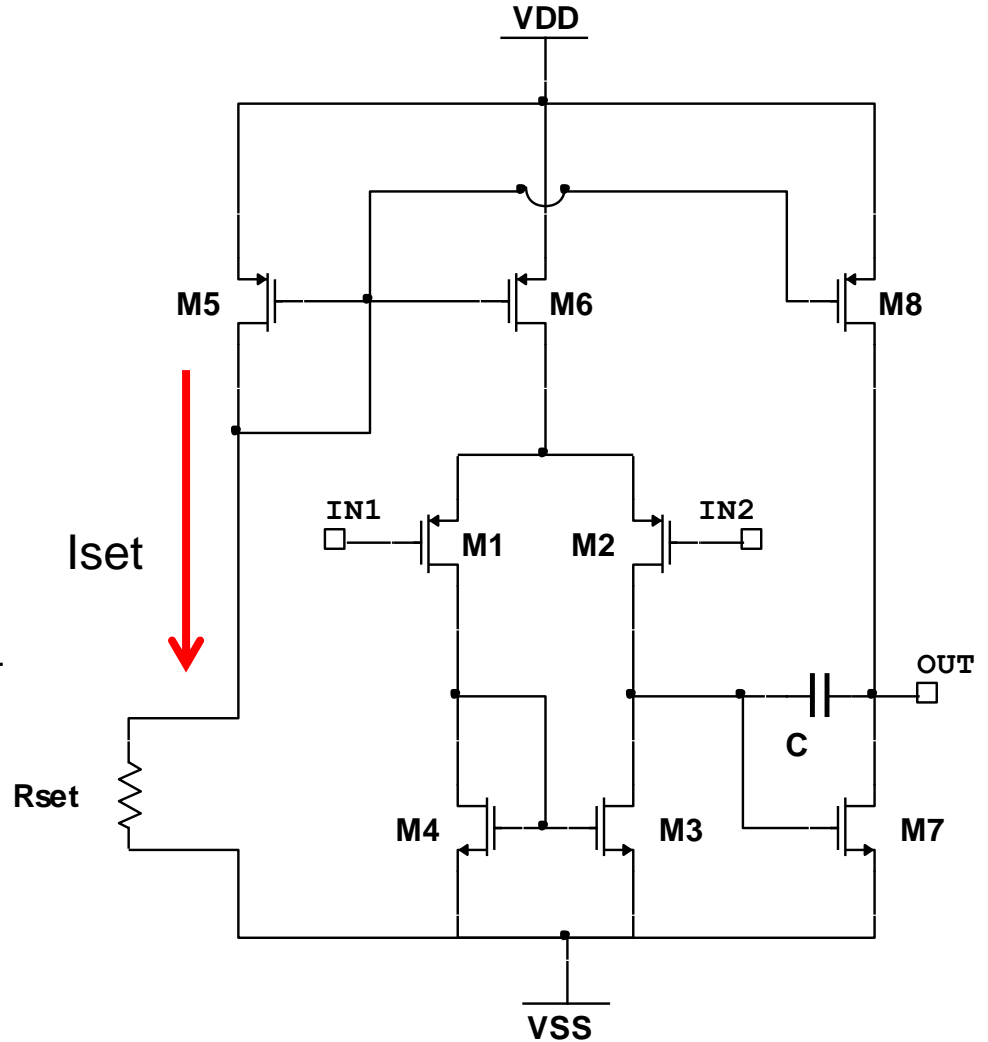
$$-I_{D5} = \frac{V_{DD} - V_{SS} - V_{SG5}}{R_{set}}$$

$$-I_{D5} = K_{P5}(V_{SG5} - |V_{tP}|)^2$$

$$0.25 \frac{mA}{V^2} (V_{SG5} - 0.5V)^2 = \frac{5V + 5V - V_{SG5}}{225k\Omega}$$

$$V_{SG5} = 0.9V$$

$$I_{set} = -I_{D5} = 40\mu A$$



AMPLIFICADOR OPERACIONAL MC14573

Espejo de corriente

$$I_{set} = 40\mu A$$

$$M_5 = M_6 = M_8$$

$$I_Q = I_{set}$$

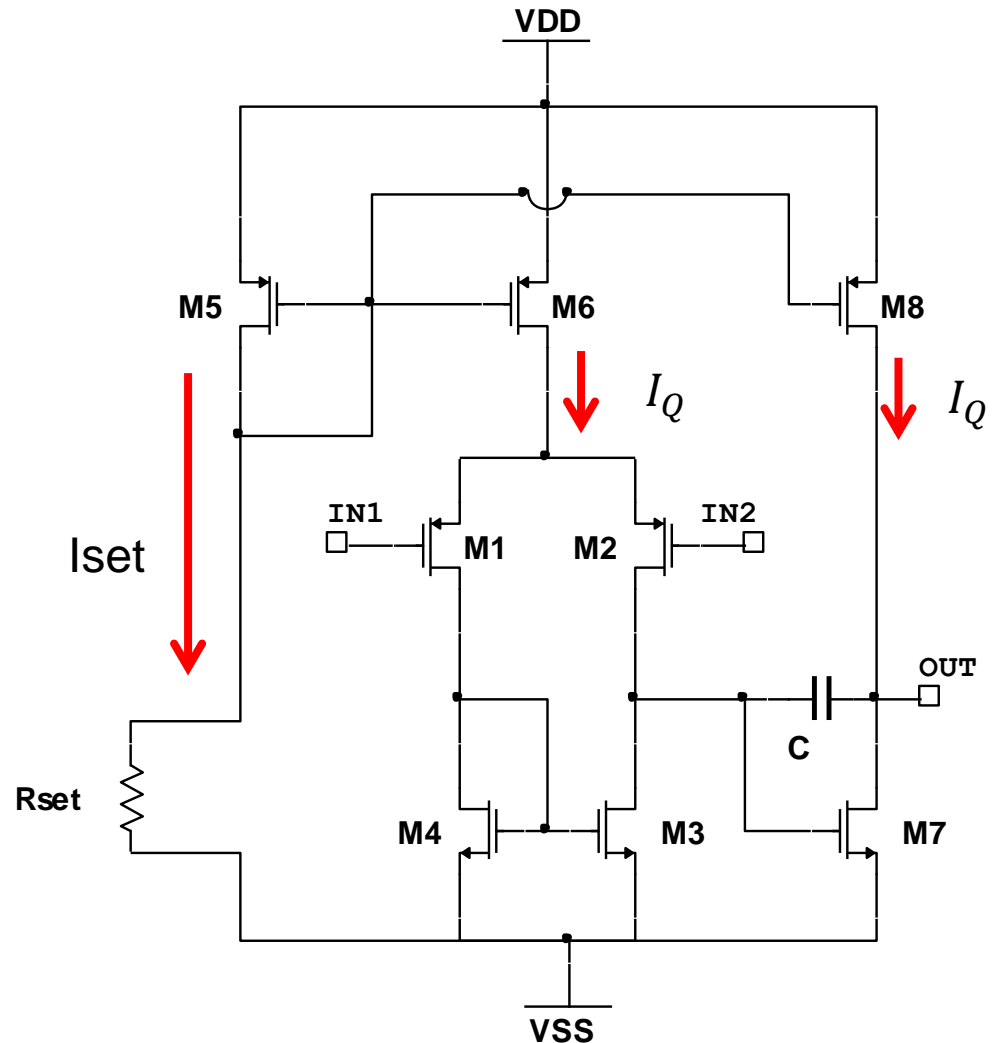
$$-I_{D5} = -I_{D6} = -I_{D8} = 40\mu A$$

Diferencial

$$-I_{D1} = -I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = \frac{I_Q}{2} = 20\mu A$$

Amplificador de salida

$$I_{D7} = I_Q = 40\mu A$$



AMPLIFICADOR OPERACIONAL MC14573

Voltajes de polarización (V_{GS})

$$-I_{DP} = K_P (V_{SGP} + V_{tP})^2$$

$$V_{SGP} = -V_{tP} + \sqrt{-I_{DP}/K_P}$$

$$V_{SG5,6,8} = 0.9V$$

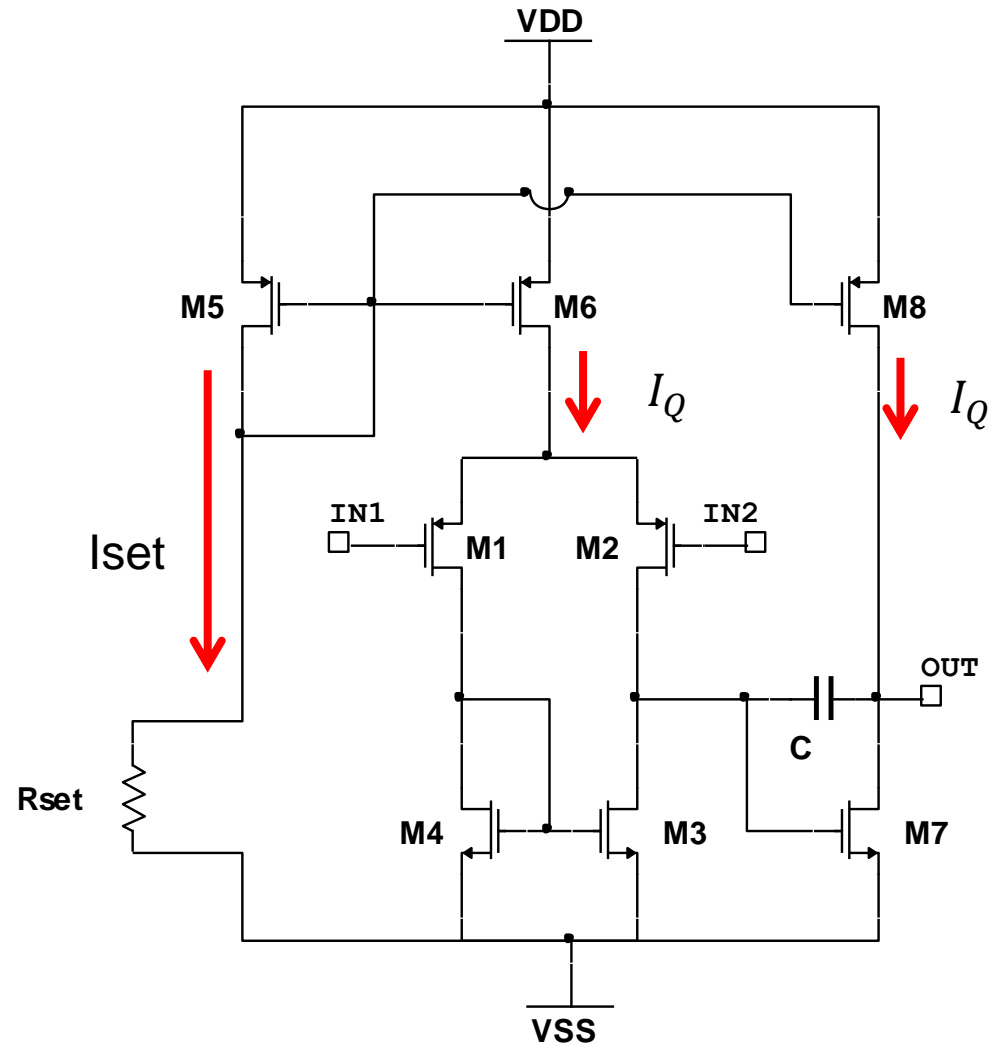
$$V_{SG1,2} = 0.78V$$

$$I_{DN} = K_N (V_{GSN} - V_{tN})^2$$

$$V_{GSN} = V_{tN} + \sqrt{I_{DN}/K_N}$$

$$V_{GS3,4} = 0.75V$$

$$V_{GS7} = 0.75V$$



AMPLIFICADOR OPERACIONAL MC14573

Voltajes de polarización (V_{DS})

$$V_{SD5} = V_{SG5} = 0.9V > V_{SG5} - |V_{tP}|$$

$$V_{SD6} = V_{DD} - V_{SG1,2} - V_{IN1,2} = 4.22V > V_{SG6} - |V_{tP}|$$

$$V_{DS4} = V_{GS4} = 0.75V > V_{GS4} - V_{tN}$$

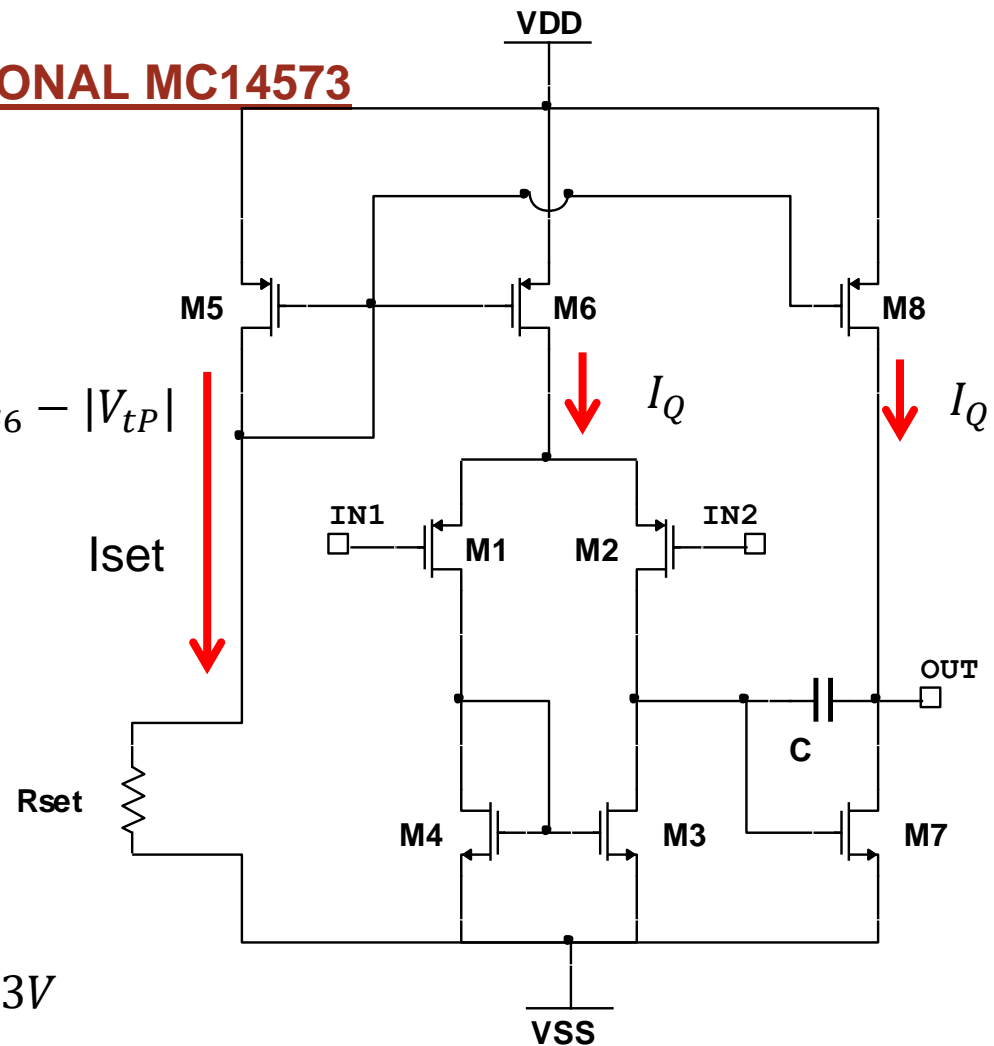
$$V_{DS3} = V_{GS7} = 0.75V > V_{GS3} - V_{tN}$$

Ver que M7 impone voltaje de AD,
diseño para que $V_{DS3} = V_{DS4}$

$$V_{SD1,2} = V_{DD} - V_{SS} - V_{SD6} - V_{DS3,4} = 5.03V$$

V_{SD8} , V_{DS7} y V_{out} no puedo calcularlas sin considerar pendiente en $I_D(V_{DS})$

Como sup. $V_{A7} = V_{A8}$ entonces $V_{SD8} = V_{DS7} = 5V$ y $V_{out} = 0V$



AMPLIFICADOR OPERACIONAL MC14573

GANANCIA DE TENSIÓN

$$g_m = 2\sqrt{K|I_D|} \quad r_o = \frac{V_A}{|I_D|}$$

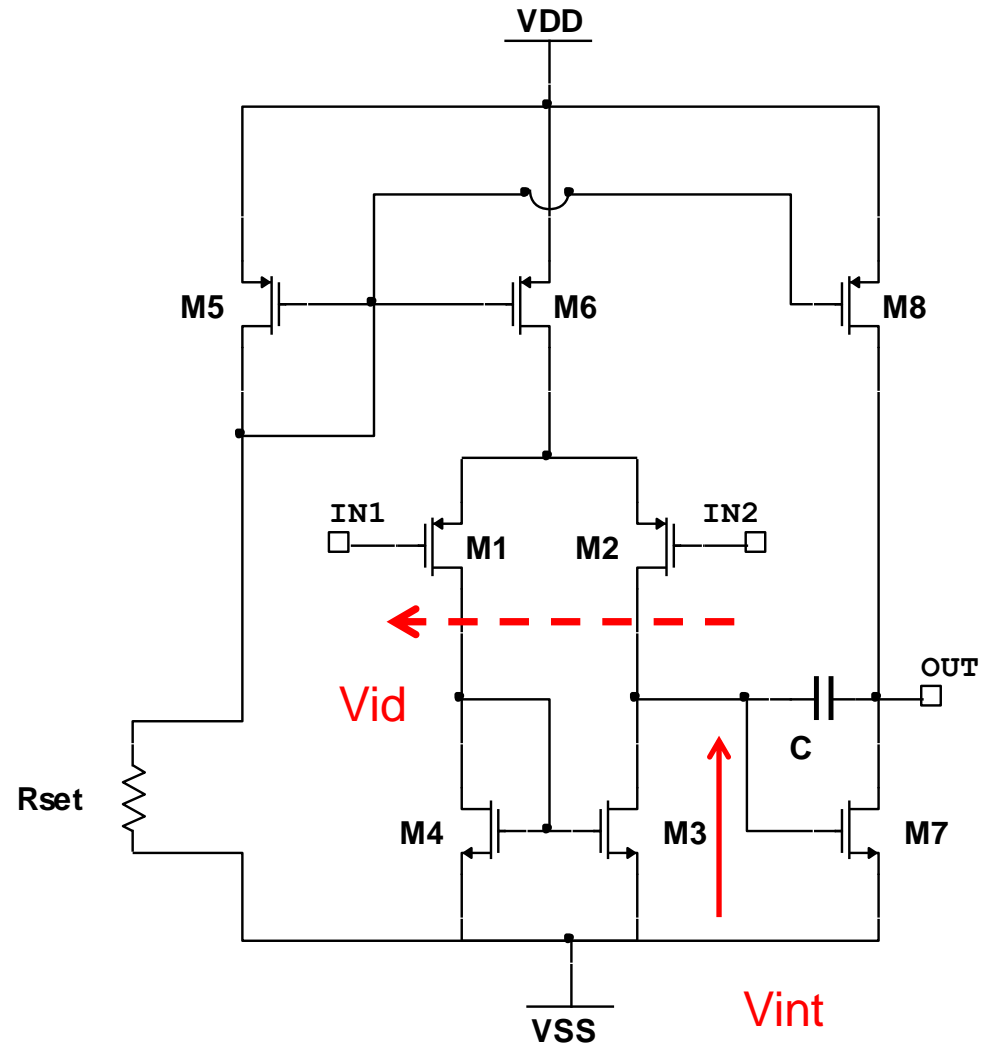
Ganancia del AD (Ad)

$$A_d = \frac{V_{INT}}{v_{id}} = g_{m1,2}(r_{o1,2} || r_{o3})$$

$$g_{m1,2} = 2\sqrt{K_{P1,2}I_Q/2} = .14\text{mA/V}$$

$$r_{o1,2,3} = \frac{2V_A}{I_Q} = 2.5\text{M}\Omega$$

$$A_d = 175$$



AMPLIFICADOR OPERACIONAL MC14573

GANANCIA DE TENSIÓN

$$g_m = 2\sqrt{K|I_D|} \quad r_o = \frac{V_A}{|I_D|}$$

Ganancia del salida (A_o)

$$A_o = -\frac{V_{out}}{V_{INT}} = g_{m7}(r_{o7}||r_{o8})$$

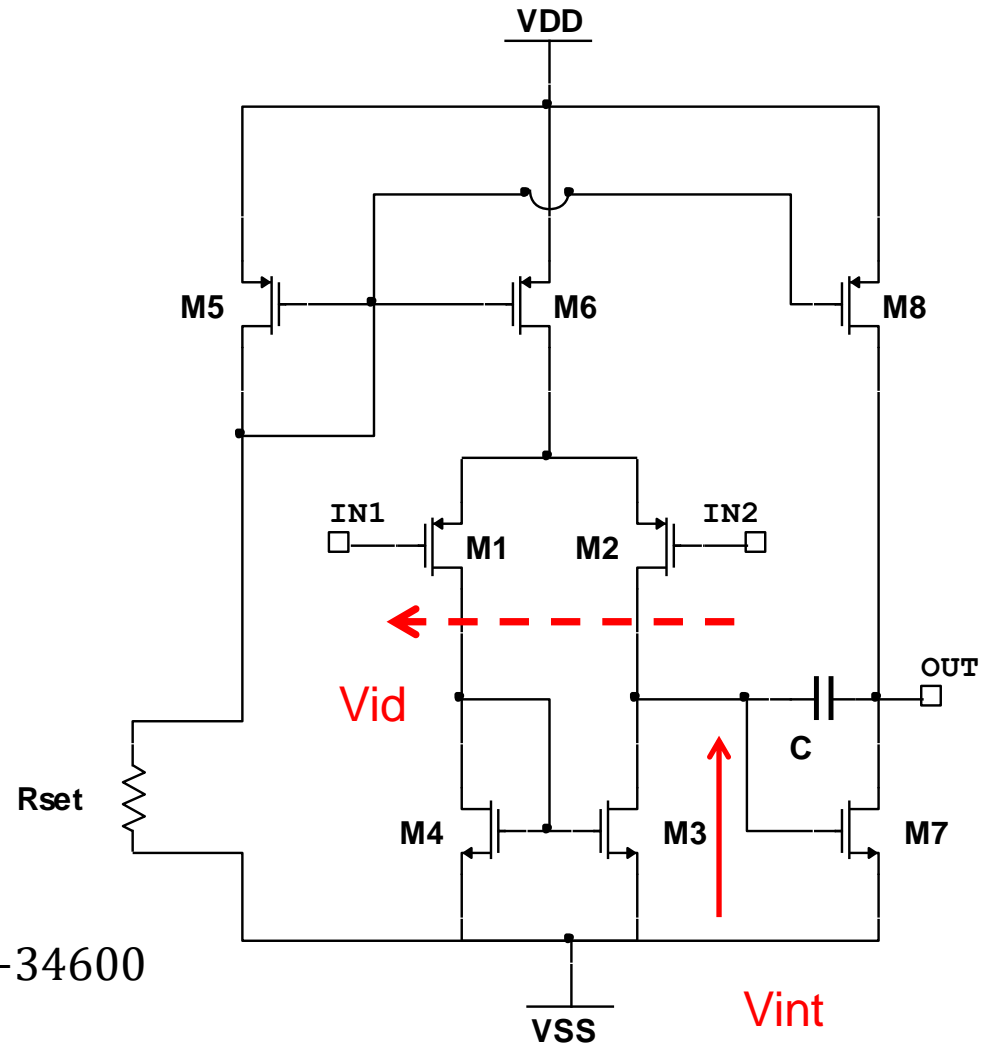
$$g_{m7} = 2\sqrt{K_N I_Q} = .32mA/V$$

$$r_{o7,8} = \frac{V_A}{I_Q} = 1.25M\Omega$$

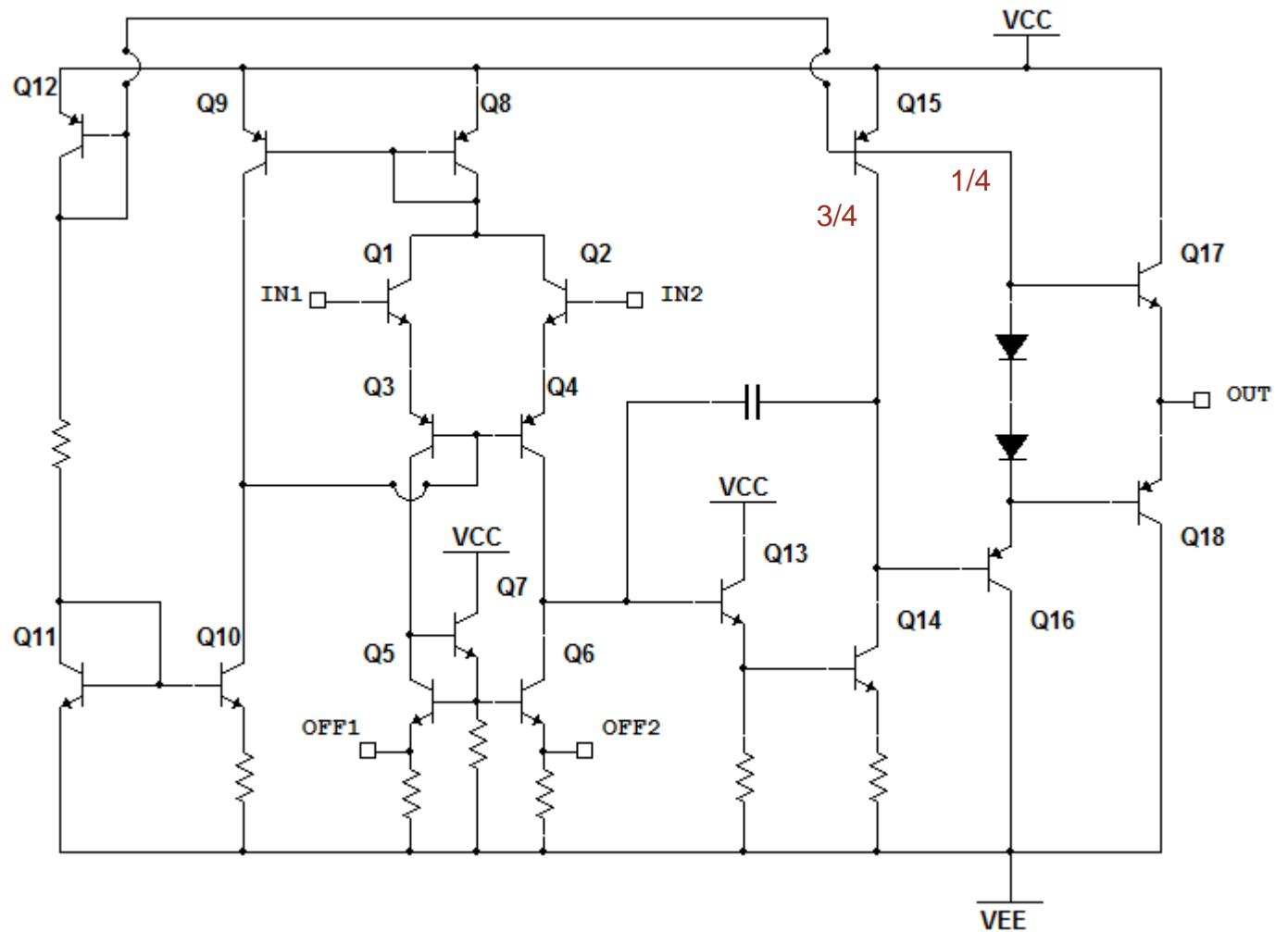
$$A_o = -198$$

$$\text{Ganancia de tensión } A_V = A_o A_d = -34600$$

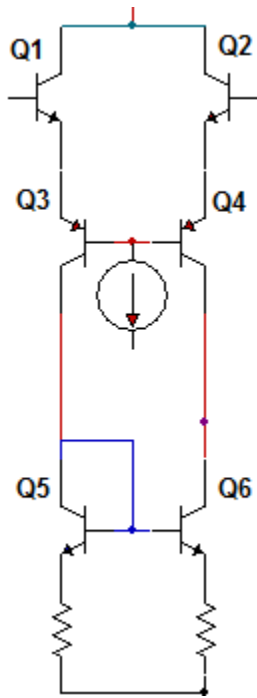
$$\text{Resistencia de salida } R_o = r_{o7}||r_{o8} = 625k\Omega$$



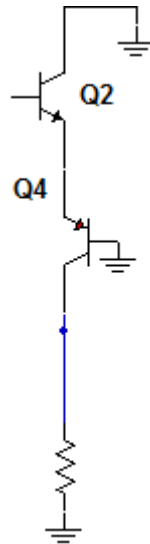
Amplificador operacional 741



Circuito simplificado de entrada: Amplificador diferencial CC-BC polarizado por bases con carga activa Widlar de dos resistencias.



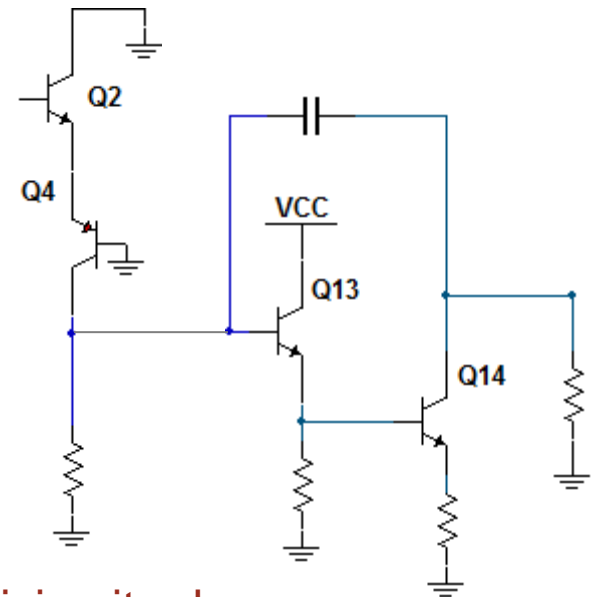
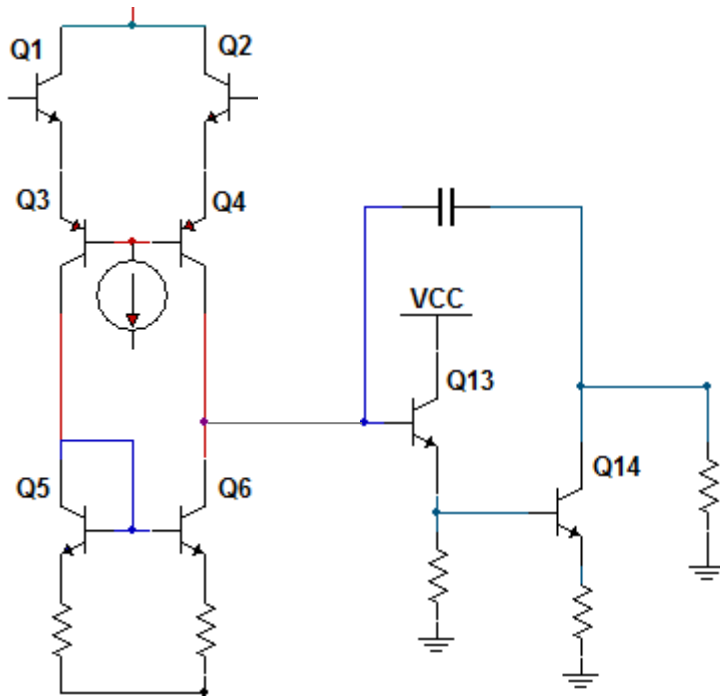
Semicircuito de modo diferencial



- El CC provee “alta” resistencia de entrada (ya veremos que no mucho más alta que un EC).
- El BC provee muy alta resistencia de salida y alta ganancia de corriente.
- La carga activa provee muy alta resistencia de carga

Circuito simplificado de ganancia: El amplificador de entrada ataca al amplificador CC-EC con resistencia de emisor estudiado en respuesta en frecuencia

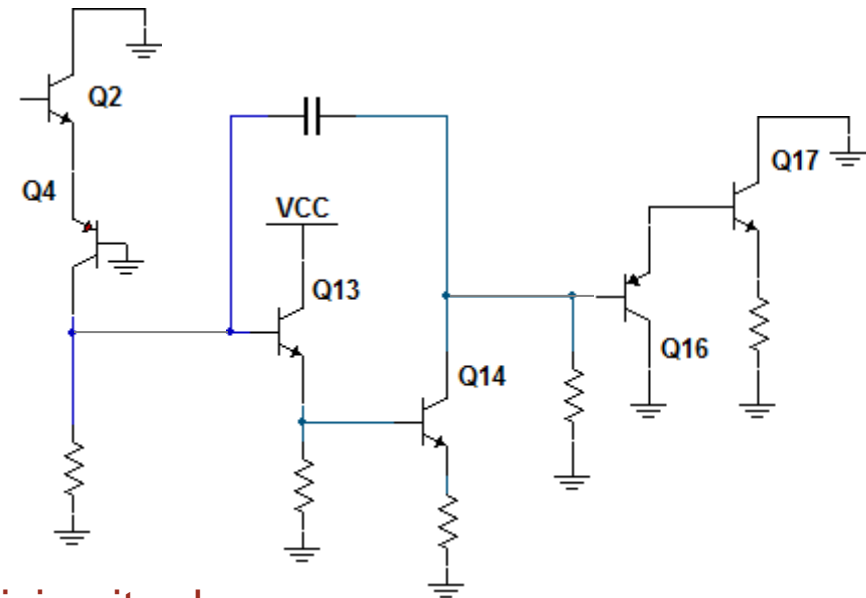
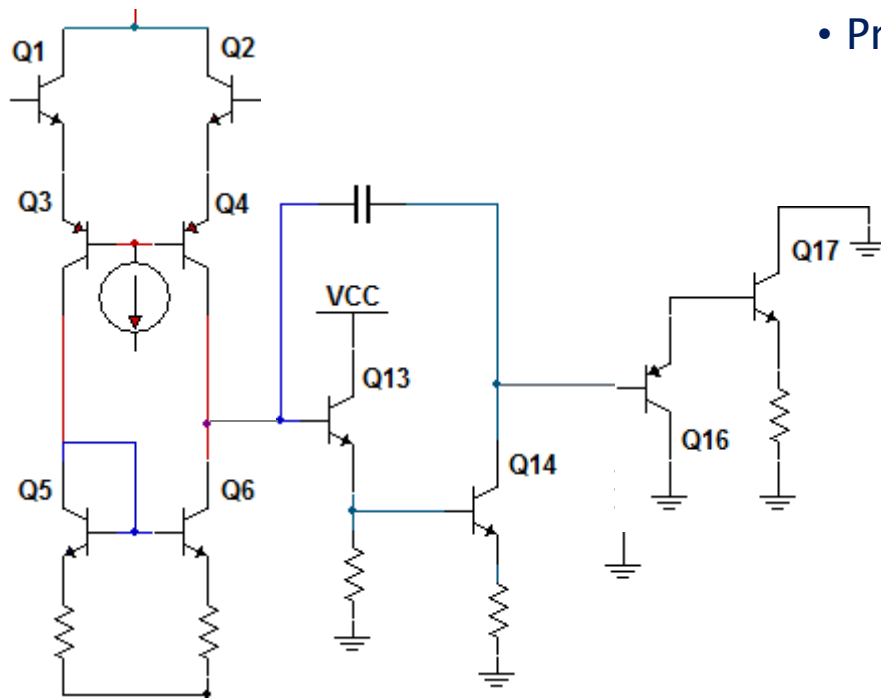
- Este amplificador de ganancia con carga activa ofrece además muy alta resistencia de entrada al amplificador diferencial



Semicircuito de modo diferencial

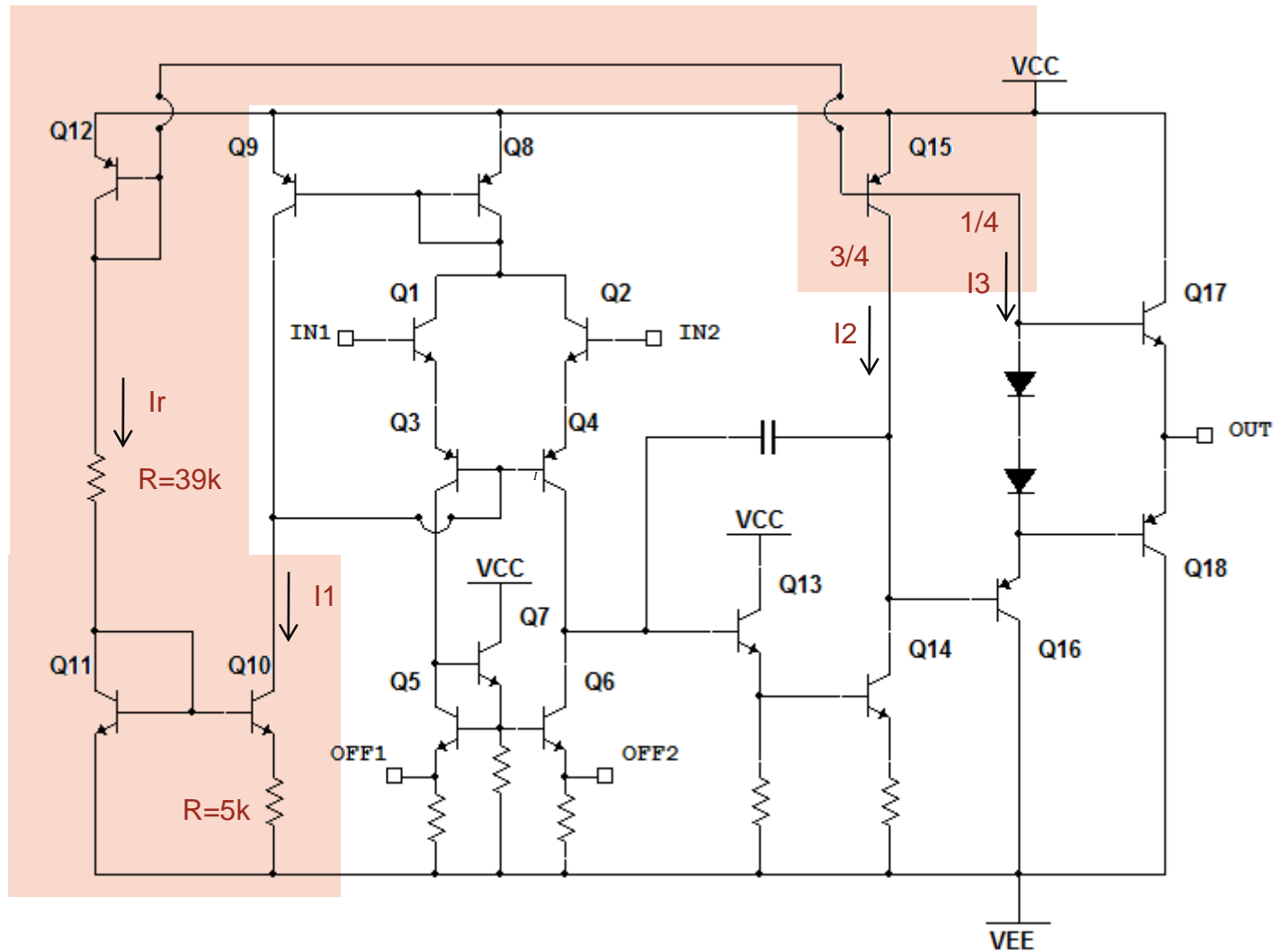
Circuito simplificado de salida: Las etapas de salida pueden interpretarse como etapas CC con ganancia de corriente, baja resistencia de salida y desplazamiento de nivel

- Esta última etapa tiene ganancia casi unitaria en tensión.
- Presenta muy baja resistencia de salida.

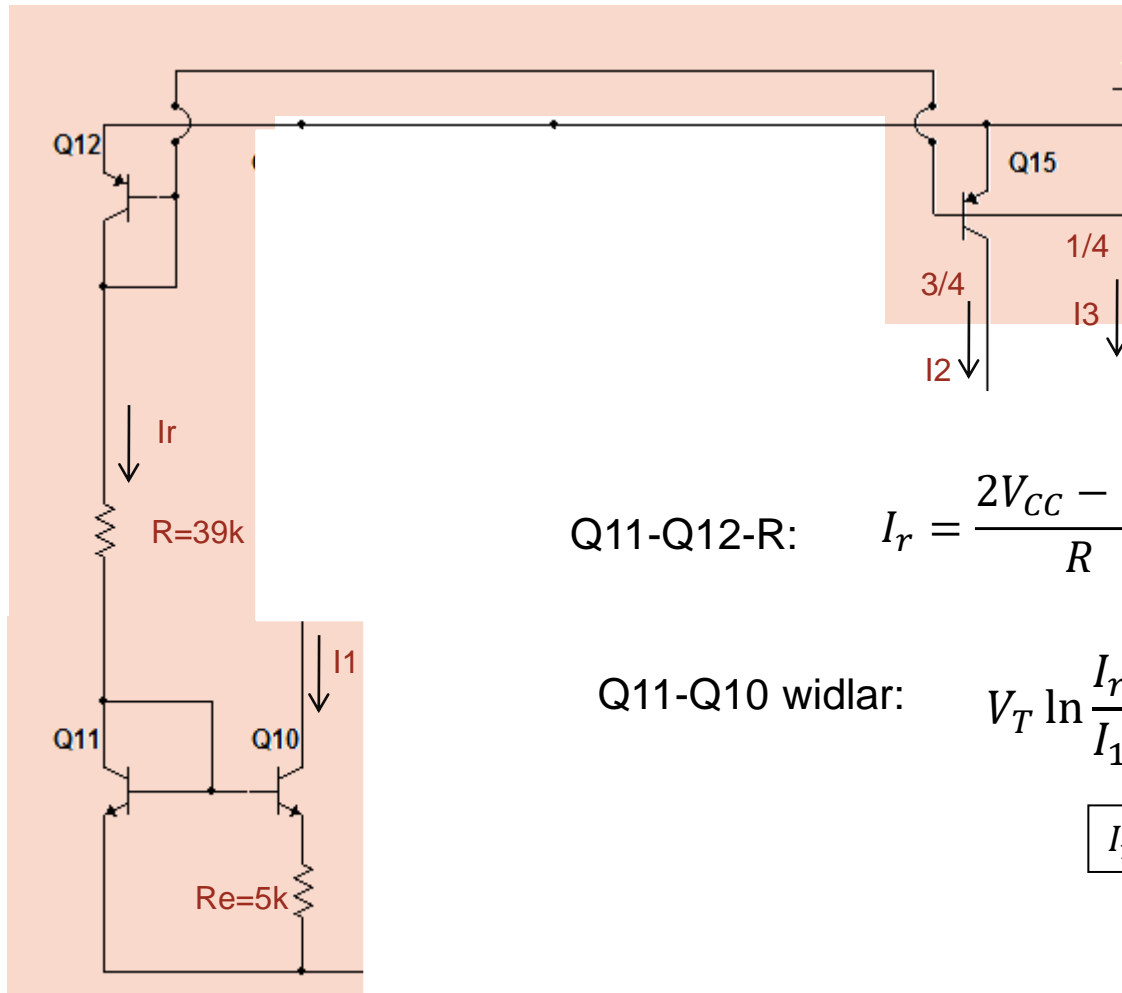


Semicircuito de
modo diferencial

Polarización del Amplificador Operacional 741



Polarización del Amplificador Operacional 741



Q11-Q12-R:
$$I_r = \frac{2V_{CC} - 2V_T}{R} = \frac{30 - 1,4}{39K} = 730\mu A$$

Q11-Q10 widlar:
$$V_T \ln \frac{I_r}{I_1} = R_e I_1$$

$$I_1 = 19\mu A$$

Q12-Q15:
$$I_2 = \frac{3}{4} I_r$$

$$I_2 = 550\mu A$$

